

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**Centro Tecnológico**

**Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial**

**Desenvolvimento de padrões de verificação para medições de tensão e corrente aplicadas ao controle da operação de sistemas de transmissão de energia elétrica**

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do Grau de Mestre em Metrologia

**Autor: Fernando Luiz Boveroli Machado**

**Orientador: Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng.**

Florianópolis, março de 2009

**Desenvolvimento de padrões de verificação para medições de tensão e corrente aplicadas ao controle da operação de sistemas de transmissão de energia elétrica**

**Fernando Luiz Bovaroli Machado**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de  
**Mestre em Metrologia**  
e aprovada na sua forma final pelo  
Programa de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial.



Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng.

Orientador



Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr. Eng.

Coordenador do Programa de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial

**Banca Examinadora:**



Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr. Eng.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr. Eng.



Prof. Saulo Güths, Dr. Eng.

Aos meus pais,  
Celestino Machado  
Vilma Boveroli Machado

## **AGRADECIMENTOS**

À Deus, por ter-me dado forças para enfrentar as dificuldades inerentes à realização de um curso de mestrado em engenharia.

Aos meus pais, Vilma Bovaroli Machado e Celestino Machado e à minha irmã Fernanda Bovaroli Machado, pelo incentivo dado à minha carreira, pela ajuda nos momentos de desânimo e, principalmente, pela compreensão nos momentos de ausência, nos quais tive que dedicar-me aos estudos.

À Universidade Federal de Santa Catarina, por me propiciar uma formação técnica e humana de qualidade.

Ao programa de pós-graduação, pela aceitação e confiança; aos quais espero ter retribuído à altura.

À Eletrosul Centrais Elétricas S.A., em especial a Jorge Luis Alves, Sandro dos Santos Pereira e Marcos Antônio Joaquim de Oliveira, por concederem-me a oportunidade de realizar e concluir com êxito este mestrado.

Ao professor Carlos Alberto Flesch, pela confiança em me dedicar o tema e pela orientação sempre atenciosa e paciente.

Aos colegas da Eletrosul, especialmente a Dalvir Maguerroski, pela grande amizade formada durante esse período, pelo companheirismo nos momentos de dificuldade e ajuda na realização dos ensaios.

Aos colegas de projeto Xavier, César, Clóvis e Maria Bernadete, pela competência, amizade e incentivo dispensados.

À Rosana, por sua competência, amizade e dedicação ao trabalho.

E a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para o sucesso deste trabalho.

## RESUMO

Os sistemas elétricos de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica crescem continuamente, em porte e em complexidade. Em função disso, crescem também as exigências com relação à supervisão e ao controle das grandezas envolvidas. Esse papel é desempenhado pelos denominados sistemas de medição operacional.

Apesar da importância desses sistemas, verifica-se que há dentro do setor elétrico uma grande diferença de rigorismo no tratamento metrológico quando comparado ao dispensado aos sistemas destinados à medição de faturamento. Enquanto para a medição operacional pouca atenção é dada aos aspectos metrológicos, a medição de faturamento é revestida de rigoroso formalismo, através de freqüentes processos de calibração e sucessivas auditorias de agentes externos.

Verificações periódicas são procedimentos corriqueiros nos processos de garantia da confiabilidade metrológica em praticamente todas as áreas do conhecimento. Dificuldades operacionais e falta de normatização específica fazem com que tal não seja usual na medição operacional.

Visando contribuir para aumentar a confiabilidade nas medições operacionais este trabalho estabelece requisitos, analisa alternativas e descreve o desenvolvimento e a avaliação experimental de padrões de verificação de tensão e de corrente.

Os sistemas de medição desenvolvidos foram testados em campo e em laboratório de metrologia rastreado a padrões internacionais. Os resultados mostram grande potencial para aplicação como padrões de referência em verificações, nas medições operacionais. Conseguiu-se implementar instrumentos não invasivos, operacionalmente seguros, de custo relativamente baixo e de exatidão adequada.

## ABSTRACT

The electrical systems for generation, transmission and distribution of electric energy continuously grow in size and complexity. As a result, the requirements also grow regarding the supervision and control of the magnitudes involved. This role is played by the so called measurement operational systems.

Despite the importance of these systems, inside the electric field there is a big difference of rigorism on the metrological treatment when compared to the one dispensed to systems destined to invoice measurement. While for operational measuring little attention is given to metrology, the invoicing measurement is coated with strict formalism, through frequent calibration procedures and successive audits by external agents.

Periodic verifications are normal procedures occurring in the process of assurance of metrological reliability in virtually all areas of knowledge. Operational difficulties and lack of specific regulations make it unusual in operational measurement.

Aiming to contribute to increase reliability on the operational measurements, this work establishes requirements, analyzes alternatives and describes the development and experimental evaluation of verification standards for voltage and current.

The measurement systems developed were tested in field and in a metrology laboratory traced according to international standards. The results show great potential for application as reference standards in verifications, on operational measurements. We were able to implement non-invasive instruments, operationally safe, of relatively low cost and adequate precision.

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	16
1.1	Contextualização.....	16
1.2	Objetivo do trabalho.....	19
1.3	Estrutura da dissertação.....	20
2	SISTEMA DE MEDIÇÃO DE SUPERVISÃO E CONTROLE.....	21
2.1	Visão geral.....	21
2.2	Processo.....	23
2.2.1.	Transformadores de corrente.....	25
2.2.2.	Transformadores de potencial.....	27
2.3	Caracterização dos mensurandos.....	28
2.3.1.	Tensão.....	28
2.3.2.	Corrente.....	30
2.4	Requisitos do sistema a ser desenvolvido.....	30
3	TRANSDUTORES DE TENSÃO E CORRENTE.....	32
3.1	Comparação de métodos de medição de corrente.....	32
3.1.1.	<i>Shunt</i> .....	32
3.1.2.	Transformador de corrente.....	33
3.1.3.	Bobina de Rogowski.....	36
3.1.3.1	Caracterização.....	36
3.1.3.2	Características do sinal de saída da bobina de Rogowski.....	41
3.1.3.3	Aplicações da bobina de Rogowski.....	51
3.1.4.	Escolha do transdutor de corrente a ser utilizado no projeto.....	53
3.2	Comparação de métodos de medição de tensão.....	54
3.2.1.	Divisores resistivos.....	54

3.2.2.	Transdutor óptico de tensão.....	56
3.2.3.	Transformador de potencial.....	57
3.2.4.	Escolha do transdutor de tensão a ser utilizado no projeto.....	58
4	SISTEMAS DE MEDIÇÃO PROPOSTOS.....	60
4.1	Sistema de medição de tensão.....	60
4.2	Sistema de medição de corrente.....	64
4.3	Principais fontes de incerteza dos sistemas de medição.....	69
4.3.1.	Fontes de incerteza associadas aos resistores.....	69
4.3.2.	Incerteza devido à tensão termelétrica das conexões.....	71
4.3.3.	Fontes de incerteza dos amplificadores operacionais.....	71
4.3.4.	Fontes de incerteza da placa de aquisição de sinais.....	74
4.4	Balanço de incertezas dos sistemas de medição desenvolvidos.....	76
4.4.1.	Incerteza de medição do sistema de medição de tensão.....	76
4.4.2.	Incerteza de medição do sistema de medição de corrente.....	84
5	AVALIAÇÃO DOS SISTEMAS DE MEDIÇÃO PROPOSTOS.....	86
5.1	Ensaio realizados.....	86
5.2	Estrutura do experimento.....	86
5.3	Calibração dos sistemas de medição desenvolvidos.....	87
5.3.1.	Padrão dos sinais de tensão e de corrente utilizados.....	87
5.3.2.	Procedimento de calibração dos sistemas de medição.....	88
5.3.3.	Calibração e avaliação do desempenho dos sistemas de medição.....	92
5.4	Avaliação do sinal de medição da bobina de Rogowski em função da posição do condutor dentro de sua "janela".....	94
5.5	Avaliação da influência de correntes externas à bobina de Rogowski sobre seu sinal de medição.....	95
5.6	Avaliação da influência da temperatura da bobina de Rogowski sobre o seu sinal de medição.....	97



6	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	100
6.1	CONCLUSÕES.....	100
6.1.1.	Quanto aos sistemas de medição desenvolvidos.....	100
6.1.2.	Quanto à utilização da bobina de Rogowski no sistema de medição de corrente.....	101
6.1.3.	Quanto à utilização do divisor resistivo no sistema de medição de tensão.....	102
6.2	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....	103
	REFERÊNCIAS.....	104
	ANEXO I – Certificado de Calibração INMETRO nº. DIMCI 1253/2008.....	109
	ANEXO II – Certificado de Calibração INMETRO nº. DIMCI 1276/2008.....	111
	APÊNDICE I – Planilha do LAMEE utilizada no procedimento de calibração dos sistemas de medição desenvolvidos.....	113
	APÊNDICE II – Avaliação teórica da incerteza de medição do sistema de medição de tensão.....	115
	APÊNDICE III – Diagrama de Pareto das fontes de incerteza do SMV.....	116
	APÊNDICE IV – Monitoramento da temperatura no interior da sala de controle da subestação.....	117

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação do Sistema Interligado Nacional (SIN) [1].....	16
Figura 2 – Etapas de um sistema de medição de supervisão e controle.....	21
Figura 3 – Interface homem – máquina disponibilizada pelo SAGE [57].....	22
Figura 4 – Representação da cadeia de medição do PROCESSO.....	23
Figura 5 – Conexão dos transformadores de instrumentos ao sistema elétrico de alta tensão [58].....	24
Figura 6 – Transformadores de corrente instalados em subestação.....	26
Figura 7 – Transformadores de potencial instalados em subestação.....	28
Figura 8 – Faixa de tensão obtida nos enrolamentos primário e secundário de um TP.....	30
Figura 9 – Princípio de funcionamento do <i>shunt</i> .....	32
Figura 10 – Modelagem do transformador de corrente [9].....	34
Figura 11 – Triângulo de correntes para um transformador de corrente (TC).....	34
Figura 12 – Curva típica de um transformador de corrente (TC) [59].....	36
Figura 13 – Aplicação da lei de Ampère na bobina de Rogowski [21].....	37
Figura 14 – Bobina de Rogowski de seção circular [22].....	38
Figura 15 – Representação de uma bobina de Rogowski de seção retangular [11].	39
Figura 16 – Circuito equivalente da bobina de Rogowski [22].....	40
Figura 17 – Resposta em frequência da bobina vs. capacitância [23].....	42
Figura 18 – Resposta em frequência da bobina vs. indutância [23].....	42
Figura 19 – Resposta em frequência da bobina vs. resistência [23].....	43
Figura 20 – Curvas características de tensão-corrente para transformadores de corrente, acoplamentos lineares e bobinas de Rogowski [20].....	45
Figura 21 – Sinal de corrente pulsante medido através de resistores <i>shunt</i> e TC convencionais [28].....	46

Figura 22 – Sinal de corrente pulsante medido através de resistores <i>shunt</i> e bobinas de Rogowski [28].....	46
Figura 23 – Comparativo de desempenho da bobina de Rogowski em relação aos TC convencionais [28].....	47
Figura 24 – Bobinas de Rogowski rígida e flexível.....	48
Figura 25 – Erro de medição da bobina de Rogowski flexível em função da posição angular do condutor em relação ao ponto de junção da bobina [48]..	49
Figura 26 – Divisor resistivo Caddock.....	54
Figura 27 – Configuração interna de um divisor resistivo Caddock.....	55
Figura 28 – Princípio de funcionamento do transdutor óptico de tensão [60].....	56
Figura 29 – Deriva do erro de relação do transdutor óptico em função da variação da temperatura ambiente [19].....	57
Figura 30 – Módulos do sistema de medição de tensão (SMV).....	60
Figura 31 – Esquema elétrico do sistema de medição de tensão (SMV).....	61
Figura 32 – Diagrama de blocos funcional do AD215BY, mostrando seus sinais de entrada e saída, isolação galvânica e tensões isoladas $V_{iso}$ [46].....	63
Figura 33 – Ajuste da tensão de <i>offset</i> do AD215BY [46].....	64
Figura 34 – Módulos do sistema de medição de corrente (SMI).....	64
Figura 35 – Esquema elétrico do sistema de medição de corrente (SMI).....	65
Figura 36 – Definição do ganho e ajuste de tensão de <i>offset</i> do amplificador de instrumentação INA 101HP [47].....	67
Figura 37 – Bucha de nylon utilizada para manter o condutor fixo em uma posição dentro da “janela” da bobina de Rogowski e, ao mesmo tempo, aumentar a amplitude de sua tensão de saída.....	68
Figura 38 – Sistemas de medição de tensão (SMV) e corrente (SMI) desenvolvidos.....	68
Figura 39 – Tensões termelétricas das conexões elétricas [39].....	71
Figura 40 – Modelo da tensão e corrente de bias para amplificadores operacionais [41].....	72

Figura 41 – Modelo da tensão e corrente de <i>offset</i> para amplificadores diferenciais [41].....	72
Figura 42 – Modelo da tensão de ruído de entrada para amplificadores operacionais [41].....	73
Figura 43 – Não-linearidades de um conversor A/D: (a) INL; (b) DNL [42].....	76
Figura 44 – Módulo representando o divisor resistivo do SMV.....	77
Figura 45 – Módulo representando o amplificador de sinal do SMV.....	79
Figura 46 – Módulo representando o processamento de sinal do SMV.....	81
Figura 47 – Módulo representando o sistema de aquisição de dados.....	83
Figura 48 – Módulo representando o transdutor (bobina de Rogowski) e processamento de sinal (amplificador de instrumentação).....	84
Figura 49 – Diagrama esquemático dos ensaios do SMV e SMI.....	88
Figura 50 – Curva característica de resposta para o SMV.....	90
Figura 51 – Curva característica de resposta para o SMI.....	90
Figura 52 – Curva característica de resposta de um sistema de medição.....	91
Figura 53 – Posições em que o condutor foi colocado dentro da “janela” da bobina.....	94
Figura 54 – Posicionamento do condutor que transporta a corrente externa à bobina de Rogowski durante a realização do ensaio de influência de correntes externas à bobina.....	96
Figura 55 – Banho térmico utilizado no ensaio de deriva térmica da bobina de Rogowski.....	97
Figura 56 – Resposta ao degrau de temperatura para a bobina de Rogowski.....	98

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classes de exatidão de TC conforme norma IEC 60014-1 [50].....	26
Tabela 2 – Classes de exatidão de TP conforme norma IEC 60014-1 [50].....	27
Tabela 3 – Resultados experimentais de deriva térmica da bobina de Rogowski, contidos na referência [31].....	51
Tabela 4 – Matriz de decisão para escolha do transdutor de corrente .....	53
Tabela 5 – Matriz de decisão para escolha do transdutor de tensão.....	58
Tabela 6 – Características metrológicas da placa de aquisição NI6123 [43].....	83
Tabela 7 – Resultados da calibração do SMI.....	93
Tabela 8 – Resultados da calibração do SMV.....	93
Tabela 9 – Corrente indicada pelo SMI em função da posição relativa do condutor dentro da “janela” da bobina.....	95
Tabela 10 – Valores indicados pelo SMI para diversos valores de corrente aplicados externamente à bobina de Rogowski.....	96
Tabela 11 – Sinal de saída do SMI em função da variação de temperatura da bobina de Rogowski.....	99

## LISTA DE ABREVIATURAS

- A/D – Conversor Analógico - Digital
- ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas
- ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica
- ANSI – American National Standards Institute
- CA – Corrente Alternada
- CC – Corrente Contínua
- CCEE – Câmara de Comercialização de Energia Elétrica
- CEPEL – Centro de Pesquisas em Energia Elétrica
- CR – Curva Característica de Resposta
- DNL – *Differential Nonlinearity*
- EQ – Erro de Quantização
- f.e.m. – Força Eletromotriz
- IHM – Interface Homem - Máquina
- INL – *Integral Nonlinearity*
- LAMEE – Laboratório de Metrologia Elétrica da Eletrosul
- LSB – *Last Significant Bit* (Dígito Menos Significativo)
- MAE – Mercado Atacadista de Energia
- OSC – Objeto sob Calibração
- p.p.m. – Partes por Milhão
- RP – Ruído da Placa
- SAGE – Sistema Aberto de Gerenciamento de Energia
- Sb – Sensibilidade
- SIN – Sistema Interligado Nacional
- SMF – Sistema de Medição de Faturamento

SMI – Sistema de Medição de Corrente

SMP – Sistema de Medição Padrão

SMV – Sistema de Medição de Tensão

TC – Transformador de Corrente

Td – Tendência

TI – Transformadores de Instrumentos

TO – Terminal de Operação

TP – Transformador de Potencial

TUR – *Test Uncertainly Ratio*

U(95%) – Incerteza Expandida com Nível de Confiança de 95%

UTR – Unidade de Transmissão Remota

VIM – Vocabulário Internacional de Metrologia

VI OSC – Valor Indicado pelo Objeto sob Calibração

VVC – Valor Verdadeiro Convencional

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Contextualização

Um sistema de transmissão de energia elétrica tem como objetivo integrar os recursos de geração e transmissão, permitindo o fluxo de energia nas linhas de transmissão com baixo custo operativo, otimizando o aproveitamento dos recursos hidrelétricos e térmicos. Devido ao tamanho e características que permitem considerá-lo único em âmbito mundial, o sistema de produção e transmissão de energia elétrica do Brasil é um sistema hidrotérmico de grande porte. Tem forte predominância de usinas hidrelétricas e possui múltiplos proprietários, constituindo o Sistema Interligado Nacional (SIN), apresentado na figura 1. O SIN é composto por empresas das regiões Sul, Sudeste, Centro-Oeste, Nordeste e parte da região Norte. Apenas 3,4% da capacidade de produção de eletricidade do país encontram-se fora desse sistema, em pequenos sistemas isolados, localizados na região amazônica [1].

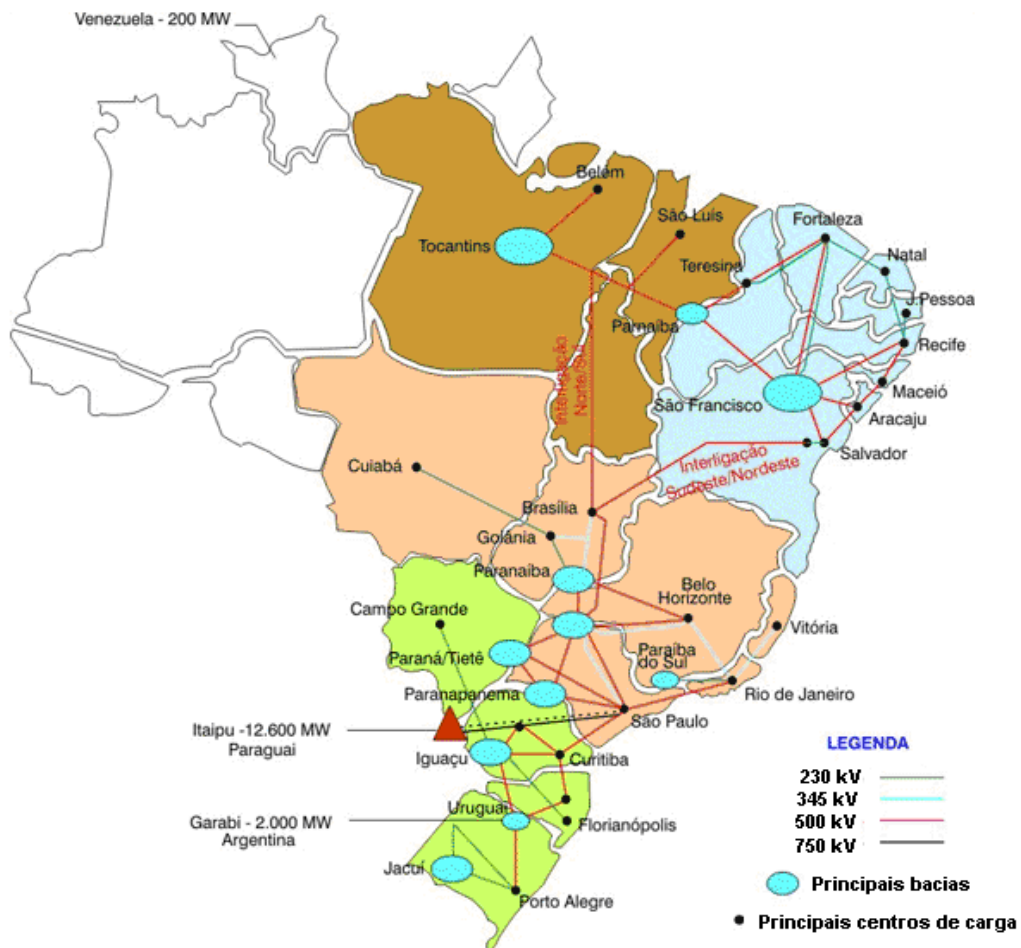


Figura 1 – Representação do Sistema Interligado Nacional (SIN) [1]



Na prática, a operação do SIN é baseada na conexão entre os diversos agentes do setor elétrico, sejam eles empresas de geração, transmissão ou distribuição de energia. Para que esse sistema interligado opere com confiabilidade e segurança, faz-se necessário que os sistemas de transmissão – que são o elo entre as empresas geradoras e distribuidoras – tenham suas grandezas elétricas supervisionadas através de sistemas de medição.

Os sistemas de transmissão contam com dois tipos de medição. O primeiro deles é chamado de medição de faturamento (ou de fronteira) e o outro, que é objeto de estudo deste trabalho, é chamado de medição de supervisão e controle.

O sistema de medição de faturamento (SMF), segundo o submódulo 12.1 do Operador Nacional do Sistema (ONS) – Medição para Faturamento: visão geral [2] – é a base fundamental das transações efetuadas no mercado atacadista de energia (MAE). Além disso, o SMF permite o conhecimento da capacidade de produção das máquinas geradoras e das perdas técnicas efetivas da rede básica, o acompanhamento da carga em tempo real e a identificação do perfil de carga das distribuidoras e dos consumidores livres. É através da medição de faturamento que as concessionárias conseguem medir a quantidade de energia elétrica que é entregue aos seus consumidores, possibilitando dessa forma comercializá-la.

Já o sistema de medição de supervisão e controle permite que sejam monitoradas as grandezas elétricas dos sistemas de transmissão. Isso possibilita que os operadores do sistema possam mantê-lo sob controle, ou seja, dentro dos limites operacionais para os quais o mesmo foi projetado. Além disso, esse sistema disponibiliza para o setor de planejamento da empresa dados relativos ao seu sistema de transmissão. Alguns desses dados, tais como o carregamento de linhas e carregamento de transformadores e fluxos de potência, são fundamentais para que sejam realizados estudos visando a recapacitação, ou até mesmo a expansão do sistema de transmissão da empresa.

Constata-se que há uma preocupação diferenciada do setor de energia em relação ao tratamento metrológico dado às medições de faturamento e de supervisão e controle. Nas medições de faturamento existem limites bem definidos quanto às incertezas de medição toleráveis. O oposto ocorre nas medições relativas ao controle e à supervisão, onde não há um tratamento da confiabilidade metrológica da cadeia de medição como um todo. São raros os casos em que os

instrumentos que compõem a cadeia de medição de supervisão e controle como, por exemplo, os transformadores de instrumentos e transdutores, são efetivamente calibrados dentro do conceito de calibração, estabelecido pelo estado da arte em metrologia.

Ao invés da calibração, o procedimento atual praticado pela área de transmissão de energia se caracteriza como uma verificação. Além disso, não há para esse tipo de medição a cultura da avaliação da incerteza. Assim, pode se dizer que os valores indicados nas medições para fins de supervisão e controle são estimados, apresentados de forma absoluta, sem a avaliação da sua incerteza de medição, não havendo a apresentação do intervalo de confiança associado à medida [3]. Essa não apresentação da incerteza de medição é um grande equívoco em qualquer processo de medição. Por melhor que seja a qualidade do sistema de medição, por mais cuidadoso e habilidoso que seja o operador e por mais bem controladas que sejam as condições ambientais, ainda assim, em maior ou menor grau, o erro de medição estará presente. Indesejável, mas inevitável, o erro de medição não pode ser ignorado. Desde que sejam entendidas as causas e a natureza do erro de medição é possível conviver com esse e ainda obter informações confiáveis de um processo de medição [4].

Como conseqüências dessa ausência de tratamento metrológico podem ser citadas:

- maior risco da ocorrência de tomadas de decisão equivocadas por parte dos responsáveis pela operação do sistema elétrico visto que, sem haver uma incerteza de medição associada à medida realizada, torna-se impossível definir o intervalo de confiança da medida;
- impossibilidade de detectar-se a deterioração gradual do desempenho dos sistemas de medição de supervisão e controle, em função da degradação das características de seus equipamentos elétricos. Isso dificulta que ações preventivas sejam adotadas, no sentido de evitar que um problema mais grave ocorra;
- necessidade da instalação local de equipamentos de medição, chamados de registradores, quando da ocorrência de dúvidas quanto às medições realizadas;
- impossibilidade de obter-se a rastreabilidade metrológica das medições realizadas.

## 1.2 Objetivo do trabalho

Este trabalho está inserido no contexto do Projeto “Ferramenta de Controle Metrológico de Cadeias de Medição Empregadas na Operação do Sistema”, aprovado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). O projeto faz parte do ciclo de pesquisa da Eletrosul Centrais Elétricas S.A. e objetiva desenvolver um sistema de medição de tensão e corrente. O mesmo deverá ser calibrado, através de padrões rastreados metrologicamente, com vistas a determinar se o mesmo poderá ser utilizado como um padrão de referência na verificação periódica dos sistemas de medição de supervisão e controle de sistemas de transmissão. Além disso, o sistema desenvolvido deverá ser de fácil operação, realizar medições do tipo não invasiva e, também, possuir baixo custo.

Para atendimento do objetivo, foram desenvolvidas as seguintes atividades:

- descrição resumida de como é realizada a medição de supervisão e controle em um sistema de transmissão de energia elétrica;
- análise das principais fontes de incertezas que estão associadas a esse tipo de medição;
- definição dos requisitos que o sistema de medição desenvolvido deve possuir, de modo que possa ser utilizado como um padrão de referência;
- caracterização das grandezas elétricas (tensão e corrente) a serem medidas pelo sistema de medição desenvolvido;
- estudo das características metrológicas de alguns tipos de transdutores de tensão e corrente, e escolha do mais adequado para uso no projeto;
- desenvolvimento de um sistema de medição de tensão e de um sistema de medição de corrente;
- análise das características metrológicas dos circuitos de processamento de sinais empregados no projeto;
- calibração dos protótipos desenvolvidos, em um laboratório de metrologia elétrica, acreditado metrologicamente, com vistas a verificar se os sistemas desenvolvidos atendem aos requisitos, a ponto de considerá-los como padrões de verificação.

### **1.3 Estrutura da dissertação**

O capítulo 2 apresenta os equipamentos comumente utilizados em um sistema de medição de supervisão e controle e suas características elétricas e metrológicas. Também caracteriza as grandezas elétricas tensão e corrente a serem medidas através dos protótipos dos sistemas de medição desenvolvidos. Aborda ainda as premissas que o protótipo deve possuir de modo que possa ser instalado em um ambiente de subestação.

O capítulo 3 traz um levantamento das principais características metrológicas de alguns tipos de transdutores, utilizados na medição das grandezas elétricas tensão e corrente. Esse levantamento, utilizado na montagem de uma matriz de decisão, auxilia na escolha do transdutor mais adequado a ser utilizado no projeto. Além de fazer uma comparação entre os diversos tipos de transdutores de tensão e corrente, este capítulo dá enfoque especial ao estudo da bobina de Rogowski, transdutor esse ainda pouco utilizado quando se trata de medições de correntes de baixa amplitude, como é o caso da aplicação deste trabalho.

O capítulo 4 mostra como foram desenvolvidos os sistemas de medição de tensão e de corrente, as características de seus principais componentes e, também, seus princípios de funcionamento.

O capítulo 5 apresenta o procedimento de calibração dos sistemas de medição desenvolvidos neste trabalho, além de apresentar os resultados obtidos durante os ensaios realizados em laboratório. Também são apresentados ensaios realizados com a bobina de Rogowski, com vistas a avaliar seu desempenho.

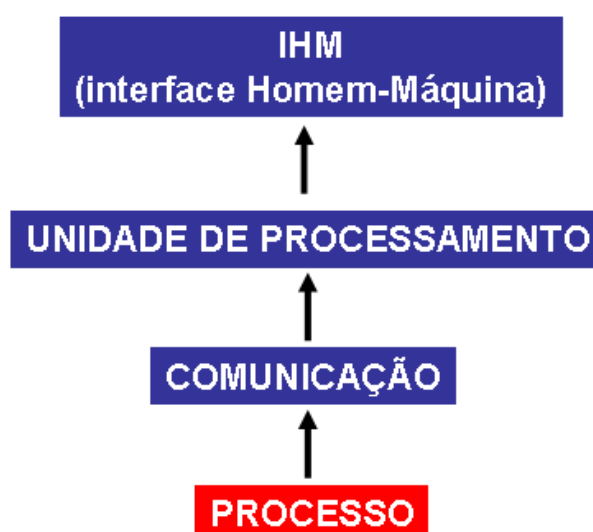
O capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho desenvolvido e propostas para trabalhos futuros.

## 2 SISTEMA DE MEDIÇÃO DE SUPERVISÃO E CONTROLE

### 2.1 Visão geral

O sistema de medição de supervisão e controle é compreendido por todos os equipamentos localizados entre o pátio da subestação e sua sala de controle (controle local), ou ao centro de operação do sistema (controle remoto).

O sistema de medição de supervisão e controle pode ser representado, de forma simplificada, através das etapas apresentadas na figura 2. Neste trabalho será dada ênfase ao estudo da etapa PROCESSO, sendo as demais apresentadas de forma sucinta.



**Figura 2 – Etapas de um sistema de medição de supervisão e controle**

#### **Interface Homem-Máquina (IHM)**

A interface homem-máquina (IHM) permite que o operador possa interagir com o sistema elétrico de transmissão, de uma forma gráfica e amigável. É através da IHM que os operadores podem monitorar, em tempo real, as grandezas elétricas do sistema de transmissão, no sentido de mantê-las dentro de certos limites operacionais. A IHM, na maioria das vezes, é composta por uma interface gráfica e por dois ou mais computadores, chamados de terminais de operação (TO). Na Eletrosul, os TO executam o sistema aberto de gerenciamento de energia (SAGE).

O SAGE, *software* desenvolvido pelo Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL), é amplamente utilizado pelas empresas de energia elétrica. Tem a função de implementar as funções de gerenciamento de energia nos centros de controle das empresas [5]. A figura 3 apresenta um exemplo de IHM disponibilizada pelo SAGE aos operadores do sistema.



**Figura 3 – Interface homem-máquina disponibilizada pelo SAGE [57]**

## Comunicação

A arquitetura da comunicação é composta de pares de *modems* e por sistemas de comunicação que podem ser de vários tipos, dentre eles, fibras-ópticas, microondas ou sinal de *carrier*. É através da comunicação que os sinais provenientes do PROCESSO chegam aos centros de operação do sistema elétrico.

## Unidade de processamento

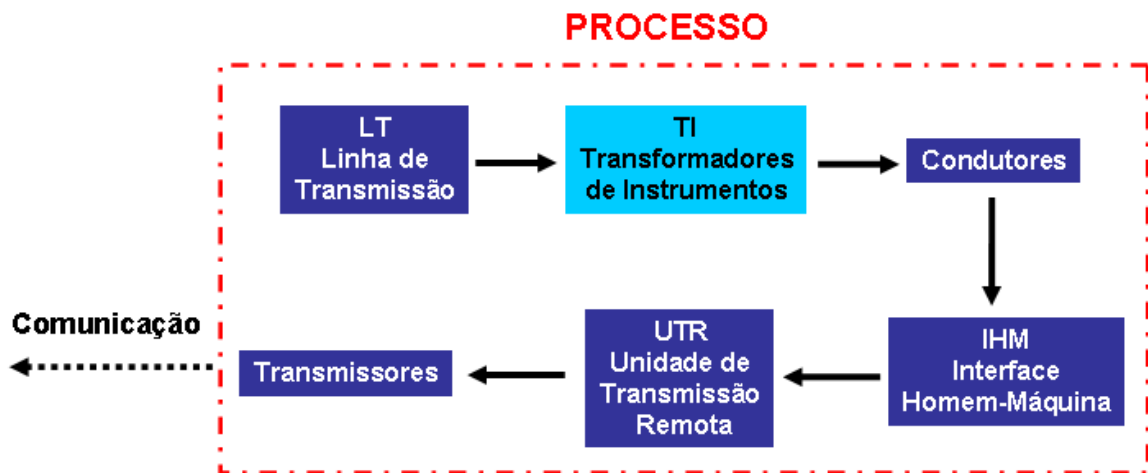
A unidade de processamento é geralmente composta de dois computadores de alto desempenho, chamados de servidores. Neles há pelo menos uma placa de comunicação que interliga o centro de operação da empresa aos *modems* das

subestações monitoradas. Em condição normal de funcionamento, um desses servidores assume o papel de função primária (mestre), enquanto o outro assume a função de escravo. Esse último, através da rede TCP/IP, possui seu banco de dados constantemente atualizado pelo microcomputador mestre. Assim o mesmo estará apto a assumir a supervisão do sistema de transmissão quando houver a falha, ou o desligamento da máquina primária. É nesses servidores que é executado o SAGE, sendo eles os responsáveis por todo o processamento dos dados, desde a aquisição dos dados do PROCESSO até sua apresentação aos operadores através dos TO.

## 2.2 Processo

O processo pode ser entendido como o conjunto dos equipamentos necessários para efetuar a medição das grandezas elétricas, presentes em um sistema de transmissão. Dentro do contexto deste trabalho, as grandezas de interesse são a tensão e a corrente.

A figura 4 mostra a cadeia de medição referente ao PROCESSO.



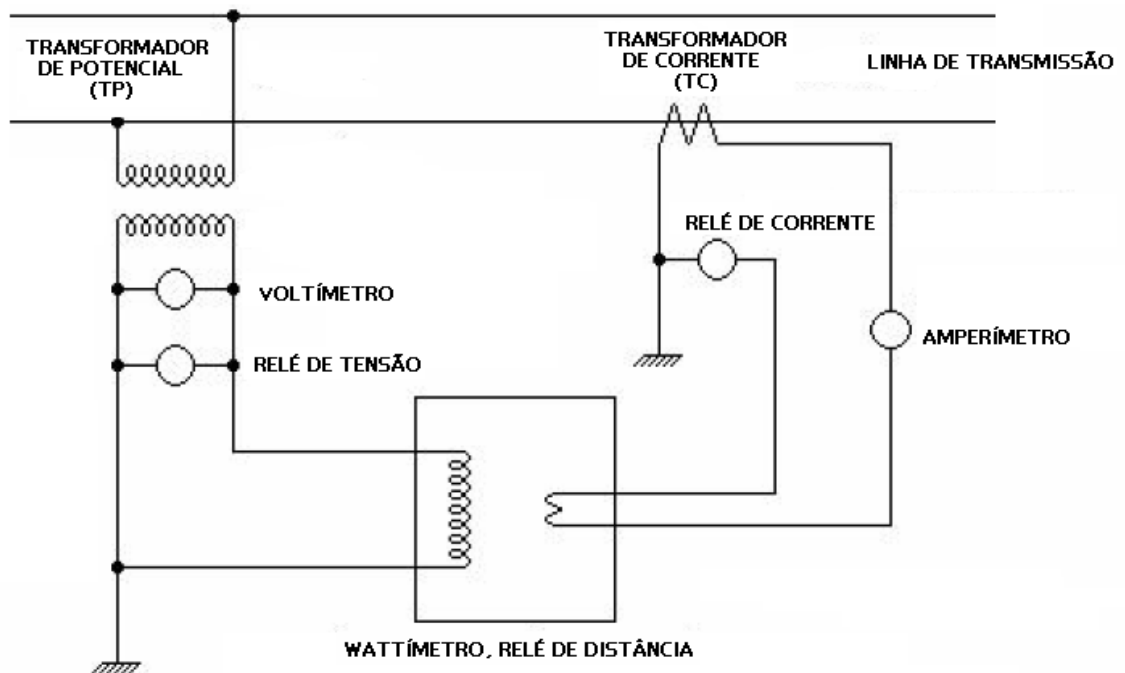
**Figura 4 – Representação da cadeia de medição do PROCESSO**

Basicamente os equipamentos que compõem o processo, mostrado na figura 4, e que necessitam de maior estudo neste trabalho, são os transformadores de instrumentos (TI).

Os TI proporcionam isolamento contra as altas tensões e correntes presentes no circuito de potência (linha de transmissão), disponibilizando aos relés de proteção e medidores de energia, tensões e correntes proporcionais àquelas encontradas no

circuito primário. Contudo, essas grandezas são suficientemente reduzidas, de modo que relés e medidores possam ser fabricados relativamente pequenos, do ponto de vista de isolamento. Dessa forma os TI têm a função de ser o elo entre o sistema de alta tensão e os instrumentos de medição e proteção.

Os TI podem ser classificados em dois tipos: transformadores de corrente (TC) e transformadores de potencial (TP). A figura 5 mostra como é realizada a conexão de cada tipo de transformador de instrumento ao sistema elétrico de alta tensão.



**Figura 5 – Conexão dos transformadores de instrumentos ao sistema elétrico de alta tensão [58]**

Como pode ser visto na figura 5, não há conexão física entre os enrolamentos primário e secundário, tanto dos TC como dos TP. Isso garante a isolação galvânica entre esses enrolamentos, protegendo assim os equipamentos conectados aos seus terminais secundários das elevadas tensões e correntes, presentes no circuito primário.



### 2.2.1 Transformadores de corrente

Os transformadores de corrente (TC) são constituídos pelo enrolamento primário, conectado em série com a corrente a ser medida, e pelo enrolamento secundário, que fornece um sinal proporcional à corrente primária, porém de amplitude reduzida.

O enrolamento primário é constituído por poucas espiras, feitas de um condutor de cobre de grande seção sendo que em muitos casos, o próprio condutor da linha de transmissão é utilizado como enrolamento primário. Devido ao fato de estar em série com a linha de transmissão, sua impedância deve ser desprezível quando comparada àquela da linha de transmissão, minimizando assim as quedas de tensão e perdas por efeito Joule. Normalmente os TC de linhas de transmissão são percorridos por correntes da ordem de centenas a até milhares de ampères. O valor dessa corrente depende do valor da carga que está conectada à linha de transmissão.

Seu enrolamento secundário fornece uma corrente proporcional à relação de transformação do TC, obtida a partir da relação entre as espiras de seus enrolamentos primário e secundário. Em relação às correntes e relações nominais, estas são padronizadas pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), sendo esses valores encontrados nas tabelas 2, 3 e 4 da Norma NBR 6856 [49], que trata das especificações de TC.

A corrente de saída dos TC analisados no contexto deste trabalho é de 5 A, porém já existem no mercado, em menor escala, modelos com corrente de saída de 1 A.

Em relação às classes de exatidão dos TC, essas variam de acordo com a finalidade com que esses equipamentos são utilizados. Para as medições de supervisão e controle utiliza-se TC com erros de relação menores ou iguais a 0,3 %, com desvio de fase de 15 minutos. A tabela 1 [50] apresenta as classes de exatidão de TC, de acordo com a norma IEC 60014-1.

**Tabela 1 – Classes de exatidão de TC conforme a norma IEC 60014-1 [50]**

Classe de exatidão	Carga (%)	Limites dos erros			Aplicação
		Corrente [%]	Erro de relação <sup>1</sup> [%]	Desvio de fase [min]	
0,1	25-100% da carga nominal	5	0,4	15	Laboratório
		20	0,2	8	
		100	0,1	5	
		120	0,1	5	
0,2	50-100% da carga nominal	5	0,75	30	Faturamento
		20	0,35	15	
		100	0,2	10	
		120	0,2	10	
0,5	50-100% da carga nominal	5	1,5	90	Faturamento
		20	0,75	45	
		100	0,5	30	
		120	0,5	30	
5P	100% da carga nominal	100	1,0	60	Proteção
10P	100% da carga nominal	100	3	-	Proteção

Os TC utilizados em subestações, mostrados na figura 6, são equipamentos de grande porte, tendo geralmente uma altura de quatro metros em relação ao solo.

**Figura 6 – Transformadores de corrente instalados em subestação**

<sup>1</sup> Erro de relação: é a diferença, dada em percentual, entre o valor real da corrente secundária ( $I_2$ ) de um TC, e o valor esperado dessa mesma corrente, calculada a partir do quociente entre a corrente primária ( $I_1$ ) e a relação de transformação nominal ( $K_n$ ) do TC.

## 2.2.2 Transformadores de potencial

Os transformadores de potencial (TP) também possuem dois enrolamentos. O enrolamento primário é formado por muitas espiras de condutor de pequena seção, sendo conectado em paralelo com a linha de transmissão. Normalmente é submetido à tensão na faixa de 69 kV a 525 kV, dependendo da classe de tensão do sistema considerado.

O enrolamento secundário é constituído por poucas espiras, formadas por condutores de grande seção. Normalmente a faixa de tensão de saída desse enrolamento é de (0 a 115) V, para tensões Fase-Fase; ou de (0 a 66,4) V, para tensões Fase-Neutro. Dessa forma, o nível de tensão presente no secundário do TP pode ser usado, com segurança, como sinal de entrada nas bobinas de potencial de instrumentos elétricos de medição e proteção.

Em relação às classes de exatidão dos TP, da mesma forma como ocorre com os TC, essas também variam conforme a finalidade com que esses equipamentos são utilizados. Para as medições de supervisão e controle utiliza-se TP com erros de relação menores ou iguais a 0,3 %, com desvio de fase de 15 minutos. A tabela 2 [50] apresenta as classes de exatidão para TP de acordo com a norma IEC 60014-1.

**Tabela 2 – Classes de exatidão de TP conforme a norma IEC 60014-1 [50]**

Classe de exatidão	Carga (%)	Limites dos erros			Aplicação
		Corrente [%]	Erro de relação [%]	Desvio de fase [min]	
0,1	25-100	80-120	0,1	5	Laboratório
0,2	25-100	80-120	0,2	10	Medição
0,5	25-100	80-120	0,5	20	Medição
1,0	25-100	80-120	1,0	40	Industrial
3,0	25-100	80-120	3,0	-	Instrumentos
3P	25-100	5-Vf	3,0	120	Proteção
6P	25-100	5-Vf	6,0	240	Proteção

Os TP utilizados em subestações, mostrados na figura 7, são equipamentos de grande porte, tendo geralmente uma altura de quatro metros em relação ao solo.



**Figura 7 – Transformadores de potencial instalados em subestação**

### **2.3 Caracterização dos mensurandos**

Para que o sistema de medição desenvolvido seja adequado, é necessário que sejam perfeitamente caracterizadas as grandezas tensão e corrente que serão medidas. Tais grandezas constituem-se nos mensurandos, que segundo o Vocabulário Internacional de Medição (VIM) [7] é o objeto de medição; a grandeza específica submetida à medição. No caso deste trabalho, os mensurandos de interesse são tensão e corrente, sendo obtidos através de medições diretas. Nas medições diretas, o sinal de medição resulta naturalmente da aplicação do transdutor sobre esse [4].

Uma vez que as correntes e tensões de um sistema de transmissão são elevadas (da ordem de centenas de kV e kA) optou-se, neste trabalho, por realizar as medições a partir do sinal presente nos enrolamentos secundários, tanto do TC como do TP.

#### **2.3.1 Tensão**

Segundo a norma ANSI C.57-13 de 1970, as tensões nominais secundárias dos transformadores de potencial (TP) são de:

- 120 V (Tensão Fase-Fase) para os TP que operam em tensões primárias de até 25 kV;
- 115 V (Tensão Fase-Fase) para TP que operam em tensões primárias de 34,5 kV ou superiores.

No caso deste trabalho, os sistemas de medição desenvolvidos prestam-se à medir tensões e correntes provenientes do secundário de TC e TP que operam nas tensões primárias de 138 kV e 230 kV, sob frequência de 60 Hz. Assim, a tensão secundária (mensurando) no TP terá amplitude de 115 V (tensão Fase-Fase) ou de 66,4 V (tensão Fase-Neutro).

Considerando que o sistema elétrico opere em sua tensão nominal, haverá na saída do TP uma tensão fase-neutro de 66,4 V. Entretanto, devido às oscilações de tensão que ocorrem no sistema de transmissão, essa tensão apresentará variação em sua amplitude, dada em p.u.<sup>2</sup>. Essa variação máxima é de:

- $\pm 2 \%$  - para o barramento de 138 kV, ou seja, 0,02 p.u.
- $\pm 5 \%$  - para o barramento de 230 kV, ou seja, 0,05 p.u.

A figura 8 mostra a faixa de valores da tensão elétrica no primário e no secundário de um TP instalado em um barramento de 138 kV, admitindo uma variação máxima de  $\pm 5 \%$ . Salienta-se que a amplitude de tensão no secundário do TP, mostrada na figura 8, por ser padronizada, também é válida para tensões primárias de 230 kV.

---

<sup>2</sup> p.u – consiste na definição de valores de base para as grandezas (tensão, corrente, potência), seguida da substituição dos valores das variáveis e constantes (expressas no Sistema Internacional de Unidades) pelas suas relações com os valores de base pré-definidos. Para uma grandeza G o valor em p.u. numa base Gb obtém-se então através da expressão  $G_{pu}=G/G_b$ . Trata-se de uma forma de apresentação habitualmente utilizada na área de sistemas elétricos de potência.

Tensão no Primário do TP		Tensão no Secundário do TP
144,9 kV	V barra (limite superior) = 1,05 p.u.	69,7 V
138 kV	V barra (normal) = 1 p.u.	66,4 V
131,1 kV	V barra (limite inferior) = 0,95 p.u.	63,1 V
0 kV		0 V

**Figura 8 – Faixa de tensão obtida nos enrolamentos primário e secundário de um TP**

### 2.3.2 Corrente

Ao contrário da tensão, que admite uma variação de no máximo 5%, a corrente tem acentuadas oscilações. Essas são decorrentes das alterações no valor da carga conectada à linha de transmissão. No caso dos TC considerados neste trabalho, a faixa de corrente varia de (0 a 5) A. Outra consideração deste trabalho é que a corrente a ser medida é sinusoidal, sem a presença de componentes harmônicas.

### 2.4 Requisitos do sistema a ser desenvolvido

Para que o sistema de medição desenvolvido possa ser considerado um padrão de referência para verificações na medição das grandezas dos sistemas de supervisão e controle e, ao mesmo tempo, possa ser instalado em um ambiente de subestação, o mesmo deverá possuir os seguintes requisitos:

- a) ser não invasivo, ou seja, não interferir no funcionamento normal dos sistemas de medição já existentes nas instalações;

- b) possuir isolamento galvânica em relação ao sistema de medição da subestação;
- c) apresentar baixo erro de medição, permitindo dessa forma considerá-lo como um padrão de referência<sup>3</sup>. No caso deste trabalho, utilizou-se no mínimo uma TUR<sup>4</sup> de 3:1, ou seja, o padrão de referência deve possuir uma incerteza de medição de, no máximo, igual a 1/3 daquela encontrada nas cadeias de medição de tensão e corrente. Segundo levantamento realizado pelo departamento de manutenção da Eletrosul, a incerteza de medição normalmente encontrada nos sistemas de supervisão e controle, está na faixa de 0,6%. Portanto, para ser considerado como um padrão de referência, o sistema de medição desenvolvido deve possuir incerteza de, no máximo 0,2%;
- d) empregar componentes eletrônicos que possuam elevada estabilidade térmica e temporal. Tal característica evita que as medições sejam significativamente influenciadas devido à questões ambientais (principalmente da temperatura ambiente) e de tempo de uso do equipamento;
- e) ser imune aos campos eletromagnéticos presentes no ambiente de uma subestação, de forma que o sinal de medição não seja influenciado por esses efeitos;
- f) ser projetado de tal forma que possa ser empregada a plataforma *Labview*, usual nos laboratórios da Eletrosul, para aquisição e tratamento de dados.

O capítulo 3, a seguir, faz um estudo dos principais tipos de transdutores utilizados na medição de tensão e corrente, possibilitando a escolha do transdutor a ser utilizado no projeto, por meio da técnica da matriz de decisão. É feito ainda um estudo aprofundado da bobina de Rogowski, transdutor ainda pouco utilizado na medição de correntes de baixa amplitude, aplicação essa presente neste trabalho.

---

<sup>3</sup> Padrão de referência: segundo o VIM [7], um padrão de referência é um padrão, geralmente tendo a mais alta qualidade metrológica disponível em um dado local ou em uma dada organização, a partir do qual as medições lá executadas são derivadas.

<sup>4</sup> TUR: relação entre as incertezas de medição do padrão de referência e do equipamento (sistema) que será calibrado.

### 3 TRANSDUTORES DE TENSÃO E CORRENTE

Existem no mercado vários modelos de transdutores empregados na medição de tensão e corrente. Para a escolha dos transdutores mais adequados para a aplicação, é necessário que sejam comparadas suas características, de forma que se possa decidir qual modelo se adapta melhor aos requisitos do projeto.

#### 3.1 Comparação de métodos de medição de corrente

##### 3.1.1 *Shunt*

O processo mais utilizado na medição de correntes elétricas em um circuito é o uso da resistência *shunt*. Esse método consiste na inserção de uma resistência em série com a corrente a ser medida, como mostrado na figura 9. A intensidade de corrente  $i(t)$  é obtida de forma indireta através da equação 1 (lei de Ohm).

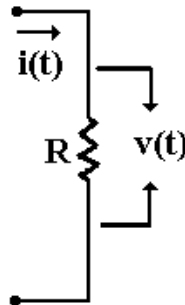


Figura 9 – Princípio de funcionamento do *shunt*

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} \quad (1)$$

onde:

$i(t)$  = corrente a ser medida;

$v(t)$  = tensão de saída do *shunt* (sinal de medição);

$R$  = resistência do *shunt*.



Como vantagens podem-se citar seu baixo custo, capacidade de medir correntes CC, elevada linearidade de sua tensão de saída em relação à corrente medida e, também, sua simplicidade de construção.

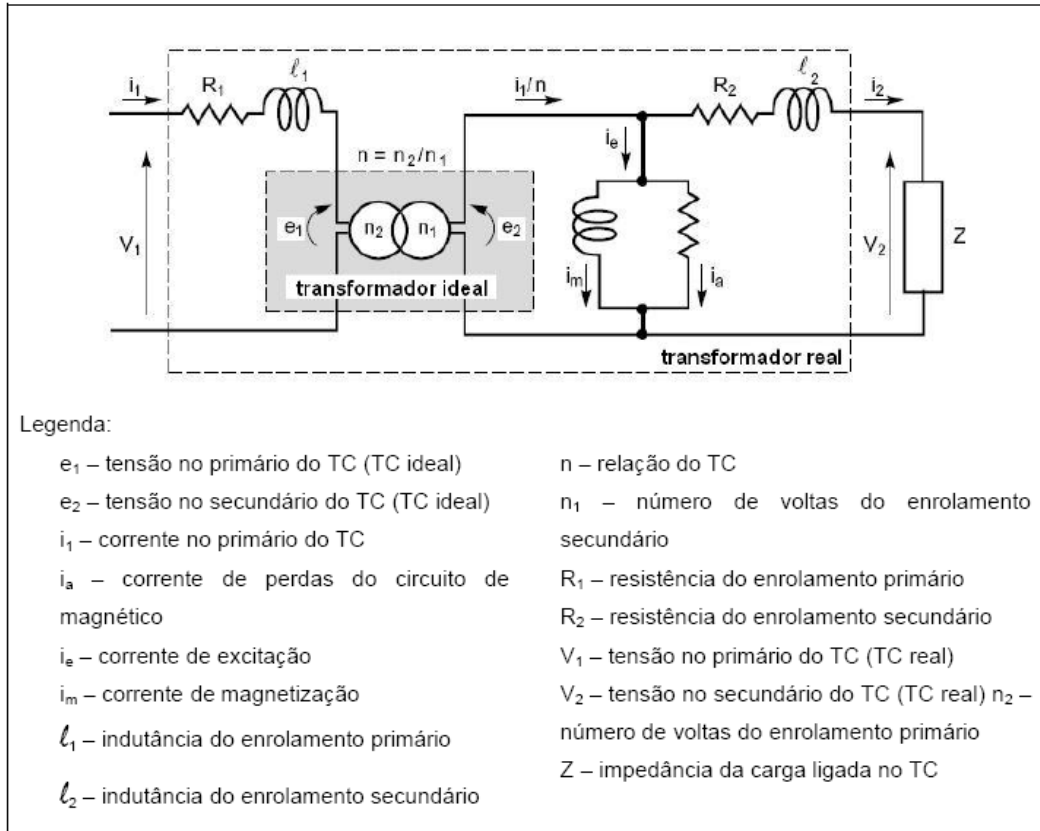
Uma desvantagem desse método de medição é o aquecimento sofrido pelo *shunt*, ocasionado por efeito Joule. Esse efeito é proporcional ao quadrado da corrente medida, acentuando-se principalmente quando são medidas correntes de elevada amplitude.

Outra desvantagem é que, embora os *shunts* de corrente operem baseados no princípio da queda de tensão, na prática os elementos resistivos possuem uma indutância, a qual limita a exatidão da medida e sua largura de banda. Também provoca defasagem entre os sinais de tensão (presente em sua saída) e os de corrente (mensurando, presente em sua entrada), tornando-se essa defasagem mais crítica quanto maior for a frequência do sinal de corrente a ser medido [8]. Para o caso de medições de correntes com baixas frequências, tais como 60 Hz como é o caso deste projeto, o efeito da indutância do *shunt* pode ser desprezado [8].

Além disso, um inconveniente do uso dos *shunts* é a ausência de isolamento galvânica entre seus sinais de entrada e saída, sendo seu uso desaconselhado para sistemas onde se requer essa isolamento, como é o caso deste trabalho.

### **3.1.2 Transformador de corrente**

Os transformadores de corrente (TC) medem apenas correntes CA sendo amplamente utilizados em sistemas de energia elétrica. A figura 10 apresenta o circuito equivalente de um TC.

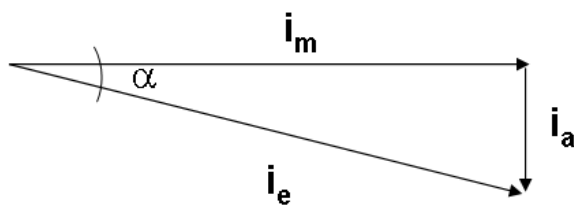


**Figura 10 – Modelagem do transformador de corrente [9]**

No transformador, a transferência de energia de um enrolamento a outro se dá por estabelecimento da f.e.m. (força eletromotriz) que induz o fluxo  $f$  [9].

Para manter o fluxo magnético  $\phi$  no núcleo, precisa-se de uma corrente  $I_a$ , que irá provocar perdas no núcleo. A mesma representa as correntes de perda no circuito magnético (perdas no ferro provenientes da histerese e das correntes de Foucault) [9].

A presença da corrente  $I_a$  faz aparecer uma corrente  $I_m$  (em quadratura com o fluxo), sendo  $I_m$  a corrente de magnetização que assegura o processo de transferência. Essas duas correntes ( $I_a$  e  $I_m$ ), conforme mostra a figura 11, formam o triângulo das correntes [9] caracterizando assim a corrente de excitação  $I_e$ .



**Legenda:**

$i_a$ : corrente de perdas do circuito magnético  
 $i_e$ : corrente de excitação  
 $i_m$ : corrente de magnetização  
 $\alpha$ : ângulo obtido entre  $i_m$  e  $i_e$

**Figura 11 – Triângulo de correntes para um transformador de corrente (TC)**

Sendo assim, a presença de  $I_e$  vai resultar numa diferença entre  $I_1/n$  e  $I_2$ , tanto na amplitude ( $\Delta I$ ), como na defasagem ( $\delta$ ). O valor da diferença das correntes  $\Delta I$  relacionado ao valor da corrente primária, chama-se erro de relação ( $\varepsilon$ ), enquanto que a defasagem ( $\delta$ ) chama-se erro de fase de um TC [9].

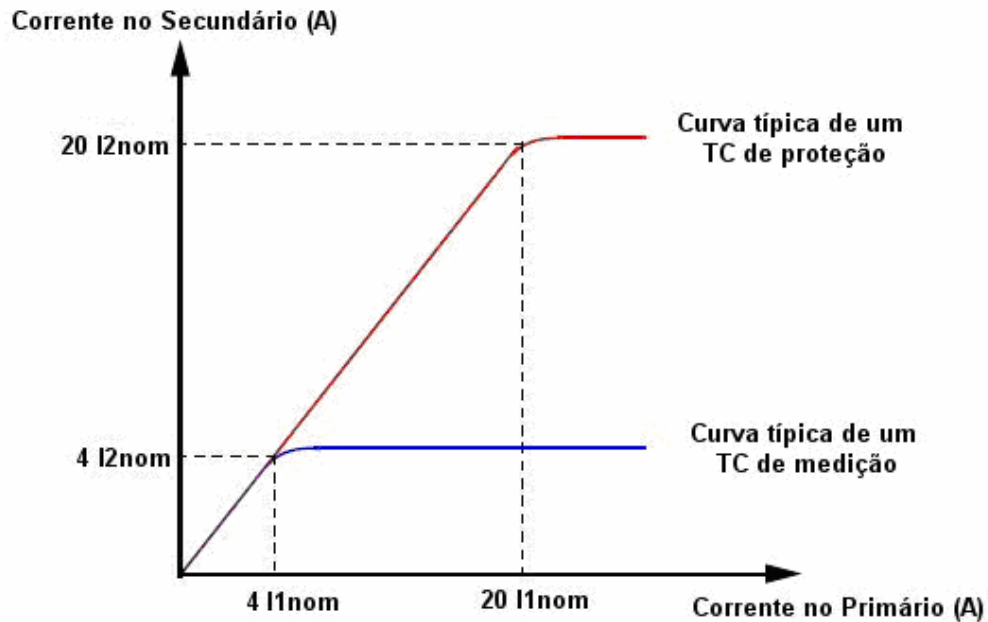
O erro de relação ( $\varepsilon$ ) para uma corrente primária  $I_1$  e uma carga secundária  $Z_2$  é a diferença entre o valor real,  $I_2$ , e o valor esperado para a corrente secundária,  $I_1/K_n$ , referida em percentagem em relação à corrente esperada ( $K_n$  é a relação de transformação nominal). Esse erro dependerá da carga e da corrente no circuito principal.

Já o erro de fase ou erro de ângulo, ( $\delta$ ), é o ângulo da diferença de fase entre as correntes primária e secundária, medindo-se, normalmente, em minutos.

Com base nesses erros, definem-se as classes de exatidão que indicam o erro máximo admissível que o transformador de corrente poderá apresentar, com carga nominal. Dessa forma uma desvantagem dos TC é a presença dos erros de relação e de fase, ocasionados devido à presença do núcleo magnético.

Outra desvantagem do TC que está relacionada à presença do núcleo magnético é o fenômeno da saturação. A figura 12 apresenta a curva típica para um TC, relacionando a sua corrente primária com a sua secundária. Pode-se verificar que, tanto para os TC de proteção como para os de medição há, a partir de certo valor de corrente, um joelho a partir do qual ocorre o fenômeno da saturação. Esse fenômeno é mais crítico principalmente onde se deseja utilizar o TC em medições de transitórios ou quando se está medindo correntes alternadas que possuem elevados valores de corrente contínua [14].

Na figura 12 os valores de  $4 I_{1nom}$  e  $20 I_{1nom}$  representam as correntes elétricas no enrolamento primário multiplicadas por 4 e 20 vezes, respectivamente. Já os valores de  $4 I_{2nom}$  e  $20 I_{2nom}$  representam essa mesma multiplicação, porém, levando-se em conta as correntes do enrolamento secundário.



**Figura 12 – Curva típica de um transformador de corrente (TC) [59]**

Como inconveniente, para o uso dos TC neste trabalho, é relacionada à segurança na manipulação do TC quando o mesmo encontra-se com seus terminais do secundário abertos, gerando assim tensões elevadas entre esses terminais. Tal situação seria comum de ocorrer no momento em que é desconectado o secundário do TC, da entrada de sinal do sistema de medição de corrente desenvolvido, principalmente quando da necessidade de efetuar-se uma manutenção do sistema de medição desenvolvido.

Como vantagens do uso dos TC estão a sua simplicidade de uso, medição em ampla banda de frequência e, também, sinal de saída (presente em seu secundário) determinado apenas pela relação de espiras presentes em seus enrolamentos primário e secundário.

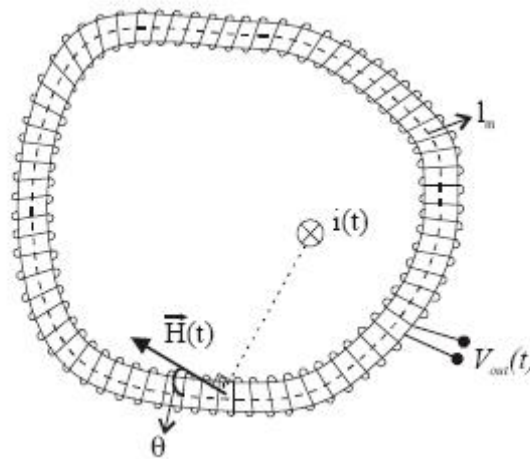
### 3.1.3 Bobina de Rogowski

#### 3.1.3.1 Caracterização

A bobina de Rogowski [10], [11] é um toróide constituído de um enrolamento uniformemente distribuído ao longo de um núcleo de material não magnético. Seu princípio de funcionamento baseia-se nas leis de Ampère e da indução de Faraday-Lenz.

A lei de Ampère, mostrada na equação (2), relaciona a corrente elétrica medida e o campo  $H(t)$  por ela estabelecido. Já o ângulo  $\theta$  é compreendido entre  $H(t)$  e cada elemento infinitesimal de integração. A figura 13 mostra a aplicação da Lei de Ampère na bobina de Rogowski. Todas as equações apresentadas neste trabalho referem-se à medição de correntes que possuem frequências de 60 Hz.

$$\oint_{lm} H(t) dl = i(t) \quad (2)$$



**Figura 13 – Aplicação da lei de Ampère na bobina de Rogowski [21]**

O campo magnético produzido pela corrente elétrica  $i(t)$ , em termos de caminho magnético  $lm$  é mostrado na equação (3).

$$H(t).lm = i(t) \quad (3)$$

A variação do fluxo magnético que perpassa cada espira da bobina induz uma força eletromotriz, dada pela Lei de Faraday-Lenz, representada pela equação (4), sendo  $N$  o número de espiras da bobina. Já a equação (5) relaciona o fluxo magnético  $\Phi(t)$  com a área transversal  $S$  da espira e com a indução magnética  $B(t)$ .

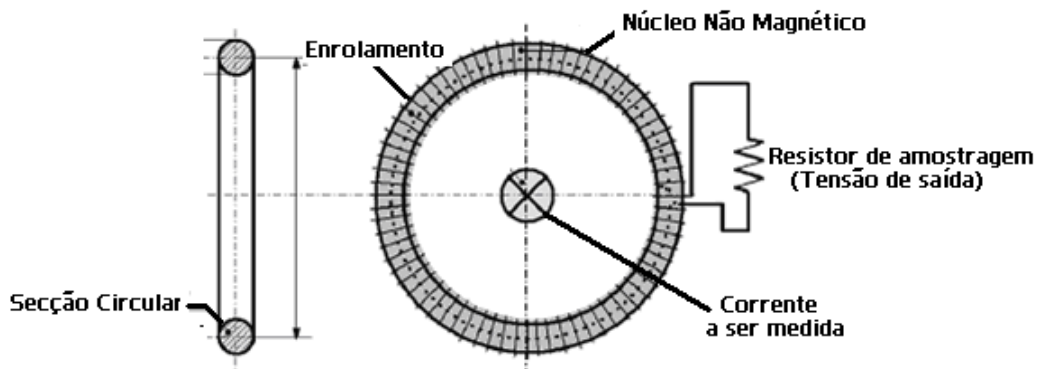
$$e(t) = -N \cdot \frac{df(t)}{dt} \quad (4)$$

$$f(t) = B(t).S \quad (5)$$

A indução magnética  $B(t)$  está relacionada com o campo magnético  $H(t)$  através da permeabilidade magnética  $\mu$  do meio. Como o núcleo da bobina de Rogowski é constituído de ar, sua permeabilidade magnética é a mesma do vácuo, ou seja,  $\mu_0$ . Relacionando-se as equações (2), (3), (4) e (5) obtém-se a equação (6), que fornece a tensão induzida  $e(t)$  nos terminais da bobina.

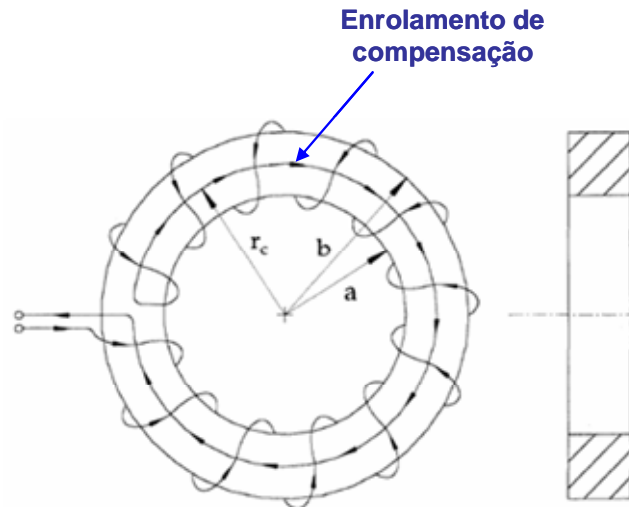
$$e(t) = - \left( \frac{N \cdot m \cdot S}{lm} \right) \frac{di(t)}{dt} \quad (6)$$

A equação (6) mostra que a tensão induzida nos terminais de uma bobina de Rogowski é proporcional às suas características construtivas e à taxa de variação da corrente. Salienta-se que esse equacionamento de  $M$  refere-se a bobinas de Rogowski de seção circular, como a mostrada na figura 14.



**Figura 14 – Bobina de Rogowski de seção circular [22]**

Segundo a referência [11], para o caso de uma bobina de Rogowski de seção retangular, conforme mostrada na figura 15, o mesmo conceito aplicado à sua indutância mútua  $M$  continua válido, porém, sua equação sofre alterações, conforme mostra a equação (7).



**Figura 15 – Representação de bobina de Rogowski de seção retangular [11]**

$$M = \frac{\mu_0}{2p} \cdot n \cdot W \cdot \ln \frac{b}{a} \quad (7)$$

onde:

$\mu_0$  = permeabilidade relativa do ar;

$n$  = número de voltas da bobina;

$W$  = largura / espessura da bobina, dada em metros;

$a$  = diâmetro interno da bobina, dado em metros;

$b$  = diâmetro externo da bobina, dado em metros.

As condições que são aplicadas na modelagem da equação (7) são de que, as dimensões  $W$  e  $(b-a)$  da bobina devem ser pequenas se comparadas com o seu raio  $a$  e, também, que não exista nenhum gradiente de campo entre suas espiras. Outra consideração aplicada na modelagem da equação (7) é de que todas as voltas da bobina devem possuir o mesmo tamanho, o que também, na maioria dos casos não ocorre na prática [11]. Entretanto, apesar de nenhuma dessas situações poder ser encontrada na prática, as mesmas servem para estimar os parâmetros físicos da bobina no momento de seu projeto e construção.

Outra característica importante da bobina de Rogowski, e que pode ser vista na figura 15, é seu enrolamento de compensação. O mesmo tem a função de evitar que correntes externas interfiram no sinal de medição disponibilizado pela bobina

[11], [20]. Apesar da figura 15 representar uma bobina de seção circular, vale lembrar que esse enrolamento de compensação também está presente naquelas bobinas de seção circular.

Dessa forma, a bobina é composta por dois enrolamentos. O primeiro deles é chamado de enrolamento principal, o qual dá a forma à bobina, sendo enrolado sobre toda a extensão do material não magnético. O segundo, denominado de enrolamento de compensação (ou enrolamento de retorno) é posicionado internamente ao enrolamento principal, sendo eletricamente conectado em série com a saída da bobina de Rogowski [11].

Para o caso da bobina apresentada na figura 15, o enrolamento de compensação está localizado à uma distância  $r_c$  do seu centro, sendo essa distância calculada a partir da equação (8).

$$r_c = \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{2}} \quad (8)$$

O circuito equivalente da bobina de Rogowski, segundo a referência [22] é mostrado na figura 16.

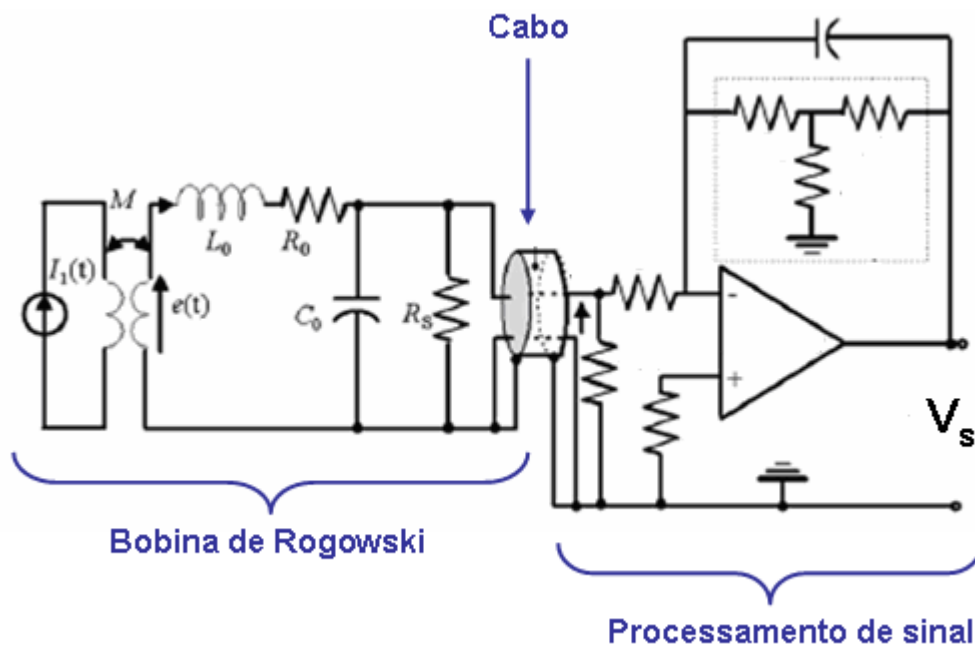


Figura 16 – Circuito equivalente da bobina de Rogowski [22]



onde:

$I_1(t)$  = corrente medida (mensurando);

$M$  = indutância mútua da bobina;

$e(t)$  = tensão induzida na saída da bobina;

$L_o$ ,  $C_o$  e  $R_o$  = indutância, capacitância e resistência da bobina, respectivamente;

$R_s$  = resistor de amostragem, conectado na saída da bobina;

$V_s$  = tensão de saída do circuito de processamento de sinal.

A capacitância da bobina pode ser dividida em  $C_L$  (capacitância compreendida entre o enrolamento principal da bobina e seu enrolamento de compensação) e  $C_T$  (capacitância existente no enrolamento principal da bobina). Geralmente, a capacitância  $C_T$  é muito menor que  $C_L$  podendo dessa forma ser desprezada [22].

### **3.1.3.2 Características do sinal de saída da bobina de Rogowski**

#### **a) resposta em frequência em função da capacitância, indutância e resistência**

O conhecimento dos valores da capacitância, indutância e resistência da bobina é importante, visto que essas grandezas têm influência direta sobre sua resposta dinâmica. De modo geral, para um melhor desempenho em frequência da bobina de Rogowski, é necessário manter suas características de capacitância, indutância e resistência com os menores valores possíveis, principalmente quando da medição de correntes de altas frequências. Isso não é crítico neste trabalho, já que serão medidas correntes na frequência de 60 Hz.

As figuras 17, 18 e 19 mostram o desempenho da bobina de Rogowski em função de sua capacitância, indutância e resistência, respectivamente.

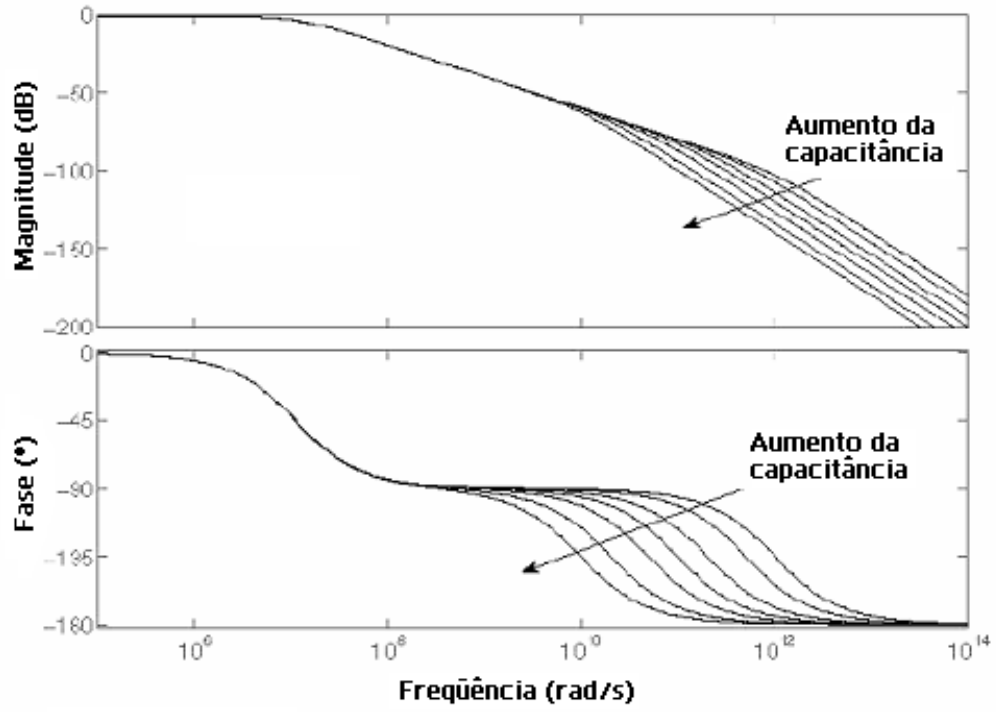


Figura 17 – Resposta em freqüência da bobina vs. capacitância [23]

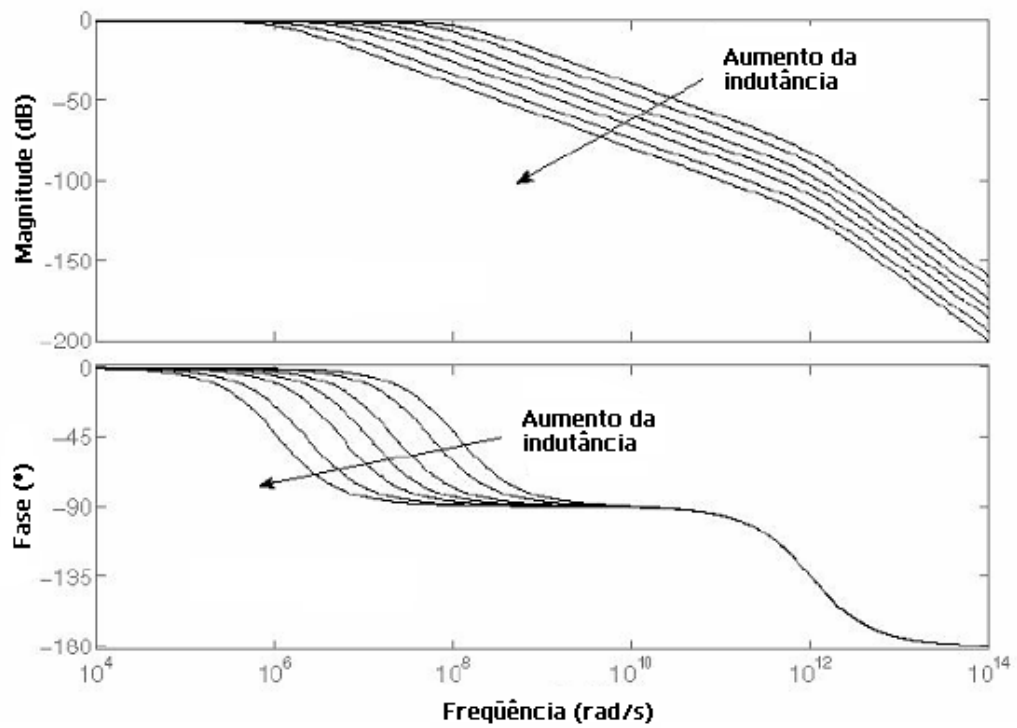
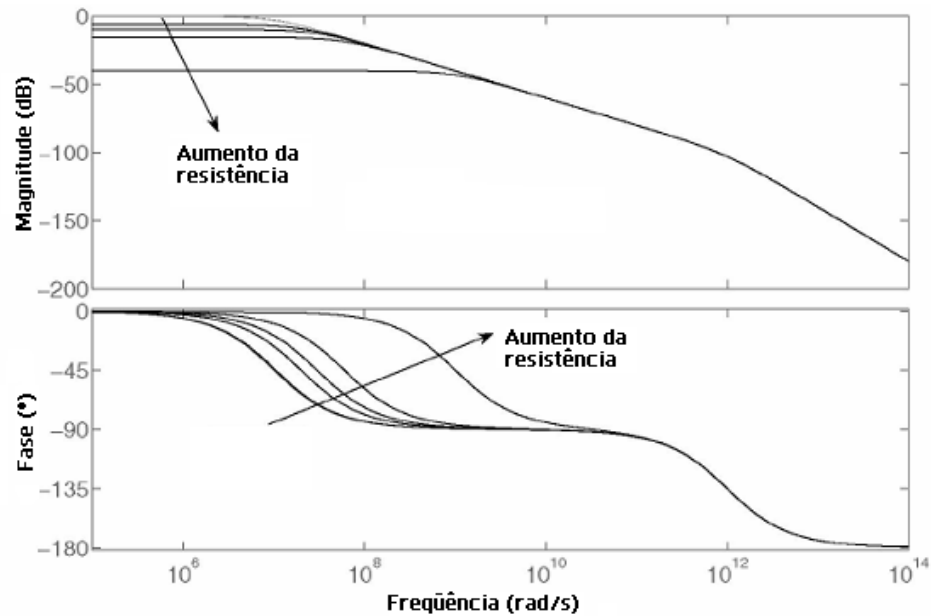


Figura 18 – Resposta em freqüência da bobina vs. indutância [23]



**Figura 19 – Resposta em frequência da bobina vs. resistência [23]**

Pode-se perceber através das figuras 17, 18 e 19 que, para a medição de correntes na faixa de 60 Hz, como é o caso deste trabalho, não há presença de atenuação ou defasagem angular significativas do sinal medido.

#### **b) sinal em tensão**

O sinal presente na saída das bobinas de Rogowski é do tipo tensão, sendo esse proporcional à derivada da corrente medida, como pode ser visto na equação (6). Tal característica do sinal de saída a diferencia de outros transdutores de corrente, tais como os TC, que já fornecem um sinal de corrente em sua saída.

Dessa maneira, para que o sinal de saída dessas bobinas seja uma imagem da corrente medida, é necessário que seja feita uma integração desse sinal. Tal operação pode ser realizada através de circuitos integradores, baseados em componentes eletrônicos ou em *softwares* de tratamento de sinais [20].

Entretanto, caso a medição se restrinja às frequências da ordem de 60 Hz, como é o caso da aplicação prevista neste trabalho, não é necessário realizar essa integração. Isso porque a diferenciação de correntes sinusoidais resulta em novas ondas sinusoidais, defasadas de 90 graus entre si [26], [29].

Procedendo-se com essa integração chega-se ao valor de  $i(t)$  através da equação (8).

$$i(t) = -\frac{1}{M} \cdot \int e(t) \cdot dt \quad (8)$$

onde:

$i(t)$  = corrente medida pela bobina;

$M$  = indutância mútua da bobina;

$e(t)$  = tensão induzida nos terminais da bobina.

### **c) baixa amplitude do sinal de tensão**

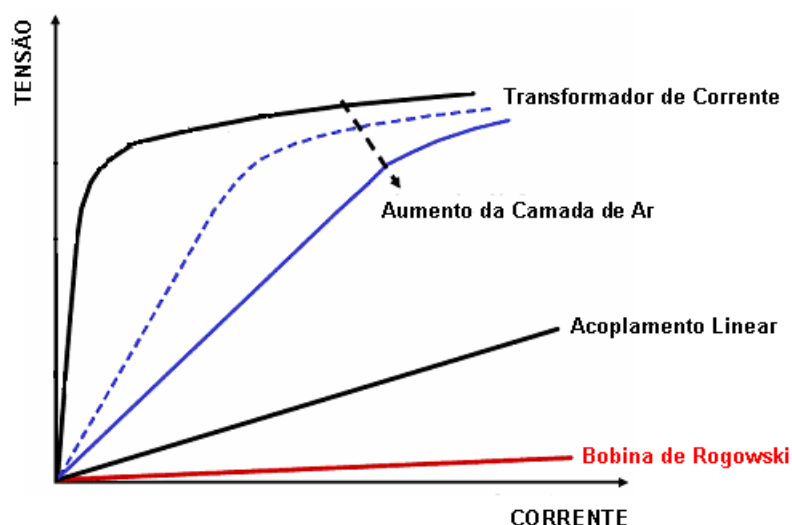
Outra característica da bobina de Rogowski diz respeito à pequena amplitude de seu sinal de saída, resultante da sua baixa indutância mútua  $M$ . Essa característica constitui a principal dificuldade quando se deseja medir correntes de baixas amplitudes, como é o caso deste trabalho. Isso torna necessário o uso de circuitos amplificadores de sinal, conectados à saída da bobina.

Dessa forma pode-se dizer que a faixa de medição da bobina de Rogowski, na medição de baixas correntes, é limitada pelo ruído. Em consulta ao site do fabricante Powertek [27], pode-se perceber que as tensões de saída de suas bobinas de Rogowski possuem uma faixa de 5 mV/A, podendo chegar a até 200 mV/A.

### **d) ausência de saturação do sinal de saída**

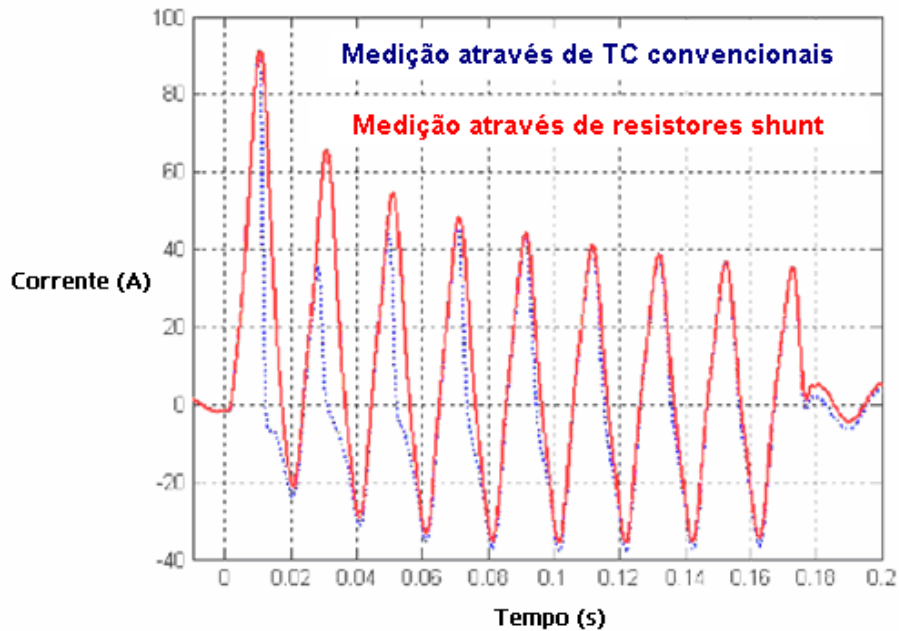
Dentre as principais vantagens da bobina, sem dúvida alguma está a ausência da saturação magnética em seu sinal de saída, fato esse que não ocorre com os transformadores de corrente (TC), por possuírem núcleo ferromagnético. Tal característica a torna capaz de ser utilizada na medição de transientes, onde o fenômeno da saturação é indesejável na medição [28]. Essa característica permite calibrar a bobina com níveis médios de corrente (tipicamente centenas de ampères) e, posteriormente, utilizá-la com confiança na medição de elevadas correntes. Tal procedimento também facilita o processo de calibração uma vez que são enormes as dificuldades de obterem-se padrões com rastreabilidade metrológica para essas amplitudes elevadas de corrente [11]. Além disso, faz com que o processo de calibração tenha um custo menor e, também, que o mesmo seja realizado com maior segurança, uma vez que é realizado com menores níveis de corrente.

A figura 20 compara as curvas características de tensão versus corrente dos transformadores de corrente (TC), acoplamentos lineares e da bobina de Rogowski. Verifica-se que, para as curvas referentes aos TC, à medida que se inclui uma camada de ar em seu material magnético, há uma considerável diminuição no nível de saturação do sinal de saída. Já para as curvas do acoplamento linear e bobina de Rogowski, verifica-se claramente que não ocorre o fenômeno da saturação. A diferença entre essas duas últimas curvas se resume à maior indutância mútua que o acoplamento linear possui em relação à bobina de Rogowski, como se pode comparar através da inclinação das duas retas [20].



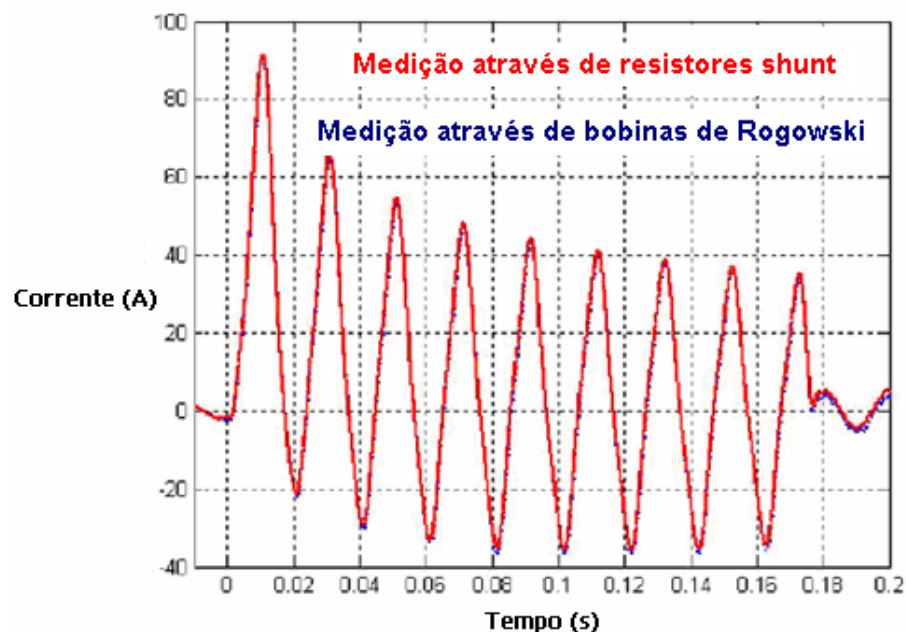
**Figura 20 – Curvas características de tensão-corrente para transformadores de corrente, acoplamentos lineares e bobinas de Rogowski [20]**

Ainda com relação à característica de saturação do sinal de saída da bobina de Rogowski, pode-se observar que a figura 21 apresenta 2 curvas. Ambas referem-se à medição de um sinal de corrente pulsante, sendo que a curva vermelha o sinal de medição de um resistor *shunt*, e a azul, o sinal de medição de um TC convencional. Verifica-se que o sinal proveniente da saída do TC convencional apresenta distorção [28], ao contrário do que acontece com o sinal de saída do resistor *shunt*, que acompanha com mais fidelidade o sinal medido.



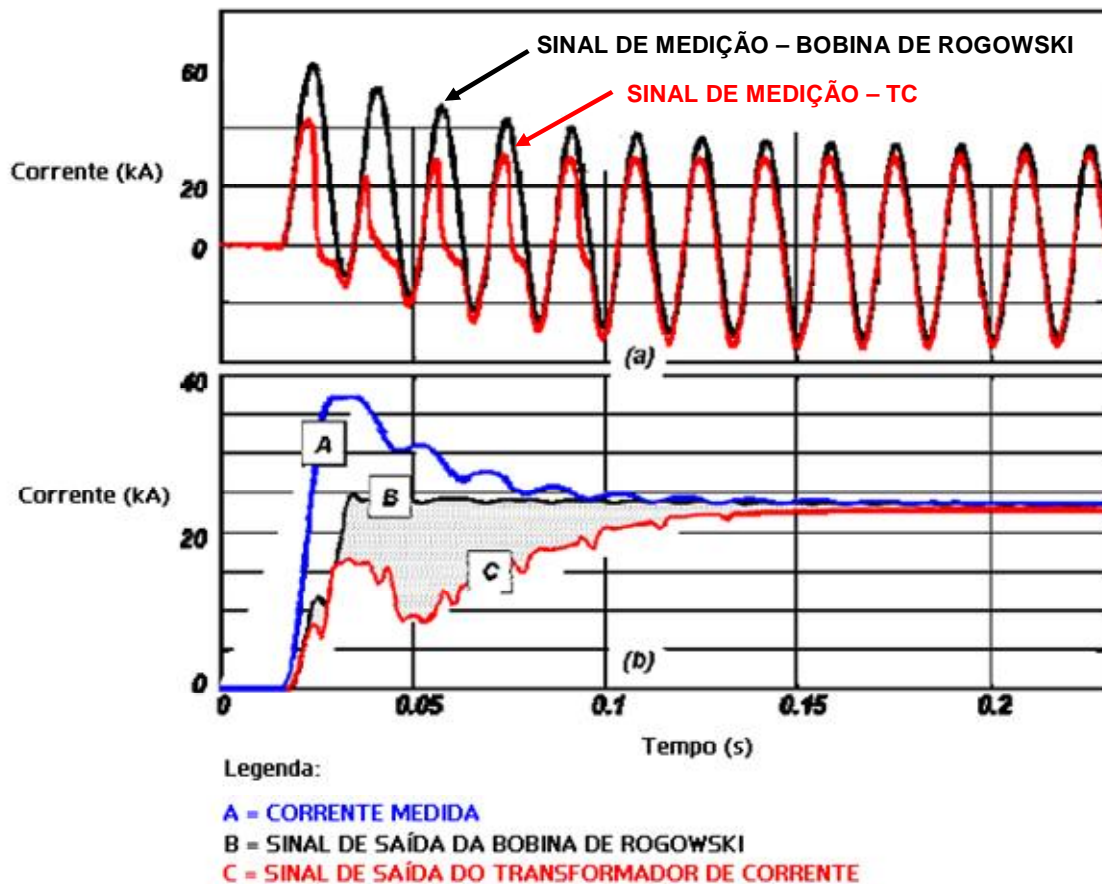
**Figura 21 – Sinal de corrente pulsante medido através de resistores shunt e TC convencionais [28]**

Já a figura 22 faz o comparativo da medição, do mesmo sinal de corrente pulsante, com o uso do resistor *shunt* e da bobina de Rogowski. Nesse caso, ao contrário do que acontece na figura 21, as duas curvas praticamente se sobrepõem. O sinal da bobina de Rogowski acompanha o sinal de saída do resistor *shunt*, que por sua vez também é imune à saturação.



**Figura 22 – Sinal de corrente pulsante medido através de resistores *shunt* e bobinas de Rogowski [28]**

A referência [20] também traz um comparativo entre os resultados obtidos com a utilização de um transdutor de corrente convencional (TC) e da bobina de Rogowski. Através da figura 23(a) observa-se que o sinal de saída do TC (cor vermelha), se apresenta distorcido, ao contrário do que ocorre com o sinal de saída da bobina (curva preta), que não apresenta distorção. Já a figura 23(b) mostra três curvas distintas: curva A (corrente original que será medida, apresentando um nível de tensão de offset), curva B (sinal de medição obtido na saída da bobina de Rogowski) e curva C (sinal de medição obtido na saída do TC). A área hachurada mostra a redução que ocorre no valor da corrente *rms*, decorrente do efeito da saturação que ocorre nos TC.



**Figura 23 – Comparativo de desempenho da bobina de Rogowski em relação aos TC convencionais [28]**

Devido ao fato da bobina de Rogowski não possuir núcleo ferromagnético, a mesma está livre dos efeitos da saturação e da histerese, efeitos esses inerentes ao funcionamento dos TC [12]. A ausência da saturação também possibilita que a bobina meça, com boa exatidão, correntes alternadas que possuam a presença de

elevadas componentes contínuas [14], fato esse que não ocorre com o uso dos TC. Esses aspectos vêm tornando o uso da bobina de Rogowski muito mais atraente em relação aos transformadores de corrente.

#### **e) influência da posição relativa do condutor dentro da bobina**

Idealmente, a amplitude da tensão de saída da bobina de Rogowski não depende da posição do condutor em relação à “janela” da bobina (espaço existente para a passagem do condutor que transporta a corrente a ser medida). Entretanto, em termos práticos isso não ocorre, sendo que a bobina não pode ser calibrada ou utilizada, com uma incerteza de medição menor que aquela encontrada devido à essa variação de posição [11], [26]. Os fatores que contribuem para que ocorra a alteração do valor do sinal de medição, em função da variação do posicionamento do condutor no interior da bobina são:

- diferenças existentes na área de cada volta da bobina de Rogowski;
- variações no espaçamento entre as voltas da bobina;
- variação no formato de cada volta da bobina;
- inadequada compensação;
- indutâncias mútuas indesejadas, formadas pelos acessórios onde o cabo de sinal de saída é conectado;
- sinais induzidos na saída de cabos ou conectores.

Esse inconveniente está presente tanto em bobinas de Rogowski do tipo rígidas (utilizadas neste trabalho), como naquelas flexíveis, mostradas na figura 24.



**RÍGIDA**



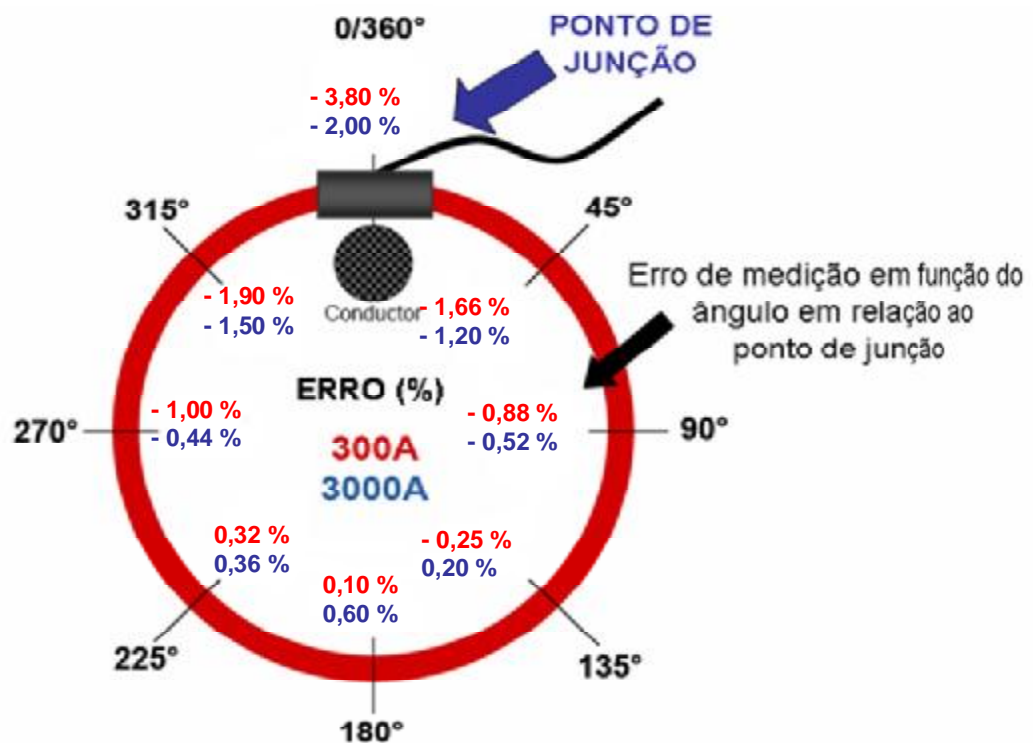
**FLEXÍVEL**

**Figura 24 – Bobinas de Rogowski rígida e flexível**



No caso das bobinas flexíveis, suas extremidades podem ser fechadas em torno do condutor que se deseja medir a corrente. São as mais adequadas para medições temporárias ou em situações nas quais o desligamento do circuito elétrico, para sua instalação, é difícil ou até mesmo tecnicamente e economicamente inviável de ser realizado.

No caso da bobina flexível, mostrada na figura 24, um ponto importante é que a junção das duas extremidades da bobina seja feita de forma correta. Entretanto, pode-se verificar que o erro de medição desse tipo de bobina varia significativamente de acordo com a posição do condutor em relação a esse ponto de junção, como mostrado na figura 25. Em consulta à referência [48], pode-se verificar que, para uma mesma corrente de 300 A, o erro de medição pode variar de 0,1 % a até 1,9 %.



**Figura 25 – Erro de medição da bobina de Rogowski flexível em função da posição angular do condutor em relação ao ponto de junção da bobina [48]**

#### **f) influência de correntes externas à bobina no sinal de medição**

Apesar da bobina de Rogowski possuir o enrolamento de compensação (ou de retorno), como mostrado na figura 15, na prática a mesma não é imune à influência de campos magnéticos externos. Isso é causado devido às características construtivas da bobina, tais como a semelhança entre suas voltas, homogeneidade de seu enrolamento ao longo de sua extensão e, também devido às deficiências de seu enrolamento de compensação [11]. Também deve-se considerar, no caso das bobinas flexíveis mostradas na figura 24, que a união de suas extremidades seja feita corretamente, de modo a minimizar a influência de correntes externas no sinal de medição [13].

#### **g) deriva da tensão de saída com a temperatura**

Uma desvantagem da bobina de Rogowski, quando comparada com os transformadores de corrente (TC), é que sua indutância mútua ( $M$ ) é diretamente proporcional à área da secção da bobina, conforme mostrado na equação 6. O mesmo não ocorre com os TC, onde essa relação de transformação depende exclusivamente do número de espiras de seus enrolamentos primário e secundário.

Dessa forma, essa dependência do valor de  $M$  da bobina em função de sua área de secção, exige que a mesma possua uma elevada exatidão dimensional e, também, uma elevada estabilidade dimensional em função da variação da temperatura ambiente a qual a mesma está submetida. Isso se torna mais crítico especialmente quando a bobina é utilizada em elevadas temperaturas, ou em condições de elevado estresse térmico (elevadas variações de temperatura) [30].

Na referência [31] é apresentada uma modelagem para cálculo teórico do erro de medição devido ao efeito da expansão (e retração) térmica da bobina de Rogowski. A mesma referência [31] faz menção também a resultados experimentais obtidos a partir de um ensaio de uma bobina de Rogowski retangular, do tipo rígida, quando essa é submetida à temperaturas na faixa de  $(-30 \text{ a } + 30)^\circ\text{C}$ . A tabela 3 apresenta os erros de medição em função da temperatura, para o experimento realizado.

**Tabela 3 – Resultados experimentais de deriva térmica da bobina de Rogowski contidos na referência [31]**

Temperatura (°C)	Tensão de Saída (mV)	Varição na relação de transformação
30	175,65	0,33%
20	175,08	0,00%
-20	173,6	-0,84%
-30	173,31	-1,01%

Como se pode verificar através dos dados apresentados, a bobina de Rogowski ensaiada apresentou erros de relação que variam, em função da temperatura considerada. Para ter-se uma idéia, com uma variação de 10 °C (de 20 °C até 30 °C) houve uma variação no erro de relação de 0,33%.

#### **h) rapidez na resposta temporal**

Outro aspecto positivo da bobina de Rogowski é a rapidez de sua resposta temporal. Como esse transdutor não apresenta corrente elétrica em seu enrolamento secundário, que alimenta um voltímetro ou um transdutor eletrônico de alta impedância, a bobina está isenta do atraso inerente ao circuito RL do enrolamento onde é obtida a leitura da corrente elétrica. Dessa forma a resposta da bobina está diretamente associada à resposta do circuito de tratamento de sinais, conectado à saída da bobina [15].

#### **3.1.3.3 Aplicações da bobina de Rogowski**

Atualmente, a maioria das aplicações da bobina de Rogowski reside na medição de elevadas correntes, da ordem de centenas a até milhares de ampères. No contexto deste trabalho, as correntes a serem medidas estão situadas na faixa de (0 a 5) A, sendo consideradas muito baixas correntes, se comparadas com as amplitudes que usualmente são medidas por esse tipo de bobina.

Algumas aplicações da bobina de Rogowski são apresentadas a seguir:

- medição de correntes resultantes de faltas internas em geradores. Devido ao fato da bobina de Rogowski ser um método de medição não invasivo, a mesma não altera os parâmetros do circuito primário dos geradores, fato esse

que ocorre quando da utilização dos TC convencionais. Assim, os resultados obtidos previamente em simulações, se aproximam muito dos obtidos na prática [28];

- medição de correntes em circuitos que operam com baixos níveis de tensão, porém, com altos níveis de corrente. Nesse caso é inviável a utilização de resistores *shunt* visto que os mesmos sofrem aquecimento por efeito Joule e, também, causam queda de tensão [32];
- medições de corrente de curto circuito em geradores, visando determinar as várias componentes harmônicas desse evento [33];
- ensaios em que o espaço físico reduzido inviabiliza a instalação de determinados tipos de transdutores [33];
- na calibração de transformadores de corrente utilizados em sistemas de medição [33];
- medições onde as tensões de offset DC degradam a performance dos transformadores de corrente convencionais (TC) [33];
- medição de descargas parciais, sendo considerada um método efetivo de diagnóstico preditivo de faltas em sistemas elétricos [23];
- na proteção diferencial de transformadores que alimentam fornos a arco, utilizados na manufatura do aço. Proteções diferenciais não são aplicadas tipicamente nesses sistemas devido à dificuldade em providenciar transformadores de corrente convencionais que tenham faixa de medição de 60 kA ou superiores [20];
- utilizadas em substituição aos TC convencionais em subestações móveis de energia elétrica, as quais requerem que seus equipamentos tolerem movimento e vibração, comuns de ocorrerem durante seu deslocamento por estradas [20];
- utilizadas em subestações isoladas a gás (GIS) e em comutadores isolados a ar. Para aplicações em GIS, as bobinas são implementadas dentro do recinto

dos comutadores. Em subestações, as bobinas podem ser instaladas em torno do transformador e das buchas dos disjuntores [20];

- na medição de correntes de seqüência zero de sistemas elétricos [34];
- como fonte de alimentação de circuitos de medição aplicados em linhas de transmissão.

### 3.1.4 Escolha do transdutor de corrente a ser utilizado no projeto

A escolha do transdutor de corrente utilizado no projeto foi feita através da técnica da matriz de decisão. A escolha do transdutor mais adequado à aplicação leva em conta dois fatores: a relevância (peso) da característica de cada transdutor no desempenho do sistema de medição; e a intercomparação das características de cada transdutor com os demais, atribuindo assim uma nota para a característica de cada transdutor.

O peso obedece a seguinte escala, de acordo com a relevância da característica no desempenho do sistema de medição: Peso 1 (pouco relevante), Peso 3 (considerável relevância) e Peso 5 (extremamente relevante).

Já a nota atribuída à característica de cada transdutor leva em consideração o comparativo entre as mesmas características, dentre os diversos transdutores analisados neste trabalho. Esta nota pode variar de 0 (zero) a 10 (dez). Assim a nota 10, por exemplo, é atribuída à característica do transdutor que mais se adapta, ou traz um melhor desempenho para o sistema desenvolvido neste trabalho.

**Tabela 4 – Matriz de decisão para a escolha do transdutor de corrente**

CARACTERÍSTICA	Peso	SHUNT	Nota	TRANSFORMADOR DE CORRENTE (TC)	Nota	BOBINA DE ROGOWSKI	Nota
Fabricante		VISHAY		QUALQUER		VIDE OBSERVAÇÃO	
Medição de sinais instantâneos	5	Sim	10	Sim	10	Sim	10
Presença de saturação e histerese	5	Não	10	Sim	0	Não	10
Método de medição não invasivo	5	Não	0	Não	0	Sim	10
Inserção de erro de fase	5	Não	10	Sim	0	Não	10
Erro máximo	5	± 0,05% FI	10	0,3% FFM	0	< 0,25%	5
Faixa de medição	3	Vários valores	10	Vários valores	10	Vários valores	10
Faixa de frequência	3	0 Hz a 3 kHz	5	50 Hz a 3 kHz	5	0,1 Hz a 100 MHz	10
Isolação galvânica	5	Não possui	0	Sim	10	Sim	10
Custo	3	Baixo	10	Médio	5	Baixo	10
<b>TOTAL = S (Peso x Nota)</b>		<b>TOTAL SHUNT</b>	<b>275</b>	<b>TOTAL TC</b>	<b>160</b>	<b>TOTAL ROGOWSKI</b>	<b>365</b>

**OBSERVAÇÃO:** Em relação à bobina de Rogowski houve dificuldade em encontrar informações de fabricantes com relação aos erros máximos de medição. Dessa forma utilizou-se, para essa característica, o valor experimental obtido no experimento descrito na referência [16].

## Considerações sobre a escolha do transdutor de corrente

A partir da aplicação da matriz de decisão, pode-se perceber que a escolha da bobina de Rogowski, dentre os demais tipos de transdutores analisados, ocorreu devido à ausência de histerese e da saturação, além da não inserção de erro de fase em seu sinal de saída.

Outro fato que chamou a atenção foi a pouca vantagem, em termos de pontuação, da bobina de Rogowski em relação ao *shunt*. Observa-se que a exatidão obtida com um sistema de medição que emprega *shunt* pode ser bem superior àquela obtida com a bobina de Rogowski. Entretanto, as características da bobina que têm importância muito grande na aplicação deste trabalho, e que ratificam o seu uso, é fato da mesma possuir isolamento galvânica e, também, ser um método de medição não invasivo.

## 3.2 Comparação de métodos de medição de tensão

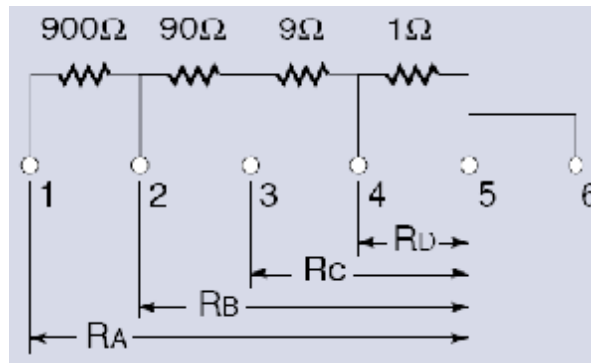
### 3.2.1 Divisores resistivos

Os divisores resistivos podem ser utilizados tanto na medição de tensões CA como CC. Alguns modelos já são o próprio divisor resistivo em uma única peça. Isso dispensa a necessidade de soldar-se vários resistores em série para compor o divisor. Além de diminuir o espaço físico ocupado durante a sua montagem no circuito e de apresentar melhor auto-compensação com as variações de temperatura, a eliminação das soldas entre resistores, minimiza o aparecimento de tensões termelétricas, prejudiciais à medição. A figura 26 mostra esse modelo de divisor resistivo, do fabricante Caddock.



Figura 26 – Divisor resistivo Caddock

A configuração interna do divisor resistivo mostrado anteriormente pode ser vista na figura 27. Como se pode perceber, essa configuração permite que se obtenha na saída do divisor até 4 valores de tensão distintos. Tais valores são obtidos através da queda de tensão nos resistores  $R_A$ ,  $R_B$ ,  $R_C$  e  $R_D$ , a partir de uma tensão de entrada.



**Figura 27 – Configuração interna de um divisor resistivo Caddock**

Se comparados com os TP, os divisores resistivos possuem algumas vantagens, dentre elas a não saturação, elevada linearidade, a não inserção de erro de fase na medida realizada (considerando-se baixas frequências), e também não causam ferro-ressonância. Além disso, contam com dimensões menores e, também baixo custo.

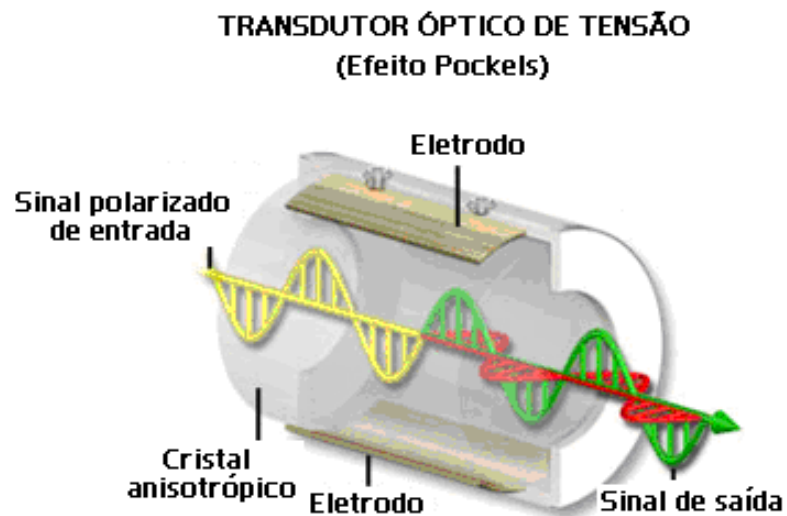
Entretanto, as maiores desvantagens associadas aos divisores resistivos são:

- perdas por efeito Joule: tornam-se mais significativas quanto maior for o potencial a que o divisor está submetido, sendo proporcionais ao quadrado do valor da tensão. Dessa forma, valores mais elevados de resistência deverão ser utilizados para minimizar essas perdas [17];
- ausência de isolamento galvânica;
- instabilidade do valor da resistência do divisor ao longo do tempo (meses, anos) e sua deriva térmica. Dentre esses 2 fatores, a alteração do valor da resistência com a temperatura (deriva térmica) é o mais crítico, principalmente quando o divisor de tensão é utilizado em ambientes que possuam elevadas variações de temperatura. Entretanto, essa característica torna-se pouco significativa para divisores montados em um mesmo encapsulamento e que tenham boa qualidade.

### 3.2.2 Transdutor óptico de tensão

Normalmente esse transdutor é baseado em um sensor de tensão por efeito piezo-óptico, sendo seu princípio de funcionamento baseado no efeito Pockel.

O efeito Pockel consiste no fenômeno de alteração do tamanho e forma física de cristais piezo-elétricos, sendo essa deformação decorrente da ação de campos elétricos produzidos pela tensão que está sendo medida. A medição é feita através do desvio que uma luz polarizada sofre ao passar pelo cristal que é submetido à deformação. Dessa maneira, esse desvio sofrido pela luz polarizada, é avaliado por um sistema eletrônico, fornecendo o valor da tensão medida [18]. A figura 28 ilustra o princípio de funcionamento do transdutor óptico de tensão, baseado no efeito Pockel.



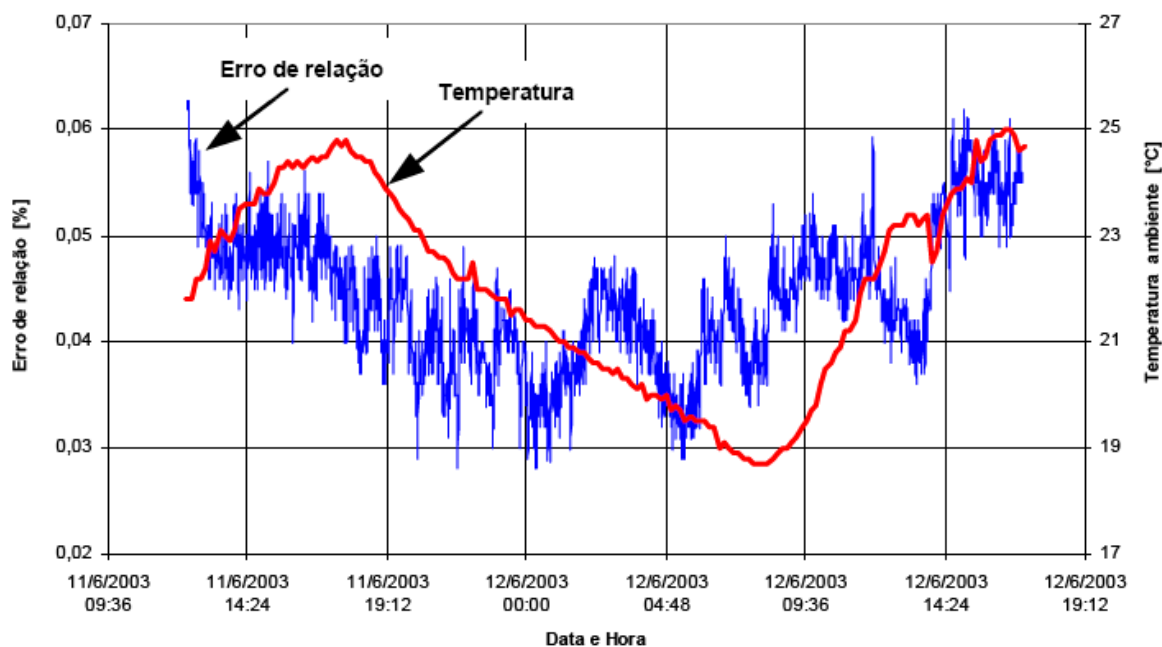
**Figura 28 – Princípio de funcionamento do transdutor óptico de tensão [60]**

Como vantagens desses transdutores, tem-se que os mesmos são bastante compactos e possuem alta exatidão, larga banda de passagem, larga faixa dinâmica, peso reduzido em comparação com sistemas convencionais, projeto mais seguro e compatibilidade com sistemas de medição e controle digitais (medidores de energia e relés), além de serem imunes à perdas devido ao efeito Joule [19]. Além disso, a transmissão do sinal de medição por fibras ópticas é imune à indução de ruídos eletromagnéticos [19].

Como principal desvantagem, tem-se a variação do erro de relação do transdutor em função da temperatura. [19]. Através da figura 29, nota-se claramente que há uma forte correlação do erro de relação com a temperatura ambiente, na



qual encontra-se instalado o sistema de medição. Dados experimentais mostraram que, para uma variação de aproximadamente 6 °C na temperatura ambiente, observa-se uma variação de 0,03 % no erro de relação [19]. A figura 29 mostra a deriva do erro de relação em função da variação da temperatura.



**Figura 29 – Deriva do erro de relação do transdutor óptico em função da variação da temperatura ambiente [19]**

Ainda, segundo a referência [19] não foi observada correlação entre a temperatura ambiente e o ângulo de fase.

### 3.2.3 Transformador de potencial

Com relação aos transformadores de potencial (TP), mostrados anteriormente na figura 7, os mesmos são amplamente utilizados na medição de tensões em sistemas elétricos de potência.

Suas principais características são:

- possibilita a medição de sinais instantâneos;
- incapacidade de medir tensões em corrente contínua;
- inserem erro de fase na medição realizada;
- possuem ampla faixa de medição;
- sinal de saída do tipo tensão;
- possuem isolamento galvânica entre seus circuitos primário e secundário.

### 3.2.4 Escolha do transdutor de tensão que será utilizado no projeto

Da mesma forma como ocorreu com a escolha do transdutor a ser utilizado na medição de corrente, o mesmo se fará para a escolha do transdutor para a medição de tensão.

A tabela 5 mostra a matriz de decisão utilizada na escolha do transdutor que fará a medição do sinal de tensão.

**Tabela 5 – Matriz de decisão para a escolha do transdutor de tensão**

CARACTERÍSTICA	Peso	DIVISOR RESISTIVO	Nota	TRANSFORMADOR DE POTENCIAL (TP)	Nota	TRANSDUTOR ÓPTICO (TO)	Nota
Fabricante		CADDOCK		QUALQUER		NXTPHASE	
Medição de sinais instantâneos	5	Sim	10	Sim	10	Sim	10
Presença de saturação e histerese	5	Não	10	Sim	0	Não	10
Inserção de erro de fase	5	Não	10	Sim	0	Não	10
Erro máximo	5	0,03%	10	0,30%	0	0,03%	10
Auto-compensação da relação de transformação com a variação de temperatura	5	Apresenta	10	Não apresenta	0	Não apresenta	0
Faixa de medição	3	Configurável	10	Vários valores	10	Vários valores	10
Isolação galvânica	5	Não possui	0	Sim	10	Sim	10
Instalação	5	Muito simples	10	Simple	5	Complexa	0
Facilidade de manutenção	5	Simple	10	Média	5	Complexa	0
Componentes sujeitos à falha	5	Peça única	10	Peça única	10	Vários componentes	0
Custo	3	Baixo	10	Médio	5	Elevado	0
<b>TOTAL = S (Peso x Nota)</b>		<b>TOTAL DIVISOR</b>	<b>460</b>	<b>TOTAL TP</b>	<b>245</b>	<b>TOTAL TO</b>	<b>280</b>

### Considerações sobre a escolha do transdutor de tensão

- A partir da aplicação da matriz de decisão, pode-se perceber que a escolha do divisor resistivo, dentre os demais tipos de transdutores ocorreu, principalmente, devido às suas características de:
  - ausência de histerese e da saturação;
  - não inserção de erro de fase no sinal medido;
  - auto-compensação de sua relação de transformação em função das variações de temperatura;
  - baixo erro de medição;
  - instalação e manutenção simples;
  - baixo custo.
- Cabe ressaltar que a ausência de isolação galvânica do divisor resistivo, característica indesejável nesse tipo de transdutor, não prejudica o desempenho do sistema desenvolvido. Isso porque esse inconveniente

(ausência de isolamento) pode ser facilmente contornado através do uso de amplificadores de isolamento, como será posteriormente mostrado neste trabalho.

O capítulo 4 a seguir apresenta o desenvolvimento dos sistemas de medição de tensão (SMV) e corrente (SMI), relatando as principais características de ambos os sistemas.

## 4 SISTEMAS DE MEDIÇÃO PROPOSTOS

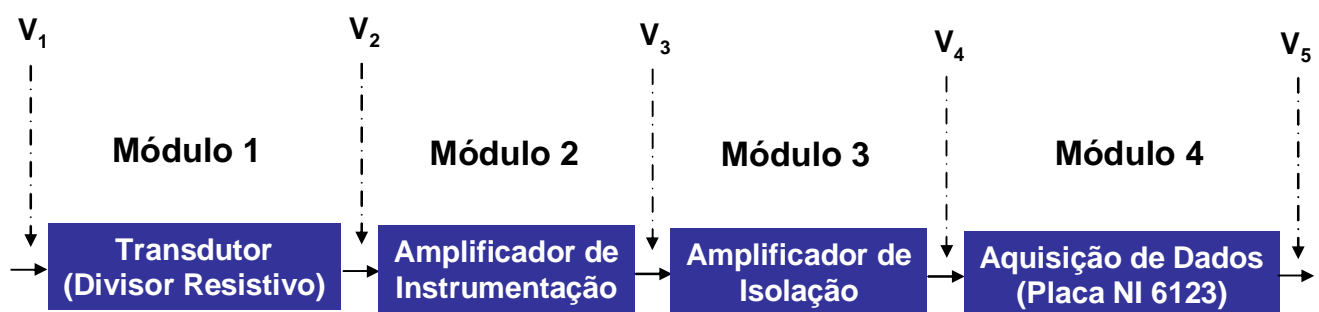
Neste trabalho, foram desenvolvidos dois sistemas de medição: sistema de medição de tensão (SMV) e sistema de medição de corrente (SMI). Para um melhor entendimento, a cadeia de medição de cada sistema foi dividida em módulos, sendo cada um deles composto por duas parcelas:

- parcela “K” - expressa a relação (quociente) entre as amplitudes dos sinais de saída e de entrada de cada módulo;
- parcela “ $\mu$ ” - expressa a incerteza de medição associada a cada módulo.

Essa divisão dos sistemas de medição em módulos permitiu que a análise metrológica das cadeias fosse simplificada. Isso foi possível graças à baixa retroação existente entre cada um dos módulos, ocasionada devido à relação entre as impedâncias de entrada e de saída de cada módulo. No caso do módulo composto pelo amplificador INA 101, sua impedância de entrada é elevada ( $Z_{\text{entrada}} \geq 10^{10} \Omega$ ) enquanto que sua impedância de saída é baixa ( $Z_{\text{saída}} \leq 0,2 \Omega$ ).

### 4.1 Sistema de medição de tensão

O sistema de medição de tensão (SMV) proposto neste trabalho é representado pelos módulos da figura 30.



**Figura 30 – Módulos do sistema de medição de tensão (SMV)**

Cada um dos módulos representados na figura 30 tem como principais componentes:



Entretanto, esse sinal proveniente do enrolamento secundário do transformador de potencial (TP), não pode ser aplicado diretamente nos circuitos eletrônicos do SMV, devido à:

- necessidade de limitar-se a tensão aplicada na entrada dos amplificadores. No caso do amplificador de isolamento AD215, o fabricante recomenda que essa tensão não ultrapasse 10 V;
- necessidade de trabalhar-se com níveis de tensão menores, aumentando assim a segurança na operação do sistema de medição desenvolvido.

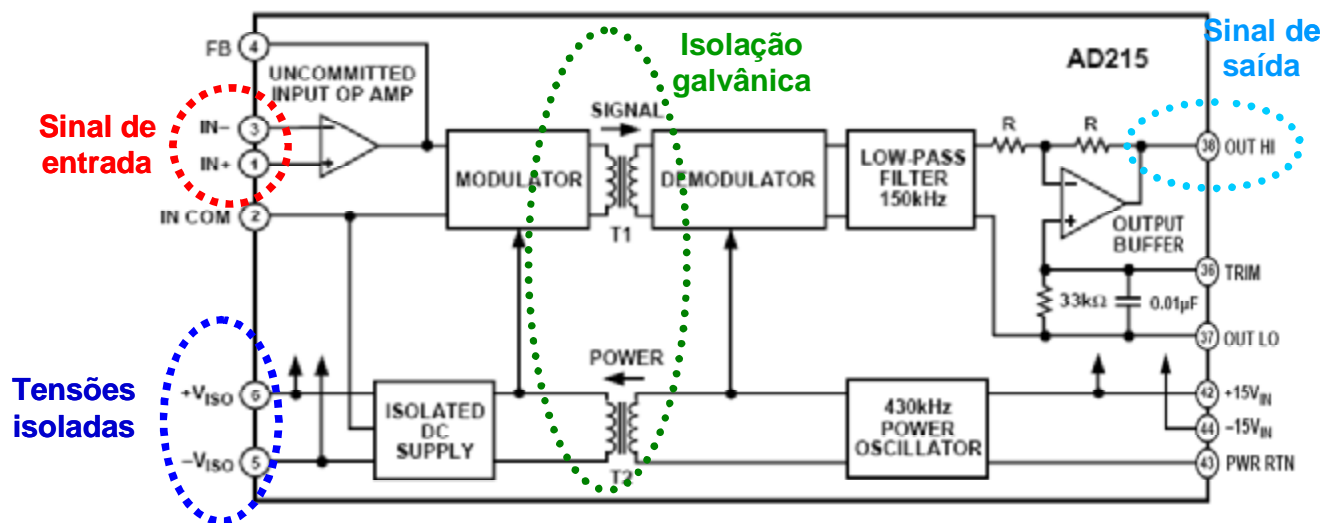
A forma encontrada para reduzir essa tensão, foi utilizar um divisor resistivo tipo Caddock, composto por dois resistores em série, sendo a resistência de um deles nove vezes maior que a do outro. Assim, o sinal de tensão em sua saída é um décimo daquele encontrado em sua entrada.

Atenção especial foi dada em relação ao valor da deriva térmica do divisor. Essa é uma das características mais críticas para o seu bom desempenho, já que qualquer alteração no valor dessas resistências, provocará mudanças na amplitude do sinal de saída do divisor. No caso deste trabalho, o divisor resistivo Caddock modelo 1776-23 [44] possui deriva térmica de 0,005 % / K.

Outro detalhe do SMV é a presença do amplificador de instrumentação INA 114, configurado como seguidor de tensão. Esse estágio foi utilizado no circuito com vistas a proporcionar uma baixa impedância na entrada do amplificador de isolamento AD215, promovendo assim uma baixa retroação. Caso esse artifício não fosse usado, ou seja, fosse colocada na entrada do AD215 a impedância encontrada na saída do divisor de tensão, haveria um efeito mais pronunciado da retroação, prejudicando dessa forma a medição.

Já o estágio composto pelo amplificador de isolamento AD215BY, tem a função de proporcionar isolamento galvânica entre seus terminais de entrada (que recebe o sinal proveniente da saída do divisor resistivo) e de saída (que envia o sinal para a placa de aquisição de sinais). Isso é necessário para impedir que surtos provenientes do secundário do TP, que antecede o divisor resistivo, sejam transferidos para a placa de aquisição de dados, danificando-a. No caso do circuito de medição de corrente (SMI) esse estágio não foi necessário, visto que uma das características da própria bobina de Rogowski (transdutor) é a presença da isolamento galvânica, o que não ocorre com o divisor resistivo.

Devido à essa isolação galvânica, cuidado especial foi tomado em relação às alimentações dos circuitos do INA114 e do AD215BY. Para que ambos componentes não ficassem alimentados pelo mesmo ponto de circuito, prejudicando dessa forma a isolação galvânica, foram utilizadas as alimentações disponibilizadas pelo próprio amplificador de isolação AD215BY. Tais sinais *Viso*, nada mais são do que uma alimentação simétrica de 15 V, isolada galvanicamente da alimentação principal do amplificador de isolação. Dessa maneira, os sinais presentes na saída *Viso* foram utilizados para alimentar o INA114, tornando a alimentação desse componente isolada daquela do AD215BY. A figura 32 mostra como é obtida a isolação galvânica entre os terminais de entrada e saída do AD215BY e, também, como é obtida a tensão *Viso* (tensão simétrica de 15 V), utilizada para alimentar o amplificador INA 114 neste trabalho.



**Figura 32 – Diagrama de blocos funcional do AD 215BY, mostrando seus sinais de entrada e de saída, isolação galvânica e tensões isoladas  $V_{iso}$  [46]**

Para realizar o ajuste da tensão de *offset* de saída do AD215BY, foi necessário utilizar-se um potenciômetro, conforme mostra a figura 33.

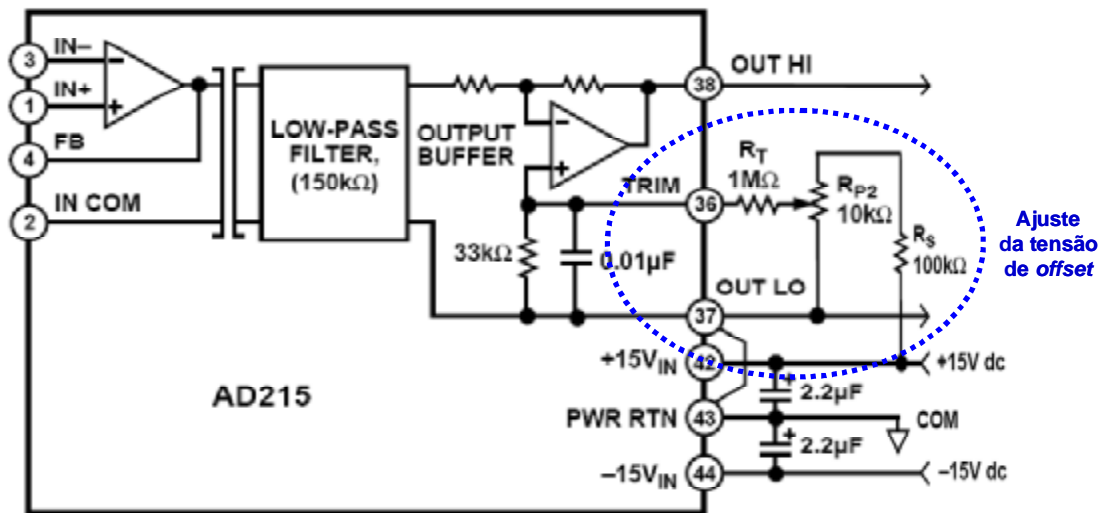


Figura 33 – Ajuste da tensão de *offset* do AD215BY [46]

Posteriormente à saída do AD215BY, o sinal é transportado a uma entrada analógica da placa de aquisição de dados NI6123, possibilitando que o sinal de saída do SMV seja medido. Convém ressaltar que o circuito do SMV foi desenvolvido de modo que sua tensão de saída não ultrapasse os limites de tensão de entrada da placa de aquisição, que é de 10 V. Isso evita que o sinal medido pela placa de aquisição sofra saturação, ao mesmo tempo que garante a integridade da placa.

#### 4.2 Sistema de medição de corrente

O sistema de medição de corrente (SMI) proposto neste trabalho é representado pelos módulos da figura 34.

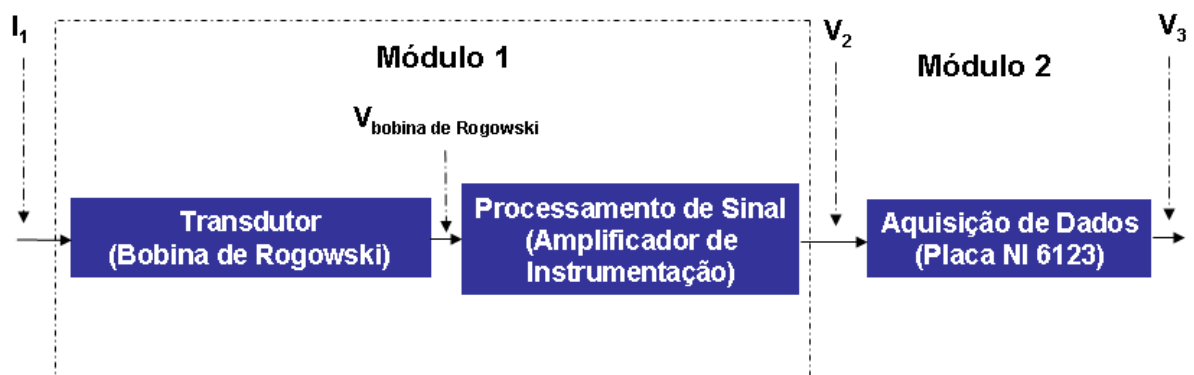


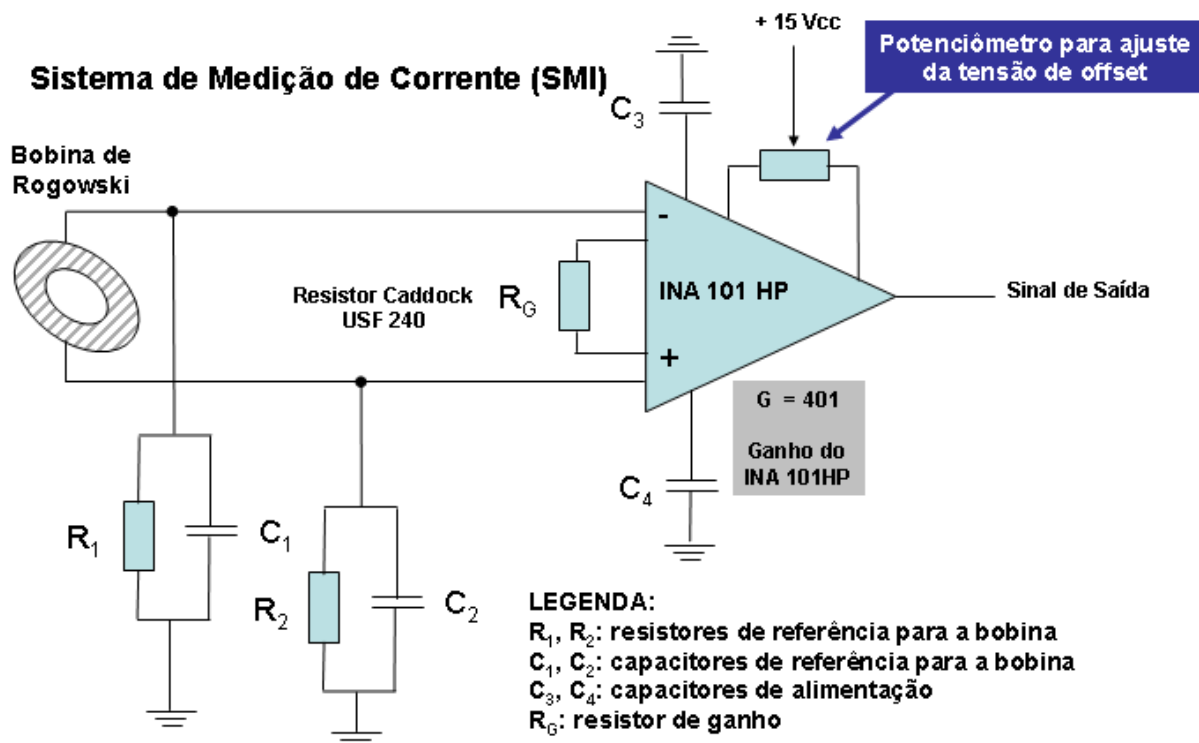
Figura 34 – Módulos do sistema de medição de corrente (SMI)



Cada um dos módulos representado na figura 34 tem como principais componentes:

- **módulo 1:** bobina de Rogowski e amplificador de instrumentação INA 101;
- **módulo 2:** placa de aquisição de dados NI 6123 da National Instruments.

O circuito eletrônico do SMI é mostrado na figura 35, seguido de uma explicação sobre suas principais características e funcionamento.



**Figura 35 – Esquema elétrico do sistema de medição de corrente (SMI)**

### Detalhamento do sistema de medição de corrente

Considerando a faixa de corrente de (0 a 5) A em que a bobina de Rogowski foi utilizada, seu sinal de saída apresenta baixa amplitude. Dessa forma, seu sinal de saída deverá ser amplificado para, posteriormente, ser medido. Além disso, para a medição da tensão de saída da bobina, é necessário que sejam empregados circuitos que possuam elevada impedância de entrada. Ambas as características são conseguidas através do uso do amplificador de instrumentação INA 101HP, que

possui impedância de entrada de  $1 \times 10^{10} \Omega$  e admite ganhos na faixa de  $G=1$  até  $G=1000$ .

Outro aspecto, que pode ser observado na figura 34, refere-se à composição do módulo 1, composto pela união da bobina de Rogowski com o amplificador de instrumentação. Essa característica contrapõe-se ao que ocorreu com o sistema de medição de tensão, onde cada componente principal de sua cadeia de medição correspondia a um módulo, isoladamente. A união desses dois componentes ocorreu devido a:

- impossibilidade de medir-se o sinal de saída da bobina, sem que a mesma esteja conectada a um circuito de alta impedância, no caso deste trabalho ao amplificador de instrumentação INA 101;
- baixa amplitude do sinal de tensão presente na saída da bobina de Rogowski, requerendo que esse sinal de saída seja amplificado para, posteriormente, ser medido.

No caso deste trabalho o ganho utilizado no amplificador INA101HP foi igual a  $G=401$ , sendo obtido através da conexão de um resistor Caddock no valor de  $100 \Omega$  entre as entradas *Gain Set 1* e *Gain Set 2*, do INA101HP. A equação 9 apresenta a equação do ganho para o amplificador.

$$G = 1 + \left( \frac{40k\Omega}{R_G} \right) \quad (9)$$

onde:

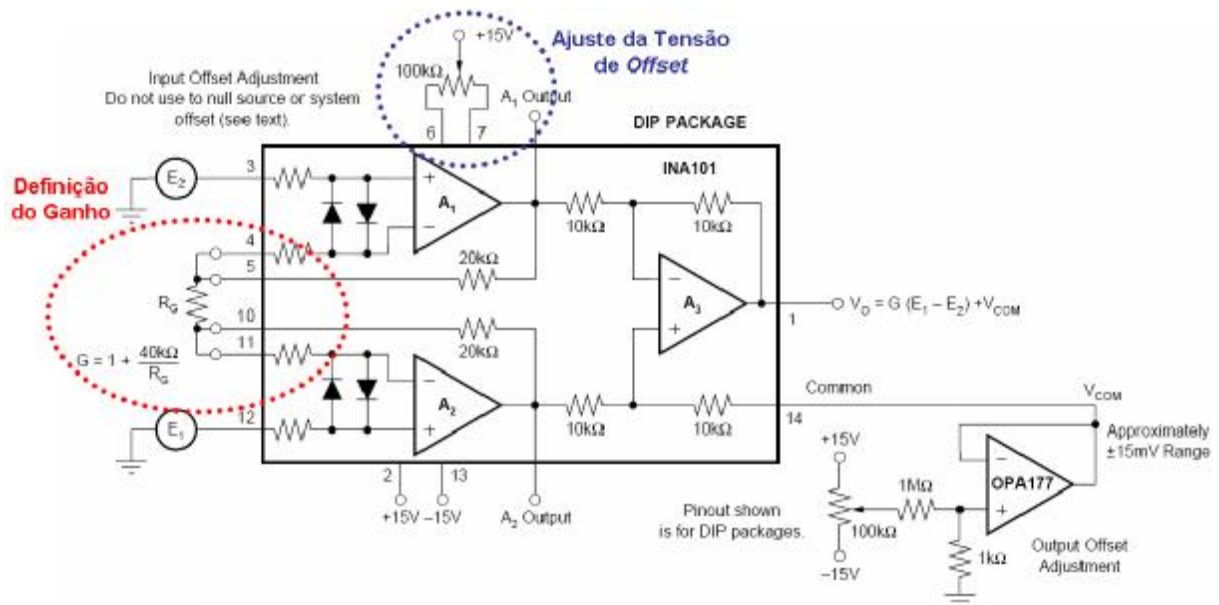
$G$  = ganho do amplificador de instrumentação;

$R_G$  = resistência do ganho.

Como o ganho  $G$  é dependente do valor da resistência de  $R_G$  e, dessa forma, sensível à sua variação de resistência, optou-se por utilizar um resistor Caddock para a determinação do ganho. Isso porque o mesmo possui baixíssimo valor de deriva térmica, quando comparado com os resistores habitualmente encontrados no mercado. O valor de sua deriva térmica é de  $0,0002\%/^{\circ}\text{C}$ .

Além disso, para reduzir os efeitos de erro de ganho, foram utilizados também os terminais *Gain Sense 1* e *Gain Sense 2* do INA101HP, que possuem a função de reduzir o erro de ganho produzido pelas resistências dos fios e conectores [47]. O uso destes pinos é necessário, principalmente no caso deste trabalho, que utiliza um valor de ganho elevado ( $G=401$ ) e valor de  $R_G$  relativamente baixo.

Para minimizar os efeitos das tensões e correntes de *offset*, no desempenho do sistema de medição, foram também utilizados os pinos de *Offset Adjust*. Entre eles, foi conectado um potenciômetro de 10 k $\Omega$ , através do qual é possível ajustar-se a tensão de *offset*, de modo a torná-la o mais próxima de zero quanto possível. Neste trabalho não foi utilizado o segundo estágio de ajuste da tensão de *offset*, que utiliza outro amplificador de instrumentação, modelo OPA177, como proposto pelo fabricante do INA101HP na figura 36. Testes preliminares indicaram que apenas o ajuste da tensão de *offset*, realizado através do potenciômetro de 10 k $\Omega$  já se mostrou suficiente.



**Figura 36 - Definição do ganho e ajuste da tensão de *offset* do amplificador de instrumentação INA 101HP [47]**

Já em relação à bobina de Rogowski, testes preliminares detectaram que a amplitude de seu sinal de saída, de acordo com o item 3.1.3.2.e), varia em função da posição do condutor (que transporta a corrente a ser medida), dentro da “janela” da bobina. Para resolver esse inconveniente, foi confeccionada uma bucha de nylon que serve para posicionar e manter esse condutor em uma posição fixa. Além disso,

através dessa bucha de nylon foi possível efetuar-se várias voltas do condutor em relação à bobina de Rogowski. Aumentou-se assim a amplitude da tensão de saída da bobina sem, contudo, alterar suas características construtivas, sendo esse um recurso utilizado em processos de calibração. A figura 37 apresenta esse artifício utilizado.



**Figura 37 – Bucha de nylon utilizada para manter o condutor fixo em uma posição dentro da “janela” da bobina de Rogowski e, ao mesmo tempo, aumentar a amplitude de sua tensão de saída**

A figura 38 mostra os sistemas de medição de tensão e de corrente desenvolvidos neste trabalho.



**Figura 38 – Sistemas de medição de tensão (SMV) e de corrente (SMI) desenvolvidos**

### 4.3 Principais fontes de incerteza dos sistemas de medição

A seguir são apresentadas as principais fontes de incerteza dos componentes utilizados na montagem dos sistemas de medição propostos neste trabalho.

#### 4.3.1 Fontes de incerteza associadas aos resistores

##### Ruído térmico

O ruído térmico, também conhecido como ruído Johnson, é causado pela agitação dos elétrons devido à temperatura do resistor [35]. A equação 10 apresenta sua forma de cálculo.

$$V_R = \sqrt{4.k.T.B.R} \quad (10)$$

onde:

$V_R$  = tensão do ruído térmico [V];

$k$  = constante de Boltzmann =  $1,38 \times 10^{-23}$  [J/K];

$T$  = temperatura do resistor [K];

$B$  = banda de frequência [Hz];

$R$  = valor da resistência [ $\Omega$ ].

A equação do ruído térmico já expressa o valor da tensão em valor eficaz. Seu valor é diretamente proporcional a três grandezas: temperatura do resistor, banda de frequência do sinal medido e do valor da resistência.

A largura espectral do ruído térmico é teoricamente infinita, porém na prática apresenta espectro limitado pela resposta em frequência dos circuitos. No caso dos circuitos eletrônicos que não possuem filtros passa-baixas, a banda de frequência fica limitada à menor frequência de corte dos componentes eletrônicos do sistema de medição.

## Deriva térmica

Devido ao material pelo qual são construídos, os resistores apresentam variação da sua resistência com a mudança de temperatura [36]. Três efeitos têm forte influência sobre a temperatura de um resistor:

- a) temperatura ambiente na qual está exposto o resistor;
- b) dissipação de potência no resistor, devido à circulação de corrente sob o mesmo e com o conseqüente efeito *Joule* [35], [37], sendo essa potência calculada através da equação 11;

$$P = R.I^2 \quad (11)$$

onde:

P = potência dissipada [W] ou [J/s];

R = valor da resistência por onde circula a corrente [ $\Omega$ ];

I = valor da corrente que circula pelo resistor [A].

- c) condição de dissipação de calor: o aumento real da temperatura, devido ao efeito Joule, é limitado pela condutividade térmica entre o resistor e o ambiente [35]. Além da condutividade térmica do material do resistor, a condutividade do ambiente também é importante. Por exemplo, a circulação de ar sobre o resistor retira mais calor por unidade de tempo do que a convecção natural, mantendo assim o resistor em uma temperatura mais baixa [38].

## Deriva temporal

Os resistores apresentam uma leve variação da resistência com o tempo. De acordo com o fabricante de resistores de “precisão” Caddock [44], essa deriva com o tempo se apresenta de duas formas:

- *load life stability*: significa a deriva da resistência do resistor após o mesmo trabalhar na tensão nominal durante determinado número de horas;

- *shelf life stability*: significa a deriva da resistência do resistor após determinado tempo sem uso. Normalmente esse valor é menor que a *load life stability*.

#### 4.3.2 Incerteza devido à tensão termelétrica das conexões

A tensão termelétrica é uma das fontes mais comuns de erros na medição de baixos níveis de tensão [39]. Essas tensões são geradas quando condutores, feitos de materiais com características termelétricas diferentes, são conectados entre si [39]. A figura 39 (a) ilustra a situação em que o fio que conduz a corrente até o *shunt* é de um material (representado em azul), o *shunt* é feito de outro tipo de material (representado em preto) e o fio utilizado pelo voltímetro é de um terceiro material (representado em vermelho). As tensões termelétricas geradas por este tipo de ligação estão apresentadas na figura 39 (b), sendo  $I_{\text{fonte}}$  a corrente que atravessa o *shunt* e  $V_T$  a tensão termelétrica que aparece nos pontos de conexão entre os diversos condutores, de materiais diferentes.

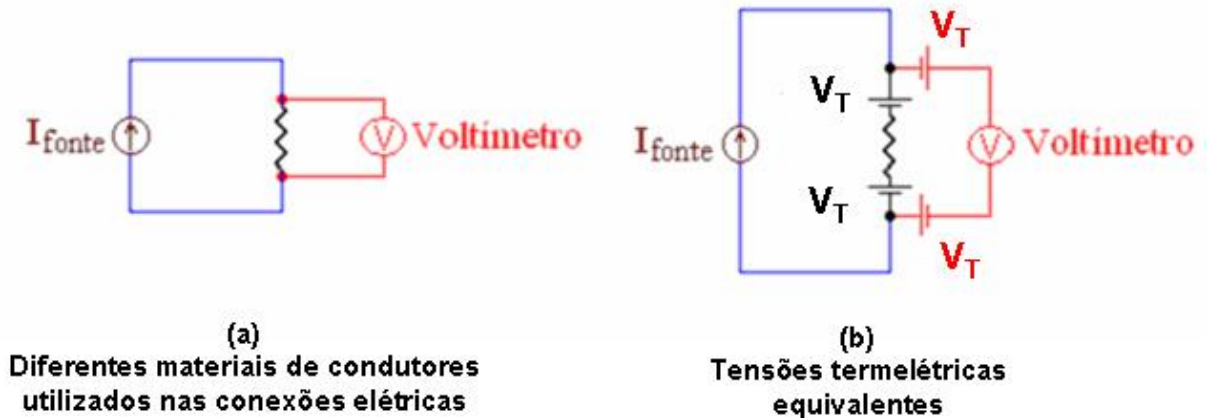


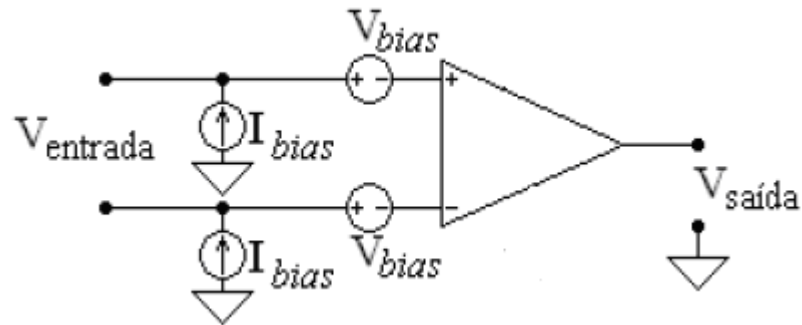
Figura 39 – Tensões termelétricas das conexões elétricas [39]

#### 4.3.3 Fontes de incerteza dos amplificadores operacionais

##### Tensão e corrente de bias

Todo elemento ativo precisa de certa corrente e tensão para se tornar operante na região desejada. Essas são chamadas de tensão de bias e corrente de bias, respectivamente [40]. A figura 40 mostra a modelagem do circuito de entrada de um amplificador de sinal, ilustrando a tensão e corrente de bias. Na figura 40

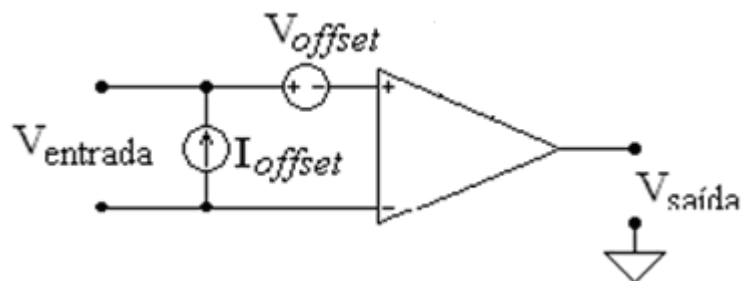
tem-se que  $V_{\text{entrada}}$  é a tensão na entrada do amplificador,  $I_{\text{bias}}$  é a corrente de bias na entrada do amplificador,  $V_{\text{bias}}$  é a tensão de bias na entrada do amplificador,  $+V$  e  $-V$  a tensão de alimentação do amplificador e  $V_{\text{saída}}$  a tensão de saída do amplificador.



**Figura 40 – Modelo da tensão e corrente de bias para amplificadores operacionais [41]**

### Offset e deriva (*drift*)

Por definição, a tensão de entrada que torna a saída do sistema zero, é chamada de tensão de *offset* de entrada de um elemento ativo [40]. Da mesma forma, por definição, a corrente de *offset* é a corrente de entrada que zera a tensão de saída. Em amplificadores diferenciais a tensão e a corrente de *offset* podem ser entendidas como a diferença entre as tensões e correntes de *bias* de cada entrada. A figura 41 mostra o modelo da tensão e corrente de *offset*. Já a deriva, também conhecida como *drift*, pode ser definida como a variação da tensão e corrente de *offset* e ganho do sistema em função do tempo ou da temperatura [40].



**Figura 41 – Modelo da tensão e corrente de offset para amplificadores diferenciais [41]**

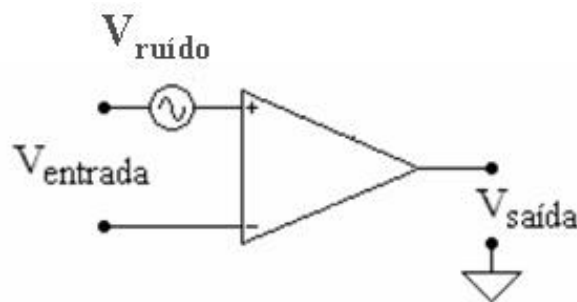


## Efeito da temperatura

A maioria dos parâmetros eletrônicos concernentes a amplificadores, são dependentes da temperatura. A deriva da temperatura é a causa principal da variação da tensão e corrente de *offset* e é muito difícil de ser corrigida. Em geral, o zero do sinal é válido somente para uma determinada temperatura [40]. Dessa forma deve-se conhecer muito bem o comportamento da deriva da tensão de *offset*, particularmente quando o sistema de medição é submetido a significativas variações de temperatura durante o seu funcionamento.

## Ruído de entrada

Todo amplificador possui uma fonte de ruído parasita interna. Esse ruído é medido na saída do amplificador e referenciado à entrada. Normalmente é dado em catálogo em tensão e/ou corrente equivalente [41]. A figura 42 mostra o modelo da tensão de ruído de um amplificador, onde  $V_{\text{ruído}}$  representa a tensão do ruído na entrada do amplificador,  $V_{\text{entrada}}$  a tensão de entrada do amplificador e  $V_{\text{saída}}$  a tensão de saída do amplificador.



**Figura 42 – Modelo da tensão de ruído de entrada para amplificadores operacionais [41]**

## Não linearidade

A equação que exprime o relacionamento ideal entre o estímulo (grandeza de entrada do sistema de medição) e a sua resposta (saída), denominada de curva de resposta nominal, na maioria dos casos é linear. Porém, na prática, isso nem sempre acontece. Por limitações construtivas, ou pela não-linearidade dos fenômenos físicos, a curva obtida não é uma linha reta [4]. A não-linearidade pode ser definida

como o máximo desvio da linearidade aproximada de um sistema de medição [4], [40].

#### 4.3.4 Fontes de incerteza da placa de aquisição de sinais

##### Resolução e erro de quantização

Segundo o VIM [7], resolução de um sistema de medição é a “menor diferença entre indicações de um dispositivo mostrador que pode ser significativamente percebida”. A resolução dos sistemas de medição de tensão e corrente desenvolvidos, é a própria resolução da placa de aquisição de sinais. Como o arredondamento do valor indicado pode estar sendo feito para cima ou para baixo, é considerada uma distribuição uniforme ou retangular. Dessa forma, a resolução pode ser calculada a partir da equação 11.

$$R = \frac{1}{2^{nbits}} \cdot V_{pico-pico} \quad (11)$$

onde:

R = resolução da placa [V];

n bits = número de bits do conversor A/D da placa de aquisição de sinais;

$V_{pico-pico}$  = faixa de medição do conversor A/D [V].

Assim, o chamado erro de quantização corresponde à incerteza padrão associada à resolução, sendo calculada através da equação 12.

$$EQ = \frac{R}{2\sqrt{3}} \quad (12)$$

onde:

EQ = erro de quantização [V];

R = resolução da placa [V].

## Interferência

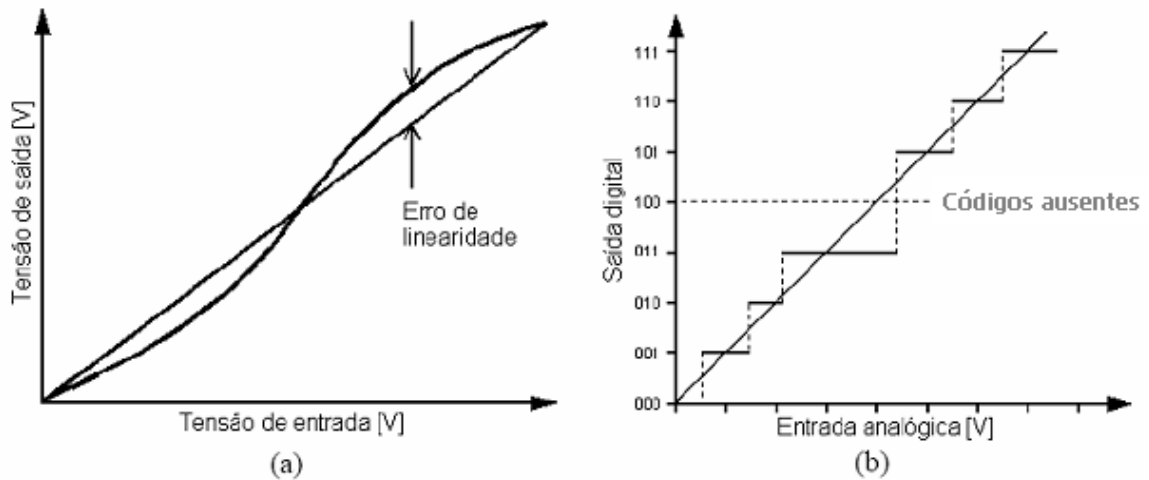
É ocasionada por agentes externos à placa de aquisição de sinais. Como exemplo cita-se a proximidade do sistema de medição com equipamentos emissores de radiação eletromagnética, tais como: fontes de tensão, monitores de computadores e leitores de disco rígido. Dessa forma, para que o sistema de medição não seja prejudicado, deve-se garantir uma boa blindagem dos cabos e do sistema de medição em geral, ou até mesmo, garantir que cabo que transporta o sinal de medição esteja longe de fontes geradoras de radiações eletromagnéticas. Algumas técnicas utilizadas é utilizar-se artifícios de blindagem e também cabos de par trançado (ou cabos coaxiais).

## Erro de linearidade

Existem dois tipos de especificações de não-linearidades quando se trata de conversores A/D e placas de aquisição de sinais: INL (*Integral Nonlinearity*) e DNL (*Differential Nonlinearity*). A INL de um conversor A/D é análoga à não-linearidade de um amplificador, e é definida como o máximo desvio da curva de transferência real do conversor de uma linha reta. Em geral é obtida pelo método dos mínimos quadrados [42]. A figura 43 (a) mostra o INL em um conversor A/D. O outro tipo de especificação de não-linearidade é a DNL, que é a não-linearidade na transição do código do conversor. Idealmente, a mudança de 1 (um) LSB<sup>5</sup> no código digital representa também uma variação de exatamente 1 (um) LSB no sinal analógico. O DNL é definido como o máximo desvio, em toda a faixa de medição, do tamanho ideal de 1 (um) LSB [42]. A figura 43 (b) apresenta este tipo de não-linearidade. O termo código ausente é utilizado quando nem todos os códigos digitais são existentes na saída do conversor digital da placa de aquisição.

---

<sup>5</sup> LSB (Least Significant Bit) – significa bit menos significativo. Em termos práticos equivale à resolução máxima da placa de aquisição de dados, sendo calculado através da equação 11 apresentada.



**Figura 43 – Não-linearidades de um conversor A/D: (a) INL; (b) DNL [42]**

#### **4.4 Balanço de incertezas dos sistemas de medição desenvolvidos**

No cálculo da incerteza de medição, estão consideradas apenas as fontes de incerteza que possuem comportamento aleatório ou sistemático não-corrigível. Para as fontes de incerteza de comportamento sistemático, com possibilidade de correção através de ajuste baseado em calibração, considera-se que as mesmas não afetarão os resultados da medição, apesar de restar uma parcela de erro ocasionada devido à incerteza dessa correção. Portanto, tanto as componentes de erro sistemático como a parcela de erro ocasionada devido à sua correção, foram desconsideradas no balanço de incertezas deste trabalho.

##### **4.4.1 Incerteza de medição do sistema de medição de tensão**

A cadeia de medição do sistema de medição de tensão, apresentada na figura 30, possui quatro módulos. No seu balanço de incertezas serão incluídas apenas as características dos componentes considerados mais críticos de cada módulo:

- módulo 1 - Divisor resistivo Caddock;
- módulo 2 - Amplificador de instrumentação INA 114;
- módulo 3 - Amplificador de isolamento AD215BY;
- módulo 4 - Placa de aquisição de dados NI 6123.

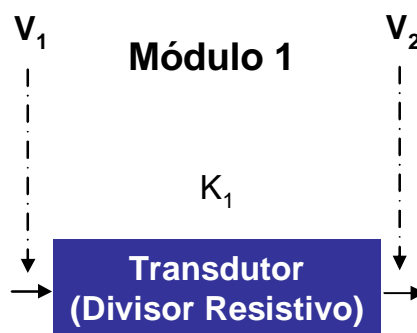
O valor da incerteza de medição apresentada no apêndice II, corresponde ao valor de tensão medido de 70 V, aplicado na entrada do SMV. No apêndice III é apresentado um diagrama de Pareto, o qual mostra a contribuição de cada fonte de incerteza (em termos percentuais) na composição da incerteza total do SMV.

Considerou-se também que, para efeitos de avaliação de incerteza, o SMV irá operar dentro de uma faixa de temperaturas de  $(25 \pm 5)^\circ\text{C}$ , independente da estação do ano. Essa faixa de temperaturas foi determinada a partir da medição, por um período de sete dias, da temperatura no interior de uma sala de controle de subestação (local onde será instalado o sistema de medição desenvolvido). Os resultados dessa medição são mostrados no apêndice IV.

A seguir são apresentados como foram calculados os coeficientes  $K$  e  $\mu$  para cada módulo que compõe o sistema de medição de tensão (SMV).

### Módulo 1 – Transdutor (Divisor Resistivo)

O módulo correspondente ao transdutor (divisor resistivo) do SMV é apresentado na figura 44.



$$V_2 = (V_1 * K_1) \pm m_{\text{transdutor}}$$

Figura 44 – Módulo representando o divisor resistivo do SMV

#### a) Cálculo de $K_1$ (sensibilidade do transdutor)

$$K_1 = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{10} \quad (12)$$

onde:

$K_1$  = sensibilidade do módulo 1;

$V_2$  = tensão de saída do módulo 1;

$V_1$  = tensão de entrada do módulo 1.

No caso deste trabalho o valor de  $K_1$  é igual a 1/10, ou seja, a tensão encontrada na saída do divisor resistivo possui uma amplitude de 1/10 daquela encontrada em sua entrada.

### **b) Cálculo de $m_{\text{transdutor}}$**

Para o cálculo de  $\mu_{\text{transdutor}}$  (parcela da incerteza de medição devida do Módulo 1 – divisor resistivo), as características metrológicas fornecidas pelo fabricante do divisor de tensão *Caddock* modelo 1776-23 [44], são:

- deriva do valor da resistência com a temperatura: 0,005% do valor da resistência / °C;
- *load life stability*:  $(0,020 \pm 0,020)\%$  do valor da resistência, com a tensão nominal aplicada no componente por um período de 2000 horas;
- *shelf life stability*:  $(0,010 \pm 0,010)\%$  do valor da resistência, por um período de 6 meses.

Algumas considerações sobre esse cálculo de incerteza do módulo 1 são:

- apesar de fornecidas pelo fabricante as características de deriva da resistência com a temperatura, *load life stability* e *shelf life stability*, como o divisor resistivo utilizado neste projeto contempla dois resistores encapsulados em um mesmo invólucro, considerou-se que as características, terão influência em ambos resistores, havendo dessa forma uma auto-compensação. Assim, essas características não serão consideradas no balanço de incertezas do SMV;
- da mesma forma, apesar de ser fornecida pelo fabricante, a tolerância absoluta do divisor resistivo *Caddock*, para efeitos de cálculo da incerteza do módulo 1, será considerada nula. Pode-se assumir essa condição uma vez que, por essa característica ter um comportamento sistemático, seus efeitos

na incerteza de medição serão compensados durante o processo de calibração;

- para o cálculo do ruído térmico do divisor de tensão será considerada a temperatura de 30 °C (correspondendo a 303 K), e banda passante B igual a 120 kHz. Esse valor de banda foi obtido a partir da especificação fornecida pelo fabricante do amplificador AD215BY [46]. A mesma foi escolhida devido a fato de ser a menor banda passante dos componentes do sistema de medição de tensão, uma vez que não há nesse sistema nenhum filtro passa-baixas com banda inferior a essa. Já o INA114 [45] e a placa de aquisição NI 6123 [43] apresentam bandas passantes de 1 MHz e 511 kHz, respectivamente.

## Módulo 2 – Amplificador de Instrumentação

O módulo correspondente ao amplificador de instrumentação (INA114) [45] do SMV é apresentado na figura 45.

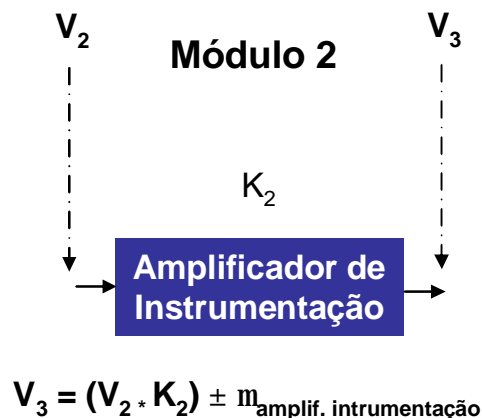


Figura 45 – Módulo representando o amplificador de sinal do SMV

### a) Cálculo de $K_2$ (ganho do amplificador)

$$K_2 = \frac{V_3}{V_2} = 1 \quad (13)$$

onde:

$K_2$  = ganho do módulo 2;

$V_3$  = tensão de saída do módulo 2;

$V_2$  = tensão de entrada do módulo 2.

No caso deste trabalho o valor de  $K_2$  será unitário, ou seja, a tensão de saída do amplificador será igual a aquela encontrada em sua entrada. Esse módulo, composto por um amplificador configurado como seguidor de tensão ( $K_2=1$ ), desempenha a função de ser o elo entre o divisor resistivo Caddock e o amplificador de isolamento AD215BY (módulo 3). Esse artifício é necessário para que, o sinal de saída do divisor de tensão seja injetado em uma entrada de alta impedância (no valor de  $10^{10} \Omega$ , no caso do INA114). Tal impedância de entrada elevada não ocorreria caso esse sinal fosse injetado diretamente na entrada do amplificador de isolamento AD215BY [46], que possui uma impedância de entrada de  $16^6 \Omega$ , ou seja, aproximadamente 600 vezes menor que aquela do INA 114.

#### **b) Cálculo de $m_{\text{amplif.instrumentação}}$**

Para o cálculo de  $m_{\text{amplif.instrumentação}}$  (componente da incerteza de medição devido ao Módulo 2 – amplificador de instrumentação), serão utilizadas as características metrológicas presentes no manual do amplificador INA 114. Todos os valores apresentados referem-se a um ganho unitário ( $G=1$ ).

- Deriva da tensão de *offset* vs. temperatura (máx):  $\pm 0,25 + 5/G$  [ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ], onde  $G$  é o ganho;
- Deriva da corrente de *bias* vs. temperatura (típico):  $\pm 8$  pA/ $^\circ\text{C}$ ;
- Corrente de *offset* vs. temperatura (típico):  $\pm 8$  pA/ $^\circ\text{C}$ ;
- Deriva do erro de ganho vs. temperatura (máx):  $\pm 0,001$  %/ $^\circ\text{C}$  do valor medido;
- Não linearidade (máx):  $\pm 0,001$  % do valor medido.

Algumas considerações sobre esse cálculo de incerteza do módulo 2 são:



- Para efeitos de cálculo de incerteza, serão consideradas nulas as características de tensão de *offset* inicial e erro de ganho. Devido ao fato dessas características terem comportamento sistemático, os efeitos das mesmas poderão ser compensados, através de ajuste, no processo de calibração, não afetando dessa forma o sinal de medição;
- Também não foram consideradas no balanço de incertezas as correntes de *bias* e de *offset*, bem como suas derivas com as temperaturas, por representarem valores desprezíveis na composição da incerteza.

### Módulo 3 – Processamento de Sinal (Amplificador de Isolação)

O módulo correspondente ao amplificador de isolação (AD 215BY) do SMV é apresentado na figura 46.

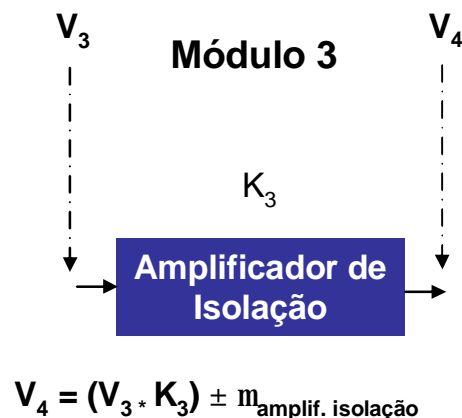


Figura 46 – Módulo representando o processamento de sinal do SMV

#### a) Cálculo de $K_3$ (ganho do amplificador)

$$K_3 = \frac{V_4}{V_3} = 1 \quad (14)$$

onde:

$K_3$  = ganho do módulo 3;

$V_4$  = tensão de saída do módulo 3;

$V_3$  = tensão de entrada do módulo 3.

No caso deste trabalho o valor de  $K_3$  será unitário, ou seja, a tensão de saída do divisor resistivo será igual a aquela encontrada em sua entrada, comportando-se como um circuito seguidor de tensão. Esse módulo, composto por um amplificador de isolamento, tem como função promover isolamento galvânica entre a tensão de saída, proveniente do divisor resistivo Caddock, e a tensão de entrada da placa de aquisição de dados NI 6123 (Módulo 4). A isolamento galvânica é de extrema importância, prevenindo que sobretensões decorrentes de faltas, provenientes do secundário do TP, sejam repassadas ao circuito de aquisição de sinais, o que poderia danificá-lo.

#### **b) Cálculo de $m_{\text{amplif.isolação}}$**

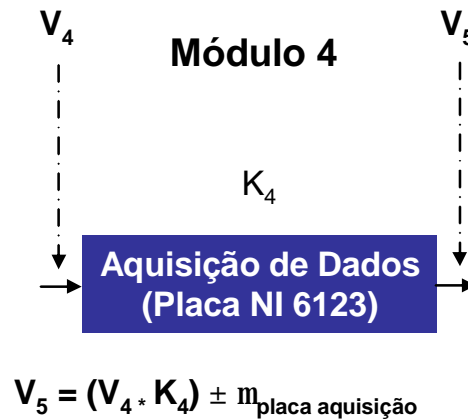
Para o cálculo de  $m_{\text{amplif.isolação}}$  (parcela da incerteza de medição devida ao Módulo 3 – amplificador de isolamento), utilizou-se as características metrológicas presentes no manual do amplificador AD215BY, sendo elas:

- erro de ganho vs. temperatura: + 0,0015 %/°C do valor do ganho;
- não linearidade (máx):  $\pm 0,015\%$  do valor medido;
- tensão de ruído de entrada:  $20 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ;
- tensão de offset de entrada vs. temperatura (typ):  $\pm 2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ;
- tensão de offset de saída vs. temperatura (typ):  $\pm 30\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

Particularmente, em relação às fontes de incerteza tensão de *offset* de entrada, tensão de *offset* de saída e erro de ganho, fornecidas pelo fabricante, considerou-se que as mesmas serão corrigidas, através de ajuste, durante o processo de calibração do sistema de medição. Dessa forma, seus valores para efeito de cálculo da incerteza foram considerados nulos.

#### **Módulo 4 – Aquisição de dados (Placa NI 6123)**

O módulo correspondente à placa de aquisição de dados (NI6123) do SMV é apresentado na figura 47.



**Figura 47 – Módulo representando o sistema de aquisição de dados**

**a) Cálculo de  $K_4$**

Uma vez que a amplitude do sinal de saída da placa de aquisição de dados é igual ao do sinal presente em sua entrada, o valor de  $K_4$  é unitário.

**b) Cálculo de  $m_{\text{aquisição}}$**

Para o cálculo da incerteza de medição  $m_{\text{aquisição}}$  serão utilizadas as características metrológicas fornecidas pelo fabricante da placa de aquisição NI 6123 [43]. Para a faixa de medição de 10 V, a incerteza de medição fornecida pelo fabricante é de 4960  $\mu\text{V}$ , correspondendo ao valor da *absolute accuracy at full scale*, conforme mostra a tabela 6.

**Tabela 6 – Características metrológicas da placa de aquisição NI6123 [43]**

Nominal Range at Full Scale (V)	Residual Gain Error (ppm of Reading)	Gain Tempo (ppm/°C)	Reference Tempo	Residual Offset Error (ppm of Range)	Offset Tempo (ppm of Range/°C)	INL Error (ppm of Range)	Random Noise, $\sigma$ ( $\mu\text{Vrms}$ )	Absolute Accuracy at Full Scale <sup>1</sup> ( $\mu\text{V}$ )	Sensitivity <sup>2</sup> ( $\mu\text{V}$ )
$\pm 10$	123	25	5	40	186	62	330	4960	132.0
$\pm 5$	123	25	5	48	192	62	166	2550	66.4
$\pm 2.5$	128	25	5	52	229	62	105	1400	42.0
$\pm 1.25$	128	25	5	58	251	62	60	740	24.0

De acordo com o fabricante da placa de aquisição NI6123 [43], a *absolute accuracy at full scale*, é composta pelas parcelas de erro de ganho, erro de offset e ruído da placa. Em relação à incerteza devido à resolução da placa, essa não foi

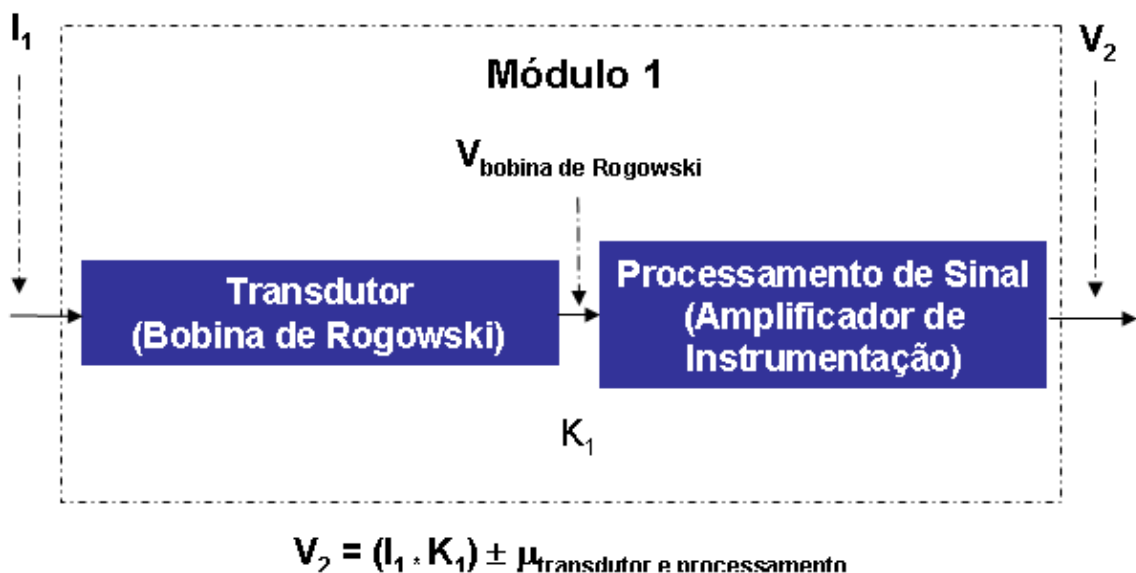
considerada na avaliação de incerteza, por representar valor desprezível na composição da incerteza. Enquanto que a incerteza da placa fornecida pelo fabricante é de  $4960 \mu\text{V}$ , sua resolução é de aproximadamente  $152 \mu\text{V}$ .

#### 4.4.2 Incerteza de medição do sistema de medição de corrente

A cadeia de medição do sistema de medição de referência de corrente (SMI), apresentada na figura 34, possui dois módulos, a saber:

- **módulo 1** – Bobina de Rogowski e amplificador de instrumentação;
- **módulo 2** – Placa de aquisição de sinais NI 6123.

#### Módulo 1 – Bobina de Rogowski e Amplificador de Instrumentação



**Figura 48 – Módulo representando o transdutor (bobina de Rogowski) e processamento de sinal (amplificador de Instrumentação)**

#### a) Cálculo de $K_1$ e de $\mu_{\text{transdutor e processamento}}$

Como se pode verificar na figura 48, o módulo 1 é composto pela junção de 2 componentes: o transdutor (bobina de Rogowski) e o processamento de sinal (amplificador de instrumentação). Essa característica contrapõe-se ao que ocorreu com o sistema de medição de tensão, onde cada componente principal de sua

cadeia de medição correspondia a um módulo, isoladamente. A junção do transdutor com o processamento de sinal, para o sistema de medição de corrente, deveu-se à dificuldade da caracterização individual do comportamento metrológico da bobina de Rogowski devido à:

- impossibilidade de medir-se o sinal de saída da bobina, sem que a mesma esteja conectada a um circuito de alta impedância, sendo usado para essa finalidade o amplificador de instrumentação INA 101;
- baixa amplitude do sinal de tensão presente na saída da bobina de Rogowski, requerendo-se que o sinal proveniente da bobina de Rogowski seja amplificado para, posteriormente, ser medido.

Outra particularidade do sistema de medição de corrente é a ausência das características metrológicas da bobina de Rogowski, tais como a indutância mútua  $M$ , linearidade, tensão de *offset*, derivas térmicas, dentre outras, e que não foram fornecidas pelo fabricante da bobina. Tal fato torna impossível a realização do cálculo da incerteza de medição teórica do SMI.

Dessa forma, a determinação da incerteza de medição para o sistema de medição de corrente, bem como a determinação de sua constante transdução  $K$  foi obtida apenas de forma experimental, levando em conta dessa forma todos os componentes empregados na cadeia de medição.

O capítulo 5 apresenta a avaliação experimental do comportamento metrológico dos sistemas de medição desenvolvidos.

## 5 AVALIAÇÃO DOS SISTEMAS DE MEDIÇÃO PROPOSTOS

Os sistemas de medição desenvolvidos neste trabalho foram ensaiados com vistas a avaliá-los do ponto de vista metrológico. A partir dessa avaliação, foi possível determinar o grau de adequação dos mesmos para serem utilizados como padrões de referência para a verificação periódica das medições de supervisão e controle. A apresentação dos ensaios realizados e dos resultados obtidos é o objetivo deste capítulo.

### 5.1 Ensaios realizados

Os ensaios realizados neste trabalho, consistiram em:

- efetuar a calibração do sistema de medição de tensão (SMV);
- efetuar a calibração do sistema de medição de corrente (SMI);
- verificar se o sinal de medição da bobina de Rogowski sofre influência em função: da variação da temperatura da bobina; da mudança da posição relativa do condutor (que transporta a corrente a ser medida) em relação à “janela” da bobina; e da influência de correntes externas à bobina.

### 5.2 Estrutura do experimento

Todos os ensaios foram realizados no Laboratório de Metrologia Elétrica (LAMEE), de propriedade da Eletrosul Centrais Elétricas S.A. Esse laboratório é acreditado pelo INMETRO e integrante da Rede Brasileira de Calibração (RBC), possuindo padrões rastreados metrologicamente. Em relação às condições ambientais do laboratório, no momento dos testes, essas permanecerem dentro dos limites de  $(20 \pm 5)$  °C de temperatura e  $(55 \pm 15)$  % de umidade.

A instrumentação empregada nos ensaios foi composta por:

- um calibrador 5520A [51], fabricante FLUKE, utilizado na geração dos sinais de tensão e corrente, a serem medidos pelo SMV e pelo SMI;
- um multímetro 3458A [52] (8 ½ dígitos), fabricante HP, utilizado como instrumento padrão para a medição da tensão de entrada do SMV;

- um multímetro 8508A [53] (8 ½ dígitos), fabricante FLUKE, utilizado como instrumento padrão para a medição da corrente de entrada do SMI ;
- uma placa de aquisição NI6123 [43], fabricante National Instruments, com 100 kHz de frequência de amostragem e resolução de 16 bits, para a aquisição dos sinais de saída dos sistemas desenvolvidos;
- um computador com fonte de alimentação Thermatake, a fim de reduzir as incertezas associadas à interferências da rede de alimentação, tais como a variação da sua amplitude;
- *software Labview* [54], utilizado no processamento dos sinais adquiridos;
- um banho térmico modelo 9734 [55], fabricante Guildline, utilizado nos ensaios térmicos da bobina de Rogowski;
- uma fonte de corrente modelo 811A [56], fabricante Rotek, utilizada durante os ensaios de verificação da influência de correntes externas sob o sinal de medição da bobina de Rogowski.

### **5.3 Calibração dos sistemas de medição desenvolvidos**

#### **5.3.1 Padrão dos sinais de tensão e de corrente utilizados**

O padrão de tensão adotado na calibração do sistema de medição de tensão (SMV) foi gerado pelo calibrador FLUKE 5520A e medido por um instrumento padrão FLUKE 8508A (8 ½ dígitos). Esse sinal será denominado neste trabalho de  $V_{\text{padrão}}$ , possuindo uma faixa de (60 a 70) V. O certificado de calibração do instrumento padrão FLUKE 8508A, está contido no Anexo I – Certificado de Calibração INMETRO nº. DIMCI 1253/2008.

Já o padrão de corrente, também foi gerado pelo calibrador FLUKE 5520A, porém medido pelo instrumento padrão HP 3458A (8 ½ dígitos). Esse sinal será denominado neste trabalho de  $I_{\text{padrão}}$ , possuindo uma faixa de (0 a 5) A. O certificado de calibração do instrumento padrão HP 3458A, está contido no Anexo II – Certificado de Calibração INMETRO nº. DIMCI 1276/2008.

### 5.3.2 Procedimento de calibração dos sistemas de medição

O seguinte procedimento foi adotado na realização dos ensaios.

- Foi montada a bancada de ensaios, conforme mostra o diagrama da figura 49, onde:
  - $V_{\text{entrada}}$ : tensão programada no calibrador 5520A;
  - $I_{\text{entrada}}$ : corrente programada no calibrador 5520A;
  - $V_{\text{padrão}}$ : é a tensão indicada pelo instrumento padrão FLUKE 8508A;
  - $I_{\text{padrão}}$ : é a corrente indicada pelo instrumento padrão HP 3458A;
  - $V_{\text{indicada SMV}}$  e  $V_{\text{indicada SMI}}$ : correspondem às tensões medidas e indicadas pelo *Labview*, presentes nas saídas do SMV e do SMI, respectivamente;
  - SMV e SMI: sistema de medição de tensão e de corrente a serem calibrados, sendo também chamados de OSC (objeto sob calibração);
  - $S_{\text{SMV}}$ : coeficiente de sensibilidade do SMV, dado em [V/V];
  - $S_{\text{SMI}}$ : coeficiente de sensibilidade do SMI, dado em [V/A].

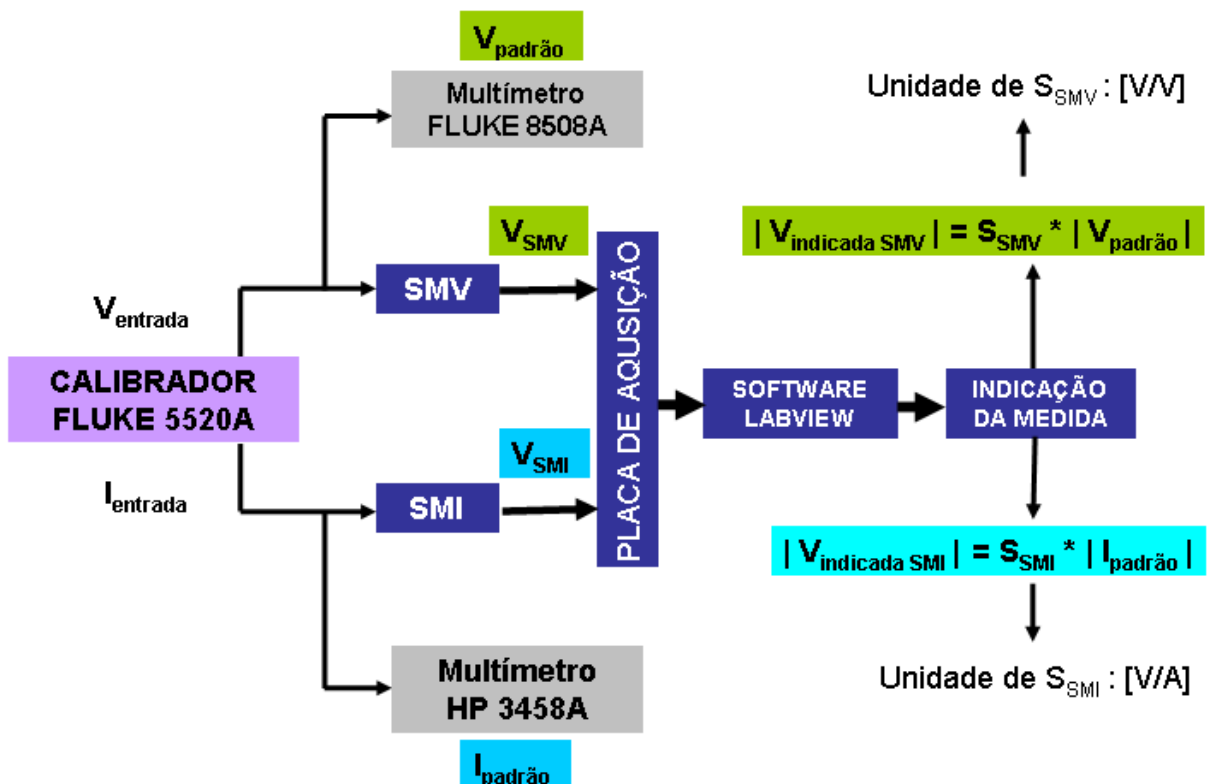


Figura 49 – Diagrama esquemático dos ensaios do SMV e SMI



- Após ligar todos os equipamentos necessários para a calibração, incluindo o microcomputador e a placa de aquisição de dados, aguardou-se um tempo de *warm up*<sup>6</sup>, antes de iniciarem-se as medições. No caso deste trabalho, aguardou-se o tempo de *warmup* de 4 horas para o início das medições.
- Antes de iniciar-se a calibração propriamente dita, foram medidas as tensões de *offset* de ambos sistemas de medição, ajustando-as para valores próximos a zero. Esse ajuste foi feito por meio de potenciômetros, localizados nos circuitos eletrônicos do SMV e do SMI, conforme mostram as figuras 31 e 35.
- Foram aplicados nas entradas do SMV e do SMI os valores de tensão ( $V_{\text{entrada}}$ ) e corrente ( $I_{\text{entrada}}$ ) apresentados abaixo. Cada um desses valores foi medido por um instrumento padrão, dando origem aos valores de  $V_{\text{padrão}}$  e  $I_{\text{padrão}}$ .  
Pontos de tensão ( $V_{\text{entrada}}$ ): 0 V, 50 V, 60 V, 62 V, 64 V, 66 V, 68 V e 70 V  
Pontos de corrente ( $I_{\text{entrada}}$ ): 0 A, 0,5 A, 1 A, 2 A, 3 A, 4 A e 5 A  
Com relação à não uniformidade na escolha dos pontos de tensão - com valores, em sua grande maioria situados entre (60 a 70) V - isso deve-se ao fato de que a tensão de um sistema de transmissão é controlada de modo que sua variação fique em torno de  $\pm 5\%$  em torno do seu valor nominal, como mostrado anteriormente na figura 8. Dessa forma, em situações práticas é quase que impossível obter-se no secundário do TP valores de tensão abaixo de 60 V e acima de 70 V.
- Para cada valor aplicado de  $V_{\text{padrão}}$  e  $I_{\text{padrão}}$  foram realizadas, por intermédio do *software Labview*, 3 medições dos sinais de saída do SMV e do SMI, resultando nos valores de  $V_{\text{indicada SMV}}$  e  $V_{\text{indicada SMI}}$ .
- Posteriormente, de posse desses dados, foram traçadas as curvas características de resposta (CR) dos sinais de tensão e corrente ( $V_{\text{indicada SMV}} \times V_{\text{padrão}}$ ) e ( $V_{\text{indicada SMI}} \times I_{\text{padrão}}$ ). Com o traçado dessas curvas, é possível verificar a relação existente entre os sinais de entrada (estímulo) e saída (resposta) de cada sistema de medição. As figuras 50 e 51 mostram as CR de cada um dos sistemas desenvolvidos.

---

<sup>6</sup> *Warm up*: é o tempo necessário para que ocorra a estabilidade térmica, tanto dos instrumentos de medição, como aqueles destinados à geração dos sinais, de modo que as especificações metrológicas informadas pelo fabricante sejam válidas. No caso deste trabalho, os tempos de *warm up* para cada instrumento são: para o calibrador FLUKE 5520A (30 minutos); para o multímetro FLUKE 8508A (4 horas) e para o multímetro HP3458A (4 horas). Dessa forma, adotou-se como tempo de *warm up*, o tempo maior, no caso 4 horas.

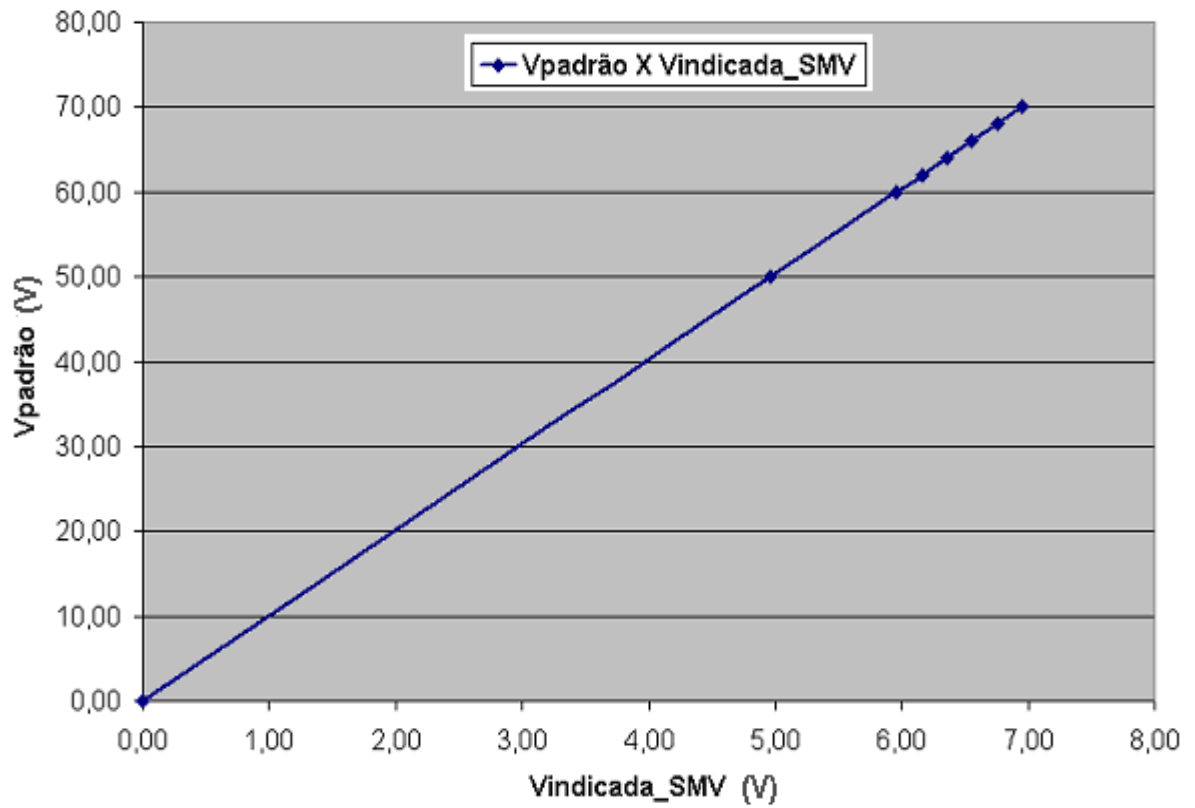


Figura 50 – Curva característica de resposta para o SMV

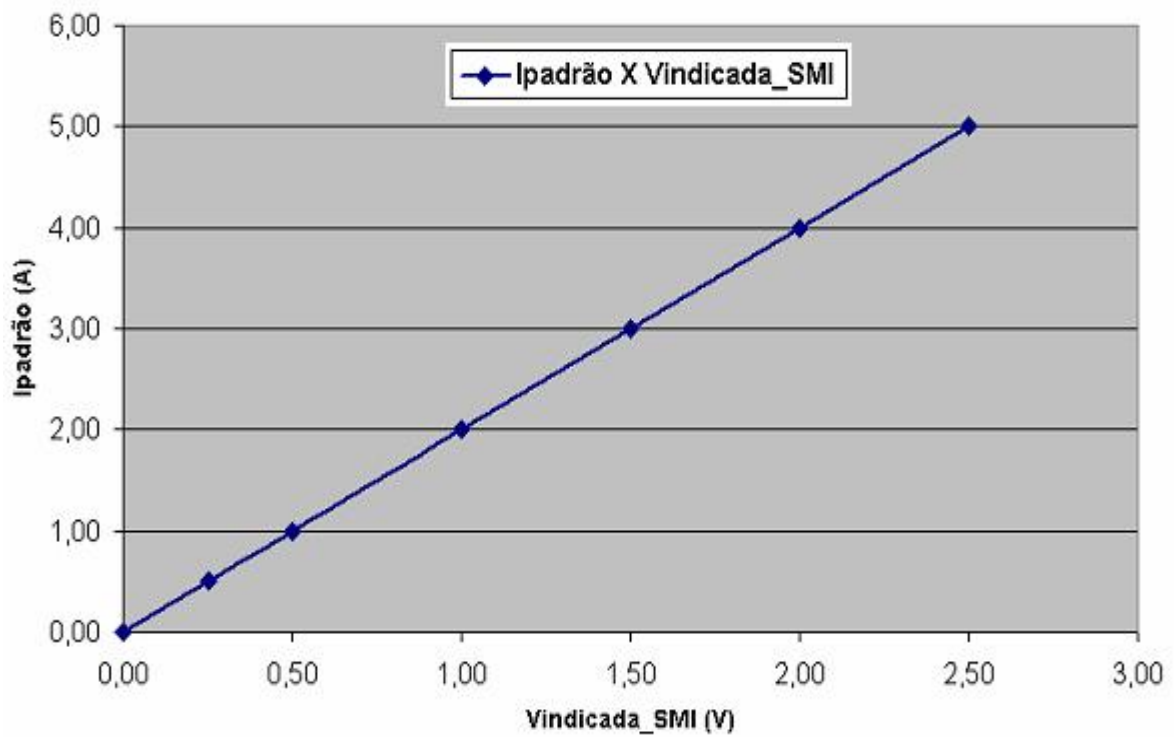
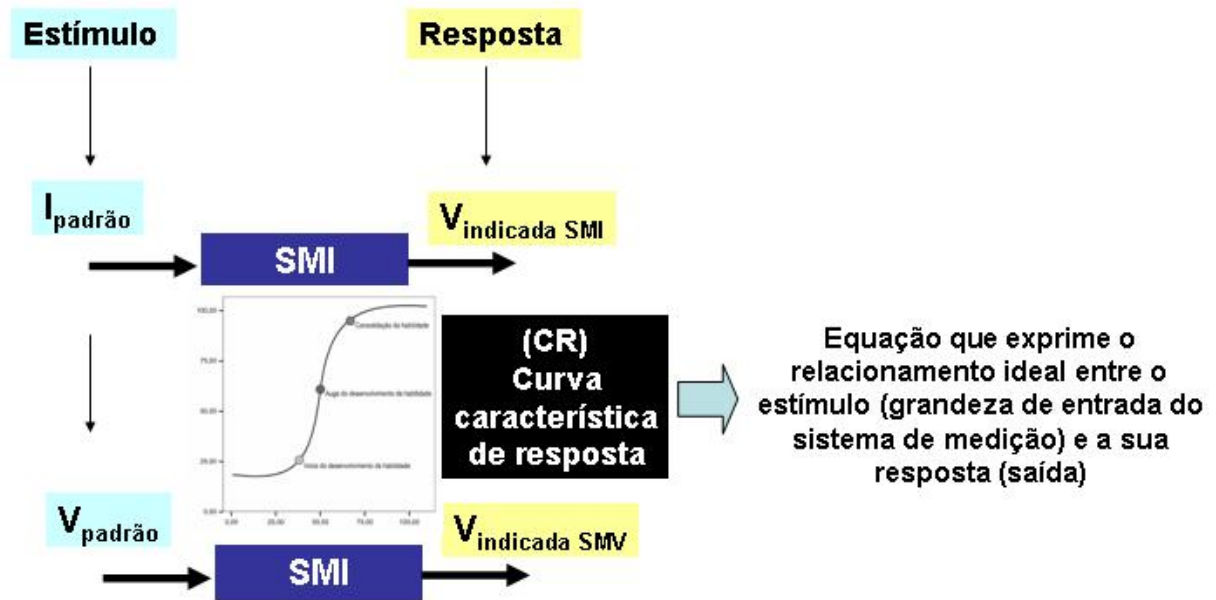


Figura 51 – Curva característica de resposta para o SMI

- A próxima etapa do ensaio consistiu em determinar a equação das curvas características de resposta (CR) apresentadas nas figuras 50 e 51. Assim, essa CR relacionará os valores indicados pelo *software Labview* (resposta), com aqueles valores padrão aplicados nas entradas dos sistemas (estímulo), conforme mostra a figura 52.



**Figura 52 – Curva característica de resposta de um sistema de medição**

As equações (15) e (16), obtidas através do método dos mínimos quadrados, descrevem o comportamento das CR para os sistemas de medição de corrente (SMI) e de tensão (SMV), respectivamente.

$$I_{\text{padrão}} = 2,00091 \cdot (V_{\text{indicada\_SMI}}) - 0,00198 \quad (15)$$

$$V_{\text{padrão}} = 10,0642 \cdot (V_{\text{indicada\_SMV}}) + 0,0011 \quad (16)$$

Com relação às equações (15) e (16) pode-se verificar a presença de duas componentes.

- O valor do coeficiente de primeira ordem de ambas equações, apresenta um fator chamado de sensibilidade ( $S_b$ ), que relaciona a variação do sinal de saída (resposta) de cada sistema de medição, com a respectiva variação do sinal de

entrada (estímulo), para cada sistema de medição. Dessa forma, por exemplo, percebe-se que para o SMV, a amplitude do sinal indicado pelo *software Labview* ( $V_{indicada}$ ), corresponde a aproximadamente 1/10 da amplitude efetivamente aplicada em sua entrada ( $V_{padrão}$ ). Dessa forma, para que ocorra uma coerência entre o valor das medidas apresentadas ao usuário dos sistemas de medição, e o valor efetivamente presente em suas entradas, faz-se necessário introduzir esse valor de sensibilidade ( $S_b$ ) no *software* desenvolvido em *Labview*.

- Já o valor do coeficiente independente de ambas as equações, apresenta os valores de tensão de *offset* encontrados nas saídas de cada sistema de medição.

- Uma vez determinadas as CR para cada sistema de medição, e incluídas suas respectivas equações no *software Labview*, efetuou-se a calibração de ambos sistemas de medição.

### 5.3.3 Calibração e avaliação do desempenho dos sistemas de medição

A determinação do comportamento metrológico, para efeito de validação dos sistemas de medição desenvolvidos foi feita com base em suas calibrações.

O balanço de incertezas da calibração foi obtido através de uma planilha utilizada pelo Laboratório de Metrologia Elétrica da Eletrosul (LAMEE) que consta no Anexo III, a qual forneceu o valor da “Incerteza expandida U (95%)”. Já o valor da “Tendência (Td)” foi obtido de forma indireta, através do cálculo da diferença entre os valores de VVC (valor verdadeiro convencional – valor medido pelo sistema de medição padrão) e de VI OSC (valor indicado pelo objeto sob calibração – valor medido na saída do sistema de medição que foi calibrado).

Para a composição da incerteza de medição expandida U (95%), foram considerados as seguintes componentes:

- incerteza reclassificada do sistema de medição padrão (SMP);
- estabilidade do SMP;
- desvio padrão experimental do SMP;
- resolução do SMP;
- desvio padrão experimental do sistema de medição a calibrar, chamado de objeto sob calibração (OSC);
- resolução do OSC.

Os resultados da calibração do sistema de medição de corrente e do sistema de medição de tensão, são apresentados nas tabelas 7 e 8, onde:

- a média das medições (três ciclos) realizadas em cada ponto pelo sistema de medição desenvolvido (SMV ou SMI), está contida na coluna “VI OSC”;
- a média das medições (três ciclos) de um mesmo ponto, realizadas pelo instrumento padrão de medição de tensão (ou corrente) é chamada de “VVC” (valor verdadeiro convencional);
- a coluna “Incerteza expandida U95” apresenta a incerteza expandida calculada a partir da planilha utilizada pelo LAMEE, mostrada no apêndice I;
- o “Erro máximo” corresponde ao maior valor absoluto encontrado na composição (tendência  $\pm$  incerteza expandida), sendo calculado para cada ponto medido;
- o “Erro máximo (%)” é a porcentagem representada pelo “Erro máximo” em relação ao valor medido.

**Tabela 7 – Resultados da calibração do SMI**

<b>VVC [A]</b> Média dos valores indicados pelo SMP	<b>VI OSC [A]</b> Média dos valores indicados pelo OSC	<b>U95 [A]</b> Incerteza de medição expandida	<b>Td [A]</b> Tendência	<b>Erro máximo [A]</b>	<b>Erro máximo [%]</b> em relação ao valor de VI OSC
0,500111	0,50069	$\pm 0,00016$	0,0006	0,0007	0,15 %
1,000217	1,00099	$\pm 0,00082$	0,0008	0,0016	0,16 %
1,99956	1,99887	$\pm 0,00079$	-0,0007	0,0015	0,07 %
3,00005	3,0005	$\pm 0,0019$	0,0005	0,0024	0,08 %
4,00032	4,0013	$\pm 0,0011$	0,0010	0,0021	0,05 %
5,00044	4,9971	$\pm 0,0013$	-0,0034	0,0047	0,09 %

**Tabela 8 – Resultados da calibração do SMV**

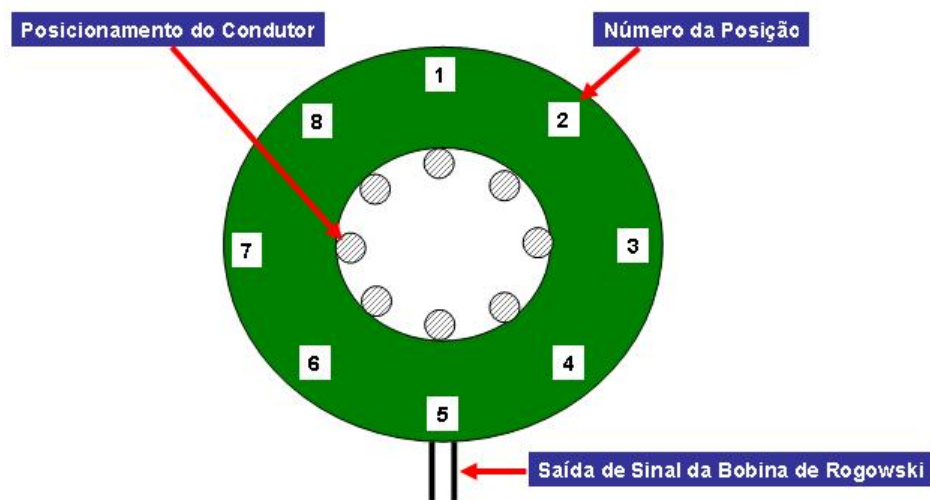
<b>VVC [V]</b> Média dos valores indicados pelo SMP	<b>VI OSC [V]</b> Média dos valores indicados pelo OSC	<b>U95 [V]</b> Incerteza de medição expandida	<b>Td [V]</b> Tendência	<b>Erro máximo [V]</b>	<b>Erro máximo [%]</b> em relação ao valor de VI OSC
59,9929	59,973	$\pm 0,034$	-0,0195	0,053	0,09 %
61,9928	61,989	$\pm 0,036$	-0,0039	0,040	0,06 %
63,9930	63,996	$\pm 0,036$	0,0031	0,039	0,06 %
65,9927	66,003	$\pm 0,037$	0,0099	0,047	0,07 %
67,9925	68,006	$\pm 0,038$	0,0130	0,051	0,08 %
69,9924	70,011	$\pm 0,039$	0,0185	0,058	0,08 %

Como se pode perceber pelos resultados da calibração, os sistemas de medição desenvolvidos apresentaram incerteza de medição em níveis compatíveis com a aplicação proposta neste trabalho uma vez que, o item 2.4 c – requisitos do sistema a ser desenvolvido – preconiza uma incerteza de medição de, no máximo, 0,2 %.

#### 5.4 Avaliação do sinal de medição da bobina de Rogowski em função da posição do condutor dentro de sua “janela”

Esse ensaio consistiu em verificar se o sinal de medição da bobina de Rogowski é influenciado devido à variação da posição relativa do condutor (que conduz a corrente a ser medida) em relação à “janela” da bobina de Rogowski.

Para isso, foi medida pela bobina de Rogowski uma corrente de 15 A sendo que, o condutor que transportava essa corrente foi colocado em diversas posições, conforme pode ser visto na figura 53.



**Figura 53 – Posições em que o condutor foi colocado dentro da “janela” da bobina**

A tabela 9 mostra os valores de corrente indicados pelo SMI para cada uma das posições mostradas na figura 53.

**Tabela 9 – Corrente indicada pelo SMI em função da posição relativa do condutor dentro da “janela” da bobina**

Posição do condutor	Corrente indicada no SMI (A)
1	14,628
2	14,254
3	16,313
4	15,277
5	14,816
6	14,723
7	14,331
8	14,658

Como se pode perceber, houve uma significativa variação do sinal indicado pelo SMI quando do deslocamento do condutor, em relação à “janela” da bobina de Rogowski, sendo verificada uma variação de aproximadamente 14 % em relação aos valores mínimo e máximo indicados, para uma mesma corrente medida (15 A).

Dessa forma, para evitar que haja a variação do sinal de medição em função da posição do condutor, conforme já relatado no item 3.1.3.2 e) deste trabalho, é conveniente que se adote o artifício mostrado na figura 37, mantendo assim o condutor em uma posição fixa em relação à “janela” da bobina.

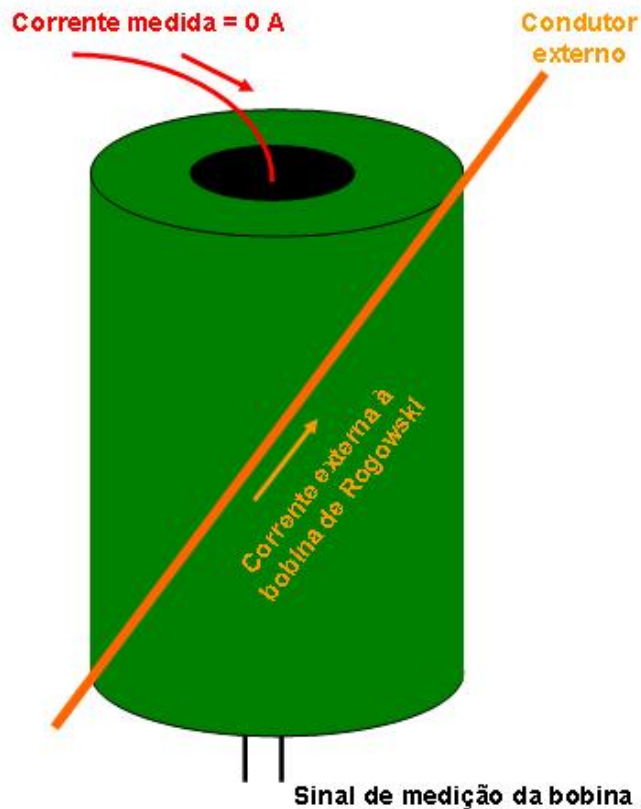
### **5.5 Avaliação da influência de correntes externas à bobina de Rogowski sobre seu sinal de medição**

Esse ensaio teve por finalidade ter algum indicativo qualitativo da influência de correntes externas sobre o sinal de medição da bobina de Rogowski.

Para esse teste, não foi introduzido nenhum condutor carregado no interior da “janela” da bobina de Rogowski, ou seja, a corrente medida foi  $I = 0$  A. Assim, idealmente, o valor indicado pelo SMI, deveria ser zero. Entretanto, essa idealidade relatada, deixa de existir caso correntes externas influenciem no sinal de medição da bobina de Rogowski, ocasionando um sinal indicado pelo SMI diferente de zero.

Em relação à corrente externa à bobina, essa foi gerada através da fonte Rotek, modelo 811A [56], com os seguintes valores de corrente: 0 A, 5 A, 10 A, 15 A e 20 A.

O condutor que transportava a corrente gerada por essa fonte foi encostado à bobina de Rogowski e posicionado diagonalmente em relação seu eixo, conforme pode ser visto na figura 54.



**Figura 54 – Posicionamento do condutor que transporta a corrente externa à bobina de Rogowski durante a realização do ensaio da influência de correntes externas**

A tabela 10 apresenta os valores de corrente indicados quando diferentes amplitudes de correntes externas são aplicadas externamente à bobina de Rogowski.

**Tabela 10 – Valores indicados pelo SMI para diversos valores de corrente aplicados externamente à bobina de Rogowski**

Valor da corrente externa (A)	Corrente indicada no SMI (A)
0	0,006
5	0,068
10	0,136
15	0,203
20	0,293



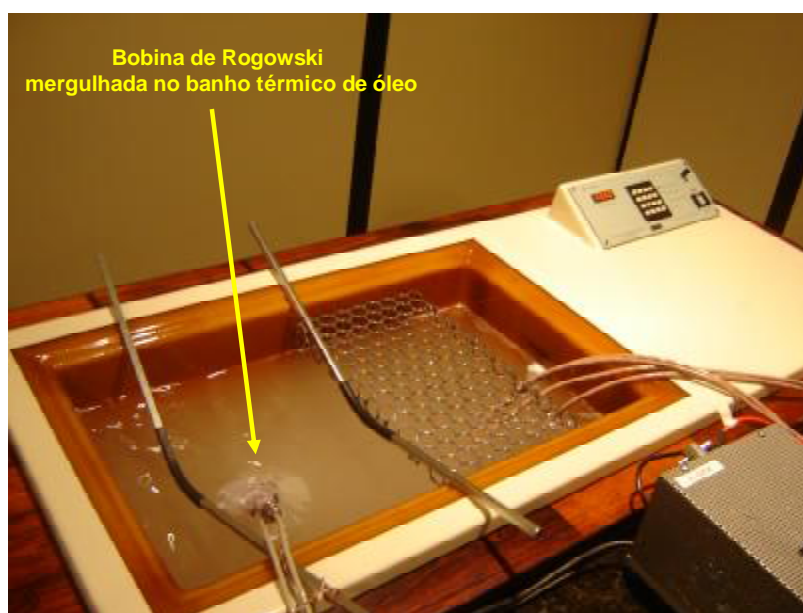
Verificou-se através desse ensaio que há uma expressiva variação da corrente indicada pelo SMI quando há uma corrente externa próxima à bobina de Rogowski. Nota-se que, aproximadamente, para cada 5 A de corrente externa, o valor de corrente indicado pelo SMI aumenta 72 mA, em média. Dessa forma, concluiu-se com esse ensaio que a bobina de Rogowski é suscetível a correntes externas, necessitando que esse inconveniente seja melhor analisado.

### 5.6 Avaliação da influência da temperatura da bobina de Rogowski sobre seu sinal de medição

Esse ensaio teve por finalidade verificar a influência da variação de temperatura da bobina de Rogowski, sob seu sinal de medição. Para tanto, antes de submeter a bobina à variações de temperatura e efetuar as medições necessárias nesse ensaio, foi preciso efetuar o cálculo da constante de temperatura da bobina de Rogowski. Tal ensaio permitiu verificar, em quanto tempo, a bobina deve ser submetida a determinada temperatura, para que ocorra a sua estabilidade térmica.

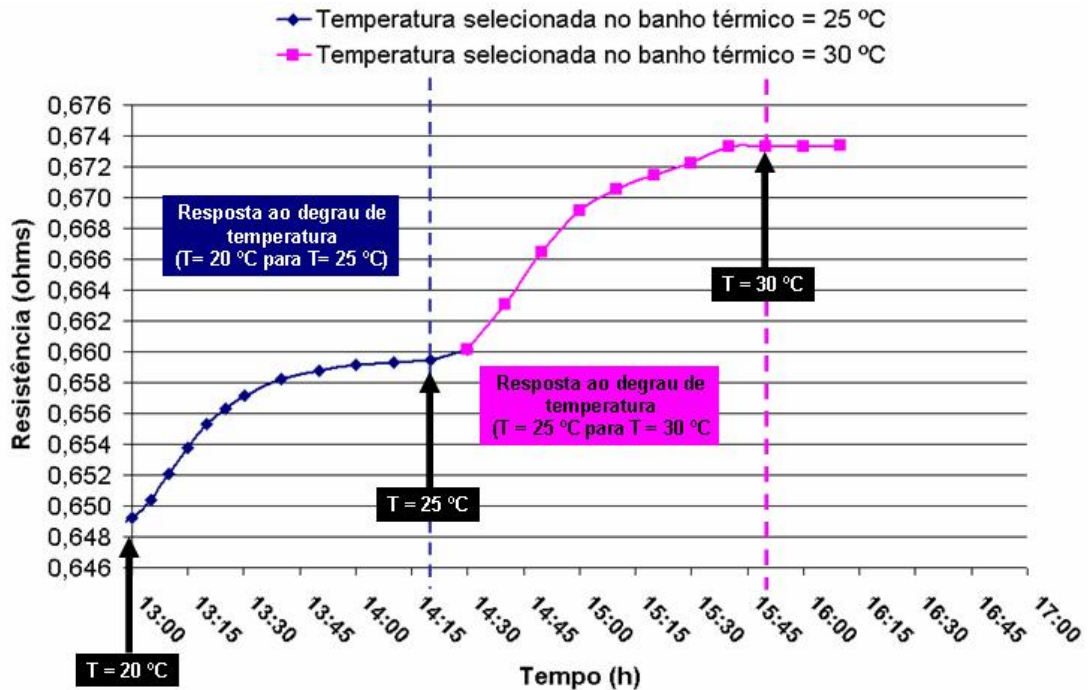
No ensaio foi utilizado um equipamento de banho térmico, conforme mostra a figura 55, onde a bobina de Rogowski foi mergulhada em óleo e submetida a degraus de temperatura crescente, sendo:

- 1º degrau: temperatura inicial de 20 °C e temperatura final de 25 °C
- 2º degrau: temperatura inicial de 25 °C e temperatura final de 30 °C



**Figura 55 – Banho térmico utilizado no ensaio de deriva térmica da bobina de Rogowski**

Para cada degrau de temperaturas, foi medida a resistência ôhmica da bobina através do multímetro FLUKE 8508A, em intervalos de 10 minutos, pelo método de medição a quatro fios. A figura 56 mostra o comportamento da resistência da bobina de Rogowski em resposta a dois degraus de temperatura.



**Figura 56 – Resposta ao degrau de temperatura para a bobina de Rogowski**

Assim, foi possível calcular a constante de tempo  $\tau$  da bobina e dessa forma determinar a equação que relaciona a variação da resistência elétrica da bobina ao longo do tempo.

A equação 17 mostra como se comporta a resistência em função do tempo, para uma variação de temperatura de 20°C até 25°C (curva azul da figura 56).

$$r(t) = 0,649 + 0,01 * (1 - e^{(-t/960)}) \quad (17)$$

Já a equação 18 mostra como se comporta a resistência em função do tempo, para uma variação de temperatura de 25 °C até 30 °C (curva rosa da figura 56).

$$r(t) = 0,660 + 0,01 * (1 - e^{(-t/1080)}) \quad (18)$$

A partir das curvas mostradas na figura 56, determinou-se os valores das constantes da constante de tempo  $\tau$  da bobina de Rogowski, sendo:

- $\tau$  para o degrau de temperatura de (20 a 25) °C = 960 s;
- $\tau$  para o degrau de temperatura de (25 a 30) °C = 1080 s.

Dessa forma, se adotará nesse ensaio o maior valor da constante de tempo encontrada, no caso  $\tau = 1080$  segundos.

Assim, nos instantes iguais a  $\tau$ ,  $2\tau$ ,  $3\tau$ ,  $4\tau$  e  $5\tau$ , a resposta da bobina (em termos de resistência elétrica) alcança, respectivamente, 63,2%, 86,5%, 95%, 98,2% e 99,3% do valor final. Embora, teoricamente, o valor final só é alcançado quando  $t \rightarrow \infty$ , no contexto deste trabalho, se admitirá que a estabilidade térmica da bobina será alcançada em um tempo igual a  $3\tau$  (3240 s), ou seja, aproximadamente 54 minutos.

Uma vez conhecida a constante de tempo da bobina, foi possível realizar o ensaio com vistas a detectar se sua variação de temperatura afeta a amplitude do seu sinal de medição.

Para isso, uma corrente de 5 A foi medida pelo SMI, sendo a bobina submetida aos degraus de temperatura de 20 °C a 25 °C; e de 25 °C a 30 °C. Dessa forma, foram anotados os sinais indicados pelo SMI nos instantes em que a bobina estava estabilizada em 20 °C, 25 °C e 30 °C (ou seja, aguardando-se um tempo mínimo de  $3\tau$  para considerar-se a bobina termicamente estabilizada).

Os resultados obtidos aparecem na tabela 11.

**Tabela 11 – Sinal de saída do SMI em função da variação de temperatura da bobina de Rogowski**

<b>Corrente medida = 5 A</b>	
<b>Temperatura da bobina *</b>	<b>Corrente indicada pelo SMI (A)</b>
T = 20 °C	4,9949
T = 25 °C	4,9954
T = 30 °C	4,9948

\* Considerando-se um tempo de  $3\tau$  para a estabilização térmica da bobina.

Pode-se verificar através desse ensaio que a corrente indicada pelo SMI, não sofreu influência em função da variação de temperatura que foi submetida a bobina de Rogowski.

## 6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 CONCLUSÕES

Com relação aos sistemas de medição desenvolvidos, os mesmos apresentaram incerteza de medição em níveis compatíveis com a aplicação proposta neste trabalho. Dessa maneira, tanto o SMV como o SMI, nas condições em que os mesmos foram calibrados, tornam-se aptos a serem utilizados como padrão de referência na verificação periódica dos sistemas de medição de supervisão e controle.

As conclusões em relação a itens específicos são apresentadas na seqüência.

#### 6.1.1 Quanto aos sistemas de medição desenvolvidos

A partir da realização deste trabalho, pode-se concluir que os sistemas de medição desenvolvidos possuem como principais características:

- simplicidade de seus circuitos de medição. São compostos por componentes eletrônicos facilmente encontrados no mercado tais como os amplificadores de instrumentação e de isolamento, resistores Caddock, capacitores, bobina de Rogowski, dentre outros;
- são compactos, podendo ser transportados facilmente em trabalhos que envolvam atividades de campo;
- são de baixo custo de implementação e de simples manutenção;
- o tratamento dos sinais adquiridos pela placa de aquisição de dados, é facilmente realizado através do *software Labview*;
- além disso, o processamento de sinal realizado através do *software Labview*, mostrou-se muito simples de ser desenvolvido com inúmeras funções pré-programadas. A programação através de diagramas de blocos permite também um fácil entendimento do fluxo de processamento, por parte de futuros usuários que venham a operar os referidos sistemas de medição.

### 6.1.2 Quanto à utilização da bobina de Rogowski no sistema de medição de corrente

Quanto ao uso da bobina de Rogowski neste trabalho, pode-se destacar:

- a bobina de Rogowski, por apresentar isolamento galvânica, tem a vantagem em relação ao *shunt* de trazer segurança tanto ao usuário do sistema de medição de corrente, como para o circuito eletrônico do SMI. Dessa forma, não foi necessário utilizar-se no SMI componentes eletrônicos adicionais (tais como amplificadores de isolamento) para conseguir-se essa característica, própria da bobina, simplificando assim o projeto e diminuindo os custos de implementação do sistema;
- por fazer uso da bobina de Rogowski, o SMI constitui-se como um método de medição não invasivo. Isso faz com que o funcionamento e os parâmetros elétricos do circuito que está sendo submetido à medição, permaneçam inalterados, não comprometendo seu funcionamento normal. Além disso, o SMI desenvolvido a partir do uso da bobina de Rogowski permite que os resultados de uma análise experimental de determinado circuito, se aproximem dos resultados teóricos, uma vez que o sistema de medição de corrente não altera as características originais do circuito que está sendo submetido à medição;
- o enrolamento secundário da bobina de Rogowski pode ser desconectado da entrada de sinal do SMI, e permanecer nesse estado sem oferecer risco ao usuário. O mesmo não aconteceria no caso de um TC onde há o surgimento de tensões elevadas em seu secundário, quando seus terminais são mantidos em aberto;
- apesar da bobina de Rogowski apresentar uma baixa indutância mútua, refletindo em baixas amplitudes de seu sinal de medição, esse inconveniente foi facilmente contornado. Isso foi possível através do uso de amplificadores de instrumentação e com o uso de um artifício utilizado em calibrações. Tal artifício consistiu na passagem do condutor (que conduz a corrente a ser medida) por seis vezes no interior da “janela” da bobina, aumentando dessa forma a amplitude do seu sinal de medição sem, contudo, necessitar de modificações nos aspectos construtivos da bobina;

- a bobina de Rogowski apresentou elevada linearidade, além de estar livre dos efeitos da saturação, comuns de ocorrerem quando da utilização dos TC convencionais;
- percebeu-se também que, para o intervalo de temperatura de (20 a 30) °C, ao qual a bobina de Rogowski foi submetido, não houve significativa variação do sinal indicado pelo SMI durante a medição de um determinado valor de corrente. Isso evidencia que, para essa faixa de temperaturas, não há variação no sinal de saída da bobina ensaiada;
- um fator indesejável, porém de fácil resolução, foi a variação do sinal de medição da bobina de Rogowski em função da posição do condutor (que conduz a corrente a ser medida) em relação à “janela” da bobina. Atribui-se esse inconveniente à própria característica construtiva da bobina, relacionada à não uniformidade de seu enrolamento ao longo de sua extensão. Resolveu-se esse problema através do uso de uma bucha de nylon, que posicionou e manteve o condutor em uma posição fixa em relação a “janela” da bobina;
- outro inconveniente encontrado no uso da bobina foi a influência de correntes externas à mesma, sob seu sinal de medição. Tal característica é considerada crítica principalmente quando a bobina é utilizada em ambientes onde há a presença de um ou mais condutores carregados. Atribui-se essa ocorrência devido às não idealidades da bobina de Rogowski, principalmente ao que se refere às não idealidades de seu enrolamento de compensação. Dessa maneira, para resolver esse problema é necessário empregar técnicas de blindagem da bobina, que são relativamente simples na maioria dos casos, ou selecionar-se outra que tenha melhores características de imunidade a correntes externas.

### **6.1.3 Quanto à utilização do divisor resistivo no sistema de medição de tensão**

Em relação ao divisor resistivo, utilizado no sistema de medição de tensão (SMV), as características que mais chamaram a atenção foram a sua baixa deriva térmica e, também, a sua facilidade de instalação. Quanto à instalação, não é necessária a soldagem de dois ou mais resistores externos, em série, para compor o divisor resistivo. Isso porque esses dois resistores em série são encapsulados em

um mesmo invólucro. Além disso, outra vantagem refere-se à estabilidade da relação de transformação do divisor resistivo frente às variações de temperatura. Como ambos resistores que compõem o divisor estão em um mesmo encapsulamento e sujeitos à mesma variação de temperatura, a variação relativa da resistência encontrada nos dois resistores é igual, tornando dessa maneira a relação do divisor constante.

Como inconveniente no uso desses divisores resistivos, encontrou-se a ausência da isolamento galvânica, que foi suprida com o uso de amplificador de isolamento.

## 6.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Durante o desenvolvimento deste trabalho foram identificadas frentes potenciais de pesquisa que podem conduzir a melhorias nos sistemas desenvolvidos. As consideradas mais relevantes estão relacionadas a seguir como propostas de temas para trabalhos futuros.

- avaliação da influência da rede elétrica (variações de amplitude, presença de harmônicas) no desempenho dos sistemas de medição desenvolvidos;
- avaliação da estabilidade das curvas características de resposta dos sistemas de medição desenvolvidos em função do tempo e da temperatura;
- melhoria no *layout* das placas de circuito dos sistemas de medição desenvolvidos;
- determinação do erro de fase introduzido pelos sistemas de medição desenvolvidos neste trabalho;
- implementação das medições de potência (ativa, reativa e aparente), complementando dessa forma a medição de tensão e corrente desenvolvidas neste trabalho;
- avaliação do desempenho dos sistemas de medição desenvolvidos na medição de sinais de tensão e corrente que contenham componentes harmônicas;
- avaliação da possibilidade de se utilizar bobinas flexíveis, para facilitar a conexão das mesmas nos pontos de medição.

## REFERÊNCIAS

- [1] OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO (ONS). **O que é o SIN – Sistema Interligado Nacional**. Disponível em: [http://www.ons.org.br/conheca\\_sistema/o\\_que\\_e\\_sin.aspx](http://www.ons.org.br/conheca_sistema/o_que_e_sin.aspx). Acesso em: 15 de jun. 2008.
- [2] OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO (ONS). **Submódulo 12.1 – Medição para Faturamento: visão geral**. Disponível em: [http://www.ons.org.br/download/procedimentos/Submodulo\\_12.1\\_v31jan07.pdf](http://www.ons.org.br/download/procedimentos/Submodulo_12.1_v31jan07.pdf). Acesso em: 15 de fev. 2008.
- [3] FLESCHE, Carlos Alberto. **Ferramenta de Controle Metrológico de Cadeias de Medição Empregadas na Operação do Sistema**. In: REUNIÃO DE APRESENTAÇÃO DE PROJETOS DE P&D ANEEL, 2006, Florianópolis.
- [4] ALBERTAZZI, Armando. **Fundamentos de Metrologia Científica e Industrial**: apostila utilizada na disciplina do curso de pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial da Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.
- [5] CENTRO DE PESQUISAS DE ENERGIA ELÉTRICA (CEPEL). **Sistema Aberto de Gerenciamento de Energia**. Disponível em: <http://www.sage.cepel.br/>. Acesso em 23 de fev. 2008.
- [6] CARVALHO, Francisco. **Equipamentos Elétricos - Especificação e Aplicação em Subestações de Corrente Alternada**. FURNAS/UFF, Rio de Janeiro, 1987.
- [7] INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, NORMALIZAÇÃO E QUALIDADE INDUSTRIAL. **Vocabulário internacional de termos fundamentais e gerais de metrologia**. 3. ed. brasileira, Brasília, 2003.
- [8] XIAO, C., ZHAO, L., ASADA T., ODENDAAL, W. G., VAN WYK, J. D. **An overview of integratable current sensor technologies**. In: CENTER OF POWER ELECTRONICS SYSTEMS VIRGINIA POLYTECHNIC INSTITUTE AND STATE UNIVERSITY, 2003, Blacksburg.
- [9] BANDEIRA, M. I. C. **Automação do ensaio de saturação em transformadores de corrente utilizados em sistemas de transmissão de energia elétrica**. 2004. Dissertação (Mestrado em Metrologia) - Curso de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.
- [10] RAY W. F., DAVIS R. M. **Wide Bandwidth Rogowski current transducers: Part 1 – Rogowski coil**. In: EPE JOURNAL, 1993.
- [11] RAMBOZ J. D. **Machinable Rogowski coil, design, and calibration**. In: IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 1996.



- [12] ABDI-JALEBI, E. **High-performance low cost Rogowski transducers and accompanying circuitry**. In: IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 2007.
- [13] SHEPARD D. E., YAUCH D. W. **An Overview of Rogowski coil current sensing technology**. In: LEM DYNAMP INC., Ohio.
- [14] COSTA R. **Automação e garantia da confiabilidade metrológica em ensaio de curto circuito em baixa tensão**. 2005. Dissertação (Mestrado em Metrologia) - Curso de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [15] HOMRICH R. P., FILHO E. R., FREITAS R. C. **Transdutor de corrente do tipo bobina de Rogowski**. In: V CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO, Gramado, 2002.
- [16] JINGSHENG L., XIAOHUA G., CHENG L., MINGJUN Z., ZEFU Y. **Studies of Rogowski coil current transducer for low amplitude current (100A) measurement**. In: CCECE , Montreal, 2003.
- [17] SILVEIRA P. M., GUIMARÃES C. A. M. **Novos transdutores de corrente e de potencial em alta tensão: estado da arte, tendências e aplicações**. In: XIX SNPTTE – SIMPÓSIO NACIONAL DE PRODUÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, Belém, 1997.
- [18] SANTOS J. C., M. C. TAPLAMACIOGLU, HIDAKA K. **Pockels high-voltage measurement system**. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER, 2000.
- [19] MELO C. F., IKEDA M., TEIXEIRA J. A., SIDOR J. A., KRAWCZYK A. L., **Calibração de transformadores de potencial no campo usando padrão baseado em sensores opto - eletrônicos**. In: SOCIEDADE BRASILEIRA DE METROLOGIA - SBM, 2003.
- [20] KOJOVIC, LJ. A. **Comparative performance characteristics of current transformers and Rogowski coils used for protective relaying purposes**. In: POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING, 2007.
- [21] SILVEIRA J., RIGONI M., GARCIA A. P., BATISTELA N. J., KUO-PENG P., SADOWSKI N., MAGUERROSKI D. **Medição de Correntes Elétricas Alternadas de Baixa Amplitude utilizando Bobinas de Rogowski**. In: 12º SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS E OPTOELETRÔNICA – SBMO / 7º CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO CBMAG/NOMAG, 2006.
- [22] WEIBO L., MAO C., LU J., JIMING L. **Study of the virtual instrumentation applied to measure pulsed heavy currents**. In: IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 2005.

- [23] ROBLES, G., ARGÜESO, M., SANZ, R., GIANETTI, R., TELLINI, B. **Identification of parameters in a Rogowski coil used for the measurement of partial discharges.** In: IEEE INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE - IMTC 2007, Poland, 2007.
- [24] DIBICKAS V., EDIN H. **High-frequency model of the Rogowski coil with a small number of turns.** In: IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 2007.
- [25] KATO J., TOMINAGA T., KUWABARA N. **Improved frequency characteristics of large Rogowski coil using lightning surges observation.** In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, 1999.
- [26] RAMBOZ J. D., DESTEFAN D. E., STANT R. S. **The verification of Rogowski coil linearity from 200 A to greater than 100 kA using ratio methods.** In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 2002.
- [27] POWERTECH. **CWT Ultra miniature wideband current probe for AC current measurement.** Disponível em: <http://www.powertekuk.com/ultramini.htm>. Acesso em: 11 de jun. 2008.
- [28] LI W., YIN X., CHEN D., CHEN W., ZHANG Z., XIA Y. **The study of transient performance of current sensor based on Rogowski coil and its application in dynamic simulation experiment.** In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY, 2006.
- [29] DRAXLER K., STYBLIKOVA R. **Determination of Rogowski coil constant.** In: APPLIED ELECTRONICS, 2006.
- [30] OATES C. **The design and use of Rogowski coils.** In: MEASUREMENT TECHNIQUES FOR POWER ELECTRONICS - IEE COLLOQUIUM, 1991.
- [31] WANG H. M., LIU F., ZHANG H. L., ZHENG S. X., **Analysis of the Thermal Expansion Effect on Measurement Precision of Rogowski Coils.** In: IEEE PEDS, 2005.
- [32] RIPKA P., **Current Sensors using Magnetic Materials.** In: JOURNAL OF OPTOELECTRONICS AND ADVANCED MATERIALS, 2004.
- [33] WARD D. A., EXON J. L. T. **Experience with using Rogowski coils for transient measurements.** In: PULSED POWER TECHNOLOGY - IEE COLLOQUIUM, 1992
- [34] CARUANA C., ASHER G. M., CLARE J. C. **Sensorless flux position estimation at low and zero frequency by measuring zero-sequence current in delta-connected cage induction machines.** In: IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2005.

- [35] BRAUDAWAY, D. W., **Precision Resistors: A Review of Material Characteristics, Resistor Design, and Construction Practices**. In: IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 1999.
- [36] FERNANDES J. B., **Avaliação do Comportamento dos Padrões de Referência e Trabalho de Resistência Elétrica no INMETRO, em função da mudança de temperatura de trabalho**. 2001. Dissertação (Mestrado em Metrologia) - Curso de Pós-graduação em Metrologia para a Qualidade Industrial, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2001.
- [37] ROSA, A. P., **Desenvolvimento de um Sistema de Calibração de Padrões de Alta Resistência**. 2004. Dissertação (Mestrado em Metrologia) - Curso de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.
- [38] OHMITE. **Resistor selection, Application Notes**. Disponível em: [www.ohmite.com](http://www.ohmite.com). Acesso em 17 de mar. 2008.
- [39] KEITHLEY INSTRUMENTS INC. **Low Level Measurements – Precision DC: Current, Voltage and Resistance**. 4. edição, 1992.
- [40] PUTTEN, A. D. O. **Electronic Measurement Systems: Theory and Practice**. In: 2ª EDIÇÃO BRISTOL: INSTITUTE OF PHYSICS PUBLISHING, 1996.
- [41] TEXAS INSTRUMENTS. **Operational Amplifiers for Everyone**. 2002.
- [42] ANALOG DEVICES. **Analog-Digital Conversion**. 2004.
- [43] NATIONAL INSTRUMENTS. **NI 6122/6123 Specifications**. Disponível em: <http://www.ni.com/pdf/manuals/371396a.pdf>. Acesso em: 21 de mai. 2008.
- [44] CADDOCK HIGH PERFORMANCE FILM RESISTORS. **1776-23 Resistor**. Disponível em [http://www.caddock.com/Online\\_catalog/Mrktg\\_Lit/Type1776.pdf](http://www.caddock.com/Online_catalog/Mrktg_Lit/Type1776.pdf). Acesso em: 17 de ago. 2008.
- [45] BURR-BROWN. **Precision Instrumentation Amplifier INA 114**. Disponível em: [http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/I/N/A/1/INA114.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/I/N/A/1/INA114.shtml). Acesso em: 17 de mai. 2008.
- [46] ANALOG DEVICES. **Isolation Amplifier AD 215**. Disponível em: [http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/A/D/2/1/AD215BY.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/A/D/2/1/AD215BY.shtml). Acesso em: 17 de mai. 2008.
- [47] BURR-BROWN. **High Accuracy Instrumentation Amplifier INA 101**. Disponível em [www.datasheetcatalog.net/pt/datasheets\\_pdf/INA101.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/pt/datasheets_pdf/INA101.shtml). Acessado em 15 de mai. 2008.

- [48] DENTINSTRUMENTS. **Application Note: Optimizing Performance from Rogowski Coil CT**. Disponível em: [www.dentinstruments.com](http://www.dentinstruments.com). Acesso em 15 de mar. 2008.
- [49] NBR 6856. **Transformadores de corrente - Especificações**
- [50] LACHMAN M., **Sistema de Monitoração Remota e Avaliação do Estado Operativo de Transformadores de Potencial Capacitivo (TPCs) Instalados em Subestações em Operação**. 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- [51] FLUKE. **Manual de instruções do calibrador 5520A**. Disponível no Laboratório de Metrologia Elétrica da Eletrosul (LAMEE)
- [52] HP. **Manual de instruções do multímetro 3458A**. Disponível no Laboratório de Metrologia Elétrica da Eletrosul (LAMEE)
- [53] FLUKE. **Manual de instruções do multímetro 8508A**. Disponível no Laboratório de Metrologia Elétrica da Eletrosul (LAMEE)
- [54] CLARK, C.L., **Labview Digital Signal Processing and Digital Communications**, McGraw-Hill, 2005
- [55] GUILDLINE. **Manual do banho térmico modelo 9734**. Disponível no Laboratório de Metrologia Elétrica da Eletrosul (LAMEE)
- [56] ROTEK. **Manual da fonte de corrente modelo 811A**. Disponível no Laboratório de Metrologia Elétrica da Eletrosul (LAMEE)
- [57] Tela do sistema supervisório SAGE – obtida na Eletrosul Centrais Elétricas S.A.
- [58] MAGUERROSKI, D. **Apostila sobre transformadores de instrumentos**, utilizada durante treinamentos na Eletrosul.
- [59] ENCICLOPÉDIA WIKIPÉDIA. **Transformador de corrente**. Disponível em: [http://pt.wikipedia.org/wiki/Transformador\\_de\\_corrente](http://pt.wikipedia.org/wiki/Transformador_de_corrente). Acesso em: 23 de mai. 2008.
- [60] NXTPHASE. **Optical Current Transducer – OCT**. Disponível em <http://www.nxtphase.com/sub-products.htm>. Acesso em: 23 de jun. 2008.

## ANEXO I

## Certificado de Calibração INMETRO nº. DIMCI 1253/2008

		Serviço Público Federal Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial - Inmetro	
<h1>Certificado de Calibração</h1>			
		<b>DIMCI 1253/2008</b> Número de Certificado	
<b>Cliente</b>			
Nome: Eletrosul Centrais Elétricas S. A. Endereço: Rodovia SC 407, km 04 - Sertão do Maruim - São José - SC - CEP: 88122-001			
<b>Identificação do Item</b>			
Item: Multímetro de Referência Fabricante: Fluke Modelo/Tipo: 8508A Número de Série: 46582 Código de Identificação: Não Fornecido			
<b>Informações Administrativas</b>			
Processo Inmetro: 000708/2008		Data da Calibração: 08/07/2008	
Laboratório Responsável pela Calibração: Laboratório de Tensão e Corrente Elétrica - Latce			
08/07/2008 <b>Data de Emissão</b>			
 <b>Edson Afonso</b> Chefe da Divisão de Metrologia Elétrica			
Este certificado é consistente com as Capacidades de Medição e Calibração (CMCs) que estão incluídas no apêndice C do Acordo de Reconhecimento Mútuo (MRA) estabelecido pelo Comitê Internacional de Pesos e Medidas (CIPM). Conforme os termos do MRA, todos os institutos participantes reconhecem entre si a validade dos seus certificados de calibração e medição para cada uma das grandezas, faixas e incertezas de medição declaradas no Apêndice C (para maiores detalhes ver <a href="http://www.bipm.org">http://www.bipm.org</a> ).			
O presente certificado de calibração atende aos requisitos da norma NBR ISO/IEC 17025 e é válido apenas para o instrumento de medição/padrão acima caracterizado, não sendo extensivo a quaisquer outros instrumentos de medição, ainda que similares. Este certificado de calibração somente pode ser reproduzido em sua forma integral; reproduções parciais devem ser previamente autorizadas pelo Inmetro.			
Inmetro - Av. Nossa Senhora das Graças, 50 - Xerém, Duque de Caxias, RJ, Brasil, CEP 25250-020 Samci - Tel.: (21) 2679-9077/9210 - Fax: (21) 2679-1507 - e-mail: samci@inmetro.gov.br			
(Pág. 1/7)			

## ANEXO I

## Certificado de Calibração INMETRO nº. DIMCI 1253/2008



# Certificado de Calibração

**DIMCI 1253/2008**

Número do Certificado

**CORRENTE ALTERNADA**

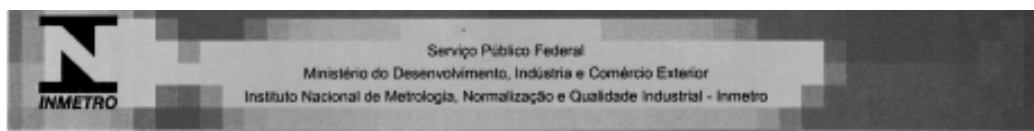
Faixa (mA)	Freq.	V <sub>ve</sub> (mA)	V <sub>i</sub> (mA)	U (µA)	k	V <sub>eff</sub>
200	60 Hz	20,0000	19,9895	0,4	2,00	∞
		100,000	99,957	4	2,00	∞
		180,000	179,926	6	2,00	∞
Faixa (A)	Freq.	V <sub>ve</sub> (A)	V <sub>i</sub> (A)	U (mA)	k	V <sub>eff</sub>
2	60 Hz	0,200000	0,199912	0,007	2,00	∞
		1,00000	0,99969	0,04	2,00	∞
		1,80000	1,79945	0,07	2,00	∞
20	60 Hz	2,00000	1,99939	0,08	2,00	∞
		10,00000	9,9950	1,1	2,00	∞
		18,00000	17,9898	2,0	2,00	∞
Faixa (mA)	Freq.	V <sub>ve</sub> (mA)	V <sub>i</sub> (mA)	U (µA)	k	V <sub>eff</sub>
200	1 kHz	20,0000	19,9913	0,4	2,00	∞
		100,000	99,965	4	2,00	∞
		180,000	179,940	6	2,00	∞
Faixa (A)	Freq.	V <sub>ve</sub> (A)	V <sub>i</sub> (A)	U (mA)	k	V <sub>eff</sub>
2	1 kHz	0,200000	0,199926	0,007	2,00	∞
		1,00000	0,99980	0,04	2,00	∞
		1,80000	1,79967	0,07	2,00	∞
20	1 kHz	2,00000	1,99963	0,08	2,00	∞
		10,00000	9,9949	1,0	2,00	∞
		18,00000	17,9898	1,9	2,00	∞
Faixa (mA)	Freq.	V <sub>ve</sub> (mA)	V <sub>i</sub> (mA)	U (µA)	k	V <sub>eff</sub>
200	10 kHz	20,0000	19,9919	0,8	2,00	∞
		100,000	99,970	4	2,00	∞
		180,000	179,935	7	2,00	∞
Faixa (A)	Freq.	V <sub>ve</sub> (A)	V <sub>i</sub> (A)	U (mA)	k	V <sub>eff</sub>
2	10 kHz	0,200000	0,199968	0,007	2,00	∞
		1,00000	1,00015	0,06	2,00	∞
		1,80000	1,80053	0,11	2,00	∞
20	10 kHz	2,00000	2,00090	0,12	2,00	∞
		5,0000	4,9959	0,2	2,00	∞
		10,0000	9,9933	0,4	2,00	∞

  
 Vitor Ferreira  
 Técnico Responsável

  
 Regis Pinheiro Landim  
 Chefe do Laboratório de Tensão e Corrente Elétrica

## ANEXO II

## Certificado de Calibração INMETRO nº. DIMCI 1276/2008



# Certificado de Calibração

**DIMCI 1276/2008**

Número do Certificado

## Cliente

**Nome:** Eletrosul Centrais Elétricas S. A.

**Endereço:** Rodovia SC 407, km 04 - Sertão do Maruim - São José - SC - CEP: 88122-001

## Identificação do Item

**Item:** Multímetro Digital

**Fabricante:** Hewlett Packard

**Modelo/Tipo:** 3458A

**Número de Série:** 2823A20704

**Código de Identificação:** IT 4900307

## Informações Administrativas

**Processo Inmetro:** 000708/2008

**Data da Calibração:** 09/07/2008

**Laboratório Responsável pela Calibração:** Laboratório de Tensão e Corrente Elétrica - Latce

09/07/2008

**Data de Emissão**

**Edson Afonso**  
Chefe da Divisão de Metrologia Elétrica



Válido somente com o carimbo.

Este certificado é consistente com as Capacidades de Medição e Calibração (CMCs) que estão incluídas no apêndice C do Acordo de Reconhecimento Mútuo (MRA) estabelecido pelo Comitê Internacional de Pesos e Medidas (CIPM). Conforme os termos do MRA, todos os institutos participantes reconhecem entre si a validade dos seus certificados de calibração e medição para cada uma das grandezas, faixas e incertezas de medição declaradas no Apêndice C (para maiores detalhes ver <http://www.bipm.org>).

O presente certificado de calibração atende aos requisitos da norma NBR ISO/IEC 17025 e é válido apenas para o instrumento de medição/padrão acima caracterizado, não sendo extensivo a quaisquer outros instrumentos de medição, ainda que similares. Este certificado de calibração somente pode ser reproduzido em sua forma integral; reproduções parciais devem ser previamente autorizadas pelo Inmetro.

Inmetro - Av. Nossa Senhora das Graças, 50 - Nerêus, Duque de Caxias, RJ, Brasil, CEP 25250-020  
Sanci - Tel.: (21) 2679-9677/9210 - Fax: (21) 2679-1507 - e-mail: sanc@inmetro.gov.br

## ANEXO II

## Certificado de Calibração INMETRO nº. DIMCI 1276/2008



# Certificado de Calibração

**DIMCI 1276/2008**

Número do Certificado

## TENSÃO ALTERNADA

Faixa (V)	Freq.	V <sub>vc</sub> (V)	V <sub>i</sub> (V)	U (mV)	k	V <sub>eff</sub>
1	55 Hz	0,200000	0,1999792	0,0025	2,00	∞
		0,500000	0,499986	0,006	2,00	∞
		1,000000	0,999988	0,012	2,00	∞
10	55 Hz	2,000000	1,999900	0,024	2,00	∞
		3,000000	2,99983	0,04	2,00	∞
		5,000000	4,99989	0,06	2,00	∞
		10,000000	10,00001	0,12	2,00	∞
100	55 Hz	20,000000	19,99820	0,33	2,00	∞
		30,000000	29,9969	0,5	2,00	∞
		50,000000	49,9970	0,8	2,00	∞
		100,000000	99,9981	1,7	2,00	∞
1000	55 Hz	200,000000	199,9433	4,3	2,00	∞
		300,000000	299,913	7	2,00	∞
		500,000000	499,887	11	2,00	∞
		700,000000	699,877	16	2,00	∞
Faixa (V)	Freq.	V <sub>vc</sub> (V)	V <sub>i</sub> (V)	U (mV)	k	V <sub>eff</sub>
1	1 kHz	0,200000	0,1999842	0,0024	2,00	∞
		0,500000	0,499997	0,006	2,00	∞
		1,000000	1,000006	0,012	2,00	∞
10	1 kHz	2,000000	1,999955	0,024	2,00	∞
		3,000000	2,99990	0,04	2,00	∞
		5,000000	5,00000	0,07	2,00	∞
		10,000000	10,00018	0,12	2,00	∞
100	1 kHz	20,000000	19,99892	0,33	2,00	∞
		30,000000	29,9980	0,5	2,00	∞
		50,000000	49,9988	0,8	2,00	∞
		100,000000	100,0001	1,7	2,00	∞
1000	1 kHz	200,000000	199,9443	4,3	2,00	∞
		300,000000	299,908	7	2,00	∞
		500,000000	499,880	11	2,00	∞
		700,000000	699,871	15	2,00	∞



## APÊNDICE I

### PLANILHA DO LAMEE UTILIZADA NO PROCEDIMENTO DE CALIBRAÇÃO DOS SM

#### ENTRADA DOS VALORES DAS MEDIÇÕES EFETUADAS NA PLANILHA

		Leituras indicadas pelo OSC			Leituras indicadas pelo SMP			Número de Leituras	Correção
Faixa(V)	Pontos(V)	n1 (V)	n2 (V)	n3 (V)	n1 (V)	n2 (V)	n3 (V)		(V)
70	60	59,9716	59,9786	59,9729	59,9931	59,9926	59,9929	3,0	0,00000
70	62	61,9863	61,9849	61,9985	61,9930	61,9926	61,9927	3,0	0,0000
70	64	63,9955	64,0030	63,9926	63,9930	63,9931	63,9929	3,0	0,0000
70	66	66,0076	65,9985	66,0048	65,9925	65,9925	65,9930	3,0	0,0000
70	68	68,0029	68,0060	68,0108	67,9927	67,9922	67,9926	3,0	0,0000
70	70	70,0106	70,0151	70,0101	69,9928	69,9921	69,9924	3,0	0,00000

#### RESULTADOS OBTIDOS ATRAVÉS DA PLANILHA

<b>RESULTADOS TENSÃO AC - 60Hz</b>						
Faixa (V)	VVC (V)	VI OSC (V)	Incerteza da Medição(95%)			Procedimento
			(V)	<i>n eff</i>	k	
70,00	59,9929	59,974	±0,034	∞	2,00	05.01.02.00
70,00	61,9928	61,990	±0,036	∞	2,01	05.01.02.00
70,00	63,9930	63,997	±0,036	∞	2,00	05.01.02.00
70,00	65,9927	66,004	±0,037	∞	2,00	05.01.02.00
70,00	67,9925	68,007	±0,038	∞	2,00	05.01.02.00
70,00	69,9924	70,012	±0,039	∞	2,00	05.01.02.00

## APÊNDICE I

### PLANILHA DO LAMEE UTILIZADA NO PROCEDIMENTO DE CALIBRAÇÃO DOS SISTEMAS DE MEDIÇÃO DESENVOLVIDOS

#### COMPONENTES UTILIZADAS NO CÁLCULO DA INCERTEZA EXPANDIDA

Incerteza Reclassificada do SMP 3458A						Estabilidade do SMP						Desvio Padrão Experimental - OSC						
(V)	dist.	div.	(V)	up(%)	v	(V)	dist.	div.	(V)	up(%)	v	(V)	raiz(n)	dist.	div.	(V)	up(%)	v
0,0168	N	2,00	0,0084	0,028	1000	0,0000	R	1,73	0,0000	0,0	1000	0,00373	1,73	N	1,0	0,00215	0,0036	2
0,0174	N	2,00	0,0087	0,028	1000	0,0000	R	1,73	0,0000	0,0	1000	0,00746	1,73	N	1,0	0,00431	0,0070	2
0,0179	N	2,00	0,0090	0,028	1000	0,0000	R	1,73	0,0000	0,0	1000	0,00537	1,73	N	1,0	0,00310	0,0048	2
0,0185	N	2,00	0,0092	0,028	1000	0,0000	R	1,73	0,0000	0,0	1000	0,00466	1,73	N	1,0	0,00269	0,0041	2
0,0190	N	2,00	0,0095	0,028	1000	0,0000	R	1,73	0,0000	0,0	1000	0,00398	1,73	N	1,0	0,00230	0,0034	2
0,0196	N	2,00	0,0098	0,028	1000	0,0000	R	1,73	0,0000	0,0	1000	0,00272	1,73	N	1,0	0,00157	0,0022	2

Desvio Padrão Experimental - SMP - 3458A							Resolução do SMP - 3458A						Resolução do OSC					
u(V)	raiz(n)	dist.	div.	up(V)	up(%)	v	u(V)	dist.	div.	up(V)	up(%)	v	u(V)	dist.	div.	up(V)	up(%)	v
0,00026	1,73	N	1,0	0,00015	0,0003	2	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00005	1000	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00005	1000
0,00018	1,73	N	1,0	0,00011	0,0002	2	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00005	1000	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00005	1000
0,00011	1,73	N	1,0	0,00006	0,0001	2	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00005	1000	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00005	1000
0,00033	1,73	N	1,0	0,00019	0,0003	2	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00004	1000	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00004	1000
0,00026	1,73	N	1,0	0,00015	0,0002	2	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00004	1000	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00004	1000
0,00031	1,73	N	1,0	0,00018	0,0003	2	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00004	1000	0,00010	R	3,46	0,00003	0,00004	1000

Incertezas Totais				
u_comb.(%)	Veff	k_corrigido	U_95(%)	U_95(V)
0,02823	910,3	2,00	0,0565	0,0339
0,02885	388,9	2,01	0,0579	0,0359
0,02842	733,2	2,00	0,0569	0,0364
0,02830	851,3	2,00	0,0567	0,0374
0,02820	930,6	2,00	0,0565	0,0384
0,02809	992,6	2,00	0,0563	0,0394

## APÊNDICE II – FONTES DE INCERTEZA PARA O SMV

Incerteza do SMV devido ao divisor Caddock									
Fonte de Incerteza	Valor absoluto	Valor relativo	Unid.	Distribuição	ni	Valor padronizado	Unid.	Valor padr. em tensão	Unid.
Ruído térmico (1)	*	4,2501E-06	V			4,2501E-06	V	4,2501E-06	V
<b>Incerteza associada ao divisor Caddock</b>								4,2501E-06	V

(1) Aplicou-se para esse cálculo a equação do ruído térmico sendo consideradas como temperatura  $T = 303 \text{ K}$  ( $30 \text{ }^\circ\text{C}$ ), frequência  $B = 120 \text{ Hz}$  e resistência  $R = 1 \text{ M}\Omega$ , (resistência sob a qual está o sinal aplicado na entrada do amplificador INA114)

Incerteza do SMV devido ao amplificador de instrumentação INA114									
Fonte de Incerteza	Valor absoluto	Valor relativo	Unid.	Distribuição	ni	Valor padronizado	Unid.	Valor padr. em tensão	Unid.
Tensão de offset vs. temperatura (máx) (4)	$\pm 0,25 + 5/G$ (máx)	5,2500E+00	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	retangular	$\infty$	3,0311E+01	$\mu\text{V}$	3,0311E-05	V
Deriva do ganho vs. temperatura (máx) (5)	$\pm 10 \text{ ppm}$ / $^\circ\text{C}$ do valor medido	7,0000E-04	V	retangular	$\infty$	4,0415E-04	V	4,0415E-04	V
Não linearidade (máx) (6)	0,001% do valor medido	7,0000E-05	V	retangular	$\infty$	4,0415E-05	V	4,0415E-05	V
<b>Incerteza associada ao INA 114</b>								4,7487E-04	V

(4) Nesse cálculo considerou-se uma variação de  $10^\circ\text{C}$  na temperatura do INA114

(5) Considerou-se  $10^\circ\text{C}$  para a variação de temperatura e como faixa de medição o valor de  $7 \text{ V}$  (tensão na saída do divisor resistivo Caddock)

(6) Considerou-se como máxima tensão de pico na saída do amplificador a tensão de  $7 \text{ V}$

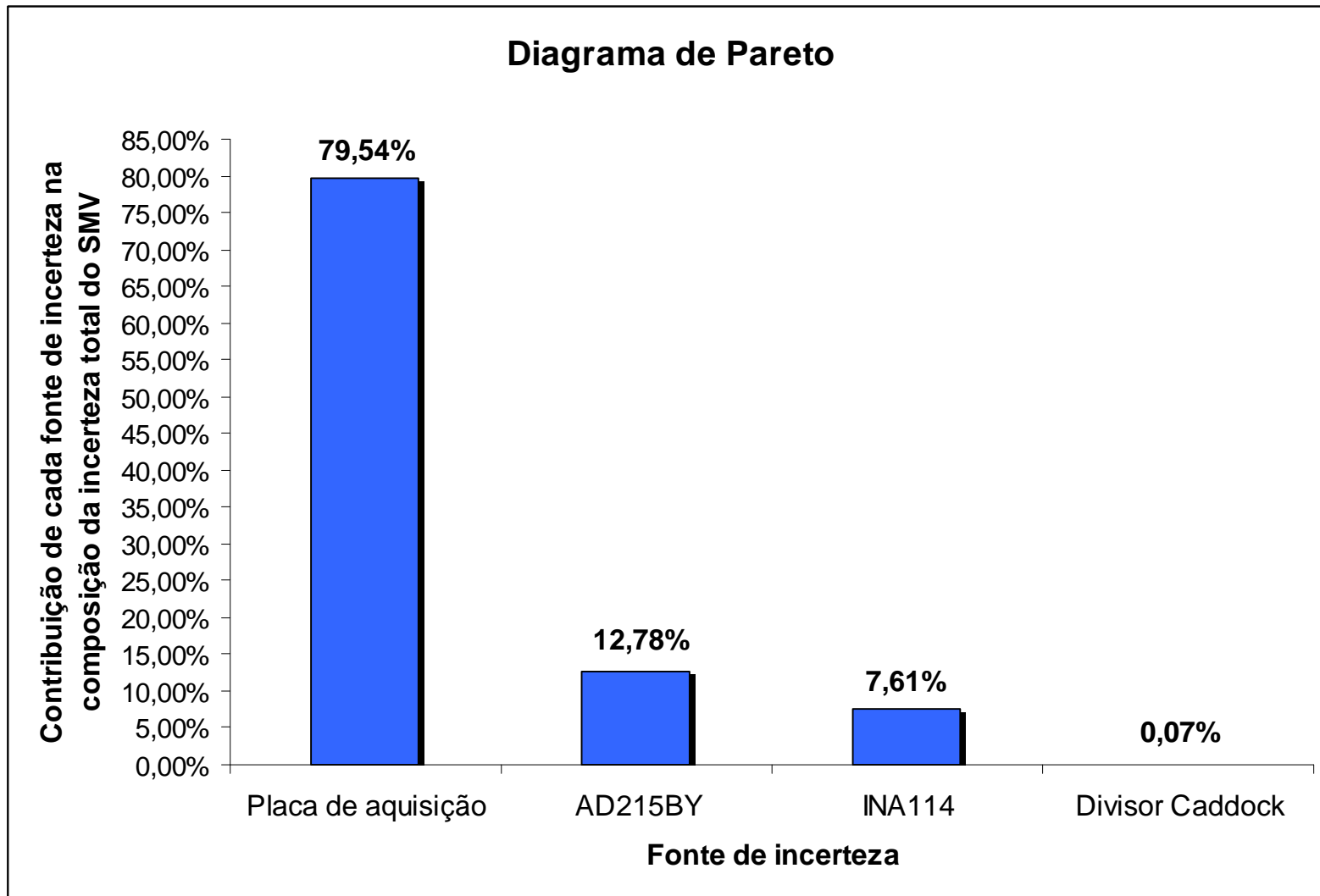
Incerteza do SMV devido ao amplificador isolador AD215BY									
Fonte de Incerteza	Valor absoluto	Valor relativo		Distribuição	ni	Valor padr.	Unid.	Valor padr. em tensão (5)	Unid.
Erro do ganho com a temperatura	15 ppm / $^\circ\text{C}$ (typ)	1,5000E+02	ppm	retangular	$\infty$	8,6603E+01	ppm	6,0622E-04	V (4)
Não linearidade	0,015 % (máx) do valor medido	1,5000E-04	%	retangular	$\infty$	8,6603E-05	%	6,0622E-06	V (5)
Deriva da tensão de offset de entrada com a temperatura	$2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (7)	2,0000E+01	$\mu\text{V}$	retangular	$\infty$	1,1547E+01	$\mu\text{V}$	1,1547E-05	V
Deriva da tensão de offset de saída com a temperatura	$30 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (7)	3,0000E+02	$\mu\text{V}$	retangular	$\infty$	1,7321E+02	$\mu\text{V}$	1,7321E-04	V
<b>Incerteza associada ao AD215BY</b>								7,9703E-04	V

(8) Considerou-se que a máxima variação de temperatura será de  $10 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Incerteza do SMV devido à placa de aquisição de dados NB123									
Fonte de Incerteza	Valor absoluto	Valor relativo	Unid.	Distribuição	ni	Valor padronizado	Unid.	Valor padr. em tensão	Unid.
Absolute accuracy at full scale	4,9600E-03	4,9600E-03	V	retangular	$\infty$	4,9600E-03	V	4,9600E-03	V
<b>Incerteza associada à placa de aquisição</b>								4,9600E-03	V

INCERTEZA DE MEDIÇÃO DO SMV		
Fonte de incerteza	Valor	Unid.
Divisor Caddock	4,250E-06	V
INA114	4,749E-04	V
AD215BY	7,970E-04	V
Placa de aquisição	4,960E-03	V
Incerteza de medição combinada (V)	5,046E-03	V
Incerteza de medição expandida (k=2)	1,009E-02	V

### APÊNDICE III – DIAGRAMA DE PARETO DAS FONTES DE INCERTEZA DO SMV



## APÊNDICE IV – MONITORAMENTO DA TEMPERATURA NO INTERIOR DA SALA DE CONTROLE DA SUBESTAÇÃO

