

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E
ELETRÔNICA**

Ricardo de Araujo Elias

**EQUIPAMENTO PARA DETECÇÃO DE FALTAS EM
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

FLORIANÓPOLIS

2016

Ricardo de Araujo Elias

**EQUIPAMENTO PARA DETECÇÃO DE FALTAS EM
MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela
Coorientador: Prof. Patrick Kuo-Peng

Florianópolis
2016

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária
da UFSC.

Elias, Ricardo de Araujo

Equipamento para detecção de faltas em motores de indução trifásicos / Ricardo de Araujo Elias ; orientador, Nelson Jhoe Batistela ; coorientador, Patrick Kuo-Peng. - Florianópolis, SC, 2016.

125 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. motor de indução trifásico.
3. manutenção preditiva. 4. campo magnético disperso. 5. faltas em motores de indução. I. Batistela, Nelson Jhoe.
- II. Kuo-Peng, Patrick. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
- IV. Título.

Ricardo de Araujo Elias

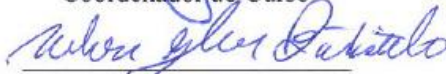
EQUIPAMENTO PARA DETECÇÃO DE FALTAS EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 25 de fevereiro de 2016



Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.
Coordenador do Curso



Prof. Nelson Jhoé Batistela, Dr.
Orientador



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Coorientador

Banca Examinadora:



Prof. Laurent Didier Bernard, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Pedro Armando da Silva Júnior, Dr.
Instituto Federal de Santa Catarina



Prof. Walter Pereira Carpes Júnior, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Aos meus pais, Jorge e Teresinha.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à minha família, base de minha personalidade e que esteve comigo durante toda a jornada. Agradeço aos meus pais, tios, primos e amigos pelo incentivo dado à continuidade dos estudos.

Agradeço especialmente aos meus irmãos Camila e Tiago, por compartilharem suas rotinas. Nossa convivência em muito nos aproximou e tornou a realização deste trabalho mais confortável nas noites de estudo.

Agradeço à minha namorada Raíssa, sua cumplicidade e dedicação me deixaram mais forte em todos os momentos.

Agradeço aos meus professores do curso de mestrado. Especialmente ao meu orientador, professor Nelson Jhoe Batistela, pela dedicação no desenvolvimento do trabalho e pelas orientações, tanto técnicas quanto pessoais.

Agradeço aos meus amigos e colegas de laboratório Helton, Carlos, Conrado e Leonardo Feler, este trabalho tem parte de vocês, em muito me engrandece a amizade e colaboração de todos.

Um especial agradecimento eu dedico ao meu amigo Mauricio Rigoni, que além de auxiliar na escolha do tema, proporcionou boas conversas que me ajudaram a amadurecer.

Agradeço também a dois amigos que me inspiraram no engajamento do trabalho de pesquisa. Muito obrigado Marconi e Tiago Staudt pela convivência no laboratório, conversas e conselhos.

Agradeço aos alunos de iniciação científica que sempre ajudaram nas atividades do dia-a-dia: Letícia Hoffmann, Ericson Meier, Vinícius Zunizo e Indiará Pitta. Obrigado pela dedicação.

Agradeço aos amigos que compartilhei o período de trabalho no GRUCAD: Fábio Matys, Ricardo Scheufele, Benjamin Mailhé, Gustavo Nascimento, Sandro Lima. O trabalho com vocês me fez crescer. Estendo os agradecimentos a todos os outros colegas de laboratório, pois direta ou indiretamente tiveram contato com o trabalho nas idas e vindas do almoço no RU.

Agradeço aos técnicos administrativos da UFSC pelo apoio prestado ao longo do curso: Wilson e Marcelo da secretaria do PPGEEEL; à Celly, do GRUCAD e ao Cristian, técnico do laboratório de máquinas.

Cabe agradecer à empresa Tractebel Energia pelo apoio financeiro através do projeto PD-0403-0034/2013, pela oportunidade de participação em cursos de aperfeiçoamento e pela disponibilidade da equipe em realizar medições dentro do Complexo Termelétrico Jorge

Lacerda. Deixo aqui um especial agradecimento ao gerente do projeto, engenheiro Anderson Ysaac Beltrame, pela disponibilidade e dedicação ao projeto.

Agradeço à CAPES – Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – pelo suporte financeiro através da bolsa de mestrado.

Agradeço a todos que não foram citados e que de maneira direta ou indireta contribuíram para a realização deste trabalho.

Por fim, agradeço à Deus pelo caminho trilhado.

RESUMO

O presente trabalho de dissertação aborda o desenvolvimento de um equipamento para medição de corrente e de campo magnético em motores de indução trifásicos com a finalidade de detectar faltas incipientes durante a operação do motor. Contextualiza-se a aplicação de equipamentos para diagnóstico de falhas em motores e apresenta-se técnicas de manutenção que englobam procedimentos de manutenção preditiva. Foi realizado um estudo bibliográfico acerca da detecção de barras rompidas em motores de indução trifásicos e são apresentados equipamentos comerciais destinados a diagnóstico de motores. O equipamento desenvolvido é descrito, contendo os projetos e a implementação das partes funcionais que o compõe. O equipamento foi validado em bancadas e testado em aplicações em campo. Resultados são apresentados para detecção de faltas incipientes e medição de velocidade. **Palavras-chave:** motor de indução trifásico, faltas incipientes, manutenção preditiva, campo magnético disperso, medição de velocidade.

ABSTRACT

This work addresses the development of a device for measuring current and magnetic field in induction motors in order to detect incipient faults during operation. The application of equipment to faults diagnosis is contextualized and techniques that include predictive maintenance procedures are presented. A bibliographic study on the detection of rotor bar faults in induction motors and commercial equipment for this purpose is presented. The equipment developed is described, including its projects and the implementation of its functional parts. The equipment was validated on test bench and tested in field applications. Results are presented to faults detection and speed measuring.

Keywords: induction motor, incipient faults, predictive maintenance, stray magnetic field, speed measurement.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Evolução das técnicas de manutenção.	9
Figura 2 - Principais tipos de manutenção.....	12
Figura 3 - Sensor em diferentes posições de medição.....	13
Figura 4 - Ilustração da disposição dos sensores de campo magnético.....	14
Figura 5 - Comportamento da corrente do rotor em um motor de indução em condição saudável (a) e com uma barra rompida (b).	15
Figura 6 - Sistema de Medição.....	21
Figura 7 - Sinal de entrada do filtro, com impurezas.....	23
Figura 8 - Sinal de saída do filtro, idealmente sem impurezas. ...	23
Figura 9 - Resposta em frequência do sinal de entrada (a), do filtro (b) e do sinal de saída (c).	24
Figura 10 - Resposta em frequência de filtro PB com diferentes ordens n	25
Figura 11 - Sinal contínuo e amostrado com intervalo de amostragem T_s	26
Figura 12 - Sinal de amplitude contínua $s(t)$, sinal de amplitude discreta $s'(t)$ e níveis de quantização.....	27
Figura 13 - Foto da maleta protótipo desenvolvida.	29
Figura 14 - Fluxograma do sistema de medição de corrente.	30
Figura 15 - Foto do conjunto de sondas de corrente utilizado.	31
Figura 16 - Circuito do filtro passa-baixas implementado.	31
Figura 17 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas.	32
Figura 18 - Resposta de fase do filtro passa-baixas.....	32
Figura 19 - Amplificador não inversor com ganho selecionável.33	
Figura 20 - Esquemático do circuito confeccionado.	35
Figura 21 - Diagrama funcional do ADG1611.....	36
Figura 22 - Foto da bancada de aferição de corrente.....	37
Figura 23 - Espira de sensor elementar.....	39
Figura 24 - Ilustração de um sensor bobina sonda, vista em corte.	40
Figura 25 - Foto do sensor confeccionado.....	41
Figura 26 - Circuito elétrico equivalente do sensor de campo magnético por indução.	42
Figura 27 - Topologia básica de um Amplificador de Instrumentação.	44
Figura 28 - Ganho em função da frequência para o INA118.....	45

Figura 29 - Resposta em frequência, somente o INA118 com ganho de 1000 V/V.....	46
Figura 30 - Circuito de amplificação simulado e implementado.....	46
Figura 31 - Topologia com THS4130 com ganho 10 V/V e INA118 com ganho 100 V/V.....	47
Figura 32 - Foto da placa de circuito impresso confeccionada. .	48
Figura 33 - Bobina de Helmholtz e aparato para aferição.....	49
Figura 34 - Circuito de condicionamento e isolamento de tensão. .	50
Figura 35 - Desenho funcional do amplificador ISO 124.	51
Figura 36 - Foto das ponteiras confeccionadas.	52
Figura 37 – Foto da placa de condicionamento do sinal de tensão.....	52
Figura 38 – Foto da caixa de proteção para a placa de condicionamento de tensão.....	53
Figura 39 - Painel frontal do LabVIEW, exemplo de VI.	54
Figura 40 - Diagrama de blocos do LabVIEW, exemplo de VI.	55
Figura 41 - Fluxograma do VI desenvolvido.	56
Figura 42 - Captura de tela da aba de parâmetros de aquisição.	57
Figura 43 - Exemplo de mensagem de ganho elevado.	58
Figura 44 - Exemplo de arquivo de saída.....	59
Figura 45 - Aba de potência, captura de tela do painel frontal... ..	59
Figura 46 - Aba de corrente, captura de tela do painel frontal. ...	60
Figura 47 - Espectro de frequência do campo e corrente, captura de tela do VI.....	60
Figura 48 - Rotores para teste de detecção de falhas.....	63
Figura 49 - Foto do aparato experimental.	64
Figura 50 - Posicionamento dos sensores para ensaio.....	64
Figura 51 - Espectro de frequência para o sensor na posição 1.	65
Figura 52 - Espectro de frequência para o sensor na posição 2.	66
Figura 53 - Espectro de frequência para o sensor na posição 3.	66
Figura 54 - Rotor bom, sensor posição 1.....	67
Figura 55 - Rotor com barras rompidas, posição 1.	68
Figura 56 - Rotor bom, sensor posição 2.....	68
Figura 57 - Rotor com barras rompidas, sensor posição 2.	69
Figura 58 - Rotor bom, sensor posição 3.....	69
Figura 59 - Rotor com barras rompidas, sensor posição 3.	70
Figura 60 - Ilustração do espectro de frequência do campo magnético externo ao MIT.....	71
Figura 61 - Foto do aparato experimental para medição de corrente.....	72

Figura 62 - VI desenvolvido para o tratamento numérico dos dados de corrente e campo magnético.	73
Figura 63 - Velocidade do rotor em rpm.	74
Figura 64 - Medição de campo magnético em motor na oficina.	75
Figura 65 - Equipamento desenvolvido (esq.) e MCE_{MAX} (dir.) na oficina do CTJL.	75
Figura 66 - Medição do campo magnético externo no motor de uma bomba d'água em operação.	76
Figura 67 - Campo magnético para o sensor na posição axial.	77
Figura 68 - Campo magnético para o sensor na posição radial.	77
Figura 69 - Espectro de frequência do sinal de campo magnético entre 50 Hz e 70 Hz.	78
Figura 70 - Espectro de frequência da corrente do motor, obtido através do PdMA.	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Componentes de frequência da corrente previstas.....	16
Tabela 2 - Relação entre a amplitude da componente f_2 e a severidade da falta devido a barras rotóricas rompidas em motores de indução trifásicos.	17
Tabela 3 - Funcionalidades dos equipamentos comerciais.	19
Tabela 4 - Relação de transformação das sondas de corrente disponibilizadas.....	30
Tabela 5 - Constantes de aferição de corrente.	37
Tabela 6 - Desvio padrão das constantes de aferição.	38
Tabela 7 - Aspectos construtivos do sensor confeccionado.	41
Tabela 8 - Parâmetros elétricos do sensor confeccionado.	42
Tabela 9 - Constantes de aferição de tensão.	53
Tabela 10 - Campo magnético em diferentes posições no motor, valores eficazes.	65

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	MOTIVAÇÃO E POSICIONAMENTO DO PROBLEMA	1
1.2	OBJETIVOS.....	2
1.2.1	<i>Objetivos Específicos</i>	2
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	3
2	DETECÇÃO DE FALTAS E MANUTENÇÃO DE MITS	5
2.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	5
2.2	MANUTENÇÃO.....	5
2.2.1	<i>Histórico e evolução</i>	6
2.2.2	<i>Técnicas de manutenção</i>	10
2.3	MÉTODOS DE DETECÇÃO DE FALTAS	13
2.3.1	<i>Posicionamento dos sensores de campo magnético</i>	13
2.3.2	<i>Defeito em rotores com barras rompidas</i>	14
2.4	EQUIPAMENTOS COMERCIAIS.....	18
3	O EQUIPAMENTO DESENVOLVIDO.....	21
3.1	SISTEMAS DE MEDIÇÃO	21
3.1.1	<i>Transdutor e sensor</i>	21
3.1.2	<i>Filtro passa-baixas</i>	22
3.1.3	<i>Conversor analógico-digital</i>	25
3.2	EQUIPAMENTO DESENVOLVIDO PARA DETECÇÃO DE FALTAS	28
3.3	SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE	29
3.3.1	<i>Sensores de corrente utilizados</i>	30
3.3.2	<i>Circuitos de condicionamento analógico</i>	31
3.3.3	<i>Teste para aferição da medição de corrente</i>	36
3.4	SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO	38
3.4.1	<i>Sensores de campo magnético por indução</i>	38
3.4.2	<i>Filtro passa-baixas de entrada</i>	42
3.4.3	<i>Etapas de Amplificação</i>	43
3.4.4	<i>Filtro antirrecobrimento</i>	47
3.4.5	<i>Circuito implementado</i>	47
3.4.6	<i>Testes e aferição do sensor confeccionado</i>	48
3.5	SISTEMA DE MEDIÇÃO DE TENSÃO	49
3.6	PROGRAMA PARA AQUISIÇÃO E ANÁLISE DE SINAIS	54
3.6.1	<i>Parâmetros de aquisição</i>	57
3.6.2	<i>Ajustes dos sinais</i>	58
3.6.3	<i>Salvar aquisição e arquivo de saída</i>	58
3.6.4	<i>Painel frontal do programa</i>	59
3.7	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	61
4	APLICAÇÕES DO EQUIPAMENTO E RESULTADOS	63

4.1	ESTUDO DE CASO – MOTOR COM BARRAS ROMPIDAS ...	63
4.1.1	<i>Posicionamento do sensor</i>	64
4.1.2	<i>Detecção de barras rompidas</i>	67
4.2	MEDIÇÃO DA VELOCIDADE	70
4.2.1	<i>VI desenvolvido para cálculo da velocidade</i>	72
4.2.2	<i>Resultados de velocidade</i>	73
4.3	MEDIÇÕES NO COMPLEXO JORGE LACERDA.....	75
5	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS DE CONTINUIDADE	81
5.1	PERSPECTIVAS DE TRABALHOS FUTUROS.....	82
	REFERÊNCIAS	85
	APÊNDICE – DOCUMENTAÇÃO DO VI	89

1 INTRODUÇÃO

Os motores, como geradores de força motriz, são muitas vezes operados sob estresse. A variação do regime de operação ocorre em motores que movimentam esteiras, pontes rolantes, elevadores, bombas de água, compressores, trens, entre outras aplicações que, mesmo sendo projetados para operar com mudanças de regime, com o tempo ou má utilização acabam acarretando em pequenos desbalanceamentos, vibrações, mudanças de carga entre outras perturbações que fazem com que o motor deixe de operar em condições próximas às quais foi concebido.

O presente trabalho trata da detecção de faltas em motores de indução trifásicos através do campo magnético externo e da corrente de alimentação, procurando contribuir na comparação entre os diferentes métodos para detecção de faltas. Existem variados trabalhos sobre o tema [1]–[3], e o presente trabalho busca analisar as metodologias encontradas e aplicá-las no desenvolvimento e na implementação de um equipamento onde seja possível analisar medidas de corrente e de campo magnético simultaneamente.

O estudo de faltas em motores de indução é tratado pela comunidade acadêmica há bastante tempo, havendo relatos de trabalhos da década de 1950 [1]. Porém, os principais começaram a surgir na década de 1980 [2], [4]. O GRUCAD (Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos) também tem apresentado trabalhos nesta linha de pesquisa [5]–[8], principalmente com o desenvolvimento de sistemas para detecção de faltas por meio da medição do campo magnético externo ao motor. O presente trabalho visa complementar os estudos já realizados e apresentar um equipamento que possa ser utilizado por trabalhos futuros.

1.1 MOTIVAÇÃO E POSICIONAMENTO DO PROBLEMA

Este trabalho faz parte de uma pesquisa e desenvolvimento de métodos de obtenção do rendimento de Motores de Indução Trifásicos - MITs, em motores em campo durante sua operação. Em parte, este trabalho de mestrado foi financiado pelo Projeto de P&D intitulado "Avaliação em campo de rendimento de motores de indução trifásicos", sob o número PD-0403-0034/2013 desenvolvido no âmbito do Programa de P&D da Tractebel Energia regulamentado pela ANEEL. Dentro do contexto do trabalho, o equipamento desenvolvido corresponde também ao *hardware* onde os métodos de determinação de rendimento de MITs

serão incorporados. Métodos de determinação de rendimento precisos requerem que o motor seja removido do seu local de instalação e levado a uma bancada de teste para que seja acoplado a um dinamômetro ou realizado o teste normalizado através da segregação das perdas. Dada esta dificuldade de remoção, que às vezes se constitui em um procedimento inviável, as equipes de diagnóstico energético em plantas industriais costumam considerar uma diminuição do valor do rendimento informado na placa do equipamento em função de seu tempo de uso para estimar seu rendimento atual. Porém, alguns motores podem estar com o seu desempenho energético ainda mais comprometido em virtude do ambiente agressivo a que estão expostos, tais como avarias nos enrolamentos, desgaste de seus componentes internos, falta de manutenção adequada, ou apresentarem faltas incipientes.

O rendimento também depende do estado operacional do motor. Assim, para se avaliar MITs, também é necessário detectar faltas, preferencialmente por método não invasivo, como no caso da medição do campo magnético externo. O método em questão tem estudos em aplicações em MITs publicados na literatura e, simultaneamente às publicações, o GRUCAD tem desenvolvido metodologias implementadas em protótipos. Este trabalho de dissertação constitui o desenvolvimento de um equipamento com qualidade de montagem e desempenho próximo a um comercial. Com o emprego da metodologia de detecção de faltas implementada no equipamento, possíveis desvios de rendimento poderão ser justificados pela existência de faltas incipientes no MIT.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo do presente trabalho consiste em desenvolver um equipamento apto a medir correntes e campo magnético externo em motores de indução trifásicos para detectar faltas incipientes, as quais interferem na corrente e/ou no campo magnético externalizado pela máquina. Também, tem-se como objetivo de investigação comparar as duas metodologias, pela corrente e pelo campo magnético, na eficácia da detecção de faltas.

1.2.1 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos deste trabalho de dissertação vão ao encontro do desenvolvimento de um equipamento apto a captar sinais relativos ao motor de indução trifásico que possibilitem a detecção de faltas. Os principais objetivos metodológicos são enumerados a seguir:

- Estudo bibliográfico acerca de detecção de faltas em motores de indução trifásicos;
- Desenvolvimento de sistema de medição de corrente elétrica, de campo magnético e de tensão elétrica de alimentação;
- Desenvolvimento de *software* em LabVIEW (instrumento virtual) para análise espectral de sinais e para a detecção de faltas;
- Realização de ensaios comparando os métodos de detecção de faltas através da corrente e do campo magnético.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho será apresentado de maneira que primeiramente seja entendido o contexto da detecção de faltas em motores elétricos, a partir de um levantamento histórico da questão da detecção de faltas em máquinas elétricas e do conceito de manutenção preditiva.

A segunda parte do texto apresenta métodos e metodologias aplicadas ao monitoramento de condições de motores elétricos. Expõe-se um levantamento bibliográfico e comentam-se os métodos utilizados no presente trabalho.

O equipamento desenvolvido é apresentado no terceiro bloco do texto, onde são mostrados resultados de simulação das topologias de circuitos utilizados e resultados de aferição dos sistemas de medição de corrente, de campo magnético e de tensão elétrica.

Na parte final do trabalho, são exibidos resultados de desempenho na detecção de faltas em motores de indução trifásicos. Foram realizados testes de detecção de barras rotóricas rompidas, que foram inseridas de maneira controlada através da troca do rotor de um MIT de 1 cv. Resultados de detecção de defeitos através da análise da assinatura elétrica e da assinatura magnética (denomina-se assinatura elétrica a análise espectral da corrente e assinatura magnética a análise espectral do campo magnético) são apresentados. Adicionalmente é apresentado um estudo sobre a medição indireta da velocidade do rotor através do espectro de frequência do campo magnético e da corrente.

2 DETECÇÃO DE FALTAS E MANUTENÇÃO DE MITs

A detecção de falhas em máquinas elétricas é um tema de grande interesse da indústria e também da comunidade científica. Buscam-se meios de encontrar parâmetros para fundamentar análises e assim diagnosticar defeitos em máquinas em funcionamento, desde o momento que começaram a entrar em operação. O interesse no monitoramento de condição dos motores de indução é devido à sua ampla utilização, que ocorre devido à tecnologia de fabricação e à operação relativamente simples em relação a outras máquinas, pois os MITs podem ser fabricados, no caso de motores de baixa potência e rendimento, por processos de fundição [1], [2]. Os motores de indução trifásicos são largamente utilizados na indústria. Atualmente, os motores elétricos correspondem à aproximadamente 30 % da energia elétrica consumida no país [9].

2.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Nos tempos atuais, a detecção de faltas em motores elétricos está bastante difundida e existem métodos e ferramentas, como a análise de vibração [10], que embora ainda existam pesquisas e dúvidas [11] já é uma técnica consagrada. Métodos de análise de corrente, como a assinatura de corrente do motor [1], [2], [12], [13] também são bastante estudados e existem equipamentos comerciais e técnicas conhecidas. A análise do campo magnético é um método em desenvolvimento, porém há trabalhos bem fundamentados e promissores em sua aplicação [6], [14], [15], [16], [17], fazendo deste assunto ainda um tema de pesquisa de muito interesse.

A manutenção de motores elétricos é parte fundamental da indústria, uma vez que os motores correspondem por grande parte dos processos produtivos. Além disso, os gastos com manutenção, não só de motores elétricos, podem chegar a até 40 % dos custos operacionais na fabricação de produtos, tais como nas indústrias de papel e de celulose [3]. Na próxima seção, os conceitos de manutenção serão apresentados brevemente.

2.2 MANUTENÇÃO

O contexto deste trabalho de dissertação é a análise de faltas em motores de indução trifásicos e o desenvolvimento de *hardware* e *software* para possibilitar a análise do estado operacional de MITs.

Porém, existe uma área um pouco maior por trás da análise de faltas em motores, que é a manutenção preditiva e o monitoramento de condição. Mas ainda maior é a área de manutenção, que engloba não só a preditiva, mas também a manutenção corretiva e a manutenção preventiva. Esta seção tem como objetivo apresentar o histórico de desenvolvimento da manutenção e também conceituar os tipos de manutenção existentes e empregados atualmente.

2.2.1 Histórico e evolução

O conceito de manutenção surgiu no final do século XIX, quando começaram os primeiros reparos em mecanismos implementados na indústria [18]. Atualmente, define-se manutenção como sendo todas as ações e as técnicas administrativas que visam preservar o estado ou recolocar em operação um equipamento ou sistema [19]. Durante esta seção serão apresentados outros aspectos da manutenção, bem como suas variadas técnicas.

Nos últimos 30 anos, a atividade de manutenção tem passado por diversas mudanças. Tais alterações são consequências de projetos mais complexos, de novas técnicas de manutenção, da visão da manutenção como função estratégica, do aumento do número de itens a serem mantidos, entre outros [20]. Até 1914, a manutenção tinha importância secundária e era executada pelo mesmo efetivo da operação [18]. Porém, houve grandes mudanças e a evolução da manutenção pode ser dividida em quatro gerações a partir da década de 1930. Estas gerações serão apresentadas a seguir.

2.2.1.1 Primeira geração

O primeiro período da manutenção se deu antes da segunda guerra mundial, em uma época em que a indústria era pouco mecanizada e os equipamentos eram geralmente simples e superdimensionados [20]. A produtividade não era prioritária, sendo realizados apenas serviços de limpeza e lubrificação e fazendo com que a manutenção fosse basicamente do tipo corretiva.

2.2.1.2 Segunda geração

A segunda geração da manutenção surgiu após a segunda guerra mundial, ocorrendo durante as décadas de 50 e 70. Com a guerra, as demandas por mão de obra aumentaram, porém, o número de pessoas

trabalhando como mão de obra industrial diminuiu. Como consequência, houve um aumento na mecanização da indústria [20].

Visando o aumento da produtividade, começaram a surgir as necessidades de maior disponibilidade e confiabilidade dos equipamentos. A indústria estava bastante dependente do bom funcionamento das máquinas e isto levou a ideia de que as falhas deveriam ser evitadas. Assim, surgiu o conceito de manutenção preventiva.

A manutenção preventiva hoje é dada como todo trabalho de manutenção realizado em máquinas que estejam em condições operacionais, mesmo que apresentando algum defeito [19]. Na década de 60, a manutenção preventiva consistia em intervenção nos equipamentos em intervalos fixos [20]. Os conceitos de manutenção preventiva serão novamente abordados posteriormente.

2.2.1.3 Terceira geração

A partir da década de 1970, o processo de mudança nas indústrias foi acelerado e a tendência de utilizar sistemas *just-in-time*, onde estoques reduzidos significavam que pequenas pausas na produção poderiam paralisar a fábrica, tornaram a preocupação devido à paralisação da produção um tema recorrente [21].

Foi neste período que o setor de manutenção passou a desenvolver critérios para predição de falhas, surgindo assim o conceito de manutenção preditiva, onde buscavam-se maneiras de maximizar a produção, aumentar a vida útil dos equipamentos e manter o controle dos custos [21]. Adiante será tratado um pouco mais sobre manutenção preditiva, que é o tipo de manutenção em que o equipamento desenvolvido neste trabalho de dissertação se encaixa.

2.2.1.4 Quarta geração

Surgiu nos últimos tempos a quarta geração da manutenção. Esta geração continua com algumas expectativas de eficácia dos procedimentos de manutenção da terceira geração, em que a disponibilidade do equipamento é uma das medidas de performance mais importantes da manutenção. Segundo [20], as três maiores justificativas para existência da manutenção são: a garantia da disponibilidade, da confiabilidade e da manutenibilidade. O termo manutenibilidade corresponde à característica de um equipamento permitir, em maior ou menor grau de facilidade, a execução dos serviços de manutenção [20].

Com o objetivo de intervir cada vez menos na planta, as práticas de manutenção preditiva e monitoramento de condição são cada vez mais utilizadas [20]. Como consequência, existe uma tendência de redução da aplicação de técnicas de manutenção preventiva, a qual promove a paralisação dos equipamentos e impacta negativamente na produção.

A tabela apresentada na Figura 1 foi obtida de [20] e resume o histórico apresentado nesta seção.

Figura 1 - Evolução das técnicas de manutenção.

EVOLUÇÃO DA MANUTENÇÃO				
	Primeira Geração	Segunda Geração	Terceira Geração	Quarta Geração
Ano				
Aumento das expectativas em relação à Manutenção	<ul style="list-style-type: none"> •Conserto após a falha 	<ul style="list-style-type: none"> •Disponibilidade crescente •Maior vida útil do equipamento 	<ul style="list-style-type: none"> •Maior confiabilidade •Maior disponibilidade •Melhor relação custo-benefício •Preservação do meio ambiente 	<ul style="list-style-type: none"> •Maior confiabilidade •Maior disponibilidade •Preservação do meio ambiente •Segurança •Influir nos resultados do negócio •Gerenciar os ativos
Visão quanto à falha do equipamento	<ul style="list-style-type: none"> • Todos os equipamentos se desgastam com a idade e, por isso, falham 	<ul style="list-style-type: none"> • Todos os equipamentos se comportam de acordo com a curva da banheira 	<ul style="list-style-type: none"> • Existência de 6 padrões de falhas (Nowlan & Heap e Moubray) Ver Capítulo 5 	<ul style="list-style-type: none"> • Reduzir drasticamente falhas prematuras dos padrões A e F. (Nowlan & Heap e Moubray) Ver Capítulo 5
Mudança nas técnicas de Manutenção	<ul style="list-style-type: none"> • Habilidades voltadas para o reparo 	<ul style="list-style-type: none"> • Planejamento manual da manutenção • Computadores grandes e lentos • Manutenção Preventiva (por tempo) 	<ul style="list-style-type: none"> • Monitoramento da condição • Manutenção Preditiva • Análise de risco • Computadores pequenos e rápidos • Softwares potentes • Grupos de trabalho multidisciplinares • Projetos voltados para a confiabilidade • Contratação por mão de obra e serviços 	<ul style="list-style-type: none"> • Aumento da Manutenção Preditiva e Monitoramento da Condição • Minimização nas Manutenções Preventiva e Corretiva não Planejada • Análise de Falhas • Técnicas de confiabilidade • Manutenibilidade • Engenharia de Manutenção • Projetos voltados para confiabilidade, manutenibilidade e Custo do Ciclo de Vida. • Contratação por resultados

Fonte: Kardec e Nascif (2009) [20].

2.2.2 Técnicas de manutenção

O conceito de manutenção já foi definido no início desta seção, indicando que é um conjunto de ações que visam preservar o estado de um equipamento ou sistema. Esta definição é bastante genérica e pode levar a diferentes interpretações. Na realidade, o termo manutenção no campo industrial possui diferentes vertentes. Existem basicamente três técnicas de manutenção: a corretiva, a preventiva e por último a preditiva. Os principais conceitos sobre cada tipo serão apresentados nesta seção.

2.2.2.1 Manutenção corretiva

Entende-se como manutenção corretiva todo trabalho de manutenção realizado para reparar máquinas que estejam em falha. Dentro da manutenção corretiva, existe a manutenção corretiva programada, que são tarefas realizadas em data posterior, deixando a máquina em estado de pane até a data do reparo [19].

Também segundo [19], as tarefas de manutenção baseada na condição não são classificadas como manutenção corretiva. A manutenção que não pode ser adiada ou programada deve ser considerada uma manutenção corretiva de emergência [19] ou não planejada [18].

Compete à manutenção corretiva gerar as informações necessárias para análise do funcionamento, da repetitividade da falha e outros parâmetros sobre o equipamento a fim de transmitir estas informações ao programa de manutenção preditiva [18].

2.2.2.2 Manutenção preventiva

A manutenção preventiva é definida como todo trabalho de manutenção realizado em máquinas que estejam em condições operacionais, mesmo tendo algum defeito [19]. Para [18], é uma técnica que tem como objetivo principal a prevenção da ocorrência de uma falha ou parada de um equipamento por quebra.

Esta técnica é baseada em intervenções determinadas por períodos, que podem ser temporais, por ciclos, distâncias etc. [18]. Geralmente as rotinas de manutenção preventiva não consideram o regime de trabalho e local de instalação do equipamento. Esta situação é normalmente evitada com o uso de outras técnicas como a manutenção centrada em confiabilidade (MCC) e manutenção produtiva total (MPT) [19].

A aplicação exclusiva da manutenção preventiva é aceitável onde se deseja manter a situação atual de operação. A dificuldade encontrada

nesta abordagem é que melhorias deixam de ser implementadas e pode tornar a planta ultrapassada [19], além de que o custo da manutenção preventiva é elevado, devendo sempre ser reajustado para as condições necessárias de manutenção.

2.2.2.3 Manutenção preditiva

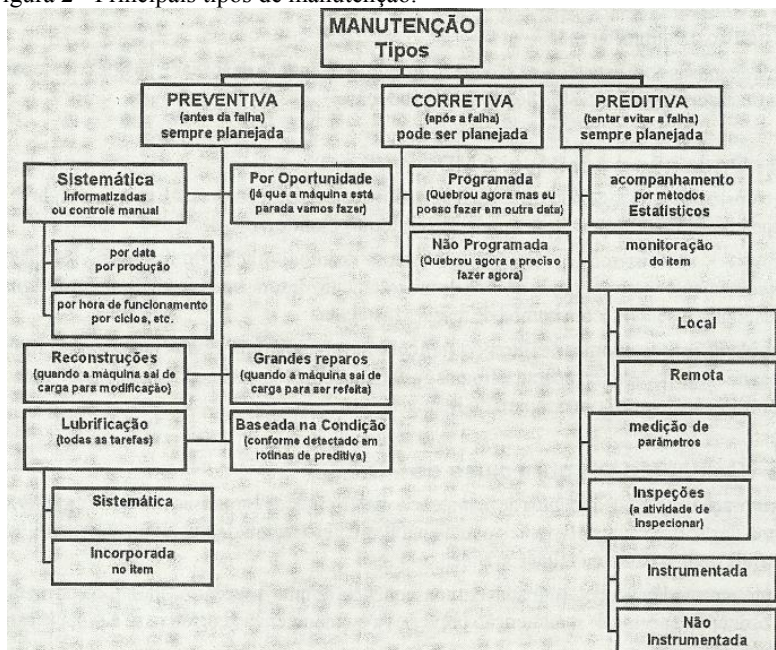
A manutenção preditiva, junto com o monitoramento de condição, é o contexto da pesquisa deste trabalho. A ferramenta desenvolvida tem a finalidade de ser aplicada na análise preditiva.

A manutenção preditiva engloba todo o trabalho de acompanhamento e monitoramento das condições da máquina, de seus parâmetros operacionais e sua eventual degradação [19].

Geralmente aplica-se as técnicas de manutenção preditiva em plantas ou máquinas onde o custo da falha é grande, já que as eventuais despesas com reparos, custos de indenização e perda de produção geralmente são maiores que os custos de implementação da manutenção preditiva. Segundo [19], o monitoramento e os procedimentos de manutenção determinados em consequência do monitoramento são uma das formas mais eficientes de técnicas de manutenção em unidades onde o custo da falha é grande.

A Figura 2, obtida de [19], apresenta um organograma com os principais tipos de manutenção e suas especialidades.

Figura 2 - Principais tipos de manutenção.



Fonte: Branco Filho (2008) [19].

Conforme o organograma da Figura 2, o equipamento desenvolvido e apresentado no presente trabalho se encaixa como uma técnica de manutenção preditiva do tipo “inspeção instrumentada” ou como “monitoração do item de maneira local”.

2.3 MÉTODOS DE DETECÇÃO DE FALTAS

Neste capítulo serão apresentados alguns trabalhos que serviram de base para o desenvolvimento desta dissertação, e também algumas justificativas encontradas na literatura para alterações nos espectros de frequência por meio dos quais as faltas em MITs podem ser detectadas, especificamente faltas em rotores.

Inicia-se a seção apresentando um estudo sobre o posicionamento de sensores de campo magnético em relação à carcaça do motor para melhores interpretações do campo externalizado.

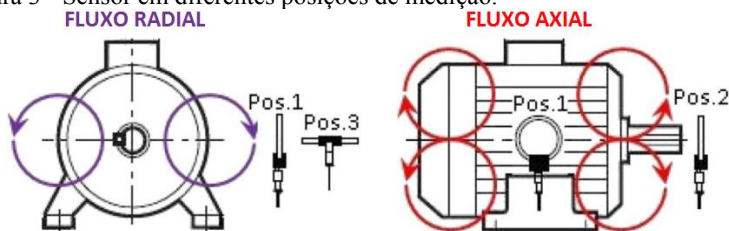
2.3.1 Posicionamento dos sensores de campo magnético

Em muitos trabalhos [6], [12], [14], [22], [17], [16] o método empregado para a detecção de faltas é baseado em perturbações no campo magnético externo aos motores de indução. Alternadamente utilizam-se os termos “fluxo magnético” e “campo magnético”. Na literatura, geralmente se emprega “campo magnético”. A utilização do termo “fluxo magnético” se dá pelo fato de que o tipo de sensor utilizado geralmente realiza a medição do fluxo magnético, que está diretamente relacionado à seção do sensor e ao campo magnético.

Em relação ao fluxo disperso em motores de indução, existem basicamente duas direções de fluxo, a radial e a axial. O fluxo axial está em um plano que inclui o eixo da máquina, e é gerado principalmente pelas correntes na cabeça de bobina e nos anéis de curto-circuito [14].

O fluxo radial está em um plano perpendicular ao eixo da máquina, contemplando principalmente informações relativas à indução no entreferro. A transferência das informações do entreferro à parte externa da máquina é atenuada pelo circuito magnético do estator e pela carcaça da máquina [14]. Ambos os campos podem ser medidos separadamente com o posicionamento adequado do sensor [14].

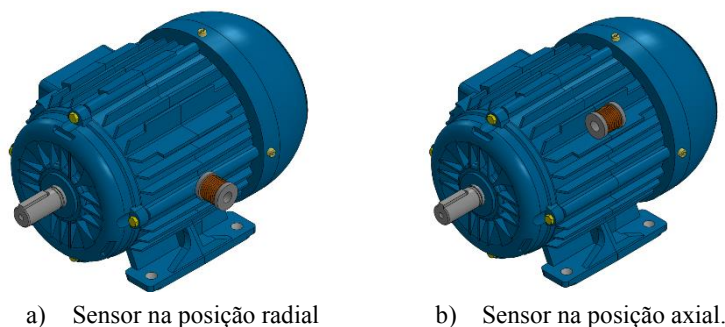
Figura 3 - Sensor em diferentes posições de medição.



Fonte: Ceban et al (2012) [14].

Com a ajuda das informações da Figura 3, é possível analisar as diferentes posições de medição do campo magnético. O campo magnético radial pode ser medido pelo sensor na posição 3. Na posição 1 o sensor sofre influência tanto do fluxo axial quanto do fluxo radial. Na posição 2, praticamente apenas o fluxo axial é medido pelo sensor. Porém, esta posição é muitas vezes de difícil acesso no ambiente industrial, o que levou o trabalho de [14] a utilizar somente a posição 1 para medição do campo magnético. A Figura 4 ilustra a disposição dos sensores de forma radial e axial.

Figura 4 - Ilustração da disposição dos sensores de campo magnético.¹



2.3.2 Defeito em rotores com barras rompidas

O rompimento de barras rotóricas é caracterizado pela redução da seção transversal da barra, que pode ocorrer tanto no processo de manufatura, por tecnologias inadequadas [1] ou pontos de cavidade na fundição de rotores feitos por injeção [17] [4], ou durante a operação, por esforços gerados em função de regimes de temperatura, vibrações, impactos mecânicos e fraturas por fadiga [17]. No caso de defeitos em anéis de curto-circuito soldados, a junção fraca entre anéis e barras é uma justificativa apresentada em [4] para que ocorra este tipo de defeito.

O trabalho apresentado por [2], que descreve um instrumento para detecção de faltas através da corrente, diz que assimetrias devido à fabricação ou desalinhamento podem causar confusão à sensibilidade do

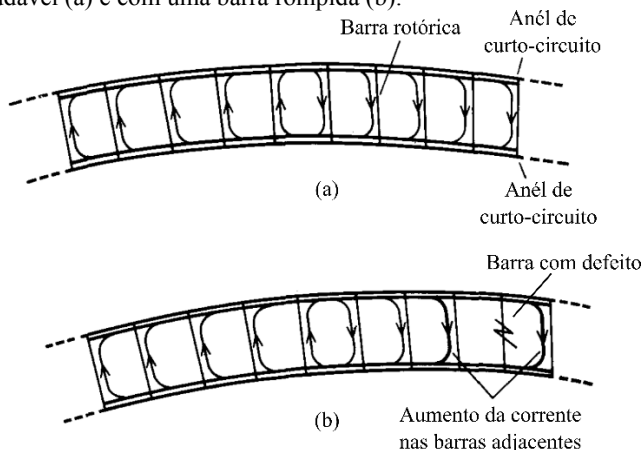
¹ Desenho do modelo do motor obtido do site:

http://ecatalog.weg.net/drawings_2d_3d/index.asp?empresa=WMO&language=PT, último acesso em 04/02/2016 às 18h30min.

instrumento para detecção de barras rompidas. O autor também comenta que os indicadores mais comuns de barras quebradas em motores de indução com rotor em gaiola são vibração excessiva, ruído e faiscamento durante partida do motor. Porém, o aumento da vibração e do ruído pode ser causado por outros tipos de defeitos, tornando difícil a identificação de barras quebradas em um primeiro estágio de avaliação.

Toda redução de seção transversal devido a pontos de cavidade ou o desenvolvimento de uma ruptura resulta no aumento da resistência elétrica das barras e muda a distribuição da densidade de fluxo na superfície do motor. Uma parte da corrente de uma barra rompida é assumida pelas barras adjacentes [17]. Desta maneira, para modelar uma barra quebrada, é assumido que uma corrente de falta é igual e oposta à corrente normal que flui através de uma barra saudável [2]. Quando as duas correntes são sobrepostas, o comportamento da corrente pode ser representado como mostra a Figura 5-b.

Figura 5 - Comportamento da corrente do rotor em um motor de indução em condição saudável (a) e com uma barra rompida (b).



Fonte: Kliman et al (1988) [2].

A Figura 5-a representa a distribuição da corrente no rotor para o caso de um rotor saudável e a Figura 5-b ilustra a redistribuição da corrente no caso de uma barra quebrada. Pode-se observar que a corrente se redistribui nas barras adjacentes, onde a maior parte da corrente que iria fluir para barra rompida passa a percorrer as barras vizinhas. Esta redistribuição resulta numa gradual propagação da falta. As barras adjacentes sujeitas a uma carga maior esquentam rapidamente e este

aumento de temperatura contribui diretamente para o aumento da falta. Isto também contribui para haver uma distorção (ou uma distribuição não homogênea) do campo magnético do rotor como um todo [17].

Segundo o trabalho de Ahmed [16], o espectro de frequência da corrente é mais sensível para detecção de barras quebradas através das frequências de bandas laterais f_{br} , dadas pela Equação (1).

$$f_{br} = f(1 \pm 2s) \quad (1)$$

onde f corresponde à frequência fundamental da tensão de alimentação e s ao escorregamento do motor.

Outros trabalhos indicam somente a frequência f_2 (dada pela Equação (2)) como uma frequência característica para indicação de barra quebrada.

$$f_2 = f(1 - 2s) \quad (2)$$

Apesar de não ser de fácil entendimento da razão do surgimento, estas frequências de bandas laterais (Equação (1)) são amplamente utilizadas pela comunidade científica, sendo uma questão tratada em [2], [4], [14], [17], [21]. Além de mostrar as características do campo magnético no entreferro, os autores da referência [2] também apresentam uma tabela relacionando componentes do espectro de frequência da corrente com defeitos devidos a barras rompidas (Tabela 1), onde é possível observar a frequência f_2 , apresentada na Equação (2). Demais frequências também são apresentadas como sugestão para fins de investigação.

Tabela 1 - Componentes de frequência da corrente previstas.

Nomenclatura	Frequência (Hz)	Amplitude (% $I_{nom.}$)
Fundamental	f	
LSB1²	$f(1-2s)$	4
USB5³	$5f(1-4s)$	0,5
LSB5	$5f(1-6s)$	0,5
USB7	$7f(1-6s)$	0,05
LSB7	$7f(1-8s)$	0,05

Fonte: Kliman et al (1988) [2].

² LSB: Banda lateral inferior, do inglês *lower sideband*.

³ USB: Banda lateral superior, do inglês *upper sideband*.

A componente de frequência $(1-2s)f$ apresentada por [2] como um indicador de barra quebrada foi base para a análise da maior parte dos estudos posteriores [14]. No presente trabalho, esta componente de frequência também será observada a fim de analisar seu comportamento com a inserção de faltas rotóricas em um MIT.

Nos trabalhos de [23], [24] é apresentada uma relação entre a severidade da falta por barras quebradas e a amplitude da componente $f_2=(1-2s)f$. Esta relação está apresentada na Tabela 2. Na parte de resultados, estes valores serão utilizados para interpretação de dados dos ensaios realizados.

Tabela 2 - Relação entre a amplitude da componente f_2 e a severidade da falta devido a barras rotóricas rompidas em motores de indução trifásicos.

Amplitude [dB]	Avaliação da condição
< - 50	Excelente
-50 a - 44	Boa
-44 a -39	Moderada
-35 a -39	Desenvolvendo trinca na barra do rotor ou juntas com alta resistência
-30 a -35	Provavelmente duas barras trincadas ou juntas com alta resistência
-25 a -30	Muitas barras trincadas e/ou quebradas, várias trincas nos anéis de curto-circuito e falhas severas em toda gaiola
> -25	Severa

Fonte: adaptado de Nei Brito, (2002) [23].

Como pode ser visto na Tabela 2, a amplitude da componente espectral f_2 é apresentada em dB (decibel), que corresponde a uma escala logarítmica que facilita a representação de sinais de ordem muito elevada ou muito pequena. Para a representação de um sinal em dB, deve-se estipular uma referência, conforme indicado na Equação (3). Para os espectros de campo magnético e de corrente analisados neste trabalho, a amplitude da frequência fundamental é a referência utilizada.

$$A_{dB} = 20 \log \frac{A_{sinal}}{A_{ref}} \quad (3)$$

onde A_{sinal} é a amplitude da componente espectral do sinal e A_{ref} é a amplitude da referência estipulada, que pode ser, por exemplo, unitária.

2.4 EQUIPAMENTOS COMERCIAIS

Considerando a importância da disponibilidade de equipamentos para atender aos requisitos da quarta geração da manutenção, surgiram dispositivos para a detecção de faltas e diagnóstico de motores de indução. Começaram a ser desenvolvidos no exterior e hoje existem inclusive empresas nacionais que desenvolvem e comercializam este tipo de equipamento [25].

Nos últimos anos, algumas empresas vêm desenvolvendo ferramentas para avaliação de faltas em motores. Em 2005 o “*Motor Systems Resource Facility (MSRF)*” publicou um estudo sobre os equipamentos de avaliação de motores [26] com foco na análise de rendimento realizada por estes equipamentos. Neste estudo, foram convidados a participar seis fornecedores de equipamentos: *Weyerhaeuser*, PdMA, *Baker*, *Framatome*, *Digital* e *Reliance*, mas somente foram disponibilizados equipamentos da *Weyerhaeuser*, PdMA e *Baker*.

A *Weyerhaeuser* desenvolveu um equipamento para uso interno em suas plantas industriais e a PdMA e Baker trabalhavam com equipamentos comerciais. O equipamento da PdMA foi desenvolvido a partir do instrumento MCE, destinado à detecção de defeitos em motores, no qual foram adicionadas funções para estimação da potência de saída e eficiência, dando origem ao equipamento MCE_{Max}. A empresa *Baker Instruments* apresentou o equipamento *Baker Explorer*, que tem como principal função a estimação do rendimento de um motor e também faz o diagnóstico de faltas. Conforme os estudos apresentados [26], ambos os equipamentos realizam análise espectral, tanto para detecção de faltas quanto para o cálculo da velocidade, utilizado na estimação do rendimento.

Durante o período de trabalho de dissertação foi realizada uma busca por fornecedores de equipamentos destinados à análise de motores. Em uma pesquisa realizada recentemente na internet, verificou-se que os principais fornecedores continuam sendo *Baker* e PdMA. A empresa *Baker Instrument Company* agora faz parte do grupo SKF, porém o nome *Baker* continua sendo utilizado por uma série de analisadores. Na pesquisa realizada, foram verificados os seguintes fabricantes internacionais de equipamentos relacionados à detecção de faltas em MITs: a) *Framatome*, que atualmente faz parte do grupo Areva, é uma empresa voltada ao segmento de energia nuclear; b) *Weyerhaeuser*, que não disponibiliza e nem menciona o seu equipamento desenvolvido no passado (não houve até o momento sua exploração comercial);

c) Reliance, que é do grupo Baldor e também ligada à ABB, não menciona um produto para análise de motores em seu site; d) no site da empresa *Digital Instruments*, citada originalmente no estudo mencionado de [26], também não consta nenhum equipamento.

No cenário nacional, a empresa PS Soluções apresenta um produto chamado *Preditor*, voltado para a análise de faltas em motores. Este equipamento utiliza a técnica de análise por assinatura elétrica (ESA – *Electrical Signature Analysis*) da corrente, também conhecida como MCSA – *Motor Current Signature Analysis*. Da mesma maneira que os equipamentos anteriores, é uma técnica de análise espectral das características operacionais do motor.

As principais funcionalidades dos equipamentos da PdMA, da SKF e da PS Soluções são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Funcionalidades dos equipamentos comerciais.

	Análise Dinâmica	Qualidade de Energia	Circuito de Alimentação	Estator	Rotor	Entreferro	Isolamento	Torque	Eficiência
MCE _{MAX} (PdMA)	x	x	x	x	x	x	x	x	x
EXP4000 (SKF)	x	x	x		x			x	x
Preditor (PS Soluções)	x	x	x	x	x	x	x	x	

As funcionalidades referentes aos módulos dos equipamentos da Tabela 3 são descritas a seguir:

- a) **Análise dinâmica** – as medições realizadas com o motor em operação são chamadas de análise dinâmica pois não necessitam que o motor seja desligado, o que seria uma análise estática.
- b) **Qualidade da energia** – esta funcionalidade faz a análise das harmônicas de tensão e corrente do circuito de alimentação, mede desbalanceamento de tensão, entre outros;

- c) **Circuito de alimentação** – faz a averiguação dos condutores e conexões do circuito de alimentação, mede os valores eficazes de tensão e corrente, entre outros;
- d) **Estator** – são ferramentas para buscar curto-circuito entre espiras ou entre fases no enrolamento do estator;
- e) **Rotor** – são ferramentas para avaliar a integridade das barras do rotor, lâminas do rotor e anéis de curto-circuito;
- f) **Entreferro** – possui a tarefa de detectar excentricidade no entreferro;
- g) **Isolamento** – são realizados testes de isolamento entre os enrolamentos e a carcaça da máquina;
- h) **Torque** – análises do torque auxiliam no diagnóstico de faltas referentes ao acoplamento com a carga;
- i) **Eficiência** – está relacionada ao cálculo de rendimento do e informações sobre o retorno do investimento no motor.

Dentre os equipamentos apresentados, este trabalho de dissertação é equivalente com a parte física dos equipamentos comerciais, apresentando um sistema de *hardware* para tratamento analógico e aquisição de sinais de corrente e tensão, além do campo magnético. Tendo como foco a detecção de faltas e a estimação da velocidade do motor. Os equipamentos comerciais apresentados não realizam suas funções através do campo magnético externo de motores de indução trifásicos. O capítulo seguinte apresentará o equipamento desenvolvido.

3 O EQUIPAMENTO DESENVOLVIDO

Este capítulo trata do equipamento implementado e que se constitui o objetivo deste trabalho. São apresentadas as justificativas e introdução ao desenvolvimento e posteriormente são apresentados os sistemas de aquisição empregados. Também são apresentados testes de desempenho e aferição do equipamento.

3.1 SISTEMAS DE MEDIÇÃO

Um sistema de medição possui algumas características que devem ser de conhecimento prévio ao entendimento de seu funcionamento. Basicamente, todo sistema de medição (SM) possui três módulos funcionais: um sensor ou transdutor, uma unidade de tratamento do sinal e um dispositivo mostrador [27]. Um SM pode ser resumido pelas características apresentadas em forma de blocos na Figura 6.

Figura 6 - Sistema de Medição.



O equipamento desenvolvido possui três sistemas de medição, onde todos compartilham alguns módulos, como o conversor analógico-digital, responsável pela digitalização do sinal a ser apresentado pelo mostrador. Os circuitos de condicionamento analógico, integrantes da unidade de tratamento do sinal, são ligeiramente diferentes. Porém, todos os sistemas de tratamento de sinais possuem no mínimo um filtro passa-baixas e, alguns deles, circuito de amplificação.

Desta maneira, nesta seção serão comentados os principais componentes de um sistema de medição a fim de embasar a descrição dos sistemas e facilitar o entendimento do equipamento desenvolvido.

3.1.1 Transdutor e sensor

Neste trabalho, utilizam-se sensores e transdutores nos sistemas de medição implementados. Para que fique claro o princípio de funcionamento de cada um, nesta subseção serão apresentados os

conceitos de transdutor e sensor, indicando quais os principais tipos para cada sistema de medição desenvolvido.

Um transdutor é um elemento capaz de transformar uma grandeza de entrada, proveniente do mensurando, em uma grandeza correlacionada, como um sinal de corrente, de tensão [28] ou mesmo um sinal mecânico [27]. Um elemento sensor é o primeiro módulo de um transdutor, e faz com que o elemento sensível seja estimulado quando exposto ao mensurando [27].

De acordo com o Vocabulário Internacional de Metrologia – VIM [29], o transdutor é um dispositivo que fornece uma grandeza de saída a qual possui uma relação especificada com uma grandeza de entrada. Já um sensor é um elemento de um sistema de medição que é diretamente afetado por um fenômeno, corpo ou substância que contém a grandeza a ser medida, não caracterizando necessariamente um dispositivo com uma relação especificada.

Nos sistemas de medição desenvolvidos neste trabalho, existem os dois tipos. O primeiro deles é um transdutor de corrente, que entrega valores de tensão proporcionais à corrente que atravessa o elemento sensor. O segundo é um sensor, do tipo bobina de fluxo, que entrega valores de tensão proporcionais à derivada do campo magnético que atravessa a seção transversal da bobina sensora. Este sensor foi desenvolvido no decorrer dos trabalhos e será apresentado em detalhes posteriormente.

Para o sistema de medição de tensão, o sensor é um pouco diferente, visto que apenas é realizada uma atenuação do sinal, que já é uma tensão elétrica, e não necessita de um elemento sensor. Necessita-se apenas a etapa de condicionamento do sinal.

3.1.2 Filtro passa-baixas

Um filtro seletor de sinais é basicamente uma topologia de circuito que permite a seleção ou rejeição de faixas de frequência escolhidas [30], [31]. Existem diversos tipos de filtros e para cada tipo existem diversas topologias. Entre os filtros mais conhecidos destacam-se os filtros passa-baixas, passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa. Outra característica importante é a ordem do filtro, que corresponde à taxa na qual o sinal é atenuado à medida que a frequência do sinal entra na faixa de rejeição do filtro [30]. Mais especificamente, a ordem de um filtro corresponde ao número de polos existentes na sua função de transferência [31].

Os filtros implementados neste trabalho são todos do tipo passa-baixas, com topologias variando de acordo com a aplicação. Um filtro

passa-baixas só permite a passagem de frequências abaixo de uma frequência de corte f_c determinada [31]. As frequências superiores são atenuadas de acordo com a ordem do filtro.

Os objetivos de se utilizar um filtro passa-baixas neste trabalho é atenuar impurezas no sinal devido à interferências e ruídos, evitando a saturação de amplificadores e também satisfazer o teorema da amostragem. Conforme o teorema de Nyquist da amostragem, a taxa de amostragem de um sinal f_s deve ser superior a duas vezes a frequência máxima B do sinal, conforme apresenta a Equação (4).

$$f_s > 2B \quad (4)$$

Como já comentado, o filtro passa-baixas auxilia na rejeição de impurezas no sinal. Um sinal com impurezas é ilustrado na Figura 7 e um sinal de saída do filtro, idealmente sem impurezas, é apresentado na Figura 8.

Figura 7 - Sinal de entrada do filtro, com impurezas.

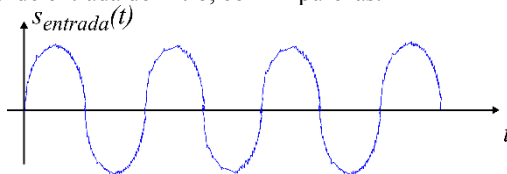
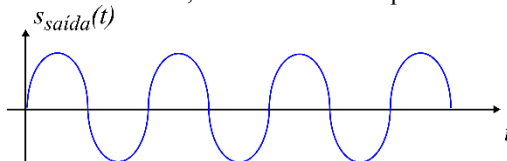
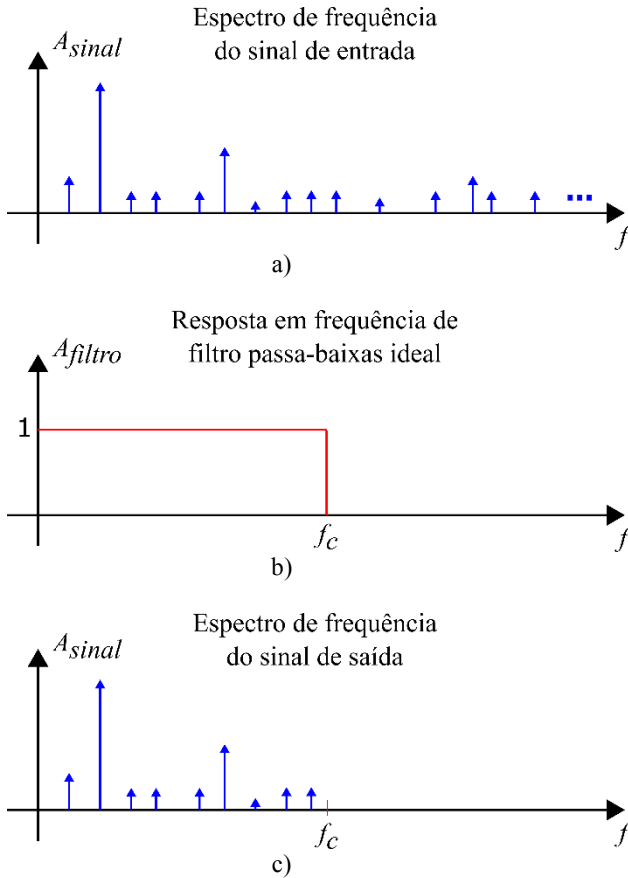


Figura 8 - Sinal de saída do filtro, idealmente sem impurezas.



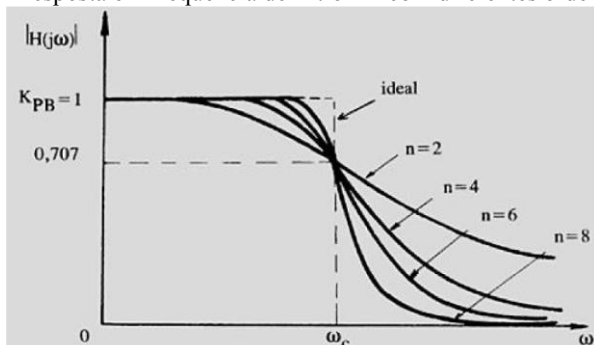
Outra maneira de apresentar o princípio de um filtro passa-baixas é através da resposta em frequência, em que se nota que a partir da frequência de corte f_c as componentes de frequência do sinal são idealmente anuladas. Esta manipulação do sinal é ilustrada na Figura 9.

Figura 9 - Resposta em frequência do sinal de entrada (a), do filtro (b) e do sinal de saída (c).



No presente trabalho, serão apresentados filtros passa-baixas de 1^a, 2^a e 4^a ordem. Uma ilustração da resposta em frequência de um filtro passa-baixas ideal e de diferentes ordens é apresentada na Figura 10.

Figura 10 - Resposta em frequência de filtro PB com diferentes ordens n .



Fonte: Pertence Jr (2003) [31].

As topologias empregadas nos filtros para sinais do sensor de corrente e de campo são do tipo Butterworth de 2ª e de 4ª ordem respectivamente, sendo que a principal característica deste tipo de filtro é uma resposta bastante plana na sua banda passante.

3.1.3 Conversor analógico-digital

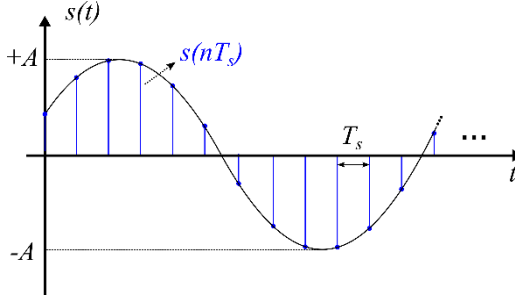
Um conversor analógico-digital (conversor A/D) é o elemento que realiza a intermediação entre o meio físico, analógico, e o meio digital, realizando a amostragem e a quantização do sinal. Juntas, a amostragem e a quantização compõem a digitalização do sinal, que faz transformação do sinal existente em tempo e amplitude contínuos em um sinal digital, discreto em tempo e amplitude [28].

A amostragem – ou discretização, corresponde à taxa pela qual o sinal é tomado pelo conversor analógico-digital para que o sinal em tempo contínuo possa ser representado por amostras uniformemente espaçadas no tempo. Sob outro ponto de vista, corresponde ao intervalo de tempo entre uma amostra e outra, chamado de intervalo de amostragem T_s . A principal grandeza correspondente à amostragem é a taxa de amostragem f_s , também conhecida como taxa de aquisição, a qual é expressa em amostras (*Samples*) por segundo. A relação entre a taxa de amostragem e o intervalo de amostragem é expressa na Equação (5).

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (5)$$

Uma ilustração de um sinal em tempo contínuo $s(t)$ e um sinal $s(nT_s)$ sendo amostrado a uma taxa f_s é apresentada na Figura 11.

Figura 11 - Sinal contínuo e amostrado com intervalo de amostragem T_s .



Além da taxa de aquisição f_s , para a etapa de discretização também é necessária a definição do número de pontos a serem adquiridos N_s . Da relação entre o número de pontos e a taxa de amostragem surge o período de aquisição T , que corresponde ao tempo total do sinal adquirido, em segundos. A Equação (6) apresenta esta relação.

$$T = \frac{N_s}{f_s} = N_s T_s \quad (6)$$

A especificação do período de aquisição é de relevante interesse na análise espectral de sinais, uma vez que a resolução espectral Δf é inversamente proporcional ao período de aquisição [32], conforme mostrado na Equação (7).

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad (7)$$

Em relação à amplitude do sinal $s(t)$, representado na Figura 11, é visto que pode possuir qualquer valor na faixa contínua entre $-A$ e $+A$. Porém, a amplitude de um sinal digital só pode assumir um número finito de valores [32]. Em um sinal $s(t)$ ou $s(nT_s)$ analógico podem existir infinitos valores em uma determinada faixa de amplitude e poderão ser observados tantos valores quanto maior for a resolução do observador. Desta maneira, apresenta-se o conceito de quantização, que é a etapa de arredondamento da amplitude do sinal para os níveis de representação digitais possíveis, chamados de níveis de quantização.

Os níveis de quantização são determinados pela resolução e pela faixa dinâmica do conversor A/D. A resolução do conversor é representada pelo número de bits⁴ n que são utilizados para representar uma amostra, sendo que o número de níveis L possíveis é dado pelo número máximo representado pelos bits do conversor, apresentado na Equação (8).

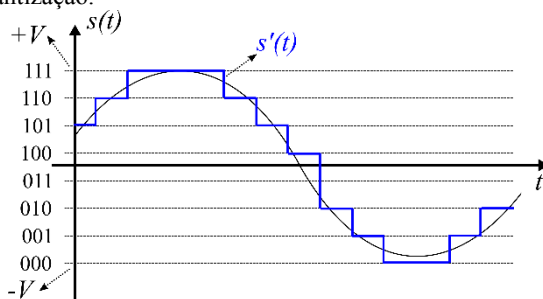
$$L = 2^n \quad (8)$$

Uma ilustração de um sinal analógico $s(t)$ e de um sinal quantizado $s'(t)$ é apresentada na Figura 12, onde o sinal pode ser representado por $L=8$ níveis discretos. Note que o “zero” está entre dois níveis discretos.

A faixa dinâmica do conversor analógico-digital é a faixa em que a amplitude do sinal deverá variar para poder ser adquirido, por exemplo $(-V, +V)$ na Figura 12. Sendo conhecida a faixa dinâmica do conversor A/D, é possível conhecer a magnitude dos subintervalos e o erro máximo de quantização [32]. A magnitude dos subintervalos Δ é a menor parcela que pode ser representada, dada pela Equação (9).

$$\Delta = \frac{2V}{L} \quad (9)$$

Figura 12 - Sinal de amplitude contínua $s(t)$, sinal de amplitude discreta $s'(t)$ e níveis de quantização.



O conversor A/D utilizado neste trabalho faz parte de uma placa de aquisição de sinais da *National Instruments*, modelo USB-6212, com 16 bits de resolução e taxa de amostragem máxima de 400 kS/s (400.000 amostras por segundo) multiplexados entre 16 canais de entrada analógica [33]. Esta placa possui conexão USB e total interação ao *software*

⁴ Bit (*binary digit*) ou dígito binário, pode ser visto em [32].

LabVIEW, também da *National Instruments*, o que possibilitou a manipulação dos parâmetros e aquisição dos sinais de maneira simples.

Na placa USB-6212 foram utilizados 12 canais de entrada analógica, sendo 6 de modo comum (três canais para medição de tensão e três canais para medição de corrente) e outros 6 de modo diferencial (para os três canais de medição de campo magnético), resultando em 9 aquisições multiplexadas, com taxa de aquisição de 10 kS/s (10.000 amostras por segundo) cada. Três canais para cada um dos três sistemas de medição implementados.

O erro máximo de quantização é dado pela metade da magnitude dos subintervalos Δ . Para que o erro seja mínimo, deve-se buscar utilizar um maior número de níveis de quantização, obtidos através de um maior número de bits do conversor. A definição de um faixa dinâmica adequada também pode ajudar na redução do erro de quantização. A faixa dinâmica dos sistemas de medição implementados foi de 10 volts (-5 V, 5 V), definida na placa USB-6212. Utilizando a Equação (9), obteve-se a um erro de quantização de 76,29 μ V. A existência do erro de quantização também justifica a utilização de etapas de amplificação do sinal, como será visto adiante.

3.2 EQUIPAMENTO DESENVOLVIDO PARA DETECÇÃO DE FALTAS

Existem equipamentos comerciais especialmente desenvolvidos para detecção de faltas em motores de indução trifásicos. Estes equipamentos são em sua maioria importados, tendo sua operação dependente de parametrização do equipamento. A parametrização é recorrente em qualquer equipamento de monitoramento, visto que é necessário um mínimo de informações que devem ser disponibilizadas para que o mesmo detecte anomalias no funcionamento de cada motor em específico.

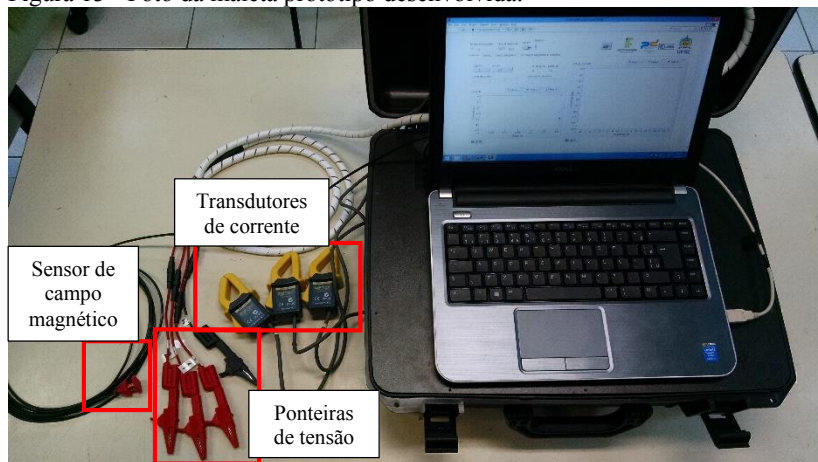
A dificuldade encontrada na parametrização está relacionada a dois fatores principais: i) o grau de treinamento que o operador possui do equipamento, uma vez que geralmente estes equipamentos são operados por equipes de manutenção e ii) a disponibilidade dos parâmetros do motor a ser analisado (número de polos, de barras do rotor, de ranhuras, tipo de rolamento etc.). Sob este aspecto, o não conhecimento de um dos parâmetros também pode afetar o desempenho do equipamento, e as vezes impossibilitar sua utilização.

Um dos objetivos deste trabalho foi desenvolver um equipamento com tecnologia acessível e nacional. As ferramentas de diagnóstico não

serão totalmente contempladas por este trabalho, visto que o objetivo principal foi desenvolver e implementar o *hardware* necessário e as ferramentas para aquisição de sinais. Com o que foi implementado, pode-se realizar a análise de faltas por um especialista e também o levantamento de dados para análises posteriores.

A Figura 13 apresenta uma foto do equipamento desenvolvido durante a execução deste trabalho de mestrado, no qual os circuitos foram acondicionados em uma maleta. Na foto mostra-se o sensor de campo magnético, os transdutores de corrente (sondas de corrente disponíveis no mercado) e as ponteiros de tensão. O equipamento possui um computador em que reside o *software* e também tem a função de IHM (Interface Homem Máquina).

Figura 13 - Foto da maleta protótipo desenvolvida.

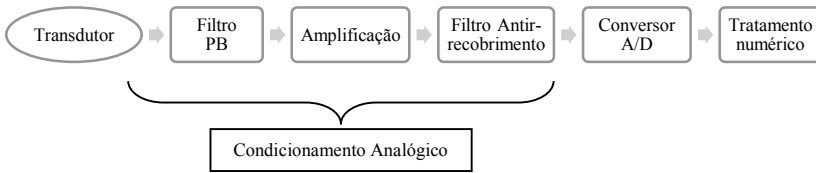


3.3 SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CORRENTE

O sistema de medição de corrente foi desenvolvido com o intuito de realizar a aquisição simultânea de três formas de onda de corrente elétrica, sendo aplicável assim à medição de corrente em sistemas trifásicos que alimentam o MIT.

Uma ilustração do sistema de medição é apresentada a seguir, onde podem ser verificadas desde as etapas de condicionamento analógico do sinal até a parte de aquisição e tratamento numérico. Cada uma das etapas apresentadas será descrita no decorrer desta seção.

Figura 14 - Fluxograma do sistema de medição de corrente.



3.3.1 Sensores de corrente utilizados

Como existem diversos níveis de corrente de alimentação das mais variadas potências de motores de indução, é necessário que o sistema de medição de corrente seja apto a realizar a medição de uma faixa considerável de corrente. Por exemplo, um MIT de 1 cv alimentado em 380 V consome uma corrente de aproximadamente 2 A. Já em um MIT de 2800 hp, alimentado em 6 kV, a corrente nominal pode chegar a 230 A. Desta maneira, procurou-se disponibilizar um conjunto de vários modelos de sonda de corrente. Os modelos utilizados no equipamento são as sondas da fabricante japonesa Yokogawa, de código comercial: 96036 (2 A), 936033 (50 A), 96030 (200 A), 96031 (500 A) e 96035(300/3000 A), capazes de medir somente correntes alternadas (CA).

De acordo com a definição de sensor e transdutor, estas sondas são transdutores, as quais fornecem sinais em tensão com uma relação entre tensão e corrente, em mV/A, para cada modelo de sonda. As relações referentes a cada uma das sondas disponibilizadas estão indicadas na Tabela 4 a seguir.

Tabela 4 - Relação de transformação das sondas de corrente disponibilizadas.

Modelo	Corrente [A]	Relação [mV/A]
96036	2	25
96033	50	10
96030	200	2,5
96031	500	1
96035	300	1,667
96035	3000	0,1667

Uma foto de um dos conjuntos de sondas de corrente utilizado é apresentada pela Figura 15.

Figura 15 - Foto do conjunto de sondas de corrente utilizado.

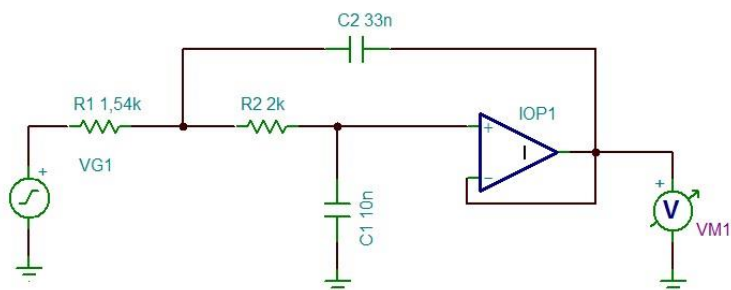


3.3.2 Circuitos de condicionamento analógico

Para condicionamento do sinal de tensão obtido das sondas, foi desenvolvido um circuito que engloba as três etapas de condicionamento analógico (filtro de entrada, amplificação e filtro antirrecobrimento), apresentadas esquematicamente na Figura 14.

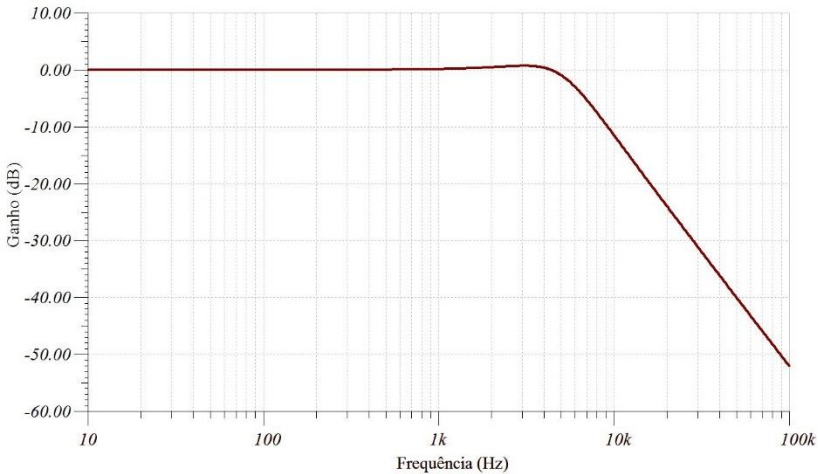
A etapa de filtragem foi implementada com a finalidade de amenizar componentes de alta frequência na entrada no amplificador e consiste em um filtro Butterworth passa-baixas de segunda ordem [30], com frequência de corte estabelecida em 6 kHz. A Figura 16 mostra o circuito do filtro que foi simulado no *software* TINA-TI [34], da *Texas Instruments*. Este programa possui licença gratuita para fins de simulação comerciais ou de pesquisa [34].

Figura 16 - Circuito do filtro passa-baixas implementado.



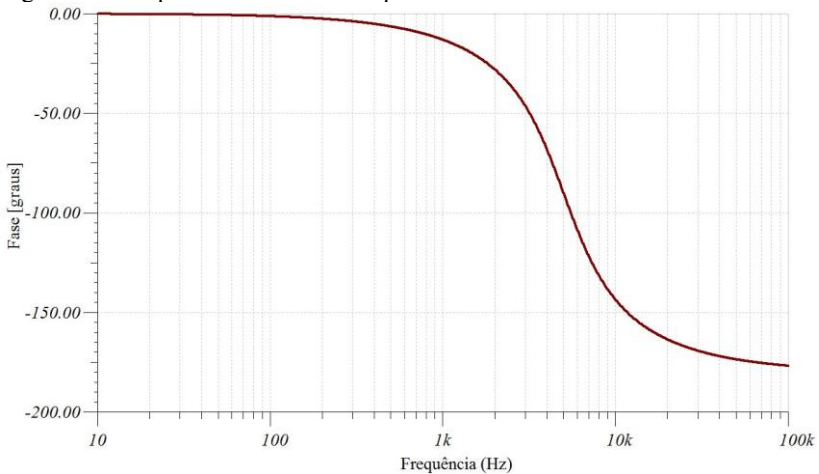
A resposta em frequência obtida através de simulação é apresentada na Figura 17, pode-se observar a característica plana em toda a banda passante do filtro.

Figura 17 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas.



Outra característica importante deste filtro é a resposta de fase, apresentada na Figura 18 e que mostra que para frequências de até 400 Hz a fase praticamente não é alterada.

Figura 18 - Resposta de fase do filtro passa-baixas.



Com a parte de filtragem de entrada definida, será apresentado o estágio de amplificação. A topologia de amplificação escolhida é de um amplificador não inversor, com ganhos de 6 e 25 V/V. Os ganhos são

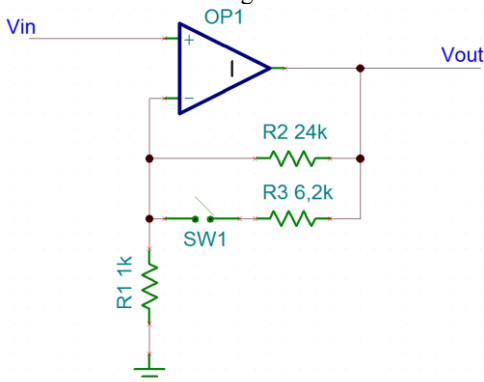
selecionados através do *software* residente no computador (que será visto adiante), com a finalidade de aumentar os sinais de tensão para o caso de medição de baixas correntes. A saída deste estágio fornece sinais com amplitudes de até 4,5 V na entrada do filtro antirrecobrimento.

A Figura 19 representa o circuito do amplificador implementado, no qual os ganhos são selecionados através da associação dos resistores R_2 e R_3 por uma chave analógica ADG1611 da *Analog Devices* (representada pelo componente SW1). Este componente possui em um só encapsulamento quatro chaves independentes e bidirecionais, que são acionadas através da placa NI USB-6212, gerenciada pelo programa de aquisição desenvolvido neste trabalho. Esta chave analógica tem uma resistência de condução de somente 1Ω e coloca os resistores R_2 ($24 \text{ k}\Omega$) e R_3 ($6,2 \text{ k}\Omega$) em paralelo para o caso com ganho de 6 V/V ou então deixando somente o resistor R_2 na realimentação do circuito. Nesta última configuração, o amplificador tem um ganho de 25 V/V . Para esta topologia de circuito de amplificação, o ganho é calculado pela Equação (10).

$$G = 1 + \frac{R_A}{R_B} \quad (10)$$

onde o resistor R_A da equação representa o resistor de realimentação (R_2 ou R_3) do circuito da Figura 19, e o resistor R_B é o resistor R_1 da mesma figura.

Figura 19 - Amplificador não inversor com ganho selecionável.



Antes da etapa de amostragem, para atender o teorema de Nyquist, é necessário filtrar o sinal. Assim, foi implementado um filtro Butterworth de 4^ª ordem a capacitor chaveado, utilizando um circuito integrado próprio para esta finalidade – TLC04 da *Texas Instruments*. Esta configuração facilita sua implementação, pois o filtro é composto por somente um circuito integrado, com um resistor e um capacitor externos para definição da frequência de corte do filtro.

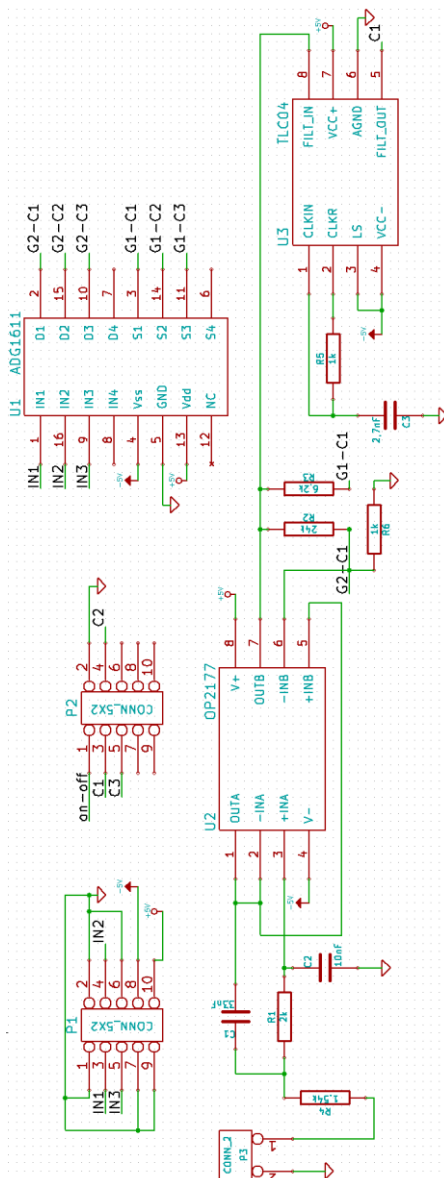
A Figura 20 mostra o esquemático do circuito confeccionado para medição de corrente. Nesta figura são apresentados os conectores e a chave analógica ADG1611 (componente *U1*) para a placa completa, e o circuito de condicionamento de uma fase, visto que para as outras fases o circuito se repete.

O componente *U2* apresentado na Figura 20 é um circuito integrado com dois amplificadores operacionais no mesmo encapsulamento, modelo OP2177 da *Texas Instruments*. Um destes amplificadores é utilizado na implementação do filtro apresentado na Figura 16 e o outro amplificador é utilizado no circuito de amplificação do sinal, apresentado na Figura 19. O filtro antirrecobrimento apresentado anteriormente é composto pelos componentes *U3* (TLC04), *R5* e *C3*.

Na Figura 20, a chave analógica ADG1611 é o componente *U1*, e seus pinos de ativação (*IN1*, *IN2* e *IN3*) estão conectados ao conector *P1*, o qual conecta o circuito ao sistema de seleção de ganhos na placa USB-6212. A Figura 21 apresenta o diagrama de funcionamento do ADG1611 [35]. Como pode ser visto nos desenhos da Figura 20 e da Figura 21, os terminais *SI* e *DI* do ADG1611 estão conectados aos resistores *R2* e *R3*, desempenhando o papel da chave *SW1* da Figura 19.

O conector *P2* mostrado no circuito da Figura 20, leva os sinais de tensão referentes a cada um dos canais de corrente (*C1*, *C2* e *C3*) para a placa de aquisição de sinais USB-6212. Este conector também leva o sinal *on-off* da placa USB-6212 até a placa de condicionamento, para o comando de ligar e desligar a fonte de alimentação das placas de condicionamento de tensão, corrente e campo magnético.

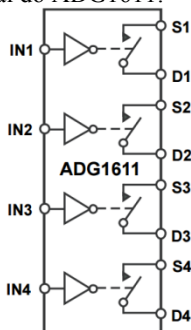
Figura 20 - Esquemático do circuito confeccionado.



Na Figura 20 apresentada anteriormente, nota-se que os componentes possuem uma representação própria de programas de

desenho de circuitos. Neste trabalho, o *software* utilizado é o kiCad EDA [36], que é um *software* de código aberto (*open source*) utilizado por diversos grupos de pesquisa ao redor do mundo e que permitiu o desenho das placas de circuito impresso desenvolvidas durante a confecção do equipamento.

Figura 21 - Diagrama funcional do ADG1611.



Fonte: Folha de dados do ADG1611 (2009) [35].

3.3.3 Teste para aferição da medição de corrente

Como o sistema possui circuitos eletrônicos em cascata para tratamento de sinais, há a necessidade de aferir a medição de corrente elétrica. Para este fim, foram realizados testes utilizando uma bancada de aferição. A bancada consiste em um grupo de bobinas em série, pelas quais circula uma corrente para alimentar uma carga. O aparato é alimentado por uma fonte de tensão, e pelas bobinas que possuem diferentes números de espiras circula a corrente da carga. Como os sensores de corrente utilizados abraçam o condutor por onde circula a corrente a ser medida [28], a intensidade de corrente vista pelos sensores é do valor correspondente ao número de espiras da bobina multiplicado pela corrente do condutor. Uma foto da bancada de aferição é apresentada na Figura 22

Figura 22 - Foto da bancada de aferição de corrente.



Neste procedimento de aferição, utilizou-se um equipamento comercial calibrado (analisador de energia CW240, da *Yokogawa*). Da comparação entre os dois equipamentos, o desenvolvido e o comercial calibrado, se obteve as constantes de aferição para cada conjunto de sonda e para cada valor de ganho. Foram realizadas doze medições com duração de um segundo cada, para cada conjunto de sonda associada a um ganho do circuito eletrônico.

Os sinais dos três canais de corrente foram adquiridos simultaneamente com o equipamento desenvolvido e com o equipamento comercial, o qual fornece o valor eficaz (*RMS*) calculado através de seu *software* específico. Posteriormente, foi calculado o valor eficaz das correntes medidas pelo equipamento desenvolvido. Este valor foi dividido pelo valor de referência, medido pelo equipamento comercial. O resultado desta relação corresponde à constante de aferição. As constantes de aferição (média das doze aquisições) são apresentadas na Tabela 5 em função dos três conjuntos de sondas de corrente (50 A, 200 A e 500 A) e dos ganhos de 6 V/V e 25 V/V do amplificador.

Tabela 5 - Constantes de aferição de corrente.

Sonda	Ganho	Constantes de aferição		
		Canal 1	Canal 2	Canal 3
50 A	6	0,844871	0,843965	0,844675
50 A	25	1,00297	0,99973	1,0009
200 A	6	0,843369	0,842579	0,842692
200 A	25	0,997401	0,995776	0,99494
500 A	6	0,843139	0,842709	0,843852
500 A	25	0,999716	0,996438	0,997385

A Tabela 6 apresenta o desvio padrão calculado para cada teste relativo a um ganho e a um tipo de sonda (cada teste possui doze

medidas). O maior desvio padrão entre as medidas de um teste foi de 0,0546 %, mostrando que a repetitividade do sistema de medição de corrente é satisfatória. Analisando os valores da Tabela 5, nota-se que para o ganho de 6 V/V, há uma diferença máxima de cerca de 0,3 %, e para o ganho de 25 V/V de 0,8 %. Isto mostra que não há uma diferença significativa entre os canais (circuito eletrônicos) do equipamento.

Tabela 6 - Desvio padrão das constantes de aferição.

Sonda	Ganho	Desvio padrão (%)		
		Canal 1	Canal 2	Canal 3
50 A	6	0,0244	0,0241	0,0247
50 A	25	0,0413	0,0413	0,0412
200 A	6	0,0402	0,0402	0,0400
200 A	25	0,0338	0,0347	0,0349
500 A	6	0,0332	0,0330	0,0332
500 A	25	0,0536	0,0546	0,0527

3.4 SISTEMA DE MEDIÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO

Uma das linhas de atuação do grupo de pesquisa GRUCAD é o estudo e confecção de sensores de campo magnético do tipo por indução que, devido a suas características e princípio de funcionamento, é um sensor versátil (do ponto de vista de projeto e confecção) para medições de campo magnético alternado no tempo.

O sensor utilizado neste sistema de medição foi desenvolvido no âmbito do presente trabalho e será apresentado nesta seção. Posteriormente, os circuitos de condicionamento e testes de aferição do sistema são apresentados.

3.4.1 Sensores de campo magnético por indução

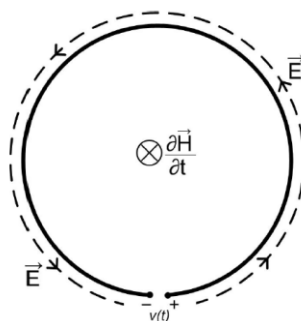
Um sensor de campo magnético por indução é composto por um conjunto de espiras em série, formando uma bobina, que pode ser confeccionada em diversos formatos. O efeito da indução da tensão nos terminais de uma espira é um fenômeno físico baseado no princípio da indução magnética da lei de Faraday [37], apresentada na Equação (11),

$$v(t) = - \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (11)$$

onde $\varphi(t)$ corresponde ao fluxo magnético que cruza a seção de uma espira e $v(t)$ corresponde à tensão elétrica nos terminais desta espira. Esta equação indica que a variação temporal do fluxo magnético gera uma tensão elétrica, proporcional à variação temporal do fluxo magnético $\varphi(t)$ em uma espira de material condutor.

Uma ilustração de uma espira e do fluxo cruzando sua seção é apresentada na Figura 23.

Figura 23 - Espira de sensor elementar.



Fonte: Rigoni (2009) [6].

Utilizando a Equação (12) que relaciona o fluxo magnético Φ à densidade de fluxo magnético \mathbf{B} , também conhecida como indução magnética, e supondo que a variação da indução magnética é perpendicular e homogênea em toda a seção S da espira, a Equação (13) é deduzida.

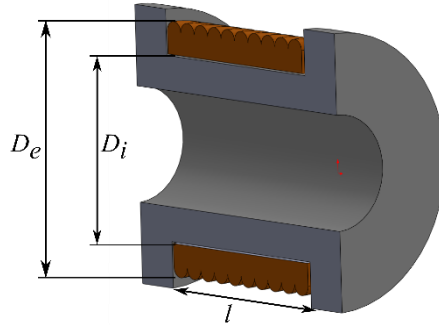
$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (12)$$

$$v(t) = -S \frac{dB(t)}{dt} \quad (13)$$

O sensor bobina sonda, mostrado em corte na Figura 24, é formado por N espiras, com a finalidade de aumentar a tensão induzida e, conseqüentemente, a sensibilidade do sensor [6]. Dessa forma, é necessário multiplicar a tensão obtida nos terminais do sensor pelo número de espiras, conforme a Equação (14).

$$v(t) = -NS \frac{dB(t)}{dt} \quad (14)$$

Figura 24 - Ilustração de um sensor bobina sonda, vista em corte.



Para o cálculo do módulo do campo magnético $H(t)$, integra-se a Equação (14) e utiliza-se a relação constitutiva $B=\mu H$, onde $\mu=\mu_0$ representa a permeabilidade magnética do ar, pois o núcleo do sensor é constituído de material não magnético. Assim, obtém-se a Equação (15) para o cálculo do campo magnético.

$$H(t) = -\frac{1}{NS\mu_0} \int_T v(\tau) d\tau \quad (15)$$

A seção e o número de espiras, juntamente com a forma física do enrolamento, constituem os parâmetros de projeto de um sensor de campo magnético por indução. O número de espiras é de fácil conhecimento. O valor da seção transversal S do sensor é calculado a partir dos parâmetros do núcleo do sensor e também do formato do enrolamento, pois o sensor pode possuir mais de uma camada. A seção média do sensor é obtida através da Equação (16), onde D_e corresponde ao diâmetro externo e D_i ao diâmetro interno do sensor, ilustrados na Figura 24. Devido a motivos construtivos e de imprecisão dos valores dos diâmetros externos e internos, um fator de incerteza é o valor da seção magneticamente efetiva, não contemplado por este cálculo.

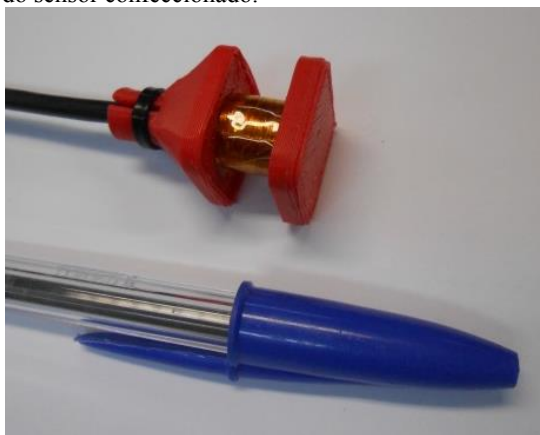
$$S = \frac{\pi(D_e + D_i)^2}{16} \quad (16)$$

O sensor confeccionado para utilização neste sistema de medição possui as características apresentadas na Tabela 7. Uma foto do sensor de campo magnético por indução confeccionado para utilização no sistema de medição segue na Figura 25.

Tabela 7 - Aspectos construtivos do sensor confeccionado.

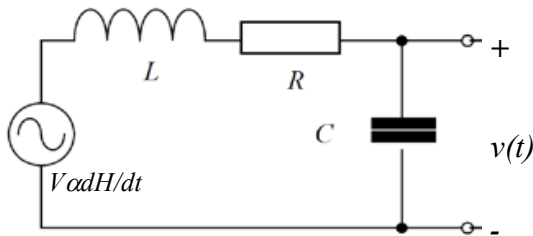
N	D_i	D_e	S	l
500	9,5 mm	10,35 mm	77,37 mm ²	9 mm

Figura 25 - Foto do sensor confeccionado.



O sensor confeccionado também possui características elétricas que devem ser consideradas em seu circuito elétrico equivalente. O circuito elétrico equivalente, por parâmetros concentrados, de um sensor de campo magnético por indução é apresentado na Figura 26, na qual R é a resistência elétrica do fio, L a indutância própria da bobina e C a capacitância parasita entre as espiras.

Figura 26 - Circuito elétrico equivalente do sensor de campo magnético por indução.



As características elétricas do sensor confeccionado foram obtidas utilizando uma ponte RLC da fabricante *BK Precision*, modelo 889B, sob frequência de 100 Hz, e são apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 - Parâmetros elétricos do sensor confeccionado.

L	R	C
1,715 mH	49,51 Ω	700 nF

O parâmetro L do sensor confeccionado foi utilizado para a implementação de um filtro passa-baixas que será detalhado na subseção seguinte.

3.4.2 Filtro passa-baixas de entrada

Analogamente ao sistema de medição de corrente, o sistema de medição (SM) de campo magnético possui algumas etapas de condicionamento do sinal (vide Figura 14).

A primeira etapa do circuito de condicionamento do sinal de tensão do sensor de campo magnético consiste na filtragem do sinal através de um filtro passa-baixas passivo. Esta primeira etapa de filtragem é necessária para prevenir uma possível saturação dos amplificadores de instrumentação, como já mencionado. Este filtro foi implementado utilizando as características de filtragem do sensor, bastando adicionar um capacitor aos seus terminais a fim de ajustar a frequência de corte do filtro f_c , que é dada pela Equação (17).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{filtro}}} \quad (17)$$

Por esta equação foi possível impor uma frequência de corte desejada e calcular um capacitor para ser adicionado ao circuito. Para uma frequência de corte de 8 kHz, calculou-se um capacitor C_{filtro} de 200 nF, sendo empregado um capacitor de 220 nF que atendeu aos requisitos do sistema.

Neste cálculo, desprezou-se a capacitância parasita C . Dos sensores construídos até o momento, este foi o que apresentou uma capacitância superior a 1 nF, e esta questão ainda não foi estudada detalhadamente no GRUCAD. O circuito equivalente com parâmetros concentrados da Figura 26 pode não ser válido para altas frequências. Somando-se a isso, há um cabo de conexão entre o sensor e o circuito eletrônico, que sofre interferências eletromagnéticas. Para assegurar que os amplificadores não corressem o risco de saturação, optou-se por manter o procedimento já aplicado no GRUCAD, mantendo-se o capacitor C_{filtro} e desprezando a capacitância parasita da bobina. Esta é uma sugestão de pesquisa para trabalhos futuros. No momento atual da pesquisa, frequências superiores a 1 kHz não são consideradas para a análise de faltas. Levando-se em conta os dois capacitores, a frequência de corte do sistema é de cerca de 4 kHz, o que permite concluir que não afeta o sistema de medição desenvolvido.

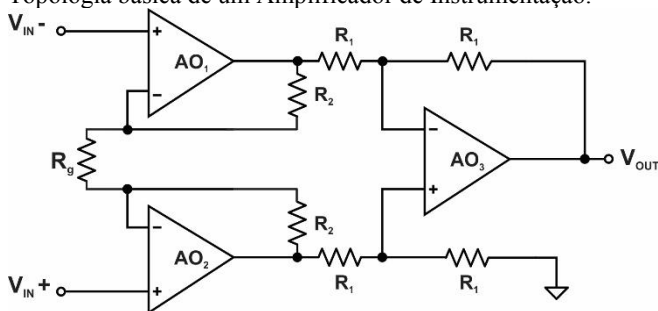
3.4.3 Etapas de Amplificação

O sinal de tensão elétrica nos terminais da bobina sonda é da ordem de centenas de micro até mili volts, o que justifica que a etapa de condicionamento analógico seja de qualidade, não somente devida à amplitude e à adequação da resolução do conversor A/D (erro de quantização), mas também para melhoria da imunidade a sinais externos que possam causar interferências.

Para amplificação do sinal é utilizada uma topologia que utiliza dois amplificadores especiais [6]. Um deles é o amplificador de instrumentação (AI) e outro é o amplificador totalmente diferencial (FDA – *Fully Differential Amplifier*) [38] que será tratado posteriormente. O amplificador de instrumentação utilizado corresponde às características que devem ser consideradas na escolha de um amplificador para um sensor de campo magnético por indução. Tais características são: entrada diferencial, alta taxa de rejeição de modo comum ($CMRR$), impedância de entrada elevada e ampla largura de banda para ganhos elevados [6]. O modelo escolhido foi o INA118P [39] da fabricante norte americana *Texas Instruments*.

O circuito de um amplificador de instrumentação (AI) consiste basicamente de três amplificadores operacionais (AOs), sendo que dois fazem parte do estágio de entrada, utilizados como seguidores de tensão, dando ao circuito uma característica de alta impedância de entrada [31]. O estágio de saída é a topologia de um amplificador diferencial, empregando o terceiro amplificador (AO_3). O circuito básico do amplificador de instrumentação descrito acima é mostrado na Figura 27.

Figura 27 - Topologia básica de um Amplificador de Instrumentação.

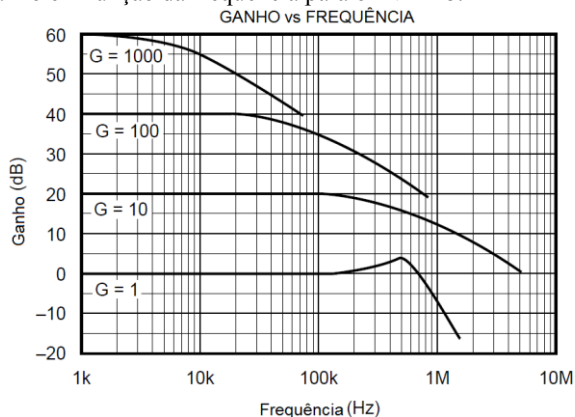


O ganho do AI é intencionalmente projetado como função de apenas um resistor. Isto só é possível devido ao circuito ser construído em apenas um circuito integrado, permitindo que os resistores utilizados na realimentação possuam tolerâncias menores que 0,01 %, deixando apenas o resistor R_g como maneira de variar o ganho [6]. O ganho é dado pela expressão (18). Para o caso do INA118P, o produto $2R_2$ é 50.000Ω , sendo o ganho modificado somente pelo resistor externo R_g .

$$G = 1 + \frac{2R_2}{R_g} \quad (18)$$

Como pode ser verificado na Figura 28, a largura de banda do INA118P não é muito alta para ganhos elevados. Isto implica no uso do segundo amplificador, que é utilizado para que a topologia $FDA + AI$ possua ganhos da ordem de 1.000 V/V e uma largura de banda satisfatória. Neste trabalho procurou-se obter uma largura de banda em torno de 8 kHz .

Figura 28 - Ganho em função da frequência para o INA118.



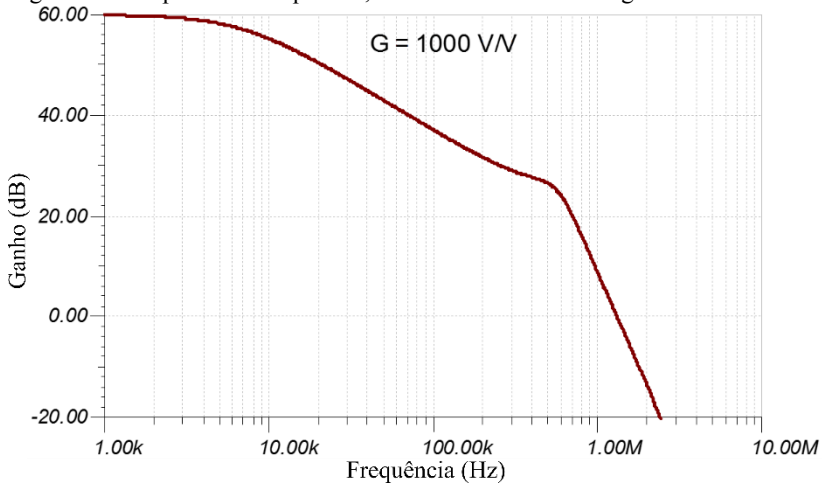
Fonte: Folha de dados do INA118P [39].

A seguir será apresentado o amplificador totalmente diferencial e posteriormente serão mostrados resultados de simulação da topologia que envolve os dois amplificadores.

A estrutura do amplificador diferencial permite que se obtenha na saída uma tensão igual à diferença entre os sinais aplicados, multiplicada por um ganho [31]. A definição apresentada em [31] é dada para o amplificador diferencial comum, que também é conhecido como amplificador subtrator, e que a saída está referenciada ao pino de referência, geralmente aterrado. No amplificador totalmente diferencial a saída é também diferencial, fazendo que possua duas saídas com mesmas amplitudes, referenciadas a um terminal comum e defasadas de 180° . A saída do amplificador é dada então pela diferença entre estas duas saídas.

Como maneira de comprovar a eficiência da topologia que envolve os dois amplificadores em cascata, foi realizada a simulação do circuito utilizando o *software* TINA-TI [34]. A primeira simulação envolveu somente o amplificador de instrumentação INA118P e nela se buscou encontrar a resposta em frequência do amplificador, mostrando sua largura de banda, também conhecida como produto ganho-banda para o ganho de 1000 V/V (ou 60 dB). Esta curva (Figura 29) pode ser comparada à Figura 28.

Figura 29 - Resposta em frequência, somente o INA118 com ganho de 1000 V/V.



Comprovando a correspondência entre a simulação e os dados do fabricante, procurou-se observar a curva ganho-banda para a topologia que utiliza também o amplificador totalmente diferencial. A Figura 30 apresenta o circuito simulado no *software* TINA-TI e implementado na etapa de amplificação do presente trabalho. A curva é apresentada na Figura 31. Pode-se verificar que a faixa plana para o ganho de 1000 V/V passou de 2 kHz para 12 kHz.

O amplificador totalmente diferencial utilizado na simulação é o modelo THS4130 da *Texas Instruments* e possui as mesmas características em frequência do OPA1632, que foi o componente utilizado na confecção dos circuitos deste trabalho.

Figura 30 - Circuito de amplificação simulado e implementado.

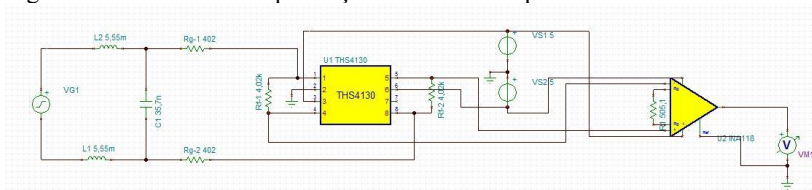
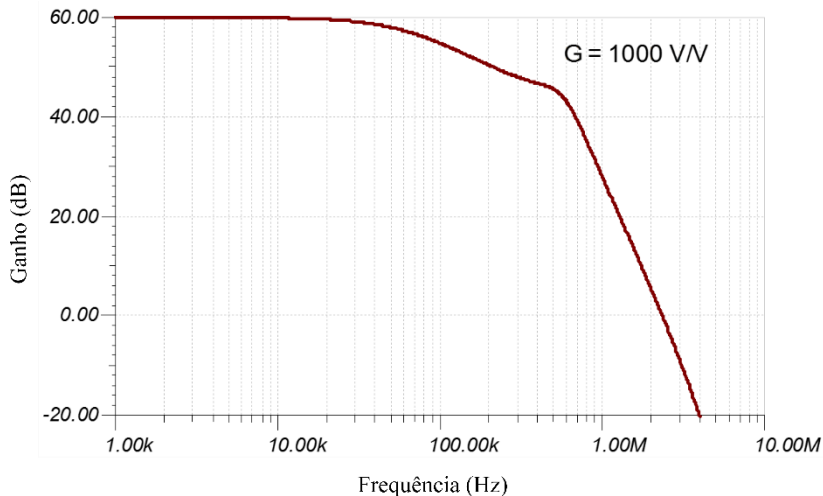


Figura 31 - Topologia com THS4130 com ganho 10 V/V e INA118 com ganho 100 V/V.



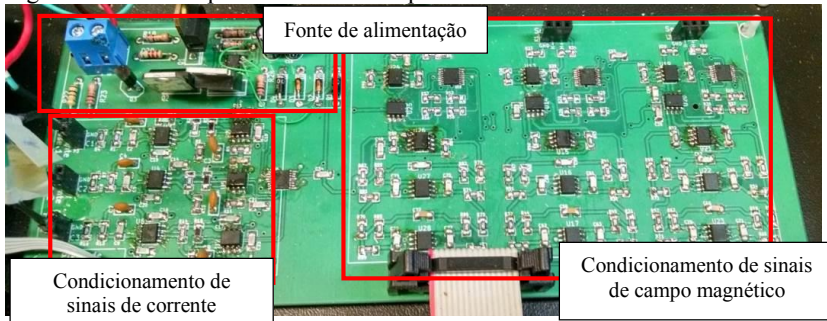
3.4.4 Filtro antirrecobrimento

O filtro antirrecobrimento implementado nesta dissertação é fruto de outro trabalho de dissertação em desenvolvimento no GRUCAD, neste contexto será apresentado somente os dados de interesse utilizados. Foi implementado um filtro totalmente diferencial que, da mesma maneira que um amplificador totalmente diferencial, fornece uma saída com dois terminais referenciados a um ponto comum e com fase de 180° entre eles. A topologia de filtro foi um Butterworth de quarta ordem e a frequência de corte escolhida foi de 4 kHz.

3.4.5 Circuito implementado

O circuito que agrega todos os componentes necessários para funcionamento do sistema de condicionamento analógico tanto de corrente quanto de campo foi confeccionado em uma placa de circuito impresso (PCI) apresentada na foto da Figura 32. A placa foi desenhada no *software* KiCad de projeto de PCIs [36].

Figura 32 - Foto da placa de circuito impresso confeccionada.



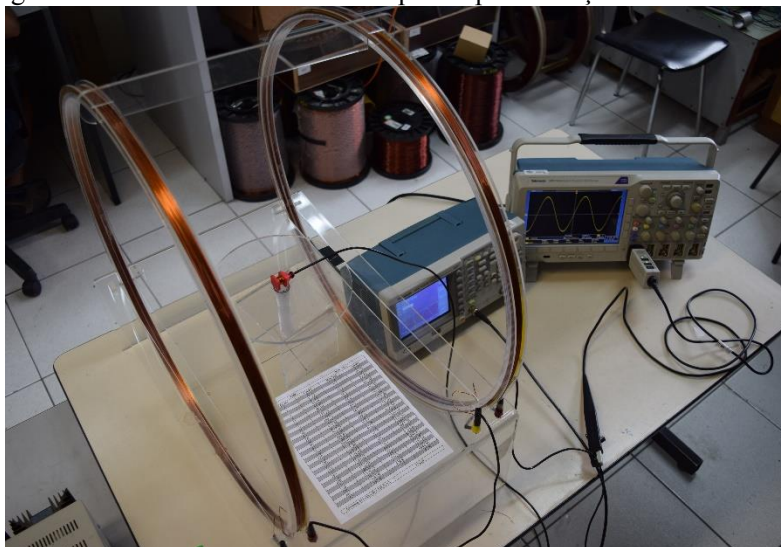
3.4.6 Testes e aferição do sensor confeccionado

O sistema de medição de campo magnético foi confeccionado com o intuito de ser empregado na detecção de faltas em motores de indução trifásicos. Neste contexto, como já visto nos primeiros capítulos, o sinal de tensão é decomposto em seu espectro de frequência e as amplitudes das suas componentes são expressas em decibéis. A análise do posicionamento dos sensores em relação ao motor considera a amplitude do campo magnético de maneira qualitativa. Sendo assim, a precisão do valor absoluto das medições é de pouca relevância, de forma que a aferição serve basicamente para verificar a coerência e desempenho do sistema.

No processo de aferição do sistema de medição de campo magnético foi empregada uma Bobina de Helmholtz, apresentada na Figura 33, para gerar um campo magnético de referência. Este dispositivo é composto por duas bobinas circulares concêntricas de raio r e distanciadas entre si por uma distância L . Para que o campo na região central do aparato seja o mais uniforme possível, a distância entre as bobinas deve ser igual ao raio delas, ou seja, $r=L$. No caso em que esta relação é satisfeita, o campo magnético pode ser calculado através da Equação (19).

$$H_0 = nI r^2 (r^2 + 0,25r^2)^{3/2} \quad (19)$$

Figura 33 - Bobina de Helmholtz e aparato para aferição.



Este dispositivo foi confeccionado pela equipe do GRUCAD. Possui 50 espiras em cada uma das bobinas e o raio r , que é igual à distância L entre as bobinas, é de 500 mm.

Posicionando o sensor no centro da bobina de Helmholtz e aplicando uma corrente monitorada por um osciloscópio, obteve-se a constante de aferição, que é dada pela relação entre o campo magnético medido pelo SM e o campo de referência (Equação (19)). Para o sensor confeccionado neste trabalho, a constante de aferição foi 0,96465 com o sensor submetido a um campo magnético de referência de 80 A/m e frequência de 50 Hz.

3.5 SISTEMA DE MEDIÇÃO DE TENSÃO

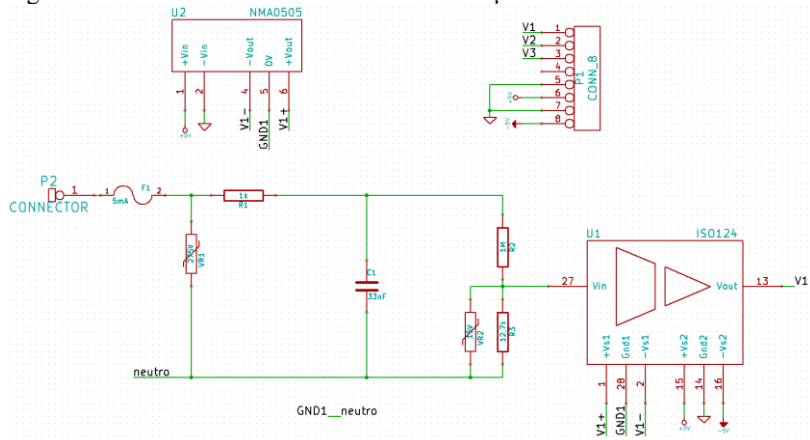
Dentro do contexto de desenvolvimento do projeto de pesquisa PD-0403-0034/2013 foi desenvolvido um sistema de medição de tensão para motores de indução trifásicos. Embora a análise da tensão não seja realizada para o estudo de falhas, é interessante utilizar o sistema de medição de tensão para observar a potência de entrada do motor e ajudar a monitorar o regime de funcionamento enquanto os ensaios são realizados.

A medição da tensão de fase nos MITs foi implementada através de um divisor resistivo juntamente com um amplificador isolador e é

referenciada ao terminal neutro da fonte. Nos estudos desenvolvidos neste trabalho, os motores foram alimentados em Y.

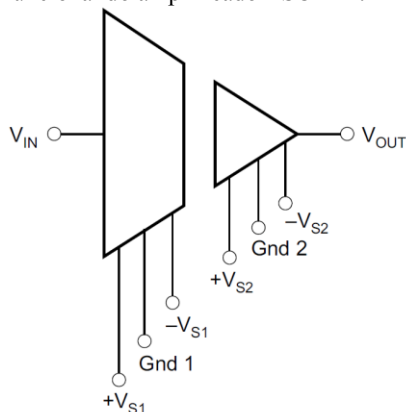
O circuito da placa de condicionamento implementada é apresentado na Figura 34, no qual se apresenta o circuito referente a apenas uma fase. Para as outras fases, o circuito se repete.

Figura 34 - Circuito de condicionamento e isolamento de tensão.



Neste circuito pode-se observar o componente $U1$, que é o amplificador isolador ISO124 [40]. Um diagrama funcional do amplificador é apresentado na Figura 35. Este componente, por ser isolado, possui duas entradas para alimentação. A alimentação do circuito de saída é compartilhada com a alimentação dos circuitos de condicionamento de corrente e campo. A alimentação da entrada é totalmente isolada, através de um conversor CC/CC NMA0505 [41] (componente $U2$ da Figura 34), o qual fornece uma saída de tensão simétrica (-5V,+5 V) e isolada do circuito de alimentação primária. A isolamento das tensões é realizada por questões de segurança em relação a sistemas de referência e aterramento, visto que o sistema é apto a medir tensão em barramentos trifásicos.

Figura 35 - Desenho funcional do amplificador ISO 124.



Fonte: Folha de dados do amplificador ISO124 [40].

Para a etapa de filtragem do sinal de tensão foi implementado um filtro RC de primeira ordem. A necessidade de análise do sinal de tensão é apenas para cálculo de valores eficazes, fase e potência de alimentação. O filtro é formado pelo resistor $R1$ e capacitor $C1$ do esquemático da Figura 34. A frequência de corte estabelecida foi de 5 kHz, com um resistor $R1$ de 1 k Ω e um capacitor $C1$ de 33 nF.

O divisor resistivo tem a função de atenuar o sinal de tensão que entra no sistema de medição, já que o nível da tensão na entrada pode chegar a 360 volts de pico, no caso de um sistema trifásico de 440 V_{rms} . Dessa maneira, os cálculos foram efetuados para que o nível máximo de tensão na saída do divisor resistivo seja de 4,5 V de pico na entrada do amplificador isolador, o que resultou em um resistor $R2$ de 1 M Ω e um resistor $R3$ de 12,7 k Ω .

Para efeitos de desempenho em regime permanente, é interessante que a potência dissipada nos componentes esteja abaixo da potência nominal, pois na potência nominal há um considerável aumento de temperatura e desgaste do componente. Os valores dos resistores foram calculados de maneira que a máxima potência dissipada fosse apenas uma fração da potência máxima da família de resistores escolhida (1/4 W). Dessa maneira, os valores de potência dissipada são de 62,75 mW para o resistor $R2$, 11,33 mW para o resistor $R1$ e 796,95 μW para o resistor $R3$.

Na Figura 34 também é possível observar a presença de um fusível (FI) e um varistor (VRI), utilizados para proteção contra sobrecorrente e sobretensão, respectivamente. O varistor $VR2$ também é utilizado para

proteção caso os resistores $R2$ ou $R3$ sejam danificados. Nesta situação, o varistor atuará limitando a tensão na entrada do amplificador.

Os cabos para conexão do sistema de medição ao barramento foram confeccionados com fusíveis para proteção dos circuitos de condicionamento de tensão e do usuário. O conjunto de garras possui um fusível em cada uma das pontesiras. Foi selecionado um modelo de ação rápida de 32 mA e um fusível igual a este também está na entrada do circuito de condicionamento do sinal de tensão – componente $F1$ da Figura 33. Uma foto das ponteiras é mostrada na Figura 36, na Figura 37 é apresentada uma foto da placa de condicionamento.

Figura 36 - Foto das ponteiras confeccionadas.

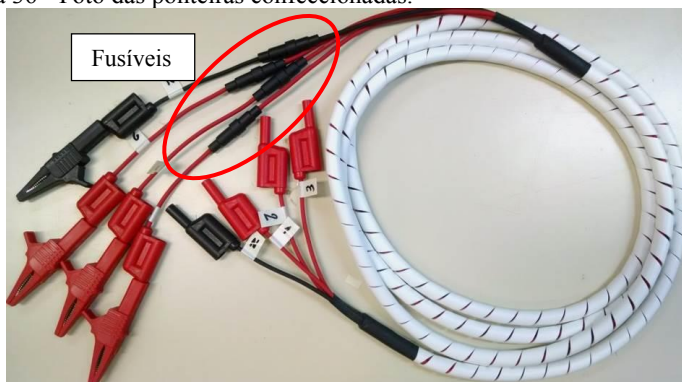
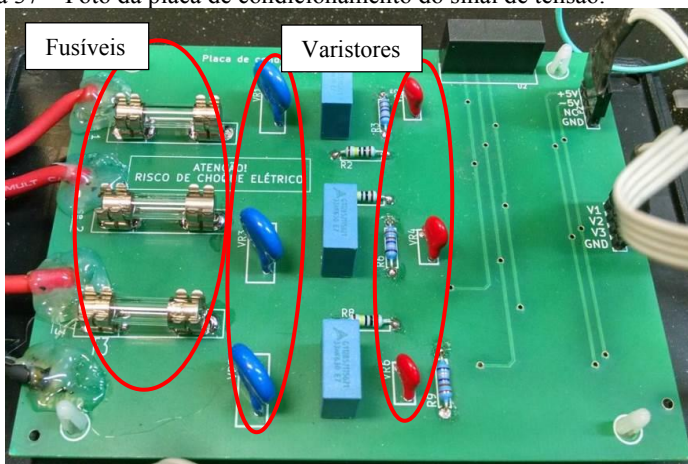


Figura 37 – Foto da placa de condicionamento do sinal de tensão.



Apesar de a fotografia da Figura 37 mostrar a placa de condicionamento do sinal de tensão, esta fica protegida por uma caixa plástica, conforme indicado na Figura 38.

Figura 38 – Foto da caixa de proteção para a placa de condicionamento de tensão.



Medições de tensão foram realizadas para fins de teste e aferição. Foi utilizado como referência um multímetro com medição *true RMS* (valor real de tensão eficaz), modelo Fluke 179, aplicando uma tensão de 220 V em cada uma das fases através de um varivolt e realizando uma aquisição de um segundo para os três canais simultaneamente. O processo foi mais simples que o de corrente por não haver diferentes sondas e níveis de ganho. As constantes de aferição foram determinadas da mesma forma que para a corrente. Os resultados são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 - Constantes de aferição de tensão.

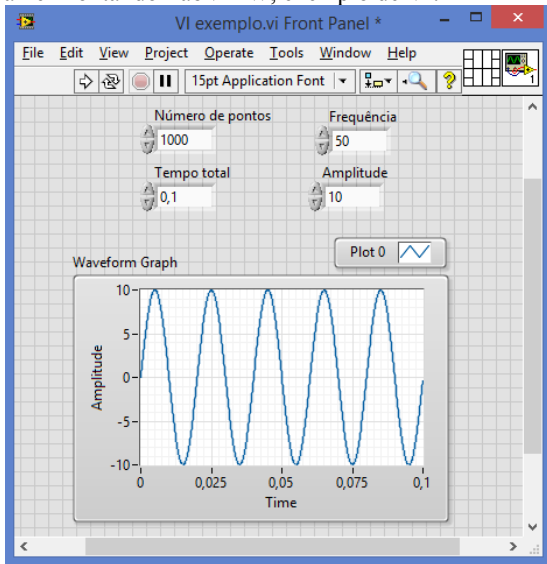
Canal	Constante de aferição
Fase 1	1,05637
Fase 2	1,05124
Fase 3	1,05362

Analisando os dados da tabela anterior, há uma diferença de 5 % entre o valor de referência e o valor medido pelo equipamento sem a aplicação da constante de aferição, o que indica uma boa representação do sinal medido pelo sistema de medição.

3.6 PROGRAMA PARA AQUISIÇÃO E ANÁLISE DE SINAIS

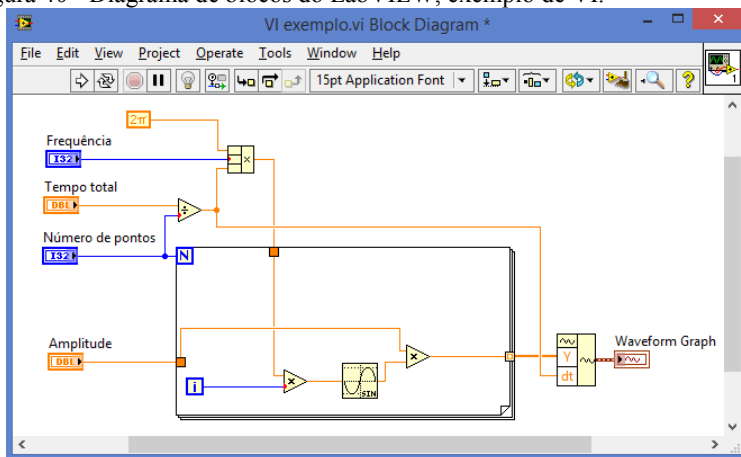
Nesta seção é apresentado o programa desenvolvido na plataforma LabVIEW para aquisição e análise dos sinais de campo magnético, corrente e tensão. A escolha do *software* LabVIEW⁵ se deve à simplicidade de integração entre o conversor analógico-digital e o programa e também pela facilidade de desenvolvimento gráfico para programas com interface de usuário. Um programa desenvolvido em LabVIEW é chamado de instrumento virtual ou VI (do inglês *Virtual Instrument*) e é implementado através da linguagem de programação gráfica G, a qual utiliza ícones no lugar de linhas de texto como instruções ou comandos [6]. O *software* possui duas janelas de trabalho, uma delas corresponde à interface com o usuário final, chamada de painel frontal. A outra janela é o diagrama de blocos, que é onde é realizada a programação em linguagem G. Um exemplo de um painel frontal e de um diagrama de blocos são apresentados na Figura 39 e na Figura 40, respectivamente.

Figura 39 - Painel frontal do LabVIEW, exemplo de VI.



⁵ O *software* LabVIEW, assim como a placa de aquisição de sinais USB-6212, são produtos da empresa norte americana *National Instruments*.

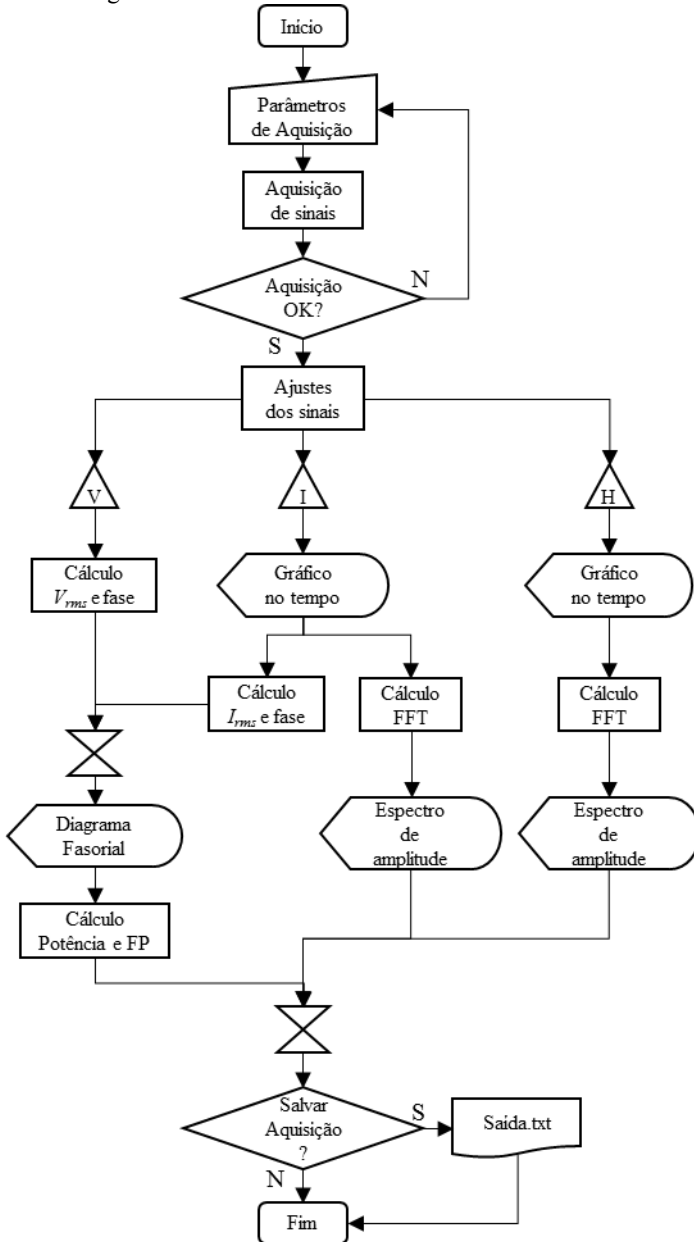
Figura 40 - Diagrama de blocos do LabVIEW, exemplo de VI.



Através do programa (VI) desenvolvido, é possível ajustar os parâmetros de aquisição, como a taxa de amostragem f_s , o período de aquisição T , ganho dos amplificadores de campo e corrente, além de especificar o nome e local para o arquivo de saída. O programa realiza a aquisição simultânea dos sinais e após a aquisição calcula a *FFT* dos sinais de corrente e campo magnético. Com os sinais de tensão, o programa calcula a tensão *RMS* (*Root Mean Square*) por fase, o ângulo de fase entre as tensões, a potência trifásica e o fator de potência e apresenta o diagrama fasorial das tensões e correntes de alimentação. Uma função adicional do programa é o cálculo da velocidade do motor. Esta função será detalhada nesta dissertação, na seção de resultados.

Um fluxograma do programa é apresentado na Figura 41 e a seguir cada um dos principais blocos é comentado.

Figura 41 - Fluxograma do VI desenvolvido.

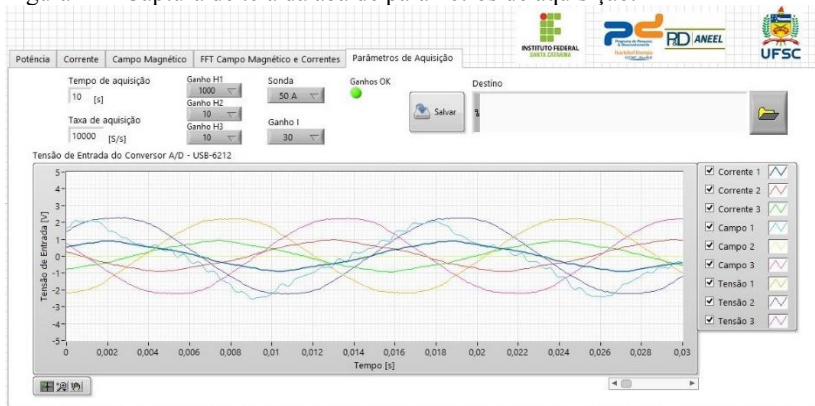


3.6.1 Parâmetros de aquisição

Para a realização das aquisições, a taxa de aquisição e o número de pontos a serem adquiridos são previamente definidos. Porém, o interessante no caso do presente trabalho é especificar o período de aquisição. Desta maneira, utiliza-se a relação $T=N/f_s$, na qual isola-se o número de pontos N da equação para se obter o número de pontos da aquisição como consequência da taxa de aquisição f_s e do período de aquisição T .

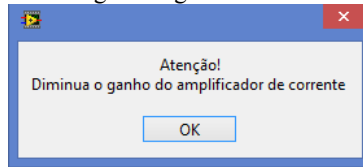
O ganho dos amplificadores do circuito de condicionamento dos transdutores de corrente também é selecionável entre os valores de 6 e 25 V/V, modificando o ganho dos três canais através de somente um seletor. Para a medição de campo magnético os ganhos são selecionados por canal, e existem os valores de 10, 50, 500, 1.000 e 5.000 V/V. Uma captura de tela do VI na aba de parâmetros de aquisição é apresentada na Figura 42

Figura 42 - Captura de tela da aba de parâmetros de aquisição.



Na Figura 42 nota-se um indicador de “*Ganhos OK*”. Este indicador serve para avisar ao usuário caso o ganho selecionado esteja muito alto a ponto de atingir os limites de tensão de entrada do conversor A/D (-5, +5 V). No fluxograma do VI (Figura 41) esta função é indicada pelo bloco de decisão “*Aquisição OK?*”. Caso o limite seja atingido, aparece uma mensagem indicando qual dos amplificadores necessita de um ganho menor. O usuário deve reajustar os ganhos e reiniciar a aquisição. Um exemplo de mensagem é mostrado na Figura 43.

Figura 43 - Exemplo de mensagem de ganho elevado.



3.6.2 Ajustes dos sinais

O bloco indicando “*Ajustes dos sinais*” corresponde às etapas de i) cálculo do campo magnético através da tensão induzida nos sensores, ii) ajuste das relações de transformação dos transdutores de corrente, iii) cálculos de transformação dos divisores de tensão, iv) divisão pelos ganhos dos respectivos amplificadores, v) adequação das leituras com as constantes de aferição, e de outros cálculos apresentados nas seções relativas a cada sistema de medição. A partir desta etapa, os sinais são tratados como *waveforms* (formas de onda) pelo *software* LabVIEW. Assim, são vistos como um sinal de alguma grandeza (tensão, corrente e campo) no tempo, facilitando os cálculos e apresentação dos sinais.

As etapas de cálculo de valores *RMS* e *FFT* são realizadas em sequência dos ajustes dos sinais. As operações relativas a estes cálculos são em grande parte disponibilizadas pela biblioteca do *software* LabVIEW. Detalhes do VI podem ser vistos no APÊNDICE – DOCUMENTAÇÃO DO VI, que apresenta o diagrama de blocos do VI desenvolvido

3.6.3 Salvar aquisição e arquivo de saída

Outro controle que pode ser feito na aba de configurações é a opção de salvar o arquivo de medição. Para isto, deve-se selecionar o botão “*Salvar*” e indicar o caminho e o nome do arquivo a ser salvo. No fluxograma do VI esta função é representada pelos blocos “*Salvar Aquisição?*” e “*Saída.txt*”. Neste arquivo são salvos os vetores de corrente e campo magnético para os três canais de aquisição e também os valores de tensão *RMS*, fase, potência ativa, fator de potência, taxa de distorção harmônica total (*THD – Total Harmonic Distortion*) e desbalanceamento de tensão. Também são salvos os parâmetros da aquisição e os ganhos utilizados em cada canal. A opção de salvar deve ser selecionada antes de iniciar uma medição. Um exemplo do formato de um arquivo de saída é apresentado na Figura 44.

Figura 44 - Exemplo de arquivo de saída.

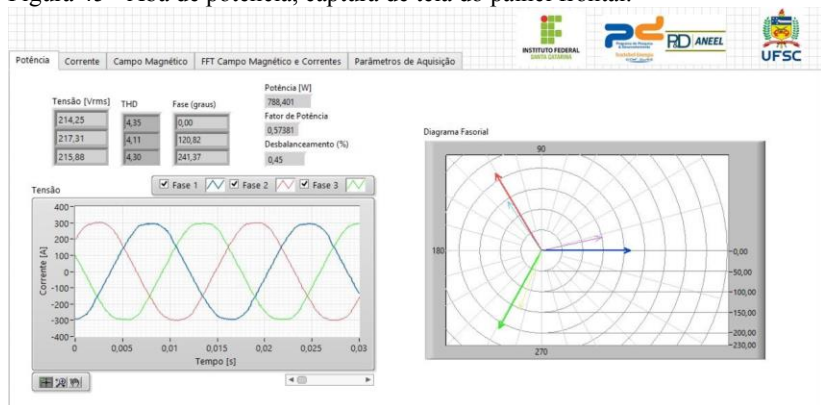
teste - Bloco de notas							
Arquivo Editar Formatar Exibir Ajuda							
Fs	N	Ganho I	Ganho H1	Ganho H2	Ganho H3		
10000,000000	10000,000000	10000,000000	4,990000	988,473600	10,000000	10,000000	
V1	V2	V3	Phi 21	Phi 31	f1		
1,919344	1,835227	1,706954		30,101022	227,982856	86,510429	
P	FP	THD	Desb %	Sonda I			
-0,000407	0,766865	99,370228		56,537364	96033	50A	
Const C1	Const C2	Const C3	Const H1	Const H2	Const H3		
1,000000	1,000000	1,000000	0,482824	0,482824	0,482824		
Corrente 1	Corrente 2	Corrente 3	Campo 1	Campo 2	Campo 3		
-0,471259	-2,211525	-2,400045	-0,571947	0,574708	-4,391229		
-0,514098	-2,191753	-2,215509	-0,571850	0,562042	-4,402304		
-0,523984	-2,181867	-2,376978	-0,571922	0,527308	-4,429931		
-0,497621	-2,185162	-2,610944	-0,572104	0,476023	-4,429973		

3.6.4 Painel frontal do programa

Além da aba de parâmetros de aquisição, existem mais quatro abas no programa. Elas são relativas, principalmente, ao espectro de frequência do campo magnético e da corrente.

A primeira aba apresenta dados relativos à tensão de fase e à potência calculada pelo programa, apresentando o diagrama fasorial para tensão e corrente e também os valores de potência e de fator de potência. Uma captura de tela do programa segue na Figura 45.

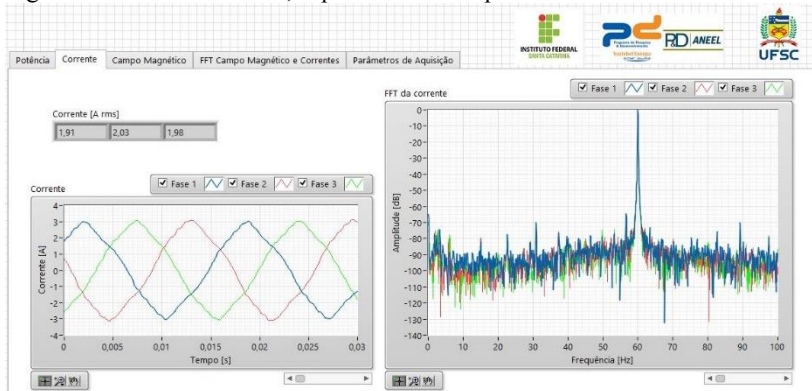
Figura 45 - Aba de potência, captura de tela do painel frontal.



A aba correspondente à corrente apresenta o gráfico desta grandeza em função do tempo, os valores de corrente *RMS* para cada uma das fases e o gráfico do espectro de amplitude das componentes do sinal, em dB. O valor em dB é calculado em relação à amplitude da frequência fundamental com vistas a facilitar a leitura e a interpretação da amplitude

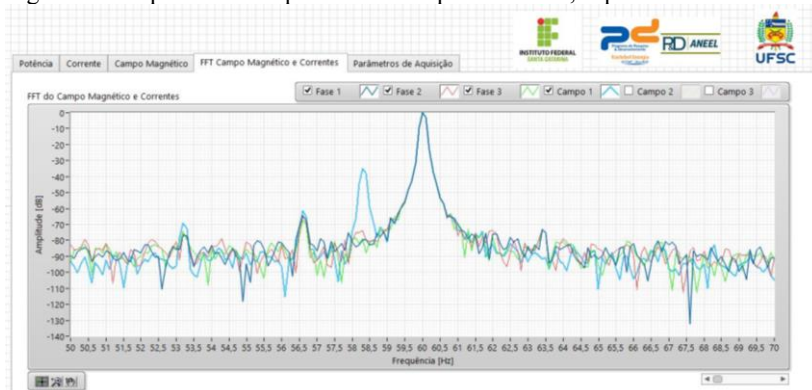
das frequências de interesse na análise. A aba relativa ao campo magnético tem o mesmo formato da aba de corrente. Uma captura de tela do VI é apresentada na Figura 46.

Figura 46 - Aba de corrente, captura de tela do painel frontal.



Como o interesse principal neste trabalho é a análise espectral da derivada temporal do campo magnético (proporcional à tensão induzida nos terminais do sensor) e da corrente, uma aba especial apresenta ambos os espectros em um mesmo gráfico. A possibilidade de seleção dos sinais a serem apresentados e de ajuste da faixa de frequência facilita a comparação dos espectros dos sinais. Esta é mais uma função apresentada pelo LabVIEW que o destaca entre outras alternativas de programação. A Figura 47 apresenta uma captura de tela do programa implementado.

Figura 47 - Espectro de frequência do campo e corrente, captura de tela do VI.



3.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, se apresentou o equipamento desenvolvido, incluindo seu *hardware* e *software*. Com o exposto, busca-se auxiliar o entendimento, operação ou mesmo utilização do trabalho por pesquisadores e interessados no estudo de faltas. No capítulo a seguir, apresenta-se algumas aplicações do equipamento e a obtenção de alguns resultados que comprovam o seu funcionamento.

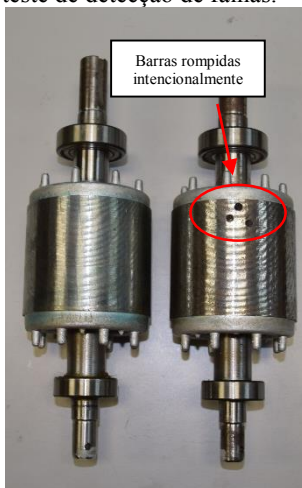
4 APLICAÇÕES DO EQUIPAMENTO E RESULTADOS

As aplicações do equipamento são resumidas à coleta de dados para aferição, testes em um MIT com dois rotores, dos quais um com barras rompidas e testes em um MIT de 2800 hp operando com suspeita de barras rompidas. Também foi realizado um estudo adicional acerca da medição de velocidade através da análise espectral. Em todos os ensaios foram realizadas aquisições de corrente e campo magnético.

4.1 ESTUDO DE CASO – MOTOR COM BARRAS ROMPIDAS

Nesta seção são apresentados resultados para o ensaio em um MIT de 1 cv, 4 polos, alimentado em 380 V, rotação nominal de 1.745 rpm e com a possibilidade de alternância de rotores. Há um rotor sadio e outro com três barras rompidas intencionalmente. Uma foto dos rotores é apresentada na Figura 48.

Figura 48 - Rotores para teste de detecção de falhas.



Os ensaios foram realizados com o motor operando com carga nominal e, como será visto, foram observadas as componentes de banda lateral apresentadas no estudo de falhas no início desta dissertação. A Figura 49 apresenta uma foto do equipamento desenvolvido e da bancada com um freio de Foucault para imposição de carga ao eixo do motor. Na imagem também podem ser vistos os cabos para medição de tensão e as sondas de corrente. Neste ensaio foram utilizadas as sondas de 50 A com

ganho dos amplificadores de sinais de 25 V/V. O campo magnético foi medido com o sensor confeccionado neste trabalho de dissertação.

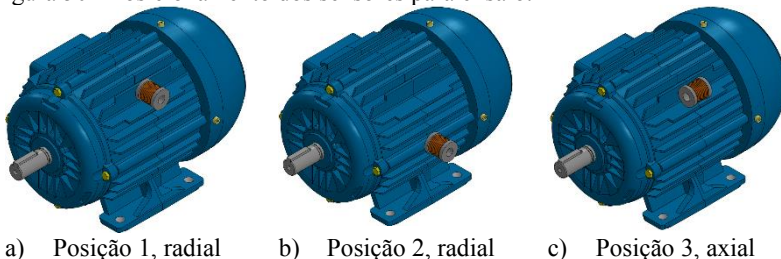
Figura 49 - Foto do aparato experimental.



4.1.1 Posicionamento do sensor

O sensor de campo magnético foi posicionado de três maneiras diferentes no MIT operando sob condições nominais, conforme indicação da Figura 50. Para cada uma das posições, foram realizadas aquisições de 10 segundos de duração a fim de se obter uma resolução espectral de 0,1 Hz. As amplitudes da fundamental do campo magnético para as três diferentes posições estão mostradas na Tabela 10, em que se nota uma maior amplitude para o sensor na posição 2 (radial).

Figura 50 - Posicionamento dos sensores para ensaio.



a) Posição 1, radial

b) Posição 2, radial

c) Posição 3, axial

Tabela 10 - Campo magnético em diferentes posições no motor, valores eficazes.

Posição	Campo Magnético
1, radial	80 A/m
2, radial	160 A/m
3, axial	8 A/m

O sensor foi disposto na posição 1 devido à facilidade de seu posicionamento nas aletas de refrigeração do motor. Porém é notável a diminuição na amplitude do campo magnético. A posição axial possui a menor amplitude, como já era esperado devido à distribuição do fluxo disperso externo ao motor. Porém, conforme será exposto, apresenta um espectro mais denso.

Com conhecimento das amplitudes da fundamental do campo magnético conforme as posições estudadas, serão apresentados os espectros de frequência para os ensaios realizados. Deve-se ressaltar que os espectros foram obtidos a partir da tensão induzida nos sensores de campo magnético, sendo diretamente relacionados à derivada temporal do campo magnético, apesar de na legenda dos gráficos estar indicado Campo. Sabe-se das diferenças entre o espectro de um sinal e o espectro de sua derivada, porém neste trabalho o espectro da derivada do campo magnético será também chamado de espectro de campo.

A Figura 51 apresenta o espectro de frequência da derivada do campo magnético (na cor azul) para o sensor na posição 1, a

Figura 52 para a posição 2 e a Figura 53 para a posição 3. Nestas figuras, para se ter uma referência, apresenta-se também o espectro de frequência da corrente de uma das fases (na cor vermelha). Uma avaliação visual das diferenças entre os espectros de campo e corrente já pode ser realizada.

Figura 51 - Espectro de frequência para o sensor na posição 1.

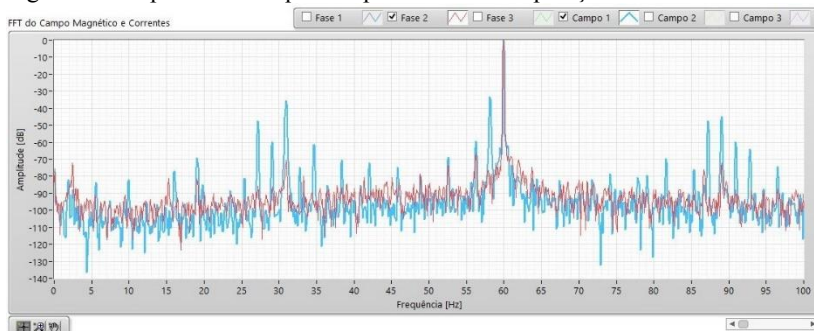


Figura 52 - Espectro de frequência para o sensor na posição 2.

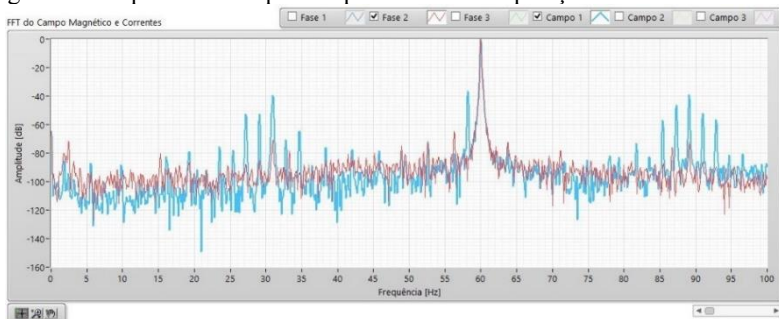
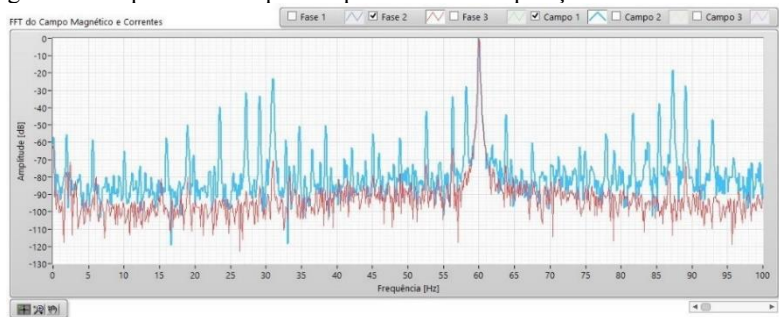


Figura 53 - Espectro de frequência para o sensor na posição 3.



Os espectros do campo para o sensor na posição 1 e 2 são próximos em suas de componentes espectrais. Em ambas as situações, as componentes de frequência de escorregamento ($f_i = (1-s)f$) no espectro do campo magnético possuem praticamente a mesma amplitude em dB, quando analisadas em relação à fundamental.

O espectro do campo magnético para o sensor na posição 3 demonstra ser significativamente mais rico de informações do que nas outras posições, apesar da amplitude da fundamental ser mais baixa. Talvez isto possa ser explicado pelo fato de as componentes espectrais da derivada do campo manterem suas amplitudes praticamente inalteradas, independentemente da posição do sensor. Caso esta afirmação seja válida, o cálculo das amplitudes em dB em relação à fundamental pode justificar as amplitudes maiores para o sensor na posição 3. Este espectro é bastante rico em informações, porém neste trabalho não foram exploradas as demais componentes de frequência que não sejam as frequências f_{br} , o que deixa um campo de pesquisa interessante para trabalhos futuros.

4.1.2 Detecção de barras rompidas

Nesta seção, aborda-se a detecção de barras rompidas pelo equipamento. Como o interesse no estudo de barras rompidas se dá na análise das correntes $f_{br}=(I\pm 2s)f$, as imagens do espectro de frequência serão apresentadas na faixa entre 50 Hz e 70 Hz. Em todos os ensaios o motor operou sob carga nominal e com velocidade rotórica próxima a 1.745 rpm, resultando em frequências de aproximadamente $f_{br}^+=63,57$ Hz e $f_{br}^-=56,33$ Hz. Serão apresentados para cada posição do sensor os espectros do motor com rotor sadio e do rotor com defeito.

As figuras 54 e 55 apresentam os espectros obtidos na posição 1 para rotor saudável e defeituoso, respectivamente. Analisando estas figuras é evidente o aumento das amplitudes das componentes de frequência f_{br} , tanto no espectro de amplitudes da derivada do campo magnético (Campo 1, na cor ciano) quanto no espectro da corrente (Fase 1, 2 e 3, nas cores azul, vermelho e verde respectivamente). No caso do espectro do campo magnético, a componente f_1 não tem sua amplitude modificada (-35 dB), porém no ensaio com rotor com barras rompidas surge uma componente em $f_1'=(I+s)f$ além das frequências f_{br} , previstas na literatura.

Figura 54 - Rotor bom, sensor posição 1.

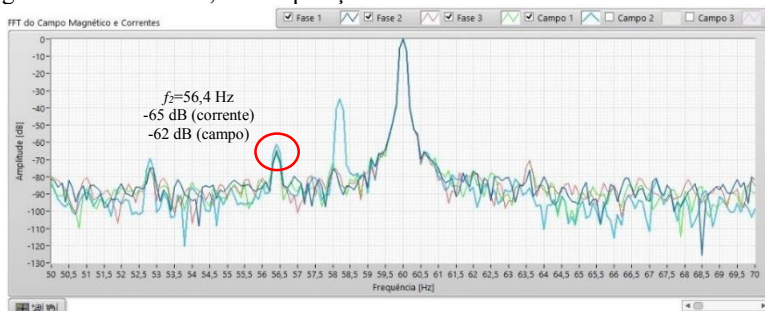


Figura 55 - Rotor com barras rompidas, posição 1.



As figuras 56 e 57 apresentam os espectros obtidos na posição 2 para rotor saudável e defeituoso, respectivamente. Da mesma maneira que para o sensor na posição 1, as componentes f_{br} tem suas amplitudes aumentadas com a inserção da falha, mantendo inclusive o mesmo valor (-40 dB) em ambas as posições do sensor. Isso mostra a possibilidade de se utilizar o sensor na posição 1 para o caso de impossibilidade de fixá-lo na posição 2.

Figura 56 - Rotor bom, sensor posição 2.

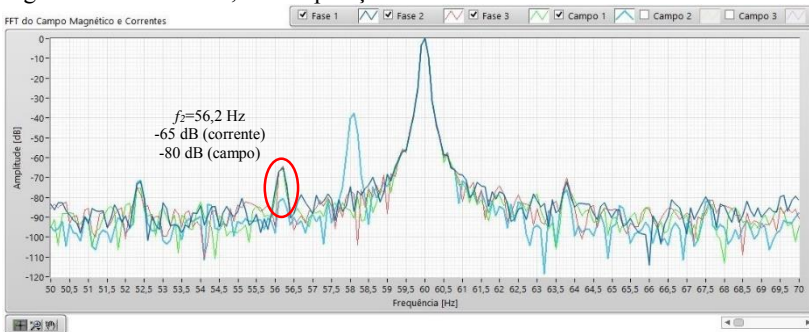
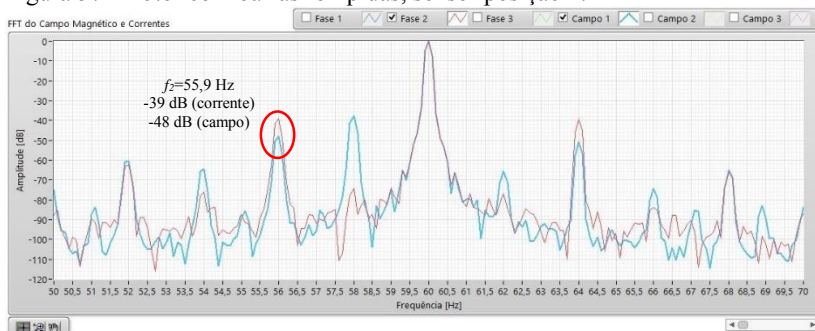


Figura 57 - Rotor com barras rompidas, sensor posição 2.



As figuras 58 e 59 apresentam os espectros obtidos na posição 3 para rotor saudável e defeituoso, respectivamente. Para o caso do sensor na posição 3, as componentes f_{br} aparecem com amplitude elevada mesmo no caso do motor operando com rotor saudável. Desta maneira, o aumento da amplitude destas componentes torna-se menos perceptível. Apesar de nas frequências f_{br} a diferença no aumento das amplitudes ser relativamente pequena, há um aumento considerável na amplitude, ou mesmo um surgimento de componentes das frequências $f_3=(I \pm 3s)f$, o que corrobora ao apresentado por [14].

Figura 58 - Rotor bom, sensor posição 3.

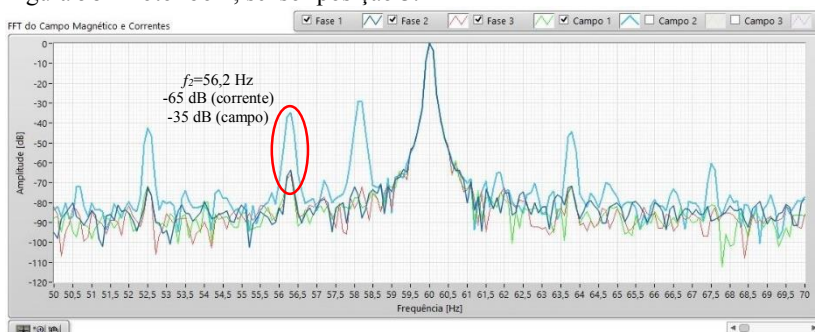


Figura 59 - Rotor com barras rompidas, sensor posição 3.



O aumento da amplitude das componentes f_{br} no espectro de frequência da corrente foi também evidente, sendo repetido em todos os ensaios realizados. A amplitude da componente f_2 passou de aproximadamente -65 dB no caso do rotor bom, para -39 dB no caso do rotor com três barras rompidas, o que segundo a Tabela 2 significa um indicativo de falta por barras rompidas.

O espectro do campo magnético possui significativa relação com o posicionamento do sensor, podendo levar o usuário a conclusões dúbias no caso do sensor colocado na posição axial, visto que mesmo para o motor sem falhas aparentes, a amplitude das componentes f_{br} é alta suficiente e comparável à amplitude destas componentes no caso da posição radial para o motor com falhas, conforme pode ser verificado nas figuras 57 e 59.

4.2 MEDIÇÃO DA VELOCIDADE

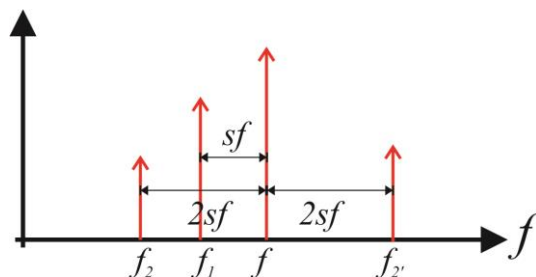
O conhecimento da velocidade do rotor e, conseqüentemente, do escorregamento do motor de indução é necessário para o cálculo do rendimento (algoritmo de determinação de rendimento), que posteriormente será implementado no equipamento desenvolvido e disponibilizado ao grupo de pesquisa. Sabe-se, por meio da literatura da área [42]–[44], que o valor do escorregamento de um motor em operação pode ser observado no espectro de frequências do campo magnético externo à máquina. Baseado neste conhecimento, ensaios a fim de calcular o escorregamento e a velocidade a partir da análise espectral dos sinais de campo magnético e corrente foram realizados.

O trabalho consistiu na comparação entre resultados obtidos pela corrente e pelo campo magnético com a velocidade medida por um

tacômetro. Foram realizados em um motor de indução trifásico com potência nominal de 1 cv e 4 polos, submetido a ensaios em plena carga, girando a uma velocidade de 1745 rpm.

Para o espectro de frequências do campo magnético o escorregamento s está relacionado às frequências f , f_1 , f_2 e $f_{2'}$, onde f é a frequência de alimentação da máquina, f_1 é relativa à frequência das correntes induzidas nas barras do rotor e f_2 e $f_{2'}$ são conhecidas por surgir devido a efeitos de assimetria elétrica ou magnética no rotor. Uma ilustração do espectro do campo magnético está apresentada na Figura 60, onde as frequências em questão estão definidas.

Figura 60 - Ilustração do espectro de frequência do campo magnético externo ao MIT.



O escorregamento é calculado utilizando as relações entre as frequências e os espaçamentos entre elas, conforme as equações a seguir:

$$s_1 = \frac{f - f_1}{f} \quad (20)$$

$$s_2 = \frac{f - f_2}{2f} \quad (21)$$

$$s_{2'} = \frac{f_{2'} - f}{2f} \quad (22)$$

No espectro de frequência da corrente em uma das fases do motor (corrente do estator), é possível observar uma componente de frequência f_2 análoga à frequência f_2 do campo magnético e está relacionada ao escorregamento e à frequência fundamental de acordo com a Equação (23).

$$f_2 = (1 - 2s)f \quad (23)$$

Como os ensaios para medição de velocidade foram realizados durante a execução dos trabalhos de dissertação e o equipamento não estava completamente desenvolvido, foram utilizados equipamentos adicionais disponíveis no laboratório. Foi realizada a aquisição de somente uma corrente de alimentação do motor, através de uma sonda de corrente e um osciloscópio modelo DPO4041 da *Tektronix*, que adquiriu e armazenou os valores de corrente em forma de tabela para posteriormente serem tratados por um programa desenvolvido na plataforma LabVIEW. O campo magnético foi adquirido com uma versão de equipamento preliminar ao desenvolvido neste trabalho. A Figura 61 mostra o aparato utilizado para os ensaios.

Figura 61 - Foto do aparato experimental para medição de corrente.



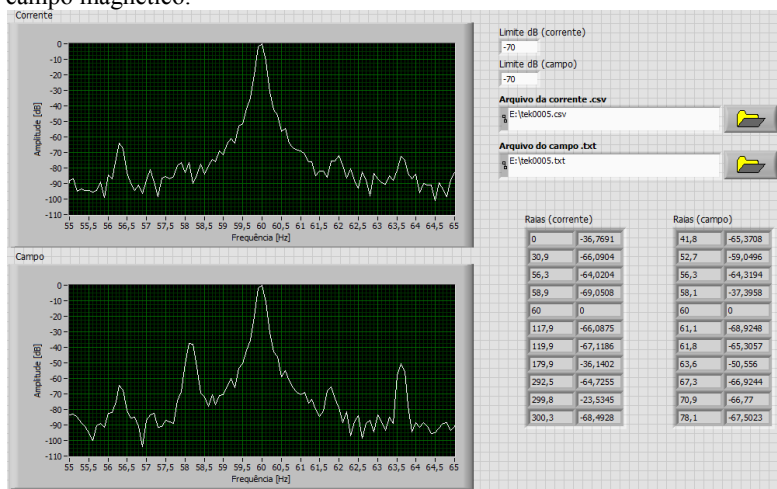
As aquisições do campo magnético e da corrente foram realizadas com uma taxa de aquisição de 100 kS/s (100.000 amostras por segundo) e com 1 milhão de amostras, resultando em 10 segundos de aquisição, o que conferiu à transformada discreta de Fourier (DFT) uma resolução de 0,1 Hz.

4.2.1 VI desenvolvido para cálculo da velocidade

Para o tratamento do sinal de corrente e de campo magnético foi necessário desenvolver um programa que interpretasse os dados que foram exportados do osciloscópio e do sistema de aquisição, respectivamente. A Figura 62 mostra a interface do VI para a análise espectral e detecção das frequências de interesse para o cálculo da velocidade. O VI detecta as frequências f, f_1, f_2 e f_2' , e aplica os valores nas

equações (20), (21), (22), obtendo valores de escorregamento relativos a cada equação.

Figura 62 - VI desenvolvido para o tratamento numérico dos dados de corrente e campo magnético.



A Figura 62 mostra também o resultado da análise de um dos ensaios (denominado ensaio 6), na qual é possível observar uma frequência de 56,3 Hz presente nos espectros da corrente e do campo magnético. Esta corresponde à frequência f_2 . As frequências $f_1=58,1$ Hz e $f_2=63,6$ Hz são vistas somente no espectro do campo magnético.

Com estes valores é possível utilizar as equações apresentadas anteriormente e calcular o escorregamento. A velocidade do rotor N_r é calculada através da Equação (24), em que f é a frequência da rede elétrica (fundamental) e p é o número de polos do motor. O valor calculado é posteriormente comparado à velocidade obtida pelo tacômetro.

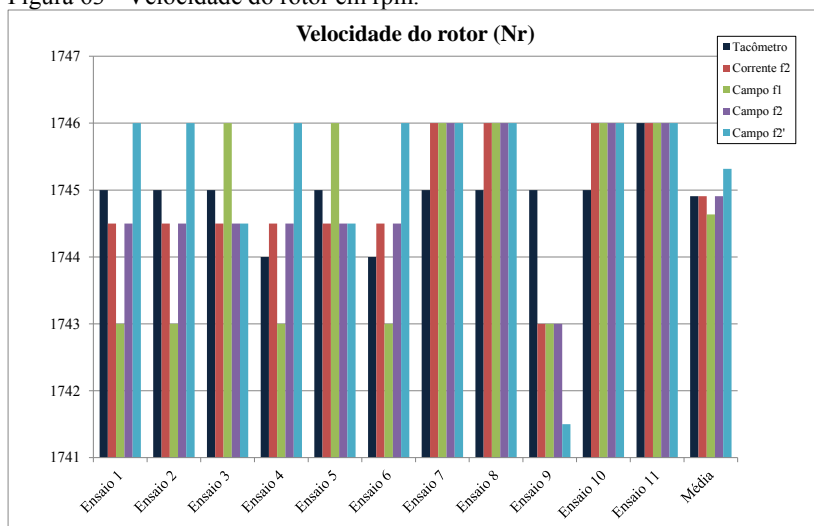
$$N_r = (1-s) \frac{120f}{p} \quad (24)$$

4.2.2 Resultados de velocidade

A seguir são apresentados os resultados da medição da velocidade do rotor. Foram realizados onze ensaios com o motor operando com carga nominal e velocidade constante. Um tacômetro modelo TD-812, da

fabricante *Instrutherm*, com precisão de $0,05\% + 1$ dígito, foi utilizado para realizar a medição direta da velocidade. O campo magnético foi medido por um sensor de campo magnético por indução e a corrente foi medida em uma fase do motor. A Figura 63 mostra valores de velocidade do rotor obtida por cada um dos métodos (tacômetro/corrente/campo f_1 /campo f_2 /campo f_2'), e também a média dos ensaios para cada um dos métodos. Pode-se notar que os métodos de medição da velocidade através da corrente e através da componente f_2 do campo magnético são semelhantes, na média, com a velocidade obtida pelo tacômetro.

Figura 63 - Velocidade do rotor em rpm.



Sendo o tacômetro o sistema de referência e sua medição ter uma incerteza de aproximadamente ± 2 rpm para o valor medido, pode-se julgar que os resultados são satisfatórios.

Foram realizados outros ensaios com o mesmo motor, colocando-o a operar com 90% da potência nominal. Foi possível observar que à medida em que a carga diminuiu a velocidade aumentou.

4.3 MEDIÇÕES NO COMPLEXO JORGE LACERDA

Durante o desenvolvimento do trabalho de dissertação, e também durante a execução do projeto de P&D, visitou-se o Complexo Termelétrico Jorge Lacerda – CTJL, na cidade de Capivari de Baixo, para acompanhar testes em um motor de indução trifásico na oficina de manutenção elétrica e em um motor em operação. Primeiramente, um motor foi acionado em vazio, enquanto se realizaram medições de corrente com o equipamento comercial MCE_{MAX} da PdMA (de propriedade da Tractebel Energia) e de campo magnético utilizando o equipamento desenvolvido nesta dissertação. Neste teste, observou-se a dificuldade de se detectar faltas e medir a velocidade pelo espectro harmônico em ambos os aparelhos devido ao acionamento sem carga. Este comportamento era esperado, pois a corrente no rotor é relativamente baixa para a operação em vazio.

Figura 64 - Medição de campo magnético em motor na oficina.



Figura 65 - Equipamento desenvolvido (esq.) e MCE_{MAX} (dir.) na oficina do CTJL.



Em seguida, foram realizadas medições semelhantes (campo magnético e corrente) em um motor de 2800 hp, 2 polos, alimentado em 6 kV em operação, na qual se suspeitava que houvesse barras rotóricas

quebradas. A corrente foi medida com o MCE_{MAX} nas bandejas do andar inferior, por onde passam os cabos de alimentação do motor. O campo magnético foi medido com o equipamento desenvolvido, ao lado do motor e em momento distinto da medição de corrente. As medições foram inconclusivas para detecção de faltas nas duas máquinas com ambos os equipamentos.

As medições realizadas neste motor tiveram o objetivo de testar o sistema de medição do campo magnético e o *software* de análise espectral. A análise do espectro de frequência foi realizada na busca pelas frequências de bandas laterais apresentadas anteriormente. Como já comentado, estas frequências são dependentes do escorregamento do motor e através delas podem-se detectar faltas incipientes, bem como extrair informações para calcular o valor do escorregamento do motor.

Uma foto do motor e do equipamento desenvolvido é apresentada na Figura 66, nela é destacado o sensor de campo magnético fixado na carcaça do motor.

Figura 66 - Medição do campo magnético externo no motor de uma bomba d'água em operação.



As figuras 67 e 68 mostram a forma de onda do campo magnético externo à máquina para o sensor colocado em duas posições: 1)

longitudinal ao eixo da máquina, onde o eixo do sensor (eixo normal à seção do sensor) está paralelo ao eixo da máquina, também chamada de posição axial (equivalente à posição 3 da Figura 50) e 2) radial ao eixo, onde o eixo do sensor foi posicionado radialmente ao eixo da máquina (posição 2 da Figura 50). Em ambos os casos, o sensor foi colocado aproximadamente no centro do pacote.

Figura 67 - Campo magnético para o sensor na posição axial.

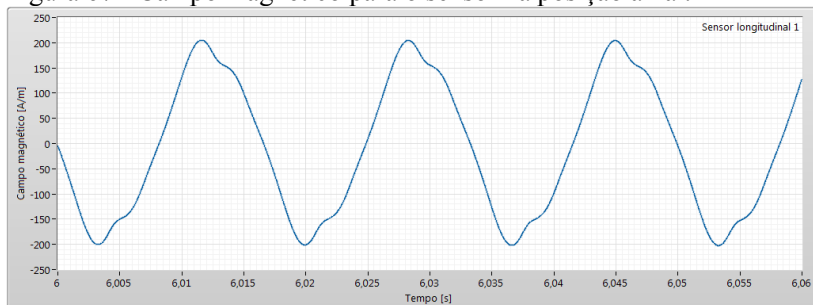
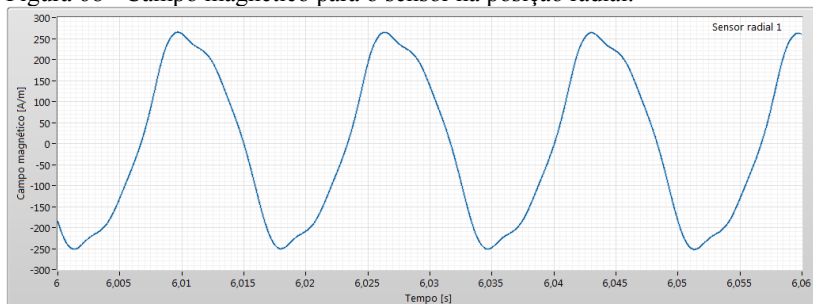


Figura 68 - Campo magnético para o sensor na posição radial.

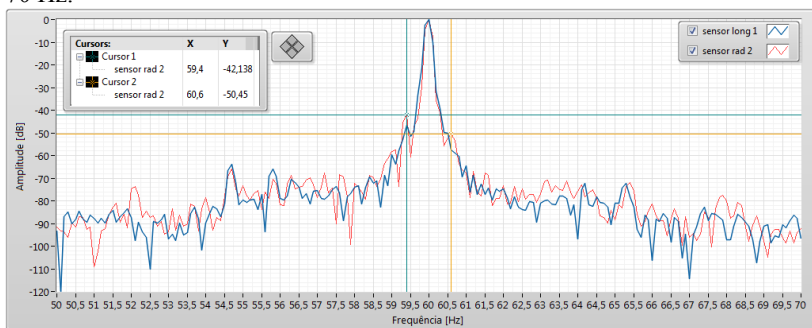


Analisando as formas de onda, observa-se que para o sensor colocado na posição radial ao eixo a amplitude do campo é maior que para o sensor na posição axial. A diferença de amplitude do campo entre as duas posições é relativamente pequena, de cerca de 50 A/m. Porém, as formas de onda dos dois sinais são diferentes. Sabe-se que diferentes tipos de faltas no MIT podem ser analisadas em cada uma das posições. Mas, o sensor posicionado na carcaça do motor pode também sofrer interferência de campos gerados por outras fontes.

O objetivo no momento, e deste trabalho, é observar o comportamento do espectro na periferia da componente fundamental. Desta maneira, a Figura 69 apresenta o espectro de frequência da derivada

temporal do campo magnético na faixa entre 50 Hz e 70 Hz. Analisando o espectro de frequência da Figura 69, é possível observar algumas componentes que são simétricas e próximas à fundamental: 59,4 Hz e 60,6 Hz; 55,8 Hz e 64,2 Hz; 54,7 Hz e 65,3 Hz. Estas frequências podem estar relacionadas às frequências de banda lateral. Porém, suas amplitudes não fornecem informações relevantes, sendo também inconclusivas sob o aspecto de detecção de faltas incipientes.

Figura 69 - Espectro de frequência do sinal de campo magnético entre 50 Hz e 70 Hz.



A fim de comprovar a análise obtida pelo equipamento desenvolvido, também se obteve o espectro de frequência através do equipamento da PdMA. Este equipamento possui um *software* de análise, chamado MCEGold, pelo qual foi possível armazenar informações de espectros de frequência em um arquivo para análise *a posteriori*. Na Figura 70 é mostrado o espectro de frequência obtido pelo PdMA. De maneira semelhante ao resultado apresentado na Figura 69 (as medições com os dois aparelhos não ocorreram de maneira simultânea), as componentes laterais não possuem amplitudes significativas.

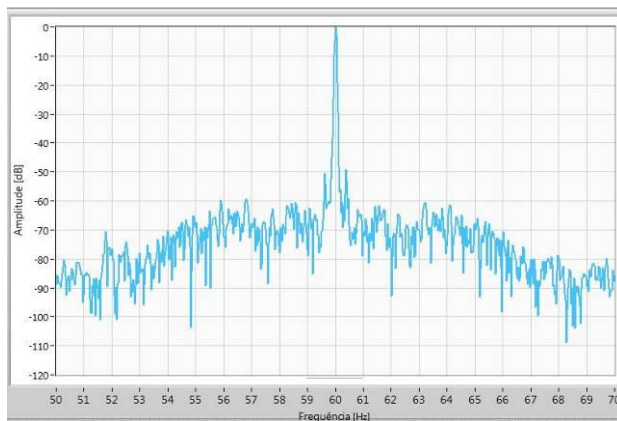
Apesar de não serem facilmente identificáveis, há duas componentes próximas à fundamental, tanto para o espectro do campo magnético quanto para o da corrente. Da Figura 69 verifica-se que as componentes f_2 têm amplitudes de cerca de -42 dB e -50 dB, relativas às posições de medição do campo magnético externo radial e axial, respectivamente. Pela corrente a amplitude observada foi de -52 dB (através do PdMA, Figura 70).

Conforme verificado, o nível das amplitudes da componente $f_2 = (I - 2s)f$ ficou em torno de -50 dB, tanto para a corrente quanto para o campo magnético. O que segundo indicado na Tabela 2 para análise da corrente, não representa faltas incipientes no rotor. Vale lembrar que esta conclusão

pode ser questionável do ponto de vista do pleno conhecimento das componentes f_2 , que neste caso, presume-se ser as apresentadas.

Embora os métodos e aparelhos sejam diferentes, eles praticamente apresentaram o mesmo resultado, comprovando que o aparelho desenvolvido fornece resultados próximos a um comercial.

Figura 70 - Espectro de frequência da corrente do motor, obtido através do PdMA.



5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS DE CONTINUIDADE

Ao longo do trabalho, mostrou-se o desenvolvimento e a implementação de um equipamento para medir as tensões e as correntes elétricas de alimentação de motores de indução trifásicos, bem como o campo magnético externo. As medições das grandezas elétricas servirão como dados de coleta para o cálculo/determinação de rendimento de motores em campo. O procedimento de determinação de rendimento será executado por um *software* em desenvolvimento a ser instalado no equipamento. Não foi objetivo deste trabalho o desenvolvimento desta aplicação do equipamento, isto é, de determinar rendimento de motores. O sistema de medição de tensão também poderá ser utilizado para auxílio nas ferramentas de detecção de faltas externas, principalmente aquelas relacionadas a algum tipo de desbalanceamento no circuito de alimentação.

As informações contidas nas formas de onda da corrente são utilizadas para a detecção de faltas incipientes em MITs, assim como as formas de onda do campo magnético medidas externamente à máquina. Sob este aspecto, os primeiros resultados de aplicação mostram que o equipamento é apto para detectar faltas incipientes. Em um dos testes realizados com o equipamento, fez-se uma comparação entre as duas metodologias de detecção de faltas, tendo como fonte a corrente elétrica e o campo magnético. Neste ensaio, notou-se que a metodologia que utiliza o campo magnético apresentou um maior grau de sensibilidade na medição de componentes nos espectros de frequência. Por exemplo, nos espectros de corrente não foi encontrada a componente $f_1=(1-s)f$, que corresponde à frequência de rotação mecânica. Nos espectros de campo magnético, esta componente está presente.

A detecção das componentes espectrais relacionadas a barras rompidas no rotor em MITs foi possível tanto pela corrente quanto pelo campo magnético. Porém, nos ensaios com a presença de barras rompidas, apareceram componentes de frequência $f_3=(1-3s)f$ no espectro do campo magnético que não foram encontradas no de corrente.

Com a detecção de certas componentes e a utilização do procedimento apresentado no trabalho, é possível determinar a velocidade do motor (seu escorregamento). Ambos os métodos de medição, pela corrente ou pelo campo, forneceram resultados satisfatórios quando comparados com um tacômetro comercial.

Sob o aspecto de qual grandeza medida possui maior sensibilidade à detecção de faltas, pelos ensaios realizados com o equipamento desenvolvido, pode-se inferir que é através do campo magnético externo.

Isso porque o conteúdo espectral do campo magnético é mais denso do que o obtido pela corrente elétrica. Na aplicação da metodologia da medição do campo magnético, o posicionamento dos sensores interfere significativamente nos resultados. Assim, o usuário deve ter um cuidado adicional ao realizar este tipo de medição em relação ao de corrente. No procedimento da medição pela corrente, o operador preocupa-se apenas em medir formas de onda de corrente de alimentação do motor.

Através dos resultados apresentados, pode-se observar que o sistema experimental possui um bom grau de desenvolvimento e ainda pode ser aprimorado em novas pesquisas. A implementação do equipamento cumpriu seus objetivos, resultando uma base experimental para a continuidade de estudos acadêmicos e também para a exploração em campo. A principal contribuição desta pesquisa se dá ao estado da arte do equipamento e da metodologia, com desenvolvimento nacional e acessível.

Dentro do crescimento dos conceitos e necessidades da atual manutenção, justifica-se o desenvolvimento do equipamento implementado neste trabalho de pesquisa de mestrado. Aliás, julga-se que o material disponibilizado no texto desta dissertação seja útil para equipes de manutenção. No campo da manutenção, como apresentado na revisão bibliográfica, este equipamento se encaixa no tipo de manutenção preditiva e de monitoramento de condição.

5.1 PERSPECTIVAS DE TRABALHOS FUTUROS

O desenvolvimento do equipamento serviu de base para a continuidade da pesquisa acerca de detecção de faltas em motores de indução trifásicos. Propõem-se como continuidade deste trabalho as seguintes linhas/ações de pesquisa:

- a) Estudo e desenvolvimento de ferramentas para detectar outros tipos de defeitos, tais como excentricidades, problemas nos núcleos magnéticos, curto-circuito entre espiras, problemas mecânicos, entre outros;
- b) Desenvolvimento de testes com o equipamento desenvolvido em vários tipos, tamanhos e defeitos de motores de indução trifásicos;
- c) Estudos de distribuição do campo magnético externo ao motor, associado ao posicionamento de sensores e à detecção de tipos de faltas com maior grau de sensibilidade;

- d) Desenvolvimento de ferramentas que utilizem inteligência artificial para integrar e aperfeiçoar o equipamento desenvolvido;
- e) Aprimoramento da análise espectral
- f) Desenvolvimento e implementação de técnicas para detecção de faltas em MITs alimentados por conversores de frequência.

REFERÊNCIAS

- [1] P. Vas, “Performance of three-phase squirrel-cage induction motors with rotor asymmetries,” *Dep. Electr. Mach.*, pp. 309–315, 1975.
- [2] G. B. Kliman, R. a. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott, and M. W. Madden, “Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 3, no. 4, pp. 873–879, 1988.
- [3] L. M. R. Baccarini, “Detecção e Diagnóstico de Falhas em Motores de Indução,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2005.
- [4] S. Wiliamson and A. C. Smith, “Steady-state analysis of three-phase cage motors with rotor-bar and end-ring faults,” *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, vol. 129, no. 3, p. 8, 1982.
- [5] R. M. Cubilla, “Detecção de Falhas em Motores de Indução Trifásicos com Rotor de Gaiola em Funcionamento,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 1997.
- [6] M. Rigoni, “Desenvolvimento e Aplicações de Sensores de Campo Magnético por Indução,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- [7] Mauricio Rigoni, “Desenvolvimento de um sistema de detecção e avaliação de faltas em geradores síncronos por meio do campo magnético externo,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2014.
- [8] Conrado Simões Pereira Gameiro, “Desenvolvimento de metodologia para detecção automática de faltas em máquinas elétricas,” Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.
- [9] “Aneel estimula troca de motores elétricos para promover eficiência energética,” *Portal Brasil*, 2015. [Online]. Available: <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2015/11/aneelestimulatrocademotoreseletricosparapromovereficienciaenergetica>. [Accessed: 13-Feb-2016].
- [10] M. Tsyarkin, “Induction motor condition monitoring: Vibration analysis technique- A twice line frequency component as a diagnostic tool,” *2013 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2013*, pp. 117–124, 2013.
- [11] W. R. Finley, B. J. Sauer, and M. Loutfi, “Motor Vibration Problems: How to Diagnose and Correct Vibration Errors,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 21, no. 6, pp. 14–28, Nov. 2015.
- [12] O. Vitek, M. Janda, and V. Hajek, “Effects of eccentricity on external magnetic field of induction machine,” *Melecon 2010 - 2010 15th IEEE Mediterr. Electrotech. Conf.*, pp. 939–943, 2010.
- [13] J. H. Jung, J. J. Lee, and B. H. Kwon, “Online diagnosis of induction

- motors using MCSA,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1842–1852, 2006.
- [14] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, “Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 5, pp. 2082–2093, 2012.
- [15] J. Faiz and B. Ebrahimi, “Mixed Fault Diagnosis in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor Using Analysis of Air-gap Magnetic Field,” *Prog. Electromagn. Res.*, vol. PIER 64, pp. 239–255, 2006.
- [16] I. Ahmed, N. Ertugrul, W. L. Soong, and E. Engineering, “A Study on the Detection of Fault Frequencies for Condition Monitoring of Induction Machines,” *Aust. J. Electr. Electron. Eng.*, no. JANUARY 2005, pp. 1–6, 2005.
- [17] P. Bernat, Z. Hytka, and P. Kacor, “Indication of failures of rotor bar on induction machine with squirrel cage rotor in its external electromagnetic field,” *Electr. Power Eng. (EPE), 2015 16th Int. Sci. Conf.*, pp. 0–5, 2015.
- [18] M. V. Vieira, “Sistemática para Manutenção Preditiva: Estudo de Caso em um Empresa de Fundição,” Trabalho de Graduação, Universidade do Estado de Santa Catarina, 2011.
- [19] G. Branco Filho, *A Organização, o Planejamento e o Controle da Manutenção*. Ciência Moderna, 2008.
- [20] A. Kardec and J. Nascif, “Manutenção: Função Estratégica.” Qualitymark, p. 384, 2009.
- [21] M. H. Pitoli, “Sistema Portátil para Monitoramento e Identificação de Falhas em Motores de Indução Trifásicos Através da Técnica da Análise da Assinatura Elétrica,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, 2013.
- [22] O. Chadebec, V. P. Bui, P. Granjon, L. Rouve, N. Le Bihan, and J. Coulomb, “Rotor fault detection of electrical machines by low frequency magnetic stray field analysis,” *Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives. SDEMPED 2005.*, no. September, pp. 7–9, 2005.
- [23] J. N. Brito, “Desenvolvimento de um Sistema Inteligente para Diagnóstico de Falhas em Motores de Indução Trifásicos,” Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, 2002.
- [24] P. C. M. L. Filho, “Acompanhamento Preditivo de Motores de Indução Trifásicos Através da Análise de Fluxo Magnético,” Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 2003.
- [25] P. Soluções, “Preditor - Sistema de Manutenção Preditiva Para Motores Elétricos.” Itajubá, p. 6.
- [26] E. B. Agamloh, A. K. Wallace, A. von Jouanne, K. J. Anderson, and J. a. Rooks, “Assessment of nonintrusive motor efficiency estimators,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 1, pp. 127–133,

- 2005.
- [27] A. A. G. Júnior and A. R. de Sousa, *Fundamentos de Metrologia Científica e Industrial*. Barueri: Manole, 2008.
- [28] T. L. dos Santos, “Desenvolvimento de um Sistema Embarcado para Medição de Corrente,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2010.
- [29] Inmetro, *Vocabulário Internacional de Metrologia: Conceitos fundamentais e gerais e termos associados (VIM 2012)*, 1st ed. Duque de Caxias, RJ: INMETRO, 2012.
- [30] S. F. Noceti, *Filtros Seletores de Sinais*, 3rd ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 2010.
- [31] A. P. Júnior, *Eletrônica Analógica: Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*, 6th ed. São Paulo: Bookman, 2003.
- [32] B. P. Lathi, *Sinais e Sistemas Lineares*, 2nd ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.
- [33] National Instruments, “NI USB-621x User Manual,” Austin, 2009.
- [34] Texas Instruments, “Getting Started with TINA-TI,” Dallas, 2008.
- [35] “ADG1611: SPST Switches,” Norwood, 2009.
- [36] J.-P. Charras and F. Tappero, *KiCad Reference Manual*. KiCad, 2015.
- [37] J. P. A. Bastos, *Eletrogmanetismo para Engenharia: Estática e Quase Estática*. Florianópolis: Editora da UFSC, 2008.
- [38] Texas Instruments, “OPA1632: High-Performance, Fully-Differential AUDIO OPERATIONAL AMPLIFIER,” Dallas, 2010.
- [39] Burr-Brown Corporation, “INA118: Precision, Low Power Instrumentation Amplifier,” Tucson, 1998.
- [40] Texas Instruments, “ISO124 - Precision Lowest-Cost Isolation Amplifier,” Dallas, 2015.
- [41] M. P. Solutions, “NMA 5V , 12V & 15V Series,” Mansfield, 2012.
- [42] H. B. Ertan and O. Keysan, “External Search Coil as a Means of Measuring Rotor Speed of an Induction Motor,” *ELECTROMOTION 2009 – EPE Chapter “Electric Drives” Jt. Symp.*, no. July, pp. 1–3, 2009.
- [43] K. D. Hurst and T. G. Habetler, “Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 66–73, 1996.
- [44] Z. Gao, L. Turner, R. S. Colby, and B. Leprettre, “A frequency demodulation approach to induction motor speed detection,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 4, pp. 1632–1642, 2011.

APÊNDICE – DOCUMENTAÇÃO DO VI

PAINEL FRONTAL E PROGRAMA PRINCIPAL

Figura A 1 - Painel frontal do programa principal.

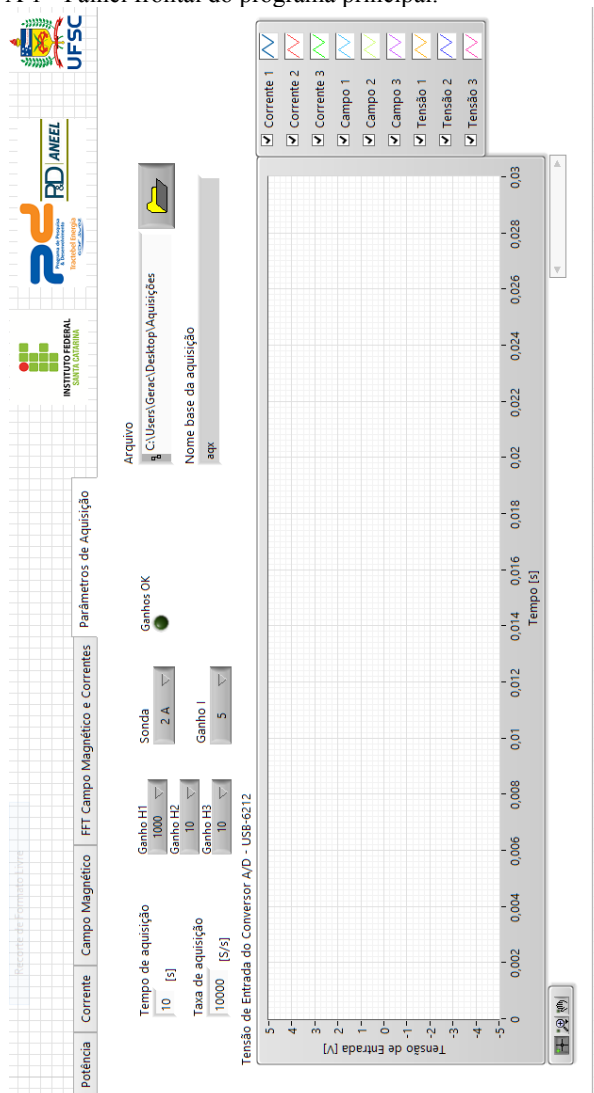
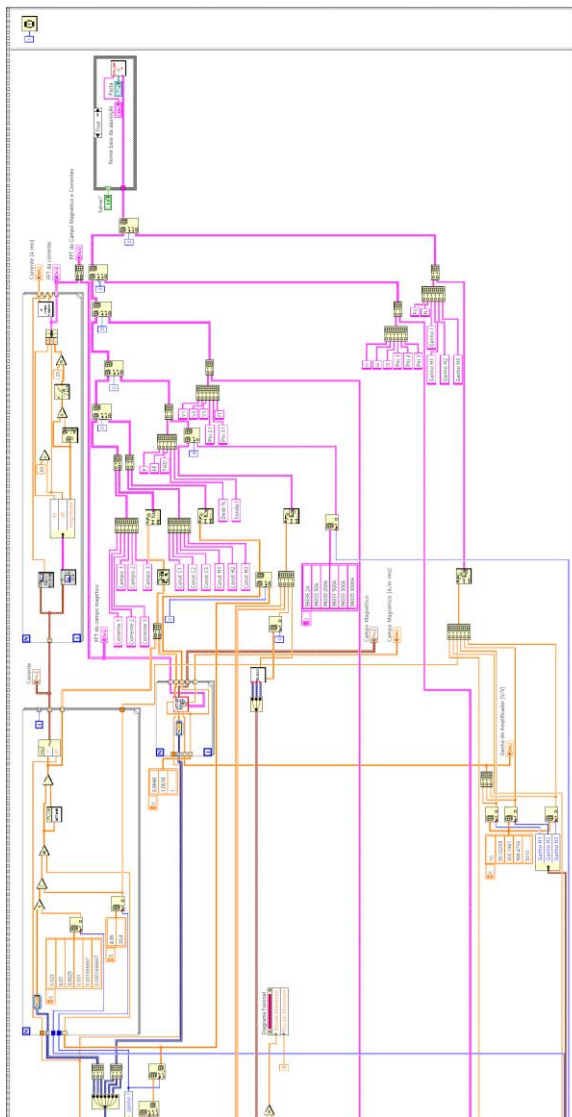


Figura A 2 - Diagrama de blocos do VI principal, parte 1.



CÁLCULO DO CAMPO MAGNÉTICO

Figura A 4 - Painel frontal do subVI para cálculo do campo magnético.

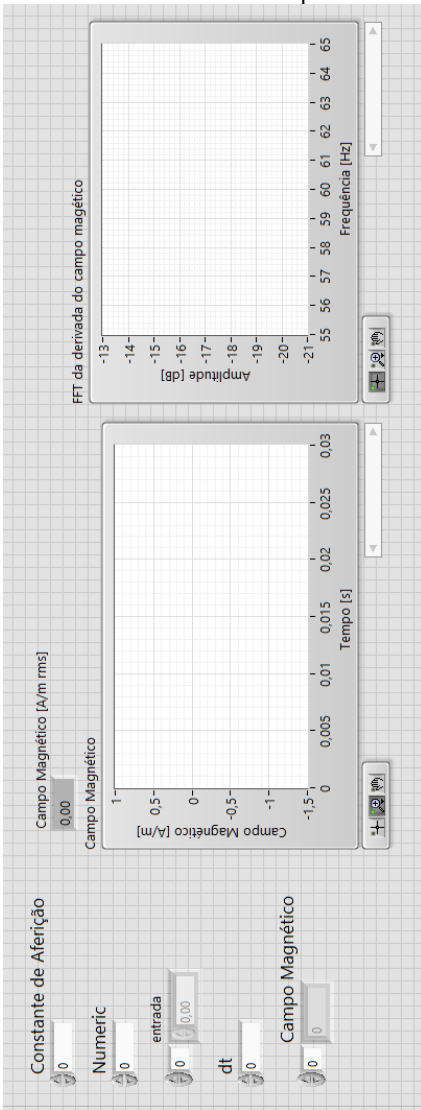
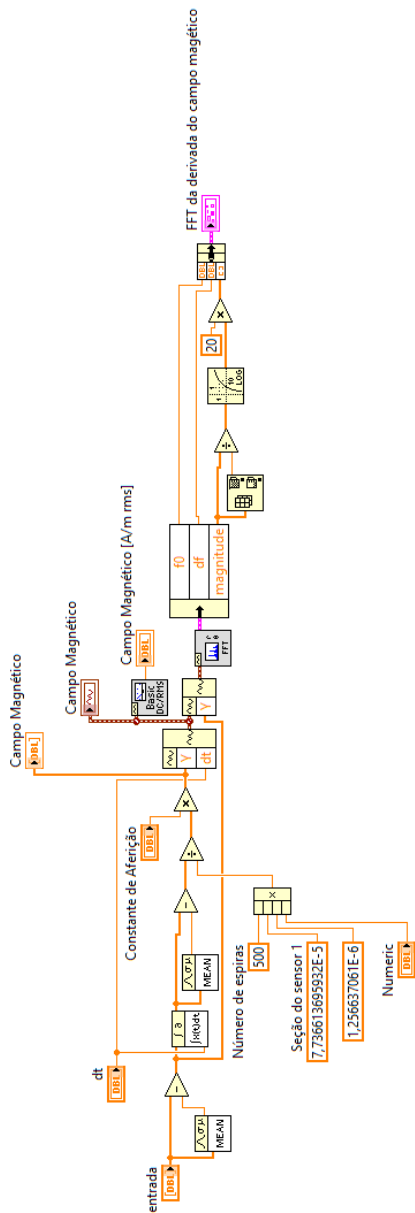


Figura A 5 - SubVI de campo magnético, diagrama de blocos.



CÁLCULO DE POTÊNCIA E TENSÕES

Figura A 6 - Painel frontal, subVI para cálculo de potência.

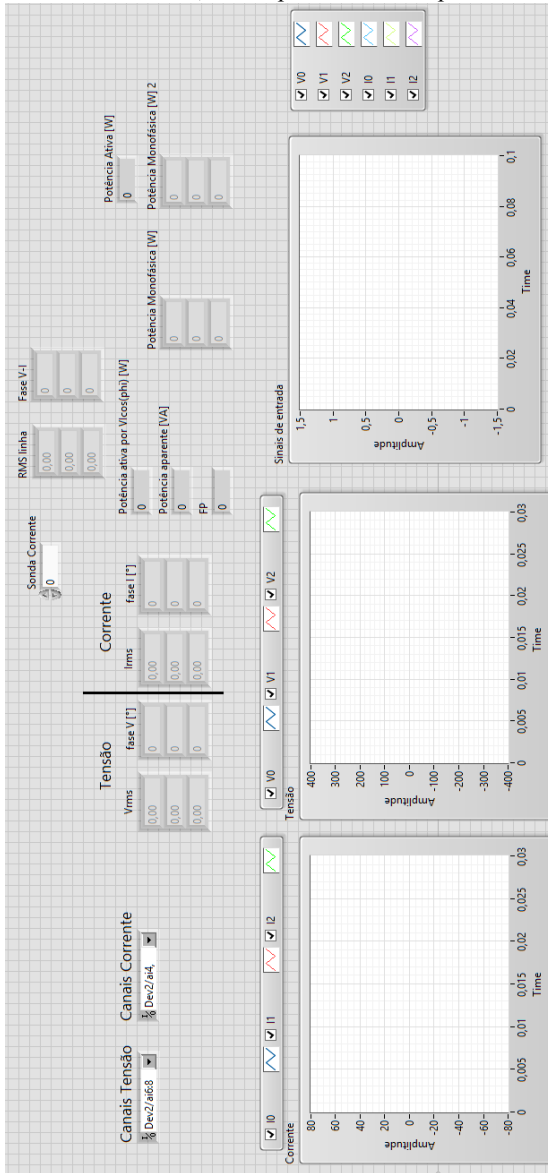
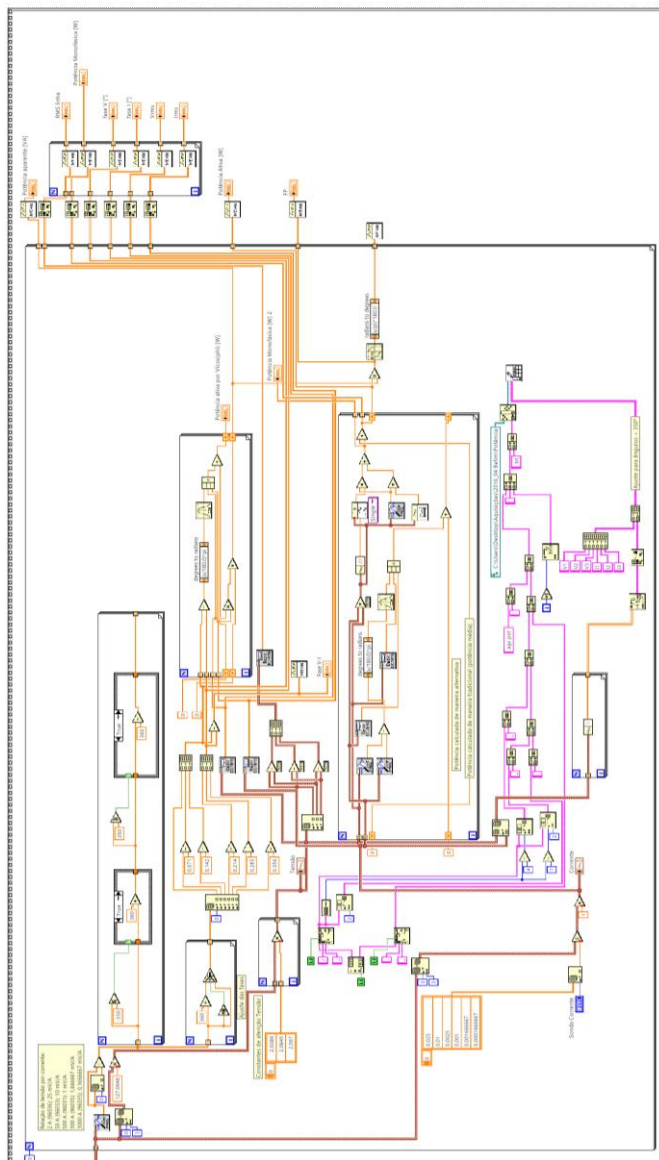


Figura A 7 - SubVI para cálculo de potência, diagrama de blocos, parte 1.



VI PARA SALVAR AQUISIÇÃO

Figura A 9 - SubVI para salvar arquivos de aquisição, painel frontal.

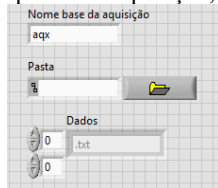


Figura A 10 - SubVI para salvar aquisição, diagrama de blocos.

