

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS
GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Desenvolvimento e Implementação de
um Sistema Dedicado para Diagnóstico
de Falhas em Transformadores de
Distribuição.

ÉLICE FERNANDO DE MELO

BELO HORIZONTE
MAIO de 2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS
GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Desenvolvimento e Implementação de
um Sistema Dedicado para Diagnóstico
de Falhas em Transformadores de
Distribuição.

ÉLICE FERNANDO DE MELO

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Professor Dr. Walmir Matos Caminhas
Professor Dr. Wallace do Couto Boaventura

Belo Horizonte – MG
MAIO de 2010

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Benjamim Rodrigues de Menezes, por ter-me aberto as portas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica para cursar as primeiras disciplinas isoladas e ainda, por disponibilizar de forma irrestrita e incondicional toda a infra-estrutura do Laboratório de Sistemas Elétricos Industriais para o desenvolvimento de todos os trabalhos que constituíram a Tese em si;

Ao Prof. Dr. Walmir Matos Caminhas, pela inestimável amizade, por viabilizar a minha permanência no Programa e principalmente pela orientação e pelo grande incentivo desde o momento em que iniciei o doutoramento;

Ao Prof. Dr. Wallace do Couto Boaventura pela orientação e por compartilhar seu conhecimento prático no trabalho com médias e altas tensões;

Ao Prof. Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo pela grande e indispensável contribuição nos projetos das fontes chaveadas;

Ao Prof. Dr. José Osvaldo Saldanha Paulino, por disponibilizar o Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética para a realização de parte dos trabalhos;

Aos alunos de iniciação científica Daniel Lúcio de Souza Borba e Leandro Henrique Batista por terem assumido como seus o interesse de ver este trabalho de doutoramento concluído;

À Prof^a. Dr^a. Lane Maria Rabelo Baccarini e ao Prof. Dr. José Pissolato Filho por suas cordiais participações na Banca Avaliadora.

Ao Engenheiro Erivaldo Costa Couto, que soube como ninguém conduzir a parceria e apresentar à CEMIG, a grande importância deste trabalho;

Aos demais professores e funcionários do CPDEE que contribuíram com esta fase de minha formação profissional;

Aos demais amigos e colegas, que participaram direta ou indiretamente desta etapa da minha vida;

Ao meu grande amigo, Cláudio Tavares, pela parceria nas incontáveis madrugadas de trabalho no Laboratório de Sistemas Elétricos Industriais;

Aos meus pais por terem me ensinado a aceitar os desafios e a acreditar que eles são o sentido da vida;

E em especial, à minha esposa e companheira, Gizele Reis, por ter sido a base de sustentação para esta conquista.

RESUMO

Estima-se que, anualmente, são realizadas nas redes de distribuição de energia elétrica milhões de operações de fechamento de chaves fusíveis para recolocação em serviço de transformadores cuja proteção primária operou, seja por defeito interno no equipamento ou por eventos ocorridos na rede. Na grande maioria dos casos, não é possível o eletricista identificar, apenas visualmente, o motivo da operação da proteção primária. Em função disso, para certificar-se das condições do transformador, atualmente o procedimento mais adotado para testá-lo é substituir o elo fusível danificado por um do tipo elo 1H, que é o de menor capacidade de corrente e, portanto o de atuação mais rápida. Este procedimento implica em pelo menos dois riscos graves: a possibilidade de explosão do transformador e/ou da chave, o que pode gerar a projeção de fragmentos do transformador ou elo fusível, implicando em riscos elevados para o eletricista. Estatísticas de concessionárias de energia mostram que o número de manobras que podem ocorrer acidentes é da ordem 5% do número total de operações, o que indica um elevado número de operações cujo risco envolvido pode ser considerado alto. Assim, esta tese propõe o desenvolvimento de um protótipo de equipamento, leve e suficientemente compacto para poder ser utilizado em campo pelo eletricista, e que realize o diagnóstico da condição operativa do transformador, sem sua desconexão da rede secundária. Buscando aumentar a confiabilidade no resultado desses testes, o centro de processamento deste equipamento é baseado em inteligência computacional, obtida a partir do processamento digital de sinais realizado por software dedicado embutido em um Dispositivo Controlador Digital de Sinais.

ABSTRACT

It is estimated that millions of operations involving open-type fuse cutouts are performed annually so as to put back in service transformers in which the primary protection worked as a result of internal or external faults. In this scenario, the electrician cannot visually identify the type and location of a fault. To overcome this situation, the electrician changes the faulty fuse link tail for another one that is faster and rated for a lower current. Two possible consequences of this approach are: i) fuses can explode causing safety issues by spreading fragments and ii) transformers can spill out hot oil and thus polluting the environment and harming the electrician. Power utility companies statistics show that operations leading to accidents correspond to 5 percent of the total events and can be considered as a high risk operation. In this thesis, a new electronic prototype for testing power transformers is proposed and developed. Both theoretical and practical contributions are made toward the problem solution and to the development of a compact and portable prototype that will be used to diagnose installed transformers without disconnecting the secondary windings from the grid. The core of the proposed prototype is based on computational intelligence implemented by using a digital signal processor.

LISTA DE FIGURAS E TABELAS

FIGURAS

Figura 2.1 - Representação pictográfica do conceito de falha como subconjunto de falta.	16
Figura 2.2 - diagrama de blocos do sistema de diagnóstico de falhas.....	18
Figura 2.3 - Ilustração de Classificação de Falhas.. ..	19
Figura 3.1 - Ilustrações da patente requerida por Stanley em 1886 nos Estados Unidos.	24
Figura 3.2 - a) Circuito de um transformador ideal monofásico; b) Circuito T equivalente.....	27
Figura 3.3 - Transformador trifásico, de núcleo envolvido.....	29
Figura 3.4 - Seções dos condutores do transformador trifásico e as indutâncias mútuas relativas à fase A.....	29
Figura 3.6 - Circuito equivalente do transformador real monofásico.....	33
Figura 3.7 - Circuito elétrico equivalente utilizado para a modelagem matemática do transformador sob ensaio segundo a metodologia proposta nesta Tese.....	34
Figura 3.8 - Diretivas de ensaios para a obtenção dos valores das resistências e das indutâncias aplicáveis ao modelo mostrado na figura 3.7. a) e b) – Medição das resistências elétricas R1 e R2; c) e d) – Medição das indutâncias L1 e L2; e) e f) – Procedimentos para a medição da indutância mútua.	39
Figura 4.1 - Diagrama de blocos do hardware proposto.....	43
Figura 4.2 - Detalhamento das entradas e saídas digitais e analógicas utilizadas.....	47
Figura 4.3 - Diagrama esquemático da Unidade Central de Processamento.....	48
Figura 4.4 - Circuito esquemático do Bloco Entrada de Energia Elétrica.	50
Figura 4.5 - Indicações para o uso de conversores isolados e não isolados, parametrizadas pelas potências de saída e pelas tensões de entrada.....	51
Figura 4.6 - Topologia <i>flyback</i> - Configuração básica e formas de onda	53
Figura 4.7 - Controle em modo tensão.....	54
Figura 4.8 - Controle em modo corrente.	55
Figura 4.9 - Circuito esquemático do Bloco Fontes Simétricas e Isolação Galvânica....	57
Figura 4.10 - Diagrama de blocos compreendendo o circuito <i>push pull</i> e o barramento de 300 volts em tensão contínua.....	58
Figura 4.11 - Configuração básica da topologia <i>push pull</i>	59
Figura 4.12 - Implementação da isolação galvânica obtida a partir de opto isoladores..	61
Figura 4.13 - Diagrama esquemático do conversor <i>push-pull</i>	62

Figura 4.14 - Diagrama esquemático do circuito de controle e proteção do <i>push-pull</i> ...	63
Figura 4.15 - Estrutura do IGBT.	65
Figura 4.16 - Circuito equivalente do IGBT.....	65
Figura 4.17 - Diagrama esquemático do circuito de proteção.....	66
Figura 4.18 - Diagrama esquemático do inversor trifásico.....	68
Figura 4.19 - Diagrama esquemático do bloco Interface Visual Homem Máquina.	69
Figura 4.20 - Laços de corrente que se formam em um circuito <i>flyback</i>	71
Figura 4.21 - Diagrama esquemático dos circuitos de aquisição, condicionamento e filtragem dos sinais de corrente alternadas e contínuas.	72
Figura 4.22 - Curvas características dos filtros analógicos “anti-aliasing”.....	73
Figura 4.23 - Sinal analógico discretizado pela amostragem.	76
Figura 4.24 - Princípio de Funcionamento do Contador Timer1 do DSC.....	81
Figura 4.25 - Armazenamento dos 64 valores eficazes ao quadrado.....	82
Figura 4.26 - TAPs e critérios finais para o diagnóstico de falhas de transformadores .	85
Figura 5.1 - Conceitos de erros em medições quando se trata de avaliar a precisão, a exatidão e a repetibilidade de um instrumento de medida.....	89
Figura 5.2 - Pontos referenciais para aplicação do método dos mínimos quadrados....	90
Figura 5.3 - Formas de onda da tensão aplicada entre as fases a e b, V_{ab} e da corrente injetada no enrolamento primário da fase a, lap do transformador nº 226501.	93
Figura 5.4 - Formas de onda da tensão aplicada entre as fases a e b, V_{ab} e da corrente injetada no enrolamento primário da fase a, lap do transformador nº 74636.	94
Figura 5.5 - Formas de onda da tensão aplicada e da corrente injetada ao enrolamento primário do transformador nº 217539, monofásico de 10 kVA, em bom estado.....	96
Figura 5.6 - Formas de onda da tensão aplicada e da corrente injetada ao enrolamento primário do transformador nº 374808, monofásico de 10 kVA, com falhas.....	98
Figura 5.7 - Formas de onda das tensões geradas.....	100

TABELAS

Tabela 4.1 - Aplicações implementáveis com a utilização de DSP	46
Tabela 4.2 - Comparação entre as diversas topologias de conversores chaveados.....	52
Tabela 5.1 - Resultados obtidos durante a fase de calibração.	88

Tabela 5.2 - Tabela 5.2 - Valores medidos durante os testes com um transformador trifásico de 45 kVA, número 226501, em bom estado.....	92
Tabela 5.3 - Valores medidos durante os testes com um transformador trifásico de 75 kVA, número 74636, com falhas.....	93
Tabela 5.4 - Valores medidos durante os testes com um transformador monofásico de 10 kVA, número 217539, em bom estado.....	95
Tabela 5.5 - Valores medidos durante os testes com um transformador monofásico de 10 kVA, número 374808, com falhas.	97
Tabela 5.6 - Relação dos Transformadores Monofásicos e Trifásicos ensaiados em campo.....	99

NOMENCLATURA E LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PARA OS TESTES DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS:

- N_{11} - Razão entre as correntes secundária e primária da fase a;
- N_{12} - Razão entre as correntes secundária da fase b e corrente primária de fase a;
- N_{13} - Razão entre as correntes secundária da fase c e corrente primária de fase a;
- N_{21} - Razão entre as correntes secundária da fase a e corrente primária de fase b;
- N_{22} - Razão entre as correntes secundária e primária da fase b;
- N_{23} - Razão entre as correntes secundária da fase c e corrente primária de fase b;
- N_{31} - Razão entre as correntes secundária da fase a e corrente primária de fase c;
- N_{32} - Razão entre as correntes secundária da fase b e corrente primária de fase c;
- Razão entre as correntes secundária e primária da fase c;
- V_{ab} - Tensão aplicada entre as fases a e b;
- V_{bc} - Tensão aplicada entre as fases b e c;
- V_{ca} - Tensão aplicada entre as fases c e a;
- I_{ap} - Corrente injetada no enrolamento primário da fase a;
- I_{bp} - Corrente injetada no enrolamento primário da fase b;
- I_{cp} - Corrente injetada no enrolamento primário da fase c;
- I_{as} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase a;
- I_{bs} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase b;
- I_{cs} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase c;

PARA OS TESTES DE TRANSFORMADORES MONOFÁSICOS:

- N_1 - Razão entre a corrente secundária da fase a e corrente primária;
- N_2 - Razão entre a corrente secundária da fase b e corrente primária;
- V_{ab} - Tensão aplicada aos terminais do enrolamento primário;
- V_{bc} - Tensão medida, porém não aplicada;
- V_{ca} - Tensão medida, porém não aplicada;
- I_{ap} - Corrente injetada no enrolamento primário, circulando do terminal a para o terminal b;
- I_{bp} - Corrente injetada no enrolamento primário, circulando do terminal b para o terminal a;
- I_{cp} - Corrente não injetada;

I_{as} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase a;

I_{bs} - Corrente não circulante;

I_{cs} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase b;

ABREVIATURAS E SIGLAS

CAD - Conversor Analógico-Digital.

CEMIG - Centrais Elétricas de Minas Gerais.

CPU - Central Processing Unit - Unidade Central de Processamento.

DSC - Digital Signal Controller - Controlador Digital de Sinais.

DSP - Processador Digital de Sinais.

IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor – Transistor Bipolar de Porta Isolada.

ISO - International Organization for Standardization.

LED - Light Emitter diode - Diodo Emissor de Luz.

MFB - Multiple Feedback – Múltiplas Realimentações.

PWM - Pulse Width Modulation – Modulação por Largura de Pulso.

RAM - Random Access Memory - Memórias de Acesso Aleatório.

ROM - Read Only Memory - Memória de Apenas de Leitura.

ÍNDICE ANALÍTICO

ORGANIZAÇÃO DO TEXTO.....	3
1 - INTRODUÇÃO.....	5
1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	5
1.2 - JUSTIFICATIVA.....	6
1.3 - A IMPORTÂNCIA DA DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM TRANSFORMADORES.....	10
1.4 - EQUIPAMENTOS PATENTEADOS DESTINADOS A TESTES DE TRANSFORMADORES.....	11
2 - DIAGNÓSTICO DE FALHAS.....	14
2.1 - CONCEPÇÃO DA DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALTAS.....	14
2.2 - TERMINOLOGIA.....	15
2.3 - METODOLOGIAS DE DETECÇÃO DE FALHAS PARA O USO EM TRANSFORMADORES.....	16
2.3.1 - METODOLOGIA PROPOSTA PARA A DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM TRANSFORMADORES.....	17
2.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	21
2.5 - CONCLUSÃO.....	22
3 - O TRANSFORMADOR.....	23
3.1 - ASPECTOS HISTÓRICOS.....	23
3.2 - CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	24
3. - DESENVOLVIMENTO DE UM MODELO MATEMÁTICO PARA O TRANSFORMADOR.....	26
3.3.1 - DEFINIÇÃO DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO.....	28
3.3.2 - CONSIDERAÇÕES SOBRE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS.....	28
3.3.3 - MODELAGEM MATEMÁTICA DO TRANSFORMADOR MONOFÁSICO REAL E OBTENÇÃO ANALÍTICA DA PSEUDO-RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO (PRT).....	31
3. 4 - CONCLUSÃO.....	40
4 - DETALHAMENTOS DO HARDWARE E SOFTWARE.....	41
4.1 - INTRODUÇÃO.....	41
4.2 - DIAGRAMAS DE BLOCOS DO HARDWARE.....	41
4.2.1 - CONCEPÇÃO.....	41

4.3 - DESCRIÇÃO DETALHADA DOS BLOCOS CONSTITUINTES DO HARDWARE	42
4.3.1 - INTRODUÇÃO	42
4.3.1 - UNIDADE CENTRAL DE PROCESSAMENTO: CONTROLADOR DIGITAL DE SINAIS – DSC	46
4.3.2 - BLOCO ENTRADA DE ENERGIA ELÉTRICA	49
4.3.3 - BLOCO FONTES CORRENTE CONTÍNUA EM BAIXAS TENSÕES E ISOLAÇÃO GALVÂNICA	51
4.3.3.1 - ESCOLHA DA FONTE CHAVEADA	51
4.3.3.1.1 - MÉTODOS DE CONTROLE	54
4.3.3.2 - FLYBACK IMPLEMENTADO	56
4.3.4 - BLOCOS QUE COMPÕE O <i>PUSH-PULL</i> E O BARRAMENTO DE 300 VOLTS EM TENSÃO CONTÍNUA	58
4.3.5 - BLOCOS QUE COMPÕEM O INVERSOR TRIFÁSICO	64
4.3.6 - BLOCOS QUE COMPÕEM A AQUISIÇÃO E O CONDICIONAMENTO DOS SINAIS DE CORRENTES E TENSÕES	70
4.4 - DETALHAMENTO DO SOFTWARE	73
4.4.1 - FLUXO PRINCIPAL	75
4.4.2 - FLUXO INTERRUPTÃO	80
4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	82
4.6 - CONCLUSÃO	85
5 - CALIBRAÇÃO DO EQUIPAMENTO E APRESENTAÇÃO DE RESULTADOS	87
5.1 - INTRODUÇÃO	87
5.2 - CALIBRAÇÃO DO EQUIPAMENTO	87
5.3 - RESULTADOS PRÁTICOS E VALIDAÇÃO	88
5.4 - CONCLUSÃO	100
6 - CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	102
6.1 - SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	103
7 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	105

ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este texto está organizado em seis capítulos, assim distribuídos:

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO: Neste capítulo é apresentado um histórico do uso da energia elétrica como bem de consumo, e como tal, um produto que desde os primórdios de sua utilização vem passando por sucessivos aprimoramentos, buscando-se sempre a garantia de uma qualidade mínima para os consumidores. Neste sentido é mostrada a importância da redução do número de interrupções na operação dos transformadores de distribuição.

CAPÍTULO 2 - DIAGNÓSTICO DE FALHAS: Neste capítulo são apresentados a origem, a importância e os principais conceitos de detecção de falhas em sistemas dinâmicos. Descreve-se também uma visão geral dos métodos de inteligência computacional e as ferramentas matemáticas e computacionais utilizadas com maior frequência para detectar e diagnosticar faltas.

CAPÍTULO 3 - O TRANSFORMADOR: Um estudo analítico dos transformadores monofásicos e trifásicos, visando suas modelagens matemáticas é apresentado neste capítulo. São apresentadas as semelhanças de tratamento matemático e em seguida é obtida matematicamente, a PRT, Pseudo-Relação de Transformação. Encerrando o capítulo, é apresentado um estudo de sensibilidade do modelo, que pode levar à ocorrência de diagnósticos “falsos negativos”.

CAPÍTULO 4 - DETALHAMENTO DO HARDWARE E SOFTWARE DESENVOLVIDOS: Neste capítulo são apresentadas as descrições dos blocos constituintes do hardware desenvolvido para a aquisição, condicionamento e processamento dos sinais de tensões e correntes necessários à detecção e diagnóstico das falhas nos transformadores de distribuição. São descritas também as características do software desenvolvido e que está contido nesse hardware. Ao longo do capítulo ainda são descritas as interações existentes entre hardware e software que visam

garantir robustez na utilização do equipamento.

CAPÍTULO 5 - CALIBRAÇÃO DO EQUIPAMENTO E APRESENTAÇÃO DE RESULTADOS: São apresentados neste capítulo alguns dos resultados que foram possíveis de ser obtidos com o instrumento proposto e desenvolvido neste trabalho. Também são descritos os procedimentos de calibração e validação do hardware, software e da interação entre ambos. Testes de transformadores trifásicos e monofásicos são analisados e são tecidas considerações sobre a confiabilidade no uso do equipamento proposto.

CAPITULO 6 - CONCLUSÃO: São apresentadas as considerações finais a respeito da proposta e as sugestões para trabalhos futuros.

1 - INTRODUÇÃO

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Em artigo publicado no Jornal Gazeta Mercantil [1], são apresentados os resultados quantitativos da produção científica brasileira. Nessa matéria, mostra-se, por exemplo, que o Brasil publicou 26.369 textos em 2007, mesmo ano em que os pesquisadores Norte Americanos publicaram 344.375 artigos. Contudo, o foco principal da matéria está no número de patentes registradas pelo Brasil no Departamento de Comércio dos EUA (o USPTO) entre 2005 e 2007 e o número de pedidos de patentes do relatório de 2007 da Organização Mundial de Propriedade Industrial, de Genebra. Observa-se que o Brasil apresentou consideráveis reduções no número de pedidos de patentes naqueles órgãos. A Coreia do Sul, país cujos aspectos sócios, econômicos, científicos e tecnológicos se comparam ao do Brasil, apresentou um crescimento de 26%, indo de 4.688 para 5.935 pedidos, nosso país teve uma redução de 280 pedidos em 2005 para 265 em 2006. Continuando, o autor transcreve ainda um estudo do IBGE - Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística, intitulado “Pesquisa de Inovação Técnica”, divulgado em agosto de 2007, que mostra que apenas 2,8% do faturamento líquido do setor industrial foram destinados à inovação tecnológica. Nesse sentido, o autor, com base na pesquisa “Mobilização Brasileira para a Inovação” (Mobit) diz que a saída para esse atraso brasileiro é fazer a universidade e a empresa conversarem no laboratório comum.

Atualmente, talvez mais do que outrora, exige-se a participação das universidades e das empresas na dinâmica do desenvolvimento dos países. Elas devem interagir buscando compor o fórum dos que raciocinam, relacionam e sabem o que concluir. Tais considerações, ainda que sucintas, são oportunas para justificarem a importância do trabalho que se propôs para esta Tese de Doutorado. Como resultado final foi desenvolvido o protótipo de um produto patenteável.

Face às características elétricas, eletrônicas e de software deste protótipo, em 4 de dezembro de 2009, sob o título “DISPOSITIVO PARA DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM TRANSFORMADORES DE DISTRIBUIÇÃO E MÉTODO”, foi requerida junto ao

Instituto Nacional da Propriedade Industrial - INPI, a patente de número 14.090.005.352,

As fundamentações teóricas desse produto encontram-se no campo das ciências puras, porém se caracteriza como uma contribuição de ciência aplicada ao bem estar e segurança dos engenheiros, técnicos e eletricitas de manutenção e conseqüentemente da produtividade e da confiabilidade dos serviços prestados pelas concessionárias de energia elétrica ao desenvolvimento do nosso País.

Esta tese se caracteriza por apresentar como produto final, um equipamento de medida que estando patenteado, poderá ser industrializado e comercializado.

1.2 – JUSTIFICATIVA

Desde que surgiu como um bem de consumo, a energia elétrica tornou-se um produto que ao longo dos anos vem passando por sucessivos aperfeiçoamentos. Inicialmente, a utilização desse produto se caracterizava por uma fonte, quase sempre de corrente contínua, um circuito para o transporte da energia elétrica e uma ou mais cargas, não muito remotas e também de corrente contínua. Eram em sua maioria, circuitos isolados entre si, e por isto mesmo, cabia aos possuidores desse bem de consumo, buscar desenvolver seus próprios aperfeiçoamentos, o que exigia consideráveis investimentos, além, é claro, de uma elevada quantidade de tempo despendido.

Em 1884, na Exposição de Turin, ocorrida na Itália, foi apresentada aos visitantes a viabilidade da transmissão da energia elétrica em corrente alternada para curtas distâncias. Nessa mesma exposição, Gibbs & Goulard exibiram seus transformadores como o elemento de circuito indispensável a essa modalidade de transmissão da energia elétrica [3].

Os sistemas de energia elétrica em corrente alternada tornaram-se comerciais com a instalação de Great Barrington (Massachusetts) em 1886. Portanto, em 1893 os sistemas em corrente alternada ainda eram novidades, mas já naquele ano, foram detectados problemas de aquecimento de motores em Hartford, Conn. Para identificar suas causas e resolver esse problema os engenheiros conduziram estudos buscando analisar as várias formas de onda do sistema onde o motor estava conectado, para finalmente apontarem como causa provável a ressonância ocasionada pela interação elétrica entre a capacitância da linha de transmissão e os dispositivos elétricos e eletro magnéticos nela contidos, ou seja, os transformadores e também os próprios motores. Essa foi, talvez, a primeira constatação de que os transformadores, como elementos

do circuito elétrico, respondiam pela qualidade da energia elétrica disponível para atender às necessidades das indústrias que começavam a utilizá-la para o acionamento de máquinas elétricas. Um fato curioso é que os transformadores eram utilizados apenas como abaixadores. Padronizados para as tensões de 1000, 2000 e 3000 Volts, estes eram construídos para serem utilizados nas extremidades finais das linhas de transmissão alimentadas por geradores de 1200, 2400 e 3600 volts, respectivamente [4].

A primeira usina hidrelétrica em corrente alternada instalada no Brasil para serviço de utilidade pública foi Marmelos-Zero, no rio Paraíba [5], próximo à recém construída estrada União-Indústria, exatamente a 5 de setembro de 1989 – último aniversário da independência comemorado no Império. Bernardo Mascarenhas, notável pelo trabalho pioneiro na criação de indústrias, foi quem a construiu a fim de fornecer eletricidade à cidade mineira de Juiz de Fora. Foram instalados dois geradores de 125 kW cada, com a tensão gerada de 1000 volts e frequência de 60 Hz.

Portanto, pode-se afirmar que como produto de consumo, a energia elétrica, desde os seus primórdios, trouxe consigo um número muito grande de variáveis para serem estudadas, entendidas e aperfeiçoadas. Variáveis essas, ligadas diretamente aos parâmetros relacionados com tensão e corrente e indiretamente aos aspectos construtivos dos dispositivos constituintes dos sistemas elétricos. Sob a ótica de um bem de consumo, para atender as exigências de aperfeiçoamento do produto, fez se necessário o desenvolvimento de equipamentos e instrumentação que permitissem tanto a tarifação quanto o controle da qualidade desse produto. E é óbvio, que devido às limitações tecnológicas muitos desses equipamentos e instrumentos só existiam ou continuam existindo como projetos. Para exemplificar, apesar de antigo, o estudo dos problemas relacionados à distorção harmônica sempre esbarrou no fator tempo necessário para apuração de um índice que o quantificasse e a partir dessa quantificação, desse início aos processos corretivos. Em 1904, Silvanus Thompson introduziu o "Method of Selected Ordinates", que permitiu reduzir, em um fator de dez, o tempo necessário para o cálculo e obtenção dos coeficientes da Série de Fourier, como fazia Steinmetz [6]. Com certeza foi um grande avanço, mas um novo passo nesse sentido só seria dado, novamente, 61 anos depois, quando em 1965, James W. Cooley e John W. Tukey introduziram a "Fast Fourier Transform" (Transformada Rápida de Fourier) [7]. Limitações como essas ainda se estendem, guardadas as proporções, ao desenvolvimento dos dispositivos que compõem os sistemas elétricos, bem como aos equipamentos e instrumentos utilizados para medição e controle desses sistemas [8].

Por outro lado, uma das principais preocupações no uso das tecnologias está relacionada com a segurança das pessoas que a utilizam e das que viabilizam essa utilização. Assim também ocorre com o uso da energia elétrica e manutenção do sistema necessário ao seu emprego.

Desde a geração até o consumidor final, muitos são os elementos de circuitos existentes em um sistema elétrico. Dentre estes elementos, um de considerável importância é o transformador de distribuição, responsável por garantir isolamento galvânica entre o consumidor e as linhas de alta tensão, além de permitir o fornecimento de energia elétrica em nível adequado de tensão. Conectadas, em série, com os enrolamentos primários desses transformadores de distribuição, existem chaves facas, munidas de fusíveis. Quando não conformidades de operação ocorrem com o transformador, o fusível se rompe, promovendo a abertura das chaves facas, protegendo desse modo a linha primária e evitando que as não conformidades se propaguem sob forma de prejuízo para o sistema elétrico. Inerentemente, essa proteção se aplica também ao transformador, pois ao ser desenergizado, ele também deixa de trabalhar sob condições que poderiam levá-lo a destruição total. Contudo, quando estas chaves operam, não é possível estabelecer se a falha ocorreu na linha de baixa tensão ou no próprio transformador. Como prática de manutenção, os eletricitas percorrem a linha de baixa tensão em busca de uma indicação visual que permita determinar a causa da atuação da proteção. Esta inspeção visual se estende ao exterior do transformador, pela simples observação dos isoladores e demais aspectos mecânicos da caixa estanque que o contém. Se o agente causador da falha é identificado por esta inspeção visual, a probabilidade de se restabelecer de imediato o fornecimento da energia elétrica é alta. Porém, quando não se é possível obter tal êxito a partir dessa inspeção visual, caberá aos eletricitas responsáveis pela manutenção executar alguns procedimentos normatizados para o religamento do transformador. Quando após a execução de tais procedimentos, a proteção volta a atuar, caberá a esses eletricitas desconectar totalmente os enrolamentos primários e secundários do transformador e proceder a medição de alguns de seus parâmetros elétricos. Normalmente o que se faz é medir os valores das resistências elétricas de seus enrolamentos e sua relação de transformação. Procedimentos simples, mas que exige desconexão dos enrolamentos secundários. Ocorre, no entanto, que ainda na fase dos primeiros procedimentos o transformador ou os dispositivos de proteção podem explodir causando danos à integridade física dos eletricitas.

Um dos grandes problemas encontrados pelos órgãos que normatizam os procedimentos de manutenção é garantir que as normas sejam respeitadas em todos os seus aspectos. Contudo, observa-se que devido ao tempo a ser despendido com a

fase posterior em que os enrolamentos devem ser desconectados e as características elétricas medidas, os eletricitistas optam apenas por substituir sucessivamente os elos fusíveis, promovendo o aquecimento e por vezes a explosão do transformador. Um dos grandes desafios que se apresenta neste contexto, está relacionado com o desenvolvimento de equipamentos que viabilizem a criação de normas que sejam observadas e seguidas em troca de possíveis facilidades e garantias oferecidas na implantação dos novos procedimentos. Para que a utilização de tais equipamentos seja viável exige-se, por exemplo, que sejam observadas algumas características durante as etapas de seu projeto e de seu desenvolvimento, tais como:

- Portabilidade;
- Facilidade de utilização;
- Autonomia quanto à alimentação;
- Segurança durante o uso;
- Robustez.

Considerando-se a tecnologia disponível atualmente, percebe-se que é perfeitamente viável o desenvolvimento de tais equipamentos. Contudo, há de ser dito que se trata de um projeto multidisciplinar, pois aos projetistas são necessários, entre outros, os conhecimentos de:

- Teoria eletromagnética;
- Eletrônica analógica digital e de potência;
- Aquisição e condicionamento de sinais;
- Programação em linguagens de alto e baixo nível;
- Processamento Digital dos Sinais;
- Teoria de medidas e tratamento estatístico, etc.

Com relação aos equipamentos destinados às medições em transformadores, surgem outros desafios no que diz respeito à modelagem matemática dos mesmos. São diversos os fatores que tornam trabalhosa essa tarefa, podendo-se mencionar algumas delas:

- Suas não linearidades elétricas e magnéticas;
- Dependência da frequência da tensão de alimentação (principalmente no que diz respeito às perdas por histerese e às correntes elétricas parasitas nos núcleos magnéticos)
- Variações nos aspectos físicos de construção dos núcleos e das bobinas;

- Indutâncias próprias e indutância mútua das bobinas;
- Dispersão dos fluxos;
- Efeito pelicular e de proximidade nos condutores e no núcleo magnético;
- Efeito capacitivo entre as bobinas e entre as espiras de uma mesma bobina;
- Efeitos da variação de temperatura sobre os parâmetros elétricos dos condutores e dos isolantes, etc.

Do exposto anteriormente, percebe-se que para esta Tese, a proposta de se desenvolver um equipamento para medição o estado em que se encontra um transformador após a operação da proteção, foi uma tarefa que exigiu conhecimentos teóricos e um razoável domínio das habilidades práticas, necessários para a análise, projeto e a síntese de um protótipo como produto final.

1.3 - A IMPORTÂNCIA DA DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM TRANSFORMADORES

Muitos são os métodos de detecção e diagnóstico de falhas que foram desenvolvidos ao longo dos anos e que hoje se encontram distribuídos pela vasta literatura disponível nas mais diferentes áreas e sub-áreas da engenharia [9].

Existem inúmeras razões que justificam a preocupação com a detecção de falhas e quando possível com seu diagnóstico, por exemplo, em um sistema elétrico. Dentre esses, o mais importante e imediato diz respeito às condições de segurança dos técnicos responsáveis por manterem a pleno funcionamento esse sistema.

Nas redes elétricas urbanas de distribuição de energia, uma falta em um transformador pode provocar desde um funcionamento incorreto, porém imperceptível, até mesmo o desligamento do sistema elétrico de toda uma região alimentada por esse transformador. Como já foi dito, quando ocorre o desligamento esse, normalmente se faz pela operação da chave fusível que liga o enrolamento primário do transformador à rede elétrica alimentada em 13.800V. A título de ilustração, as estimativas da CEMIG – Centrais Elétricas de Minas Gerais - indicam que cerca de 5.600 transformadores ao ano são trocados ou substituídos devido às falhas. Em sua grande maioria, as falhas somente são confirmadas quando, após a tentativa de religar o transformador pela chave fusível, ocorre um novo desligamento. Sem que haja como prever, às vezes esse segundo desligamento ocorre simplesmente com a fusão dos elos fusíveis. E em outras vezes, esse segundo desligamento pode chegar a situações extremas, com prejuízos humanos drásticos, como por exemplo, nas situações em que

o transformador espalha óleo isolante aquecido sobre os técnicos executores da manutenção corretiva. Nesses casos os custos operacionais fogem ao controle previsto nas planilhas. Contudo, ainda que esses extremos sejam em menor número, são freqüentes as ocorrências de explosões, envolvendo as partes constituintes do cartucho que propicia a isolação e a rigidez mecânica necessárias ao elo fusível, atingindo os eletricitistas com fragmentos superaquecidos.

Para contornar esses problemas, foram desenvolvidos equipamentos e metodologias de detecção de falhas em transformadores com proteção operada. Tais procedimentos, por consumirem um tempo elevado, e em função do número de transformadores postos em operação pelas concessionárias do serviço público de distribuição de energia elétrica, se tornam inviáveis. A título de ilustração, cita-se a CEMIG, que no estado de Minas Gerais tem atualmente em operação cerca de 600.000 transformadores, sendo aproximadamente 450.000 monofásicos e 150.000 trifásicos. Dados obtidos junto às Concessionárias de Energia mostram que são realizados por ano cerca de 100.000 religamentos executados por técnicos de manutenção. Portanto, há de se considerar que qualquer redução no tempo despendido para essa operação já traz para a empresa um ganho financeiro considerável. Acredita-se, considerando o fato de não haver necessidade de desconexão do transformador da rede, que poderá ser obtida uma redução média de 50% no tempo necessário para testar o transformador e restabelecer o sistema. Em uma estimativa apenas para os transformadores de rede urbana, levando-se em conta que em média existem 33 consumidores conectados por transformador, obter-se-ia uma redução de cerca de 825.000 horas de interrupção por ano. E, o mais importante, acrescente-se a essa significativa redução de custos operacionais, a diminuição dos riscos de acidentes.

1.4 - EQUIPAMENTOS PATENTEADOS DESTINADOS A TESTES DE TRANSFORMADORES

A patente BR92072011 B1, depositada em 21/05/1992, intitulada “*TESTADOR DE TRANSFORMADOR*”, apresenta um aparelho portátil a ser utilizado por eletricitistas para detecção de possíveis defeitos em transformadores monofásicos e trifásicos instalados em postes, e que tiveram seu dispositivo de proteção atuado. Alimentado pela bateria automotiva do veículo responsável pelo atendimento da ocorrência, o aparelho possui um circuito oscilador que alimenta o transformador sob teste com uma tensão de 8V em corrente alternada, 60Hz, um galvanômetro para monitorar a tensão induzida no enrolamento de alta tensão e verificação de continuidade desse mesmo

enrolamento e um circuito de 15 kV em corrente contínua. para testar as condições de isolamento do transformador sob teste.

A patente US2002057091 A1, depositada em 16/05/2002, intitulada “*PORTABLE TESTING DEVICE FOR TESTING TEST-PIECES OPERATED AT HIGH VOLTAGES AND/OR HIGH CURRENTS*”, propõe um dispositivo portátil, automático, que é usado para testar peças que operam em alta tensão e/ou alta corrente, tais como transdutores de corrente ou tensão ou transformadores.

A patente US6445196 B1, depositada em 3/09/2002, intitulada “*TRANSFORMER TEST CONTROL DEVICE*”, se refere a um dispositivo portátil, capaz de fazer ensaio em um transformador, sem o retirar do poste e sem energizar o lado de alta tensão. Ele tem dois dispositivos conectados, um GFCI – *ground fault circuit interrupter* – que detecta a corrente elétrica que circula pelo condutor de terra e um multímetro para medições.

A patente US2004130329 A1, depositada em 8/07/2004, intitulada “*METHOD FOR TESTING A TRANSFORMER AND CORRESPONDING TEST DEVICE*”, se refere a um método, implementado em um dispositivo portátil, para fazer ensaios em um transformador. Esse processo consiste em aplicar sinais de tensão, com frequências diferentes, no transformador e medir seus parâmetros de saída. Desta forma, obtêm um modelo do transformador capaz de prever o seu funcionamento. O equipamento é utilizado principalmente para testar transformador de corrente.

O PCT WO2009071266 A1, depositado em 11/06/2009, intitulado como “*DEVICE FOR TESTING TRANSFORMERS*” apresenta um dispositivo para testar transformadores, que utiliza um conversor estático de frequência. O conversor estático de frequência possui várias saídas, as quais são conectadas em um filtro. O filtro também tem várias saídas que são conectadas a um transformador, e este é ligado ao transformador no qual serão realizados os testes.

Nesta Tese propõe-se um equipamento de utilização muito rápida, diminuindo-se, consideravelmente, o tempo gasto no atendimento das ocorrências. Outra vantagem é a simplicidade do manuseio do aparelho, não havendo a necessidade de um treinamento específico para operar o equipamento, pois, após conectá-lo ao transformador, basta apertar uma botoeira para que o aparelho faça todos os testes e indique a necessidade da troca ou não do transformador, ou seja, realiza um diagnóstico automático do transformador. Também não se pode deixar de citar a robustez do equipamento, já que ele tem formas de proteger todos os próprios circuitos eletro-eletrônicos que o compõem. Todas essas vantagens citadas irão diminuir os custos de manutenção do sistema elétrico das concessionárias de energia, já que o tempo para testar o transformador será reduzido consideravelmente e, além

disso, não haverá necessidade de gastos para treinamento dos operadores. Também aumentará a segurança do eletricitista, pois evitará a ocorrência de explosões dos transformadores e/ou da chave faça.

2 - DIAGNÓSTICO DE FALHAS

Neste capítulo estão descritos a origem, a importância e os principais conceitos de detecção de falhas em sistemas dinâmicos. Apresenta-se também uma visão geral dos métodos e respectivas ferramentas matemáticas e computacionais utilizados com maior frequência para detectar e diagnosticar faltas.

2.1 - CONCEPÇÃO DA DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALTAS

Em um primeiro momento do desenvolvimento da engenharia, a grande preocupação de um modo geral foi tornar o funcionamento dos equipamentos menos dependentes da ação humana. Para atender tais necessidades, muitas pesquisas e conseqüentemente muitos investimentos, foram realizados buscando-se desenvolver alternativas ou aperfeiçoamentos dos processos existentes e utilizados nas malhas de controle desses equipamentos. Com o passar do tempo, a idéia de controlar foi sendo substituída pelo conceito mais amplo de automatizar. Etimologicamente, o termo automatizar tem origem diretamente ligada aos autômatos, que no passado tiveram sua importância por favorecer e difundir os procedimentos da mecânica de precisão. Com o surgimento da máquina a vapor, a partir dos meados do século XIX, o conceito de autômatos foi ampliado, pois se tornou possível substituir e também multiplicar a força do operário. A partir dessa época o trabalho operário passou a conter cada vez menos execução direta e cada vez mais controle sobre a execução empreendida pela máquina. Com o fim da segunda grande guerra, técnicas do processamento eletrônico de dados foram transferidas do âmbito militar para o civil, e poucas décadas mais tarde, a eletrônica permitiu a construção de sistemas que substituem e ampliam não apenas o trabalho manual, mas também o intelectual, em grau cada vez mais amplo [10]. Assim, enquanto controlar constitui basicamente um processo em que as variáveis de saída participam em algum grau como variáveis de entrada, automatizar acrescenta a esse conceito, malhas de controle extras que visam manter as malhas principais de controle menos sensíveis a ação de variáveis que não pertencem ao processo.

Contudo, à medida que os sistemas se tornaram cada vez mais automatizados, houve uma necessidade crescente de dotá-los com capacidades para detectar e diagnosticar as faltas que podem ocorrer tanto nas malhas principais de controle, quanto nas malhas extras, responsáveis por estender o conceito de controle ao de automatização [11].

Para se ter um domínio cada vez maior do controle obtido pelos dispositivos que constituem a automatização de um sistema, foi e continua sendo necessário o conhecimento em níveis cada vez mais detalhados das variáveis e parâmetros que participam direta ou indiretamente no modo de ação desses dispositivos. Torna-se então imperativo a necessidade de se modelar matematicamente o comportamento dinâmico desses dispositivos. Essas modelagens são formuladas baseando-se nas expressões matemáticas das leis físicas que envolvem o comportamento dinâmico dos mesmos. No entanto, devido aos inúmeros fatores envolvidos, frequentemente, tal formulação matemática é feita por aproximações e simplificações do comportamento do sistema [12].

Ainda que aproximado ou apresentando algum grau de simplificação, uma vez obtido o modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico de um sistema, a modelagem de falhas, pode ser entendida como a variação de alguns parâmetros desse modelo matemático em função das alterações que aparecem no sistema físico mediante ocorrência de faltas.

2.2 - TERMINOLOGIA

Em sua dissertação de Mestrado sob o subtítulo de “CONCEITOS E DEFINIÇÕES”, Souza [13] reuniu com base na literatura existente, a terminologia frequentemente utilizada nas publicações científicas voltadas para as técnicas de detecção e diagnóstico de faltas.

Como para esta tese de doutorado se propôs o desenvolvimento de um equipamento para a detecção e diagnóstico de falhas em transformadores de distribuição, torna-se apropriado reportar às definições mais usuais para os termos falta e falha.

CHEN & PATTON [9] descrevem falta como um desvio além dos limites permitidos pelas especificações para o funcionamento de um sistema. E esses mesmos autores definem falha como sendo uma interrupção permanente de um sistema habilitado para desempenhar uma função requerida sob condições de

operação específicas. Para Souza [13] a conclusão, *ipsis verbis*, é que falha é uma falta, porém nem toda falta é uma falha, visto que uma falta para ser classificada como falha, deve levar o sistema ao desligamento. Na Figura 2.1 é reproduzida pictograficamente esta conceituação desenvolvida por Souza [13].

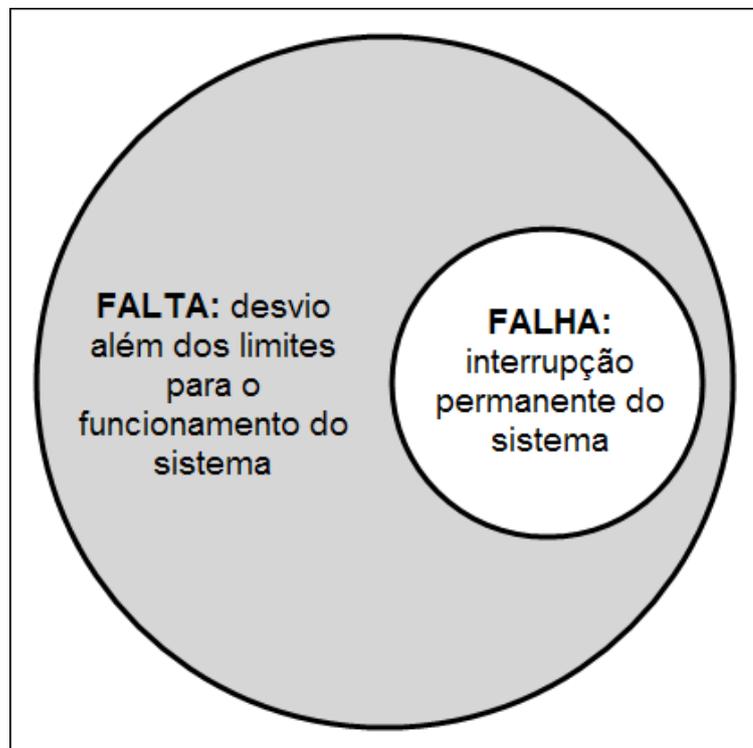


Figura 2.1 - Representação pictográfica do conceito de falha como subconjunto de falta.

2.3 - METODOLOGIAS DE DETECÇÃO DE FALHAS PARA O USO EM TRANSFORMADORES

Quando ocorre uma falha no sistema de distribuição de energia elétrica, existem equipamentos específicos de proteção que atuam interrompendo o fluxo de energia elétrica. Em seguida entram em ação os técnicos e/ou eletricitas da empresa responsável pelo fornecimento de energia elétrica para restabelecer o sistema. Caso ocorra alguma falha interna nos transformadores, sendo causa ou consequência do fenômeno que deu origem à atuação dos equipamentos de proteção, essas não serão visíveis ao olho humano e nem mesmo fáceis de serem detectadas ou avaliadas.

Na literatura científica, existem diversas metodologias empregadas para a detecção e diagnósticos de faltas e falhas nos mais variados tipos de equipamentos e sistemas sejam eles elétricos ou de outra natureza. Contudo, o que se observa é que

as metodologias que mais vem merecendo a atenção dos pesquisadores são aquelas que fazem uso de algum tipo de Inteligência Computacional.

A Inteligência Computacional se traduz como esforços no sentido de aumentar e flexibilizar a capacidade operacional de hardwares, dedicados ou não, buscando ainda que sob certas limitações, desenvolver condições para que determinados softwares apresentem algumas das capacidades humanas, tais como percepção, reconhecimento de padrões, aprendizagem, generalização, aproximação classificação, raciocínio e conhecimento [14].

Algumas das alternativas de metodologias baseadas em Inteligência Computacional estão apresentadas e brevemente descritas na relação a seguir:

- **Redes Neurais Artificiais - RNA:** São modelos computacionais que emulam a estrutura e o funcionamento do cérebro humano. Através de um conjunto de elementos de processamento muito simples (atuando como neurônios), altamente conectados e processando em paralelo, são capazes de reconhecer e classificar padrões e formas físicas. Algumas das características das RNAs são: aprendizado através de exemplos, adaptabilidade, capacidade de generalização, tolerância a falhas e rápida implementação.
- **Lógica Nebulosa:** São modelos computacionais que implementam o raciocínio vago e impreciso do ser humano no tratamento das incertezas. Adota uma escala contínua de valores entre 0 e 1 para simular os diferentes graus de certeza entre os níveis baixo e alto da Lógica Binária. A utilização de lógica nebulosa melhora, por exemplo, o tratamento das imprecisões inerentes aos sensores existentes em uma malha de controle. Como faz uso de uma linguagem de imprecisões próxima à do ser humano, a incorporação dos conhecimentos práticos das pessoas às especificações das regras e ações de controle se torna mais fácil.
- **Computação Evolucionária através de Algoritmos Genéticos:** São modelos que fazem uso dos princípios da Seleção e da Evolução Natural das Espécies, introduzido por Charles Darwin. Segundo este paradigma, a melhor solução para um problema, dentro de um espaço de soluções candidatas, é aquela que se apresenta mais apta a se destacar e se aperfeiçoar a cada nova geração;
- **Sistemas Híbridos,** caracterizados pela utilização de duas ou mais dessas metodologias.

2.3.1 - METODOLOGIA PROPOSTA PARA A DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM TRANSFORMADORES

Construiu-se um equipamento capaz de auxiliar engenheiros, técnicos e

eletricistas na detecção e classificação de falhas em transformadores.

Como característica principal desta proposta, trata-se o problema “diagnóstico de falhas em transformadores” como um problema de classificação de padrões. Os sinais correspondentes às tensões utilizadas para excitar o transformador e respectivos sinais de respostas, são coletados, condicionados, filtrados e convertidos de analógico para digital. E após processamentos matemático e estatístico, são gerados os padrões que são usados como sinais de entrada para o sistema de classificação. À saída do sistema de classificação encontra-se a mensagem que informará se o transformador pode ou não ser religado. Na figura 2.2 é apresentado por diagrama de blocos o sistema de diagnóstico de falhas.

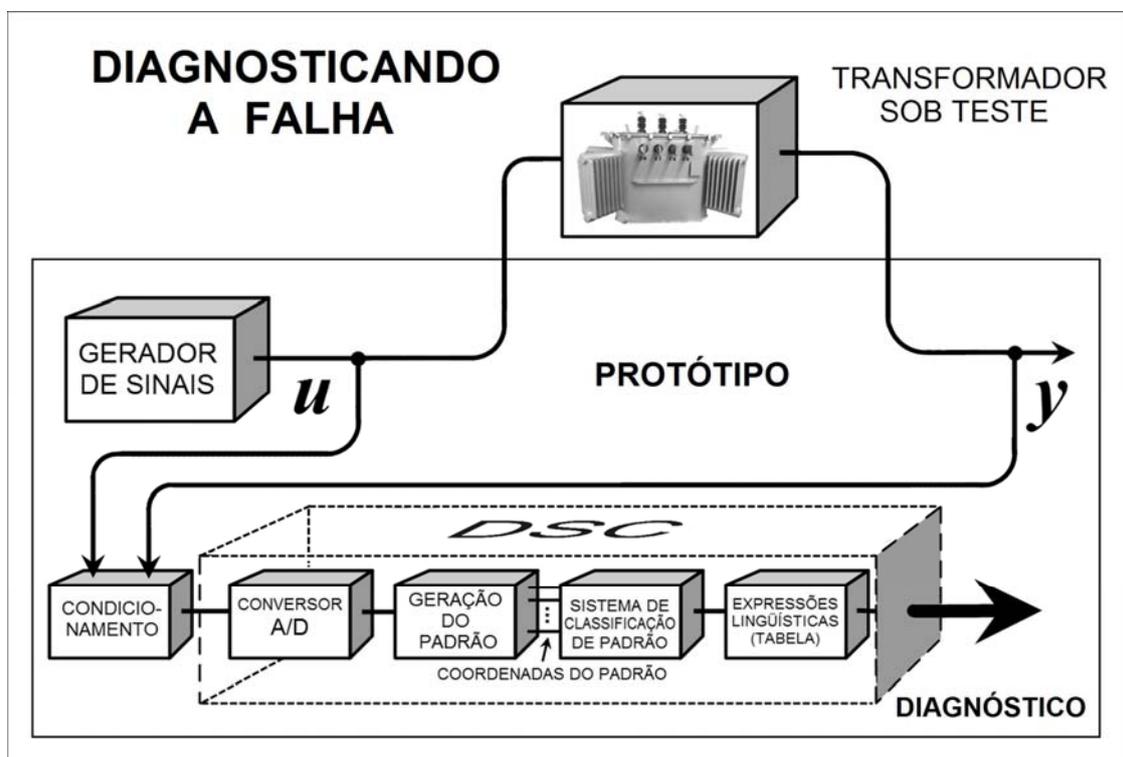


Figura 2.2 - Diagrama de blocos do sistema de diagnóstico de falhas.

A idéia básica desta abordagem pode ser compreendida com auxílio da figura 2.3. Para permitir uma visualização em duas dimensões, suponha um equipamento ao qual se pode associar um padrão de duas coordenadas para obter informação do seu funcionamento. Considere as coordenadas $x_{p1}(t)$ e $x_{p2}(t)$ que podem ser, por exemplo, as entradas de corrente e tensão em um circuito elétrico. Estas coordenadas definem o espaço caracterizado pelo par ordenado $[x_{p1}(t), x_{p2}(t)]$. Para este equipamento, considere três situações de operação (classes): NORMAL; FALHA TIPO 1 E FALHA TIPO 2. Estas situações são separadas pelas fronteiras evidenciadas na figura 2.3.

Considere que a fronteira de classificação, obtida por um algoritmo qualquer de classificação de padrões, é usada para detectar e diagnosticar as falhas. Com base nas fronteiras de separação e de classificação, pode-se ilustrar os índices que permitem avaliar a qualidade de um sistema de detecção e diagnóstico de falhas, a saber: alarme falso; falha detectada e diagnosticada corretamente; detecção da falha, porém com diagnóstico incorreto; não detecção da falha.

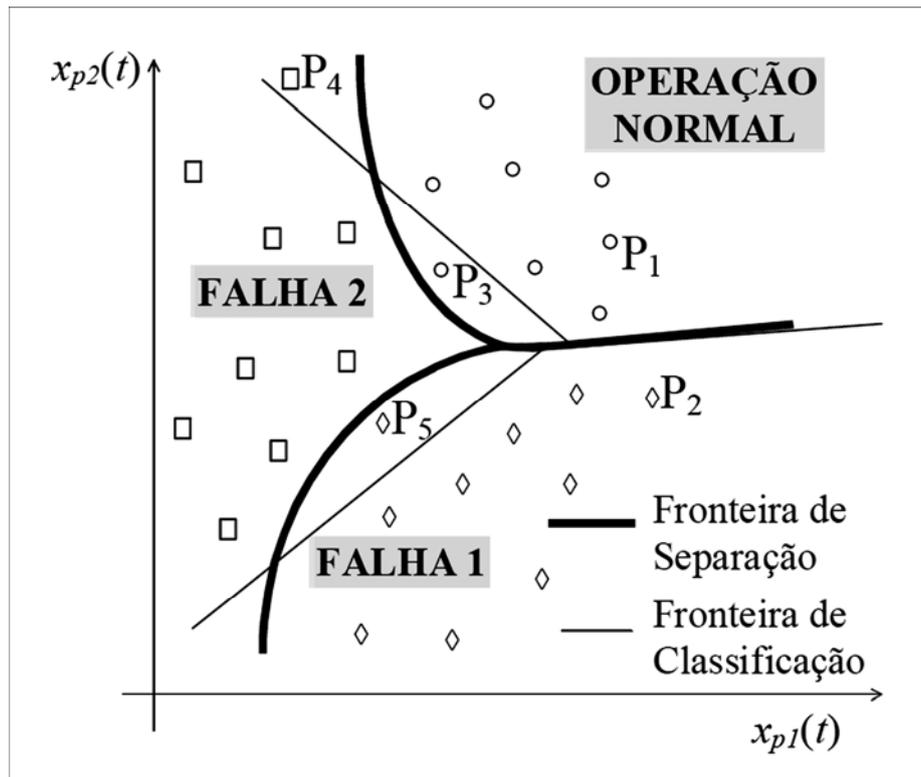


Figura 2.3 - Ilustração de Classificação de Falhas.

Para analisar graficamente estas situações suponha que a situação inicial seja a de operação normal do equipamento, caracterizada pelo par $[x_{op1}(t), x_{op2}(t)]$ representado pelo ponto P_1 .

Considere as seguintes situações:

- Operação do equipamento no ponto P_2 : o ponto P_2 pertence à região, definida pela fronteira de separação, correspondente à operação com falha tipo 1. A classificação deste ponto baseada na fronteira de classificação também é de operação com falha tipo 1. Portanto, para a situação caracterizada pelo ponto P_2 a falha é detectada e diagnosticada corretamente;

- O ponto P3, baseado na fronteira de classificação, é classificado como falha tipo 2, mas corresponde ao funcionamento em condição normal, caracterizando um alarme falso;
- O ponto P5 é classificado como operação falha tipo 2. Como este ponto corresponde à situação de operação com falha tipo 1, neste caso a falha é detectada, mas diagnosticada incorretamente;
- O ponto P4 representa uma não detecção da falha.

Da observação cuidadosa da figura 2.3, observa-se que, quanto mais próximo a fronteira de classificação estiver da fronteira de separação real, melhor será o sistema de detecção e diagnóstico das falhas.

O diagrama de blocos da figura 2.2 mostra a necessidade de se construir um hardware que aplique ao transformador determinados sinais, cujas formas de onda são previamente estabelecidas a partir de um estudo efetuado sobre o modelo matemático do transformador. Nessa figura, observa-se ainda que esses sinais têm origem no bloco “Gerador de Sinais”. Para esta tese, esse gerador de sinais é um inversor trifásico, cujas formas de ondas podem ser ajustadas e varridas em amplitude e frequência, a partir de uma modulação por largura de pulso pré-programada em software.

O inversor trifásico é alimentado por um barramento de 300 volts em corrente contínua. Para que os valores médios das tensões alternadas de saída sejam nulos, é necessário algum tipo de sensoramento que realmente o DSC com informações que garante uma modulação por largura de pulso com ajuste contínuo do índice de modulação. Porém, como existe interação entre os funcionamentos do inversor e do transformador sob teste, uma malha de controle que visasse à manutenção dos valores médios nulos para as tensões, acabaria por interferir no diagnóstico, falseando os resultados dos testes.

Até mesmo para transformadores novos, são toleradas algumas discrepâncias entre os valores dos parâmetros elétricos medidos tanto para as bobinas que compõem o enrolamento primário, quanto para as que compõem o enrolamento secundário. Desse modo, mesmo os transformadores novos quando energizados por fontes de tensão trifásicas totalmente equilibradas, em amplitude e fase, apresentam um pequeno desbalanceamento das correntes que lhe são injetadas. Esses desequilíbrios, ainda que mínimos, dão origem à circulação de pequenas correntes de seqüências negativa e zero, caso haja a conexão dos neutros. Diante de tais fatos, algumas compensações matemáticas que se mostraram necessárias foram implementadas por software.

2.4 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Baseado nas considerações apresentadas neste capítulo e nos objetivos deste projeto de tese as seguintes ações foram levadas a termo:

- I. Determinação de um conjunto de dados referentes à características de transformadores com falha e de transformadores sem falha. Esse conjunto de dados foi obtido com a realização em laboratório e em pátios/depósitos de ensaios em transformadores novos e falhados quando estavam em operação;
- II. Desenvolvimento de uma modelagem matemática para o transformador monofásico que pode ser estendida aos transformadores trifásicos pelas similaridades inerentes aos fenômenos eletromagnéticos comuns a ambos;
- III. Determinação de uma metodologia de diagnóstico de falha de transformadores;
- IV. Desenvolvimento do protótipo do detector de falhas em transformadores.

Os procedimentos adotados para se alcançar o exposto nas ações descritas anteriormente envolveram ciclos de estudos teóricos e, principalmente, estudos experimentais na seqüência apresentada a seguir:

- 1) Levantamento do "estado da arte". Consistiu em se realizar uma ampla pesquisa bibliográfica junto aos órgãos e fóruns técnico-científicos, que permitiu conhecer e delimitar o estado atual das pesquisas referentes ao diagnóstico de falhas em transformadores. As fontes básicas de referências utilizadas foram: periódicos nacionais e internacionais, documentos dos "*task forces*" e "*workgroups*" de organizações internacionais (notadamente o IEEE), bem como os resumos (*abstracts*) disponíveis nas páginas dos bancos de patentes na internet;
- 2) Estudos experimentais para determinação de características de transformadores. Foram realizados diversos ensaios em um lote de transformadores com e sem falha buscando-se conhecer suas características elétricas de condutibilidade e de isolamento. A partir dos resultados destes testes criou-se bancos de dados para transformadores monofásicos e trifásico;
- 3) Estudo teórico para determinação da metodologia de menor custo computacional para o diagnóstico de falha de transformadores.
- 4) Projeto, especificação e desenvolvimento de protótipo para a detecção e o diagnóstico de falhas em transformadores.

2.5 – CONCLUSÃO

Apresentou-se neste capítulo uma visão geral dos métodos e respectivas ferramentas matemáticas e computacionais utilizados com maior frequência para detectar e diagnosticar falhas. Com tal apresentação, mostrou-se a origem, a importância e os principais conceitos de detecção de falhas em sistemas dinâmicos. Encerrando, foram enumeradas as diversas etapas que culminaram com o projeto e o desenvolvimento de um protótipo, para o qual já se encontra protocolados o requerimento de patente.

3 – O TRANSFORMADOR

3.1 ASPECTOS HISTÓRICOS

O princípio da indução eletromagnética, base para descrever o funcionamento dos transformadores, foi demonstrado por Michel Faraday em 1831. Sete anos mais tarde, Joseph Henry demonstrou ser possível “obter” altas correntes elétricas a partir de altas tensões [15]. Esta demonstração consistiu efetivamente na construção de um transformador abaixador que Henry chamou de “trocador de tensão”. Contudo, este provável transformador, criado por Henry, era usado apenas para experimentos em laboratório.

Em 1882 Goulard e Gibbs requereram na Inglaterra a patente para um equipamento capaz de isolar galvanicamente os consumidores de baixa tensão, além de reduzir as altas tensões das linhas de transmissão da energia elétrica para níveis seguros para tais consumidores. Historicamente, esta é considerada a primeira patente requerida para o transformador [16]. Contudo os enrolamentos primários destes transformadores eram ligados em série, o que causava uma regulação de tensão insatisfatória para os consumidores conectados aos enrolamentos secundários.

Em 1885, três húngaros, Zypernowsky, Beri e Blathy demonstraram a viabilidade e as vantagens da conexão em paralelo dos enrolamentos primários dos transformadores de Goulard e Gibbs [17].

Ainda em 1885, George Westinghouse Jr. comprou os direitos da patente inglesa de Goulard e Gibbs e encarregou William Stanley para a tarefa de estudar e reconstruir em terra americana os equipamentos daqueles inventores. Stanley iniciou os trabalhos para o desenvolvimento do primeiro protótipo. Naquele momento nos Estados Unidos, o protótipo foi denominado transformador de corrente alternada. Um ano mais tarde, em 21 de setembro de 1886, Stanley requereu para si, sob o número 349.611 a patente de suas bobinas de indução. A inovação proposta por esta invenção era a possibilidade de se ajustar a tensão de saída a partir da variação da relutância magnética do núcleo sobre o qual as bobinas encontravam-se enroladas. A figura 3.1 mostra algumas ilustrações desta patente requerida por Stanley. Em 1893, a General

Como um dispositivo eletromagnético de transferência de energia, seu princípio de funcionamento é relativamente simples. Porém quando em operação, fenômenos dos mais variados graus de complexidade ocorrem simultaneamente à transferência da energia elétrica [18]. São fenômenos, cujas origens estão nos domínios dos processos térmicos e eletro-térmicos, químicos e eletro-químicos, termo-químicos e termo-físicos, enfim incontáveis processos secundários, porém inerentes e presentes durante o funcionamento do transformador. Uma modelagem matemática para o transformador, que levasse em consideração todos os fenômenos químicos e físicos que ocorrem durante sua operação, certamente esbarraria no fator tempo para apuração de um índice que o qualificasse para permanecer ou não em funcionamento. Contudo, mesmo com essas limitações para o desenvolvimento de um modelo matemático mais completo, as empresas que trabalham com a comercialização da energia elétrica, se viram obrigadas a desenvolver programas de manutenção preditiva, preventiva e até mesmo corretiva de seus transformadores. Esses programas de manutenção, além de considerarem os fenômenos relacionados aos princípios eletromagnéticos e físico-químicos modeláveis, são, com frequência, baseados também no conhecimento adquirido a partir da compilação de dados obtidos de observações de cunho prático [19, 20, 21].

Os transformadores existentes nos sistemas de energia elétrica são construídos segundo normas que se aplicam aos níveis de tensão e potência onde os mesmos serão postos em operação. Contudo, em termos gerais, um transformador é constituído de um recipiente estanque (carcaça), onde se encontram alojados o núcleo, envolvendo ou envolvido pelos enrolamentos primários e secundários (em alguns casos os terciários), o dielétrico que mantém a isolação entre esses enrolamentos e as buchas isoladoras utilizadas para conectar o transformador ao circuito. Conclui-se dessa descrição, ainda que resumida, que existe uma gama muito ampla de componentes que podem levar o transformador a apresentar algum tipo de falha. A partir dessa descrição abreviada dos aspectos construtivos de um transformador, é possível listar algumas das falhas passíveis de ocorrerem [22, 23]:

- Interrupção física dos enrolamentos;
- Curto-circuito entre enrolamentos;
- Curto-circuito entre bobinas de um mesmo enrolamento;
- Curto-circuito entre um ou ambos os enrolamentos e a carcaça;
- Diminuição da rigidez dielétrica do isolante;
- Diminuição da rigidez dielétrica das buchas;
- Redução do volume do fluido isolante;

- Envelhecimento precoce do isolante dos condutores que constituem os enrolamentos;
- Redução da eficiência mediante aumento da temperatura de trabalho;
- Estresse elétrico devido à sobre-tensões oriundas da ressonância entre as capacitâncias parasitas ou não, existentes nas linhas alimentadoras ou consumidoras, e as indutâncias dos enrolamentos;
- Sobre-aquecimento como consequência da circulação de correntes harmônicas;
- Fadiga dos elementos de fixação e sustentação mecânica devido a vibração do núcleo quando submetido ao campo magnético alternado que surge com a circulação da corrente alternada;
- Ferroresonância quando o transformador é levado a operar próximo da região não linear de magnetização, em linhas onde existem capacitâncias lineares;
- Aumento da pressão interna, e, por conseguinte explosão, por falha de válvulas que deveriam operar nessas situações;
- Corrosão química das partes metálicas, etc.

Por outro lado, quando em operação, um transformador pode ser submetido a tensões e à circulação de correntes primárias e/ou secundárias, desequilibradas, distorcidas, moduladas, enfim a condições de operação que não estão em conformidade com as especificações de carga para as quais ele foi projetado. Ora, existirão falhas que serão consequências dessa utilização não conforme, mas também existirão não conformidades que serão consequências de um ou outro tipo de falha. Portanto, ainda que sejam simples e robustos, os transformadores se mostram elementos de circuitos que têm influência crítica e direta na qualidade do produto energia elétrica.

3.3 - DESENVOLVIMENTO DE UM MODELO MATEMÁTICO PARA O TRANSFORMADOR

De um modo geral, encontram-se na literatura técnica e especializada inúmeros estudos analíticos que, por algum motivo ou para atender alguma necessidade, propõem e justificam as modelagens matemáticas apresentadas para o transformador, seja ele monofásico ou polifásico [24, 25, 26]. Contudo, o que se observa é que tais estudos se aplicam ao transformador sem falhas, em condições normais de operação, energizado por um sistema elétrico equilibrado e alimentando cargas balanceadas. Diante destes fatos o que se faz normalmente é reduzir o

transformador polifásico à associação de transformadores monofásicos trabalhando sob condições semelhantes. Como consequência imediata desta simplificação, apenas uma indutância mútua, por fase precisa ser considerada.

Deste modo, a obtenção do circuito T equivalente do transformador é imediata e todos os cálculos necessários apresentam um baixíssimo “custo computacional”. A figura 3.2 mostra o circuito de um transformador ideal monofásico e o circuito T equivalente.

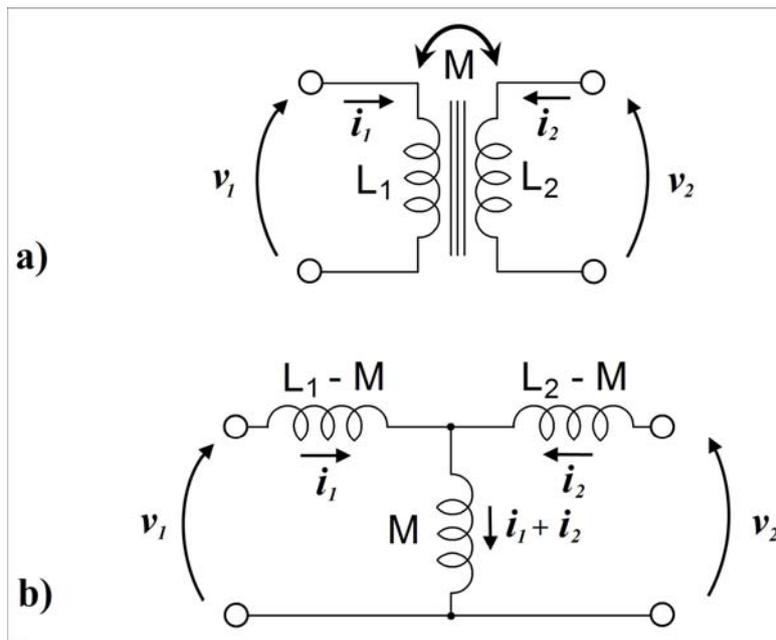


Figura 3.2 – a) Circuito de um transformador ideal monofásico; b) Circuito T equivalente.

Sendo:

L_1 – indutância própria do enrolamento primário;

L_2 – indutância própria do enrolamento secundário;

M - indutância mútua entre os enrolamentos primário e secundário;

Para o circuito equivalente do transformador monofásico ideal, mostrado nas figuras 3.2-a e 3.2-b, tem-se:

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (3.1)$$

$$v_2 = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (3.2)$$

Quando o objeto de estudo é o transformador monofásico, o circuito T equivalente é o suficiente e atende consideravelmente às análises ao se estudar o comportamento deste transformador em um determinado circuito, esteja, ou não, esse circuito em condições normais de operação.

Pela análise da figura 3.2, observa-se que o circuito T equivalente, permite estudar o transformador monofásico, ideal, a partir da associação de três indutâncias não acopladas entre si magneticamente.

3.3.1 - DEFINIÇÃO DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO

Para o transformador mostrado na figura 3.2 a energia armazenada no campo magnético do par de indutores acoplados pode ser calculada como a seguir:

$$w = \int (v_1 i_1 + v_2 i_2) dt \quad (3.3)$$

Que em termos fasoriais leva a:

$$W = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_1 & I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Visto que o transformador real é um elemento passivo de circuito, esta energia armazenada deve ser positiva, ou seja, o determinante da matriz de indutância deve ser positivo. Para que isto ocorra é necessário que:

$$M^2 < L_1 L_2 \quad (3.5)$$

Portanto, define-se “coeficiente de acoplamento”, **k** para os transformadores reais como sendo:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.6)$$

3.3.2 – CONSIDERAÇÕES SOBRE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS

A obtenção de transformadores polifásicos pela associação de transformadores monofásicos não acoplados entre si magneticamente, leva à associação de modelos monofásicos T equivalentes sem qualquer tipo de acoplamento magnético. Para o estudo do fluxo de potência em sistemas elétricos, equilibrados e balanceados esta simplificação é bastante razoável e aceitável. Contudo, para os transformadores polifásicos, um modelo mais elaborado deveria considerar todas as indutâncias

próprias e mútuas possíveis [27]. Desse modo, para o transformador trifásico, ideal, por exemplo, deveriam ser consideradas seis indutâncias próprias e 30 indutâncias mútuas.

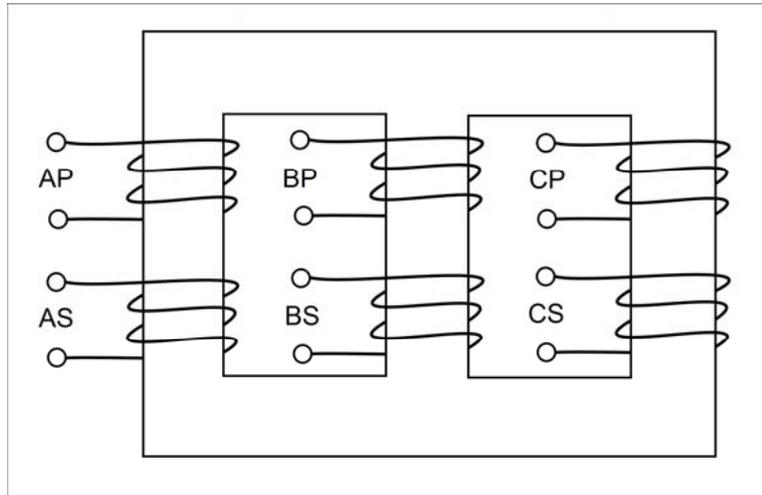


Figura 3.3 Transformador trifásico, de núcleo envolvido.

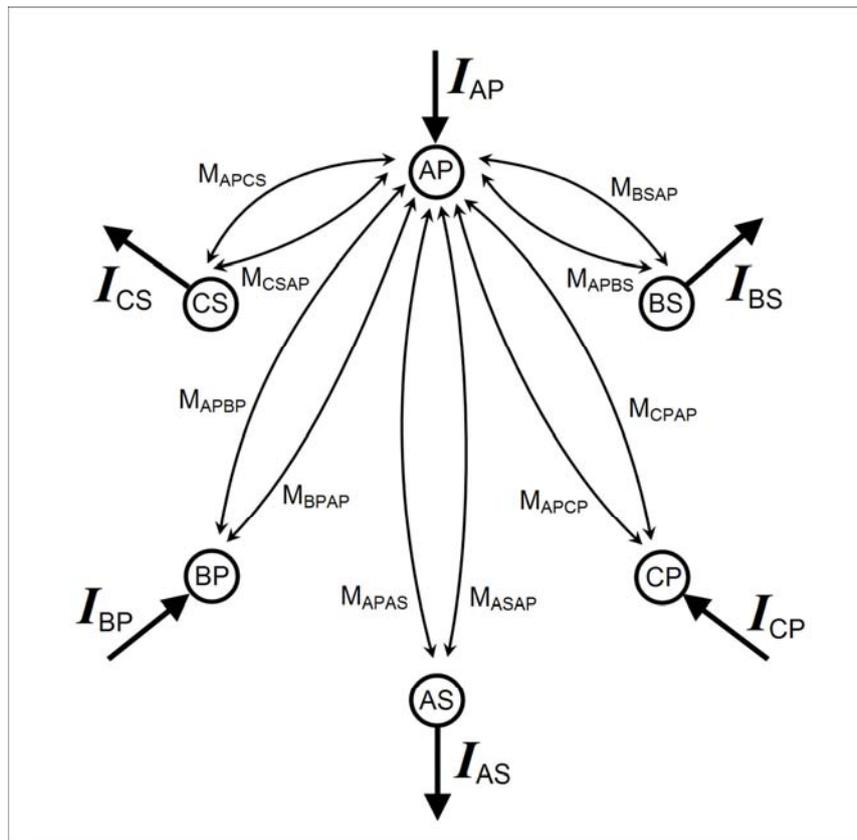


Figura 3.4 – Seções dos condutores do transformador trifásico e as indutâncias mútuas relativas à fase A

A figura 3.3 mostra um transformador trifásico, de núcleo envolvido e na figura 3.4 mostra-se as seções dos condutores deste transformador trifásico, espacial e

geometricamente distribuídos. O objetivo destas figuras é mostrar as indutâncias mútuas existentes no transformador trifásico, tomando como referência a fase A.

Para esse transformador trifásico, tendo como referências as figuras 3.3 e 3.4 é necessário encontrar as correntes que validam a equação 3.7. Quando o transformador encontra-se em perfeitas condições de uso, a matriz de impedâncias é simétrica e, portanto, para seu preenchimento é necessário medir apenas seis indutâncias próprias e quinze indutâncias mútuas. Porém, para um transformador que tenha apresentado alguma falha de operação, o preenchimento desta matriz é algo mais trabalhoso.

$$\begin{bmatrix} V_{AP} \\ V_{BP} \\ V_{CP} \\ V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{1A} & j\omega M_{APBP} & j\omega M_{APCP} & j\omega M_{APAS} & j\omega M_{APBS} & j\omega M_{APCS} \\ j\omega M_{BPAP} & Z_{1B} & j\omega M_{BPAP} & j\omega M_{BPAS} & j\omega M_{BPBS} & j\omega M_{BPBS} \\ j\omega M_{CPAP} & j\omega M_{CPBP} & Z_{1C} & j\omega M_{CPASA} & j\omega M_{CPBS} & j\omega M_{CPCS} \\ j\omega M_{ASAP} & j\omega M_{ASBP} & j\omega M_{ASCP} & Z_{2A} & j\omega M_{ASBS} & j\omega M_{ASCS} \\ j\omega M_{BSAP} & j\omega M_{BSBP} & j\omega M_{BSCP} & j\omega M_{BSAS} & Z_{2B} & j\omega M_{BSCS} \\ j\omega M_{CSAP} & j\omega M_{CSBP} & j\omega M_{CSCP} & j\omega M_{CSAS} & j\omega M_{CSBS} & Z_{2C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{AP} \\ I_{BP} \\ I_{CP} \\ I_{AS} \\ I_{BS} \\ I_{CS} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Onde:

$$Z_{1A} = R_{1A} + j\omega L_{AP}$$

$$Z_{1B} = R_{1B} + j\omega L_{BP}$$

$$Z_{1C} = R_{1C} + j\omega L_{CP}$$

$$Z_{2A} = R_{2A} + j\omega L_{AS}$$

$$Z_{2B} = R_{2B} + j\omega L_{BS}$$

$$Z_{2C} = R_{2C} + j\omega L_{CS}$$

Sendo:

R_{1A} , R_{1B} e R_{1C} – respectivamente as resistências dos enrolamentos primários AP, BP e CP;

L_{AP} , L_{BP} e L_{CP} – respectivamente as indutâncias próprias dos enrolamentos primários AP, BP e CP;

M_{APBP} - indutância mútua do enrolamento AP em relação ao enrolamento BP;

M_{APCP} - indutância mútua do enrolamento AP em relação ao enrolamento CP;

M_{APAS} - indutância mútua do enrolamento AP em relação ao enrolamento AS;

Este teste consiste em aplicar uma tensão v_1 à bobina primária do transformador e medir o valor da tensão v_2 . Conhecendo-se v_1 e v_2 , calcula-se o valor da relação de transformação, ($N = v_1 / v_2$). Estando o valor desta relação N próximo ao valor da razão que existe entre as tensões primária e secundária nominais, entende-se que o transformador encontra em condições de ser religado. Contudo, há de se relatar algumas imprecisões e alguns inconvenientes deste procedimento, tais como:

- O valor da razão que existe entre as tensões primária e secundária nominais é diferente da relação de transformação N , porque quando sob carga nominal, existem as quedas de tensão inerentes às impedâncias primária e secundária do transformador;
- Existe a necessidade da desconexão dos enrolamentos primário e secundário do transformador;
- O equipamento utilizado para aplicar a tensão v_1 consiste na verdade de um pequeno alternador de acionamento manual, cabendo ao electricista observar além dos parâmetros sob medida, a manutenção de uma velocidade de acionamento o mais constante possível, de modo a garantir uma frequência mais ou menos fixa de 60 Hz para a tensão v_1 ;
- A potência disponível por esse alternador de acionamento manual é pequena e insuficiente para ensaios que demandem maior corrente;
- Estando a vazio, a corrente que circula pelo enrolamento sob teste é bastante distorcida e rica em harmônicos;
- No ensaio de transformadores trifásicos, o que se faz é o equivalente a testar três transformadores monofásicos, porém não simultaneamente. Neste caso, é inerente, ao procedimento que as indutâncias mútuas entre fases não são consideradas;
- Dependendo da potência do transformador, a capacitância parasita existente entre os enrolamentos primário e secundário pode influenciar no resultado do teste.

Como dito anteriormente, a metodologia proposta nesta Tese prevê analisar o estado em que se encontra o transformador, cuja proteção tenha atuado, a partir da relação entre as correntes que circulam nos enrolamentos primário e secundário. Para tanto, são necessários, curto circuitar o enrolamento secundário e aplicar uma tensão ao enrolamento primário. A seguir, será desenvolvida uma modelagem matemática

para um transformador monofásico, curto-circuitado por um condutor elétrico de resistência conhecida. Em paralelo com este condutor, continuará conectada a carga, que era alimentada pelo transformador antes da falha. O objetivo desta modelagem é mostrar a viabilidade da metodologia proposta e ainda a influência que a carga pode ocasionar sobre o ensaio.

A Figura 3.6 mostra circuito equivalente do transformador real monofásico, frequentemente encontrado na literatura científica e técnica especializada. Os valores das resistências e das indutâncias para o modelo desta figura são obtidos a partir dos ensaios que se convencionou denominar de “à vazio” e “em curto” do transformador [28, 29].

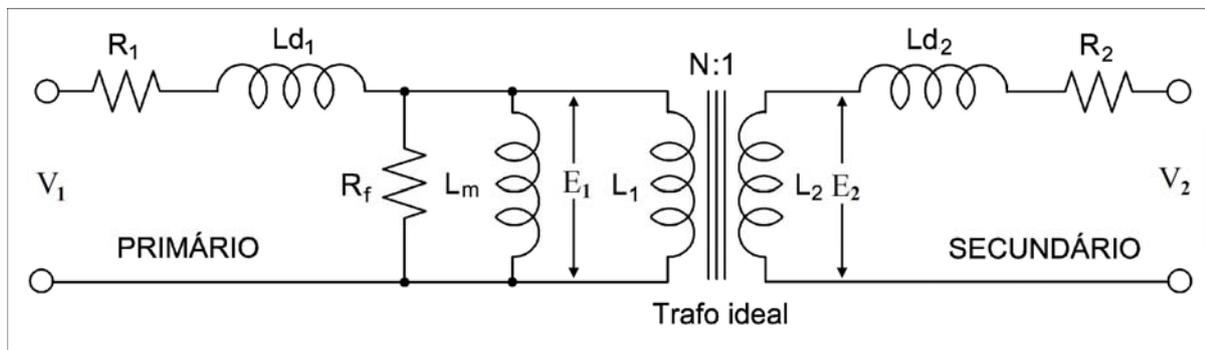


Figura 3.6 Circuito equivalente do transformador real monofásico.

No circuito equivalente do transformador mostrado na figura 3.6 tem-se:

- R_1 - Resistência elétrica do enrolamento primário;
- L_{d1} - Indutância de dispersão do enrolamento primário;
- R_2 - Resistência elétrica do enrolamento secundário;
- L_{d2} - Indutância de dispersão do enrolamento secundário;
- R_f - Resistência elétrica fictícia que representa as perdas devido à histerese e às correntes parasitas no núcleo ferromagnético;
- L_m - Indutância de magnetização;
- N - Relação de espiras entre os enrolamentos primário e secundário.

A figura 3.7 mostra o circuito elétrico equivalente para um transformador sendo energizado pelo enrolamento primário com uma tensão senoidal de valor eficaz V_1 e com o secundário curto circuitado por um condutor de resistência elétrica R_{cc} em paralelo com a impedância de carga que é composta pela resistência R_{cp} em série com a indutância de carga L_{cp} .

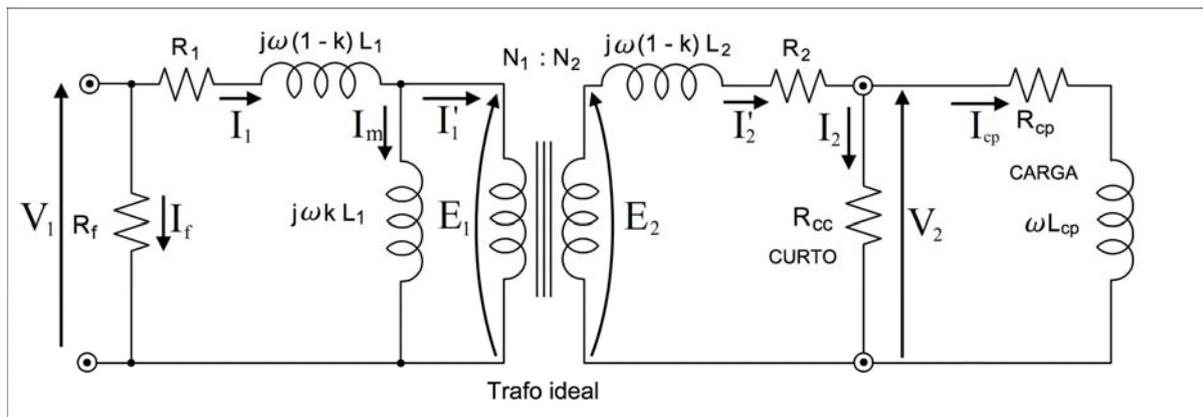


Figura 3.7 - Circuito elétrico equivalente utilizado para a modelagem matemática do transformador sob ensaio segundo a metodologia proposta nesta Tese.

No circuito equivalente do transformador mostrado na figura 3.7 tem-se:

R_1 - Resistência elétrica do enrolamento primário;

$J\omega (1-k) L_1$ - Indutância de dispersão do enrolamento primário;

K - Coeficiente de acoplamento;

R_2 - Resistência elétrica do enrolamento secundário;

$J\omega (1-k) L_2$ - Indutância de dispersão do enrolamento secundário;

$J\omega k L_1$ - Indutância de magnetização;

N_1 - Número de espiras do enrolamento primário.

N_2 - Número de espiras do enrolamento secundário.

R_{cc} - Resistência elétrica do condutor utilizado para curto circuitar o enrolamento secundário;

R_{cp} - Resistência elétrica equivalente da carga conectada aos terminais do enrolamento secundário.

L_{cp} - indutância equivalente da carga conectada aos terminais do enrolamento secundário.

R_f - Resistência elétrica fictícia que representa as perdas devido à histerese e às correntes parasitas no núcleo ferromagnético;

No circuito equivalente do transformador da figura 3.7 observam-se algumas alterações em relação ao circuito mostrado na figura 3.6. Tais modificações podem ser assim justificadas:

- Por dissipar apenas cerca de 1 % da potência ativa dos transformadores de distribuição [24, 25, 26, 27] a resistência fictícia R_f , referente às perdas por

histerese e por correntes elétricas parasitas no núcleo ferromagnético, foi deslocada para a entrada do circuito equivalente.

- A indutância de magnetização, L_m está representada por $k.L_1$, pois quando a vazão a indutância “vista” através dos terminais do enrolamento primário é:

$$L_1 = (1 - k)L_1 + kL_1 \quad (3.8)$$

- A indutância de dispersão L_{d1} foi substituída por $(1 - k).L_1$, de tal modo que quando k tender a 1 (acoplamento máximo) o transformador real aproxima-se do transformador ideal. A mesma consideração é válida para a indutância de dispersão L_{d2} .

A modelagem matemática será obtida levando-se em conta o regime senoidal. Portanto serão considerados os valores eficazes dos fasores de corrente e tensão.

Para o enrolamento primário:

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega (1 - k)L_1 I_1 + j\omega kL_1 (I_1 - I_1')$$

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 - j\omega kL_1 I_1' \quad (3.9)$$

Como:

$$\frac{I_1'}{I_2'} = \frac{N_2}{N_1} \Rightarrow I_1' = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2' \quad (3.10)$$

Pode-se escrever:

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 - j\omega kL_1 \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2'$$

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1) I_1 - j\omega M I_2' \quad (3.11)$$

Para o enrolamento secundário:

$$E_2 = R_2 I_2' + j\omega (1 - k)L_2 I_2' + V_2 \quad (3.12)$$

Como:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1} \Rightarrow E_2 = \frac{N_2}{N_1} E_1 \quad (3.13)$$

Pode-se escrever:

$$E_2 = \frac{N_2}{N_1} j\omega k L_1 (I_1 - I_1')$$

$$E_2 = \frac{N_2}{N_1} j\omega k L_1 \left(I_1 - \frac{N_2}{N_1} I_2' \right)$$

$$E_2 = \frac{N_2}{N_1} j\omega k L_1 I_1 - \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 j\omega k L_1 I_2'$$

$$E_2 = j\omega M I_1 - j\omega k L_2 I_2' \quad (3.14)$$

Portanto, igualando-se as equações 3.12 e 3.14:

$$j\omega M I_1 - j\omega k L_2 I_2' = R_2 I_2' + j\omega (1-k) L_2 I_2' + V_2$$

$$V_2 = j\omega M I_1 - (R_2 + j\omega L_2) I_2' \quad (3.15)$$

Matricialmente:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 & -j\omega M \\ j\omega M & -R_2 - j\omega L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2' \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Obtendo-se para a corrente primária:

$$I_1 = \frac{-V_1 (R_2 + j\omega L_2) + j\omega M V_2}{L_1 L_2 \omega^2 - M^2 \omega^2 - R_1 R_2 - j\omega (L_2 R_1 + L_1 R_2)} \quad (3.17)$$

E para a corrente secundária:

$$I_2' = \frac{V_2 (R_1 + j\omega L_1) - j\omega M V_1}{L_1 L_2 \omega^2 - M^2 \omega^2 - R_1 R_2 - j\omega (L_2 R_1 + L_1 R_2)} \quad (3.18)$$

No circuito da figura 3.7 observa-se que a corrente secundária medida é aquela que passa pela resistência de curto circuito, resistência essa que se encontra em

paralelo com a carga alimentada pelo transformador e que continua conectada. Desse modo à saída do enrolamento secundário encontra-se um divisor de correntes de tal modo que a corrente que é medida pelo equipamento pode ser calculada como mostrado na equação (3.19), a seguir:

$$I_2 = \frac{V_2 (R_{cp} + j\omega L_{cp}) [(R_1 + j\omega L_1) - j\omega M V_1]}{(R_{cc} + R_{cp} + j\omega L_{cp}) [L_1 L_2 \omega^2 - M^2 \omega^2 - R_1 R_2 - j\omega (L_2 R_1 + L_1 R_2)]} \quad (3.19)$$

E a pseudo-relação de transformação, **PRT**, proposta neste trabalho, que corresponde à razão entre as correntes secundária e primária, medidas pelo equipamento pode ser obtida como:

$$PRT = \frac{I_2}{I_1} = \frac{(R_{cp} + j\omega L_{cp}) [(R_1 + j\omega L_1) V_2 - j\omega M V_1]}{(R_{cc} + R_{cp} + j\omega L_{cp}) [-V_1 (R_2 + j\omega L_2) + j\omega M V_2]} \quad (3.20)$$

Sendo a resistência elétrica do condutor utilizado para curto circuitar o secundário da ordem de algumas dezenas de miliohms, a tensão V_2 pode ser considerada nula e a PRT calculada como segue:

$$PRT = \frac{I_2}{I_1} = \frac{j\omega M}{R_2 + j\omega L_2} = \frac{N_2 k j\omega L_1}{N_1 (R_2 + j\omega L_2)} \quad (3.21)$$

Observa-se a partir das expressões da **PRT** que é possível avaliar o estado em que se encontra um transformador, pois não conformidades existentes nos enrolamentos primários e secundários afetarão diretamente o valor desta pseudo-relação de transformação.

A **PRT** de referência, utilizada na elaboração do algoritmo que compõe o software residente foi obtida a partir de ensaios aplicados a um lote de transformadores novos, nunca antes colocados em operação. Desses ensaios, obteve-se um valor médio para essa relação e um desvio padrão associado. Estabeleceu-se 2 como fator de abrangência para a determinação do intervalo aceitável para a **PRT**, ou seja:

$$(\overline{PRT} - 2\sigma) \leq PRT \leq (\overline{PRT} + 2\sigma) \quad (3.22)$$

Para estas considerações, o valor médio da **PRT** e do desvio padrão, que compõem os limites inferior e superior, contidos entre parênteses, foram obtidos conforme explanações correspondentes às equações (4,5) e (4.6) no tópico 4.5 do capítulo 4, porém, a partir de transformadores novos, cujas características originais de fábrica estavam preservadas.

Como descrito anteriormente, devido ao divisor de corrente que se encontra à saída do enrolamento secundário, a corrente I_2 que é medida pelo equipamento poderá ser menor que a corrente I_2' circulante por esse enrolamento. Tal fato, eventualmente, poderá provocar um diagnóstico “falso negativo”, pois a **PRT** obtida a partir dessa medição poderá resultar abaixo do limite mínimo. Para minimizar a probabilidade de tal ocorrência, é necessária que a seguinte condição esteja garantida:

$$\frac{I_2}{I_2'} \geq \frac{(\overline{PRT} - 2\sigma)}{\overline{PRT}} \quad (3.23)$$

Que, em última análise, dadas as equações 3.18 e 3.19, leva á:

$$R_{cc} \leq \frac{2\sigma}{(\overline{PRT} - 2\sigma)} (R_{cp} + j\omega L_{cp}) \quad (3.24)$$

Caso haja a necessidade de se criar previamente um banco de dados para subsidiar melhorias no processamento matemático e/ou estatístico realizado pelo equipamento, os diversos parâmetros que aparecem nas expressões da **PRT** podem ser obtidos a partir de medições realizadas em transformadores novos, que ainda não tenham sido colocados em operação. A título de ilustração, a figura 3.8 mostra como esses valores podem ser obtidos a partir de medidas realizadas em ensaios de laboratório.

Como em 60 Hz o efeito pelicular é muito pequeno as resistências elétricas podem ser medidas diretamente utilizando-se ohmímetros DC – figuras 3.8-a) e 3.8-b).

Para a medição das indutâncias, pode se utilizar indutômetros ou pontes como a de Maxwell ou de Owen [30, 31]. As medições das indutâncias próprias, primárias e secundárias são realizadas com o transformador a vazio – figuras 3.8-c) e 3.8-d). Para a medição da indutância mútua e indiretamente o cálculo do coeficiente de acoplamento, pode-se utilizar a ponte de Carey Foster [32].

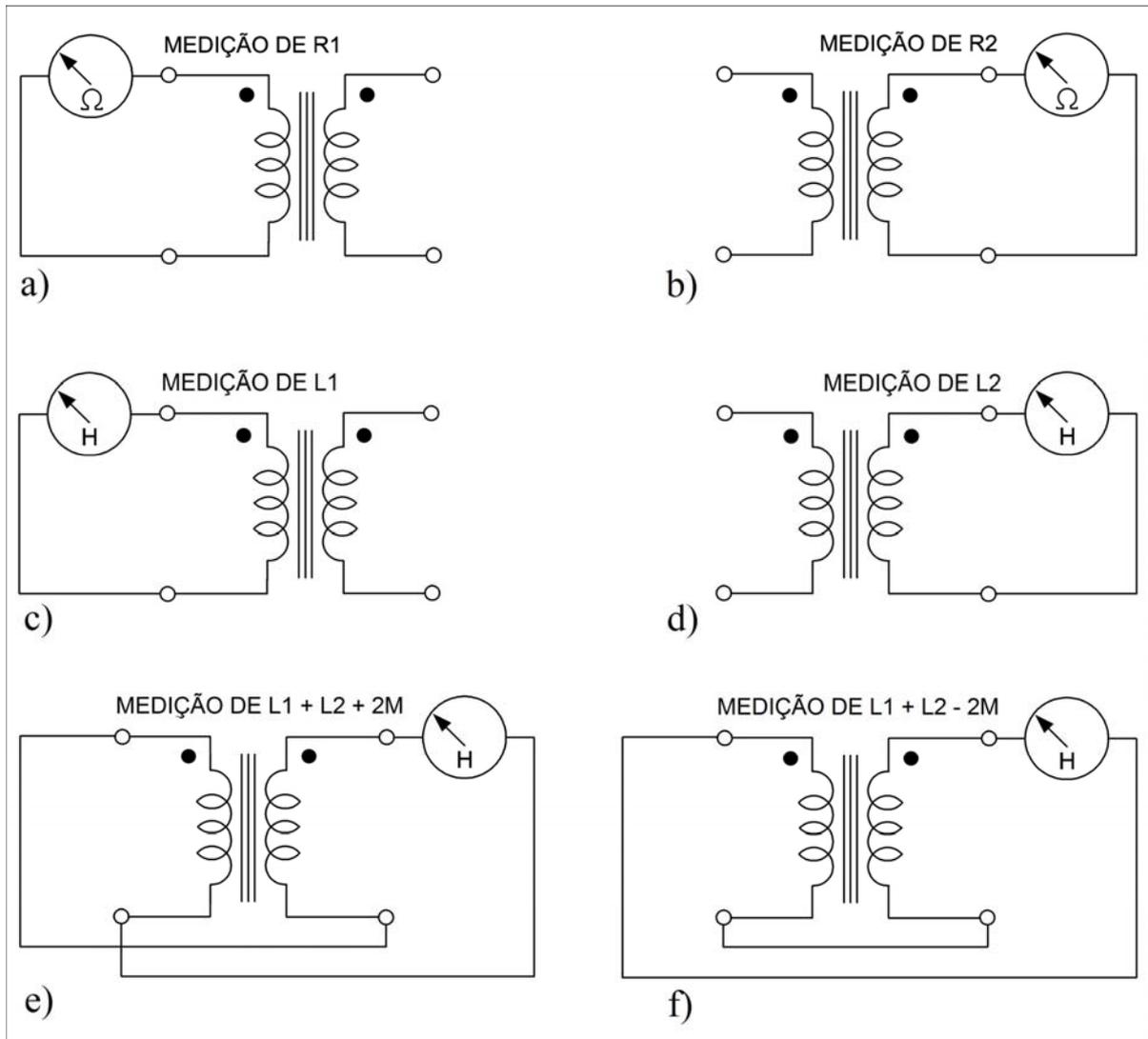


Figura 3.8 – Diretivas de ensaios para a obtenção dos valores das resistências e das indutâncias aplicáveis ao modelo mostrado na figura 3.7. a) e b) – Medição das resistências elétricas R_1 e R_2 ; c) e d) – Medição das indutâncias próprias L_1 e L_2 ; e) e f) – Procedimentos para a medição da indutância mútua.

Alternativamente, pode-se utilizar o método descrito a seguir: Conecta-se aditivamente e subtrativamente os enrolamentos e procede-se a medição das indutâncias totais resultantes – figuras 3.8-e) e 3.8-f). Obtém-se o valor da indutância mútua como a seguir:

$$M = \frac{(L_1 + L_2 + 2M) - (L_1 + L_2 - 2M)}{4} \quad (3.25)$$

A partir da exposição anterior, mostrou-se a viabilidade de se avaliar o estado de um transformador monofásico a partir da **PRT**. Contudo as mesmas considerações

podem ser estendidas aos transformadores trifásicos, de tal modo que com apenas um ensaio, todos os enrolamentos são avaliados.

3. 4 – CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado um histórico da evolução do transformador, desde sua criação no final do século XIX. Em seguida foram descritas as características elétricas e magnéticas dos transformadores monofásicos e trifásicos tendo em vista suas respectivas modelagens. Buscando expor a fundamentação teórica da proposta contida nesta tese, desenvolveu-se um modelo matemático para o transformador monofásico real, culminando com a obtenção analítica da PRT e das condições a serem atendidas para que a probabilidade de “falsos negativos” seja minimizada.

4 - DETALHAMENTOS DO HARDWARE E SOFTWARE

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas as descrições dos blocos constituintes do hardware desenvolvido para a aquisição, condicionamento e processamento dos sinais de tensões e correntes necessários à detecção e diagnóstico das falhas nos transformadores de distribuição. Serão descritas também as características do software desenvolvido e que se encontra embutido nesse hardware. Ao longo do capítulo ainda serão descritas as interações existentes entre hardware e software que visam garantir robustez na utilização do equipamento.

4.2 - DIAGRAMAS DE BLOCOS DO HARDWARE

4.2.1 - CONCEPÇÃO

Inicialmente pensou-se, com base no diagrama de blocos da figura 2.2, em se construir um hardware implementado a partir de circuitos eletrônicos adquiridos de fabricantes especializados e que atendessem as especificações mínimas de compatibilidade, para que fosse possível uma integração entre os mesmos e também com o software que para ele seria desenvolvido e nele seria gravado. Contudo, por se tratar de uma proposta que levaria ao desenvolvimento de um equipamento para ser utilizado por uma gama de profissionais, cujos níveis de capacitação vão de eletricistas a engenheiros de manutenção, optou-se por desenvolver todo o hardware de tal forma que atendesse a uma série de pré-requisitos; esses elencados a partir de uma pesquisa realizada junto daqueles profissionais.

Deste modo, concluiu-se que o equipamento que seria desenvolvido deveria apresentar uma interface homem-máquina tão simples quanto possível para o

operador, mas robusto o suficiente para suportar até mesmo erros cometidos durante sua utilização. Seguindo-se essas premissas, e a partir de uma cuidadosa e criteriosa especificação dos dispositivos eletrônicos adquiridos, foi desenvolvido um sistema hardware-software, que entre outras características, é capaz de:

- Inibir a operação do equipamento mediante a detecção de sub ou sobre-tensão da fonte primária de alimentação;
- Se auto-protoger, caso algum de seus blocos internos apresente algum tipo de pane. Quando algum dos circuitos apresenta alguma anomalia em seu funcionamento, os circuitos de potência são desligados e os circuitos lógicos são levados para o estado de alta impedância;
- Facilitar o diagnóstico, caso alguma não conformidade interna de operação esteja em curso, agilizando a partida e os procedimentos prévios para a realização dos testes;
- Sinalizar para o operador quando um teste é iniciado ou está em curso ou finalizado;
- Simplificar o treinamento do usuário, visto que a utilização do equipamento para os testes previstos se inicia por um simples apertar de uma botoeira e finaliza automaticamente.

A figura 4.1 mostra o diagrama de blocos do hardware proposto. Nele estão retratadas as partes constituintes desde a alimentação em baixa tensão até a tomada onde são ligados os cabos que aplicam as tensões aos transformadores sob testes. Buscou-se mostrar as interconexões que existem entre os blocos e o controlador digital de sinais, que em última análise é a unidade essencial para o funcionamento de todo o hardware.

4.3 - DESCRIÇÃO DETALHADA DOS BLOCOS CONSTITUINTES DO HARDWARE

4.3.1 - INTRODUÇÃO

Na figura 2.2 mostrou-se o diagrama de blocos do sistema para diagnóstico de falhas em transformadores. Portanto o sistema proposto para esta Tese de Doutorado, excetuando-se o transformador, corresponde a essa figura. E o núcleo de todo esse sistema proposto, envolvendo hardware e software, está baseado na unidade central de processamento, que interage com o mundo exterior através de circuitos apropriados utilizados para criarem as interfaces de entrada e saída dos sinais aplicados e coletados durante os ensaios realizados para os diagnósticos das falhas.

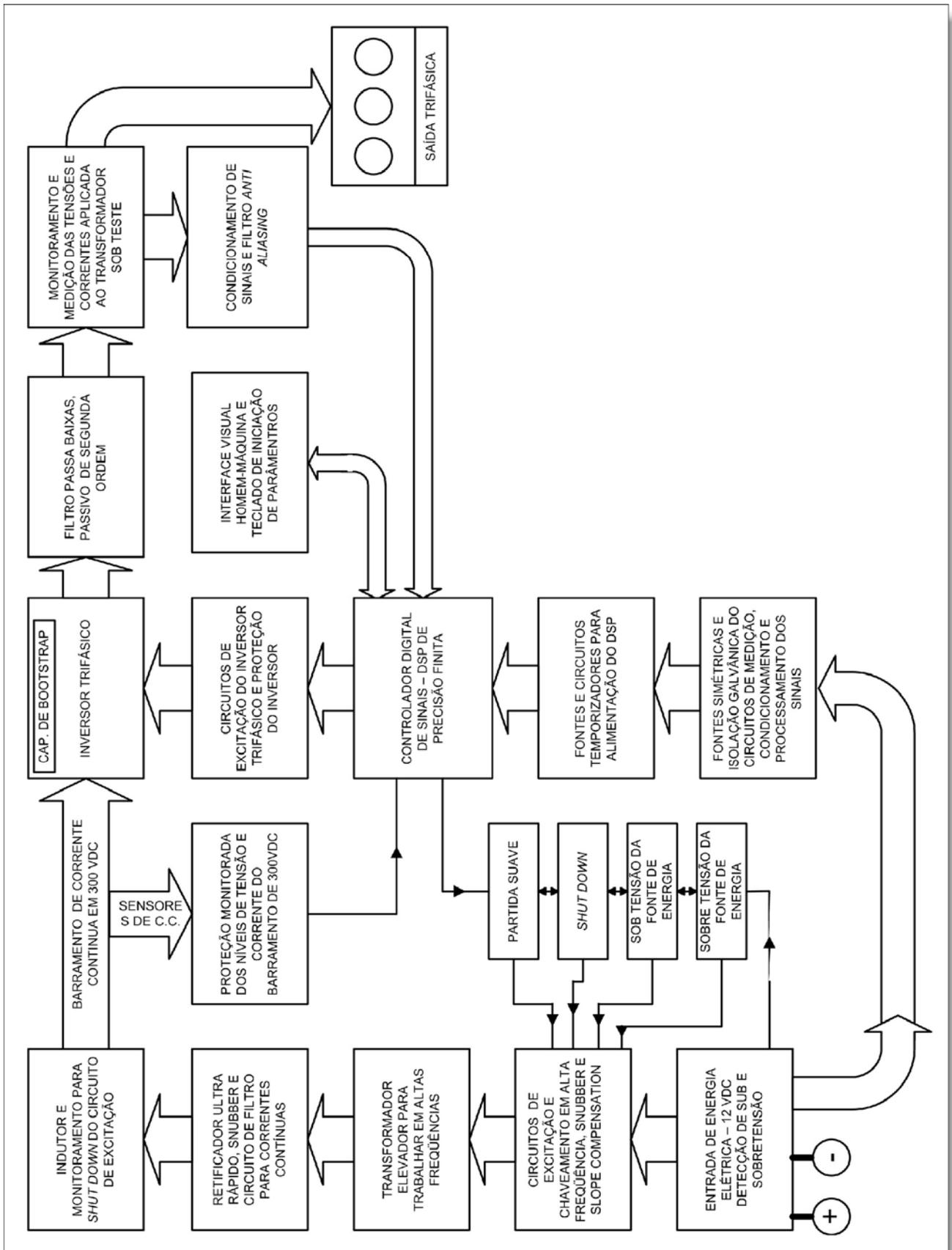


Figura 4.1 - Diagrama de blocos do hardware proposto.

Face a tais considerações, é oportuno fazer uma exposição um pouco mais detalhada do Controlador Digital de Sinais, utilizado para constituir a unidade central de processamento.

Com a evolução da microeletrônica e, conseqüentemente, a implementação de algoritmos complexos focados exclusivamente em aplicações de processamento digital de sinais, foram desenvolvidos processadores bastante poderosos e específicos para essas aplicações. Esses dispositivos são caracterizados por possuírem uma arquitetura interna já otimizada para operações desta natureza. Atualmente, existem diversos fabricantes de circuitos integrados cujas características lhe atribuem a denominação de Processador Digital de Sinais (DSP em inglês). No entanto, é necessário saber que o termo DSP também pode ser usado para especificar simplesmente as técnicas de Processamento Digital de Sinais (*Digital Signal Processing*) e não somente um processador do tipo DSP. Entre as diversas diferenças existentes entre um microcontrolador e um DSP, estão aquelas voltadas para os processamentos matemáticos. Os microcontroladores, de uma maneira geral são circuitos integrados que reúnem em um só encapsulamento vários circuitos lógicos independentes, como contadores, unidade central de processamento (CPU sigla em inglês), memórias de acesso aleatório (RAM sigla em inglês), memórias apenas de leitura (ROM sigla em inglês) e os registradores de entrada e saídas de dados digitais, utilizados para interfacear os circuitos internos com os circuitos periféricos externos. Dependendo da aplicação onde será utilizado o microcontrolador, pode-se contar ainda com modelos que já trazem incluso todos os estágios necessários à aquisição de sinais analógicos. Contudo, ainda que estejam preparados para a aquisição de sinais analógicos, os microcontroladores estão restritos basicamente ao controle de processos lógicos, uma vez que suas unidades lógicas aritméticas não são capazes de realizar, por exemplo, o produto de dois números. Por sua vez, os processadores digitais de sinais (DSP – sigla em inglês), têm sua gama de aplicações estendida ao controle de processos analógicos exatamente por possuir um bloco multiplicador.

Dentre outras características importantes dos DSP, destacam-se:

- Arquitetura otimizada, constituída de um conjunto de instruções elaboradas para processamento de sinais com minimização dos problemas numéricos em processamento discreto de sinais.
- Alta performance, com implementação de algoritmos complexos em tempo real, com altas taxas de amostragem e minimização dos atrasos computacionais;

- Desempenho suficiente para permitir a implementação de funções múltiplas.
- Flexibilidade e certa facilidade para se realizar atualizações de firmware;
- Possibilidade de se realizar processamento em *time sharing*;
- Por trabalhar apenas com os dois níveis de tensões correspondentes aos níveis lógicos, é mais imune aos efeitos da variação de temperatura, quando comparado com sistemas de processamento analógico de sinais;
- Para muitas aplicações, apresenta largura de banda e resolução próxima dos sistemas analógicos;
- A relação sinal ruído é no mínimo superior aos 70 dB em 12 bits, pois sendo digital o processamento do sinal, o ruído basicamente se restringe ao erro de discretização;
- O núcleo permite cálculos precisos para as necessidades DSP, com precisão de até 192 dB para dados de 32 bits. Valores de acumulador com 64 bits podem atingir teoricamente a faixa de precisão de 385 dB.
- Suporte para linguagens de alto nível. A maioria das aplicações pode ser escrita em linguagem C com excelente desempenho.

Na tabela 4.1 estão reunidas algumas das aplicações possíveis de serem desenvolvidas e implementadas com a utilização dos dispositivos DSP. Completando essa tabela, estão apresentadas as vantagens e benefícios alcançados com o uso do DSP.

Buscando-se estabelecer uma diferenciação entre os microcontroladores e dispositivos DSP de sua fabricação, a Texas Instruments cunhou o nome Controlador Digital de Sinais (DSC sigla em inglês) para os dispositivos com capacidade de realizar as funções mostradas na tabela 4.1. Esta iniciativa se justifica porque muito embora os microcontroladores atuais estejam preparados para realizar algum tipo de processamento digital de sinais, eles ainda não dispõem de circuitos que os habilitem para a realização da multiplicação de dois números, quesito indispensável para implementação de algumas das aplicações de maior custo computacional, previstas na tabela 4.1.

TABELA 4.1 - Aplicações implementáveis com a utilização de DSP.

Funções destinadas à utilização do DSP	Vantagens e Benefícios
Algoritmo de controle PID de alta ordem	Controle preciso
Algoritmos de controle Fuzzy	Controle inteligente
Algoritmos de controle vetorial	Transformação dos eixos em tempo real
Algoritmos de filtros adaptativos de Kalman	Reduz ruído dos sensores
Algoritmos de filtros Notch	Cancela ressonância mecânica
Algoritmos estimadores de estados	Estima múltiplas variáveis (por ex. velocidade/posição)
Algoritmos FFT	Implementa análise espectral
Altas taxas de amostragem	Largura de banda elevada
Controlador de estados	Controle de muitas variáveis
Controlador de tempo morto	Chaveamento seguro e rápido
Correção do fator de potência	Reduz perda de potência
Modulação por largura de pulso	Controle digital de inversores
Multiplexação no tempo	Permite várias implementações com apenas um DSP

4.3.1 - UNIDADE CENTRAL DE PROCESSAMENTO: CONTROLADOR DIGITAL DE SINAIS – DSC.

O hardware do equipamento desenvolvido para esta tese, está centrado em controlador digital de sinais – DSC, cujas principais características são:

Fabricante: *Texas Instruments*;

Modelo: TMS320F2812; CPU: 32 bits;

Precisão finita de ponto fixo.

Frequência de *clock*: 150 MHz;

Barramento: Arquitetura Harvard;

Unidade Lógica Aritmética com circuito multiplicador de 64 bits, com capacidade para realizar em apenas 2 nS, o produto de dois números de 32 bits cada;

Memórias: Até 128K x 16 bits de flash ou ROM, até 18K x 16 bits de RAM,

expansíveis até 4Mword para programas e dados e 4K x 16 bits de boot ROM;

Entradas Analógicas: 16 canais, sendo 2 x 8 entradas *single ended*.

Entradas/saídas digitais: Até 56 de propósitos gerais;

Conversor Analógico-digital: 1 CAD 12 bits com tempo de conversão mínimo de 80 nS;

Pipeline transparente: os oito estágios de *pipeline* aumentam consideravelmente o desempenho de processamento, ficando transparente para o programador, portanto é possível desenvolver aplicações escritas em alto nível sem se preocupar com o gerenciamento do *pipeline*.

A Unidade Central de Processamento do DSC está preparada, via software, para realizar diversas manipulações e transformações matemáticas inerentes à detecção e diagnósticos das falhas, além de monitorar e gerenciar todo o hardware externo a ela, no sentido de promover a auto proteção para o equipamento. Na figura 4.2 vê-se detalhadamente as entradas e saídas digitais e analógicas utilizadas. E o circuito da figura 4.3 mostra o diagrama esquemático do estágio correspondente a esta etapa do circuito.

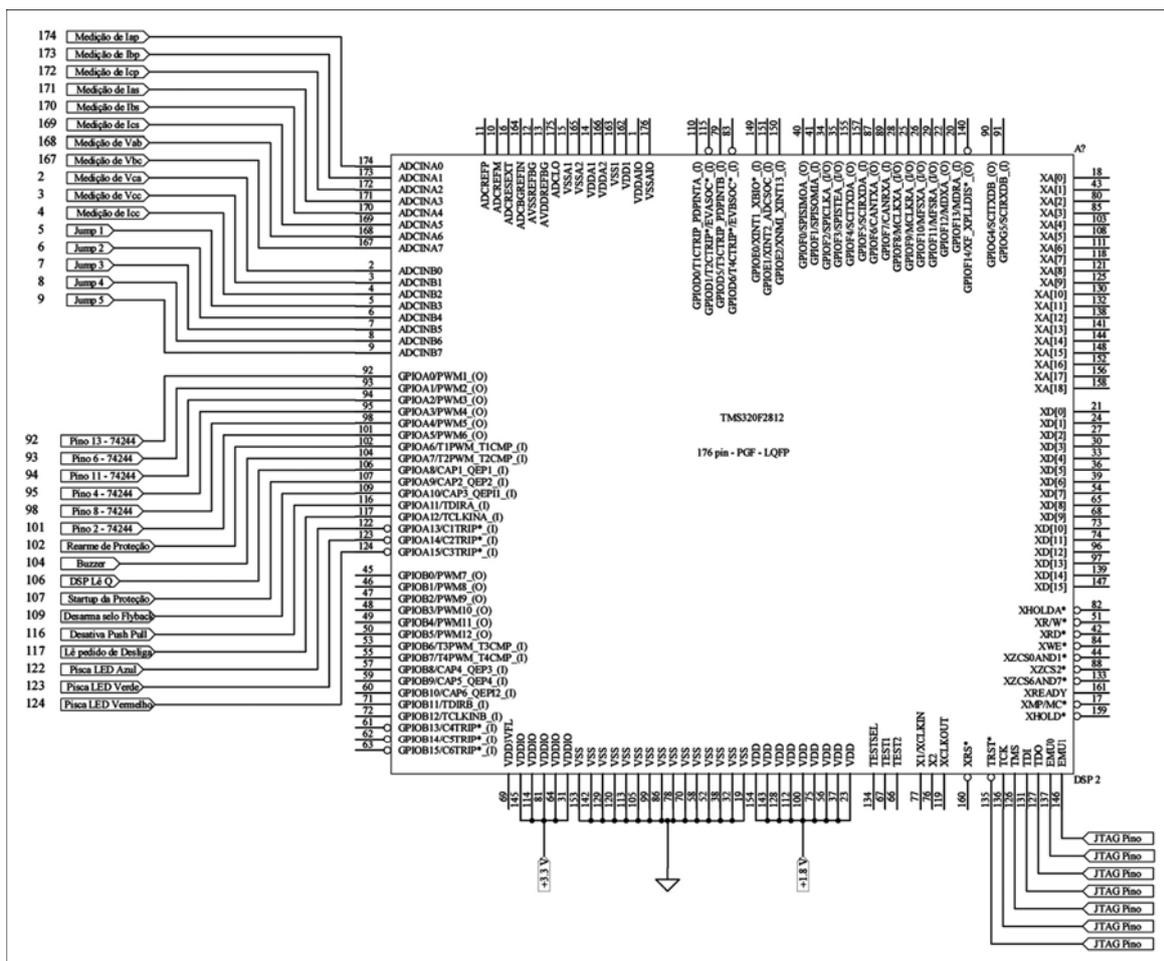
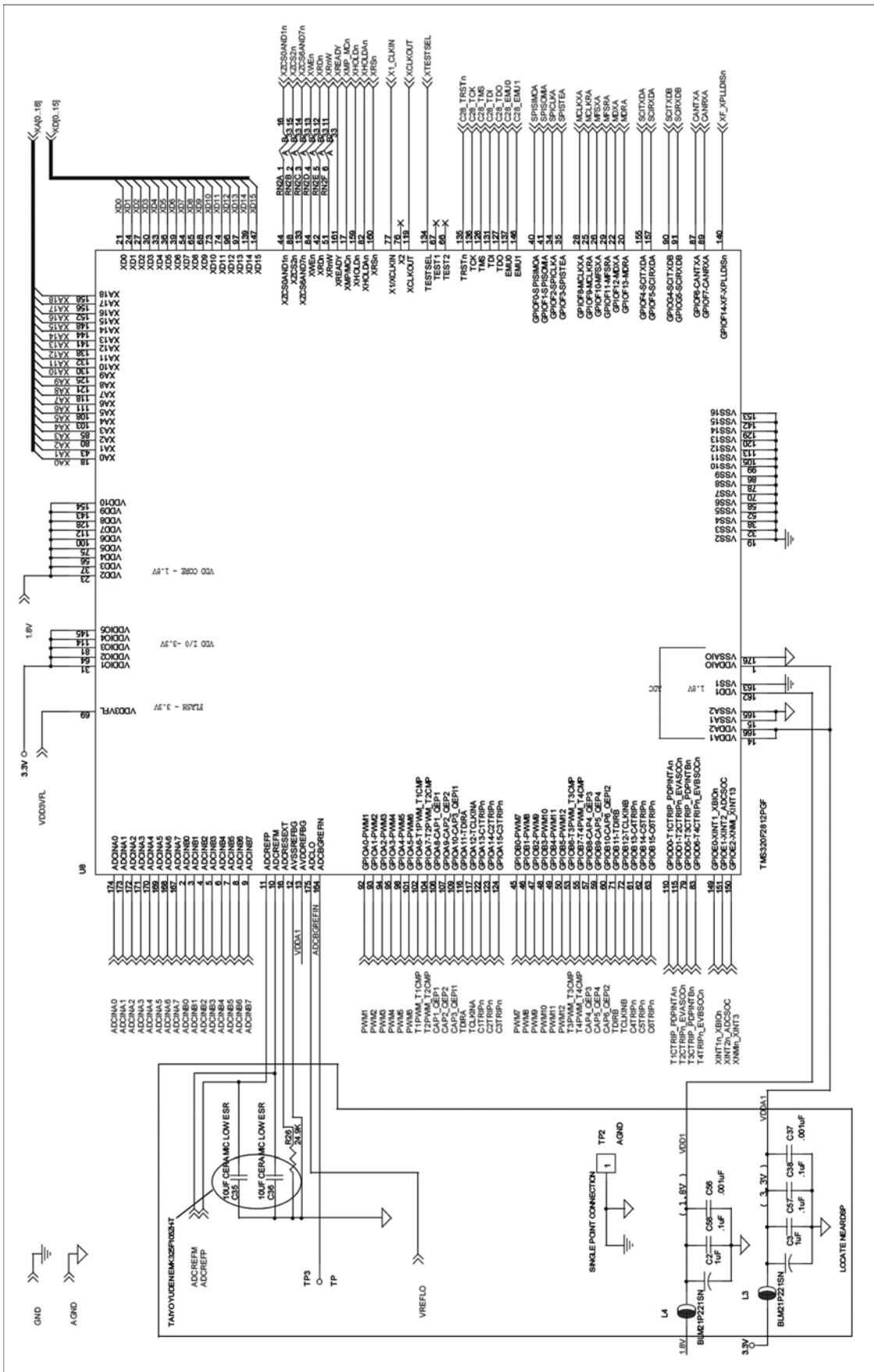


Figura 4.2 –Detalhamento das entradas e saídas digitais e analógicas utilizadas.



4.3.2 – BLOCO ENTRADA DE ENERGIA ELÉTRICA

Por se tratar de um equipamento para ser utilizado por eletricitistas nas mais diversas situações de atendimentos, optou-se por desenvolver um hardware que fosse capaz de apresentar um considerável nível de robustez. Nesse sentido buscou-se implementar um circuito capaz de se auto proteger e se auto regenerar. Tais características se tornaram possíveis graças ao uso do controlador digital de sinais, que supervisiona todos os estágios que compõem o hardware. Desse modo, a tensão em corrente contínua, proveniente da bateria do veículo utilizado nas manutenções, ou de outra bateria utilizada para o mesmo fim, é medida pelo bloco ENTRADA DE ENERGIA ELÉTRICA e caso a tensão medida dessa bateria esteja violando os limites de subtensão ou sobretensão pré definidos para operação segura, todo o hardware se torna inabilitado para o funcionamento.

A figura 4.4 mostra o circuito esquemático desse estágio. A histerese necessária para se criar uma janela com limites mínimos e máximos para a tensão fornecida pela bateria é conseguida a partir da malha de realimentação positiva obtida com a colocação do resistor R114 de 100 k Ω entre a saída e a entrada não inversora do comparador U4, LM311, tornando-o um circuito biestável com características de transferência não inversora. Há de se ressaltar que esse fato é claramente distinto do caso da realimentação negativa, que faz aparecer um curto circuito virtual entre os terminais de entrada do amplificador operacional e mantém esse curto circuito virtual em face distúrbios. Desse modo, o amplificador operacional desse estágio tem dois estados estáveis, um na saturação positiva e outro na saturação negativa.

Observa-se ainda no circuito da figura 4.4 que o acionamento de partida é manual. Porém, a menos que ocorra uma situação de emergência, o desligamento é feito segundo a execução de uma rotina pelo controlador digital de sinais, que desliga todos os demais circuitos antes de aplicar a tensão de nível alto ao terminal “Desarma Selo”. do *Flyback*”, levando ao desligamento total de todo hardware. Esse procedimento busca garantir que o controlador digital de sinais será desligado após a execução de algumas rotinas implementadas para o desligamento, quando então são removidos todos os conteúdos remanescentes das memórias.

Neste estágio do hardware a isolamento galvânica é proporcionada pelo opto-isolador SFH617A e pelo relé RLY2.

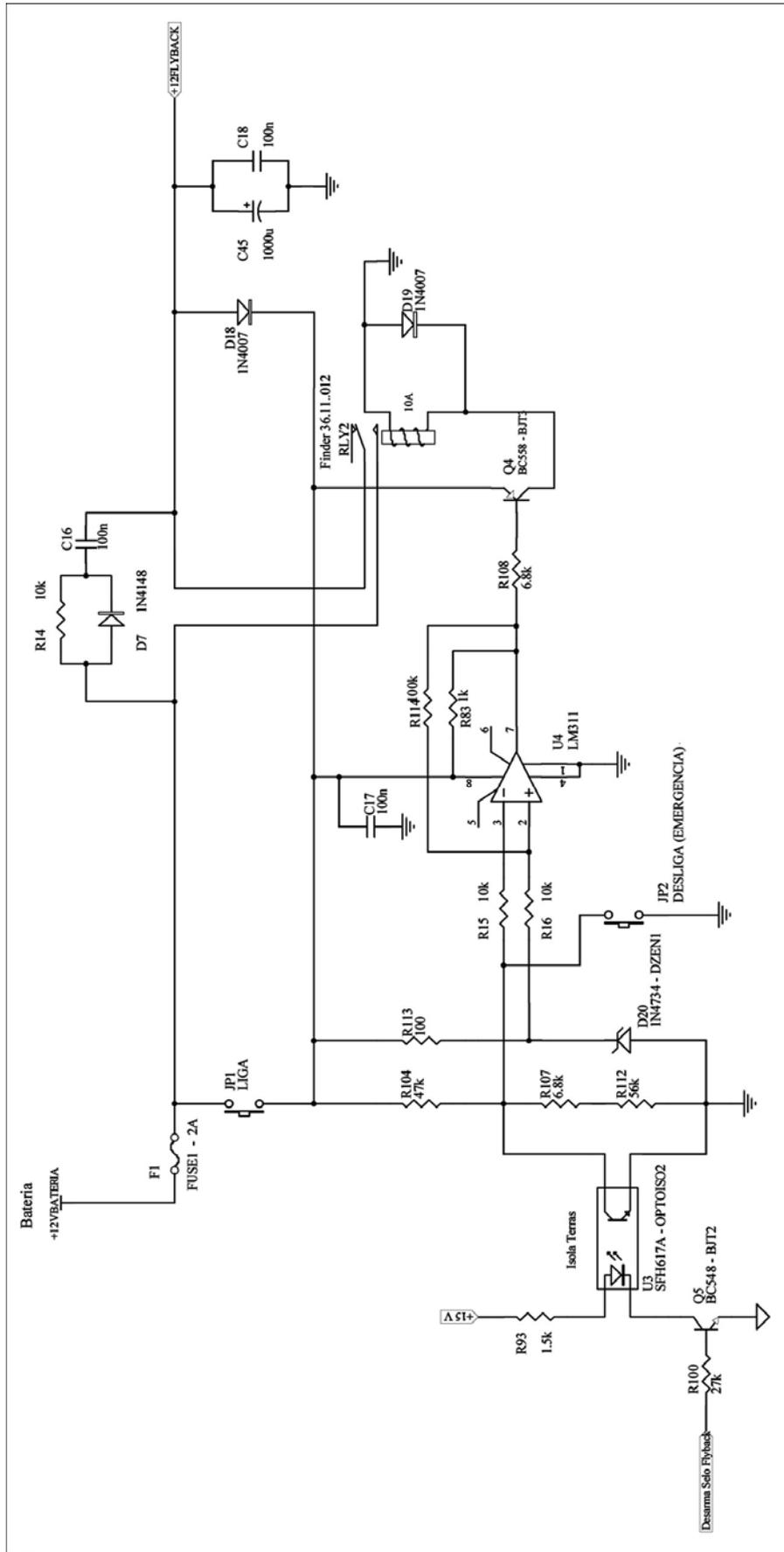


Figura 4.4 Circuito esquemático do Bloco Entrada de Energia Elétrica.

4.3.3 – BLOCO FONTES CORRENTE CONTÍNUA EM BAIXAS TENSÕES E ISOLAÇÃO GALVÂNICA

4.3.3.1 - ESCOLHA DA FONTE CHAVEADA

Existem inúmeras topologias para os conversores de energia estáticos e chaveados. Cada topologia apresenta características favoráveis e desfavoráveis para determinadas aplicações. A figura 4.5 mostra através de áreas delimitadas por polígonos, em função da tensão de entrada e da potência de saída, onde são indicados os conversores isolados e não isolados [37]. De uma maneira geral, conversores isolados são usados basicamente quando:

- Há a necessidade de isolamento galvânico entre a entrada e a saída do conversor;
- São previstas múltiplas saídas com diferentes, ou não, níveis de tensão, isoladas, ou não, entre si;
- E principalmente para “casar” os níveis de tensão entre a fonte e a carga.

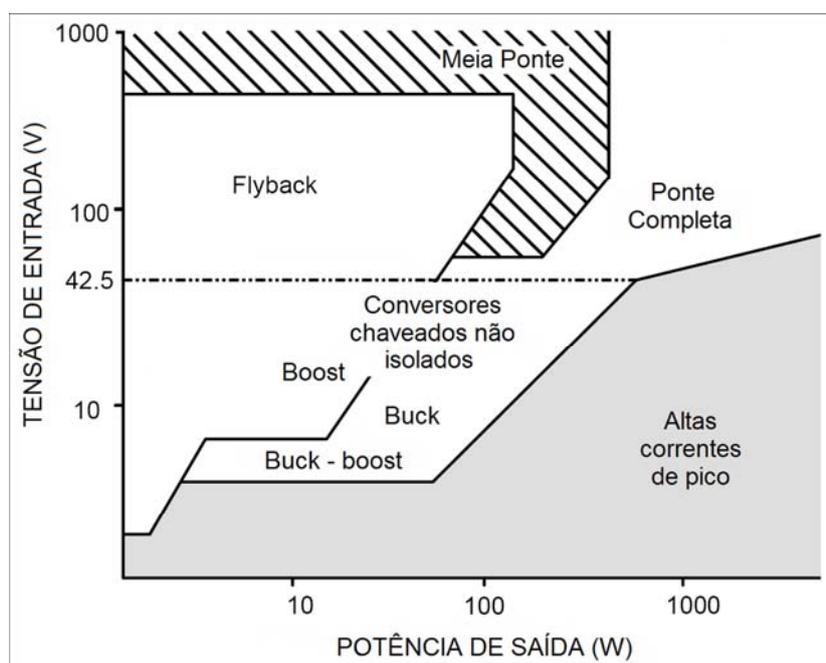


Figura 4.5 – Indicações para o uso de conversores isolados e não isolados, parametrizadas pelas potências de saída e pelas tensões de entrada.

A tabela 4.2 mostra resumidamente uma comparação entre as diversas topologias de conversores chaveados com regulação da tensão de saída por modulação de largura de pulso – PWM [37].

A partir desta tabela e considerando a necessidade de se garantir isolamento galvânica entre a bateria e o restante do circuito do equipamento, optou-se por utilizar a topologia *fly back* para constituir as fontes de +5 Volts, -15 Volts e +15 Volts e a topologia *push-pull* para construção da fonte que energiza com tensão de 300V o barramento de corrente contínua que alimenta o inversor trifásico.

Tabela 4.2 - Comparação entre as diversas topologias de conversores chaveados.

Topologia	Faixa de Potência (Watts)	Faixa de Tensão de Entrada (V)	Isolação entre entrada e saída?	Rendimento Típico (%)	Custo Relativo
Buck	0 – 1000	5 – 1000	Não	75	1.0
Boost	0 – 150	5 – 600	Não	78	1.0
Buck-Boost	0 – 150	5 – 600	Não	78	1.0
Half-Forward	0 – 250	5 – 500	Sim	76	1.4
Flyback	0 – 150	5 – 600	Sim	78	1.2
Push-Pull	100 – 1000	10 – 1000	Sim	76	2.0
Half-Bridge	100 – 500	50 – 1000	Sim	72	2.2
Full-Bridge	400 – 2000+	50 – 1000	Sim	69	2.5

O mais simples dos conversores que operam no modo *flyback* é o *boost* ou *step-up converter* [38, 39]. Contudo, em sua topologia mais elementar, não existe isolamento galvânica entre a entrada e a saída de energia. Para as fontes de tensões + 5 volts, +15 volts e -15 volts, a escolha recaiu sobre a topologia *flyback* com indutores magneticamente acoplados. Sua configuração básica e as respectivas formas de ondas de tensão e correntes podem ser vistas na figura 4.6. Sua operação ocorre em dois períodos distintos, correspondentes aos tempos de condução e não condução de transistor de efeito de campo. Quando o transistor está ligado, a energia elétrica é armazenada sob forma de campo magnético no núcleo dos indutores acoplados através da circulação de corrente elétrica no enrolamento primário. Quando o transistor é desligado, o diodo semicondutor entra em condução transferindo através do enrolamento secundário a energia que estava armazenada no núcleo magnético para o capacitor de saída. Este capacitor é responsável por manter a regulação da tensão de saída e a corrente de carga durante a não condução do diodo.

Se no conversor *flyback* com indutores acoplados o transistor e o diodo são conectados de modo a conduzirem simultaneamente, chega-se a topologia do conversor *half-forward* e os indutores operam como em um transformador, isto é, a transferência da energia ocorre durante essas conduções, e a desmagnetização do núcleo deverá ocorrer durante o período de não condução desses semicondutores, sendo, algumas vezes, necessário a inclusão de mais um enrolamento para esta

finalidade, o que eleva o grau de complexidade do projeto desses indutores magneticamente acoplados [39].

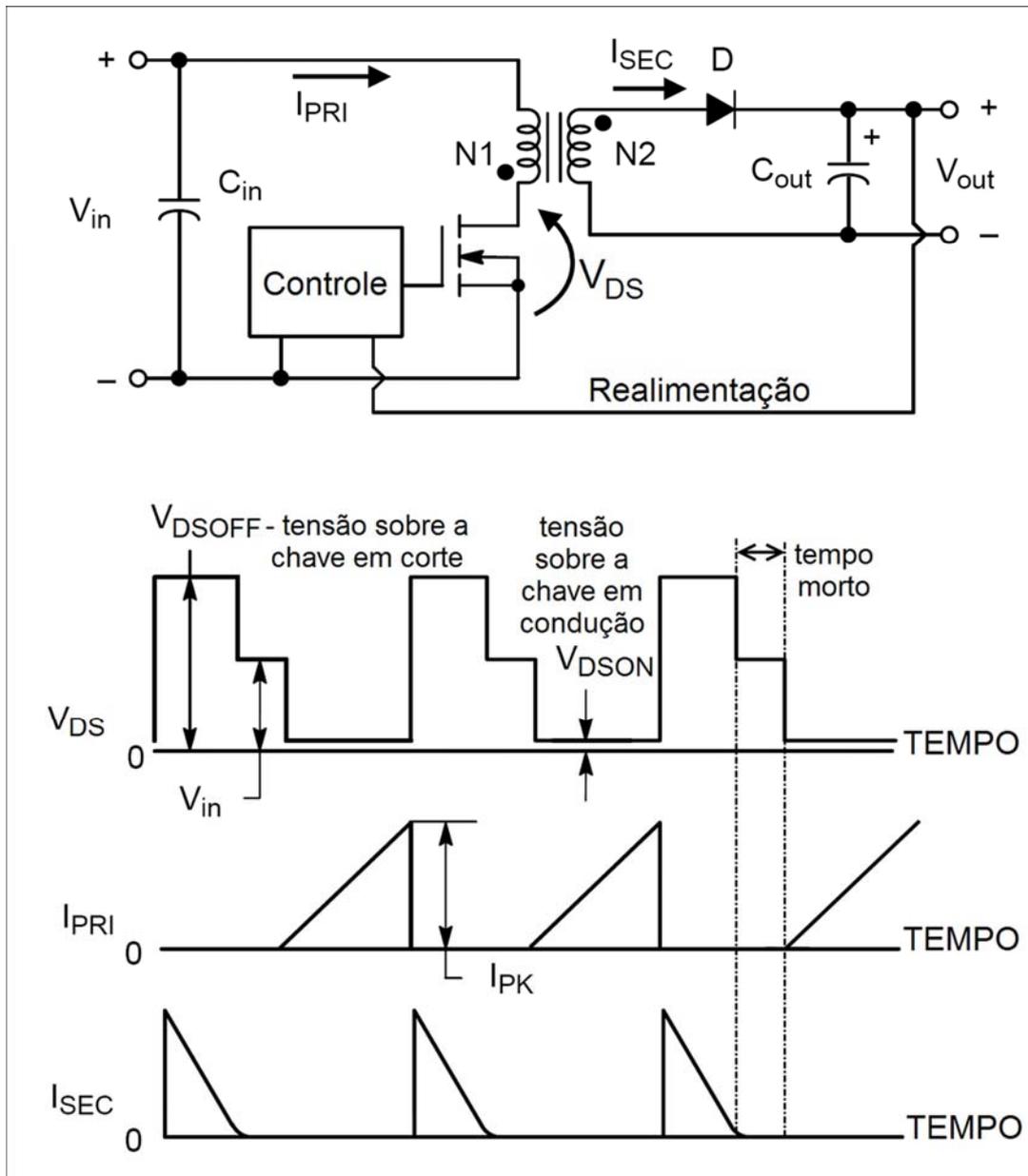


Figura 4.6 – Topologia *flyback* - Configuração básica e formas de onda

Um fator importantíssimo que dever ser observado no projeto e construção destes conversores chaveados está relacionado com a condução de corrente pelo transistor de efeito de campo no que diz respeito à energia armazenada no núcleo do indutor [41]. Desse modo, o circuito eletrônico que polariza e coloca em condução o FET, deve estar preparado para monitorar a taxa de crescimento da corrente que circula pela bobina primária buscando-se evitar a saturação do núcleo magnético e conseqüente destruição desse transistor.

4.3.3.1.1 - MÉTODOS DE CONTROLE

Consegue-se evitar a saturação magnética do núcleo e conseqüente destruição dos transistores a partir do controle da condução dos mesmos. Dentre os métodos de controle existentes, os mais usados são:

- Modo tensão;
- Modo corrente.

4.3.3.1.1.1 - MODO TENSÃO

Nesse modo de controle, somente a tensão de saída é monitorada. A figura 4.7 mostra a estratégia de controle desse modo. Uma tensão de erro é obtida a partir da diferença entre o valor da tensão que se encontra na saída da fonte chaveada e o valor de referência, para qual a fonte foi projetada. Esse erro é comparado com uma tensão em rampa, gerada a partir de um oscilador "DENTE DE SERRA". Na saída do comparador surge o sinal PWM que é aplicado ao terminal de porta (gate) do transistor de efeito de campo.

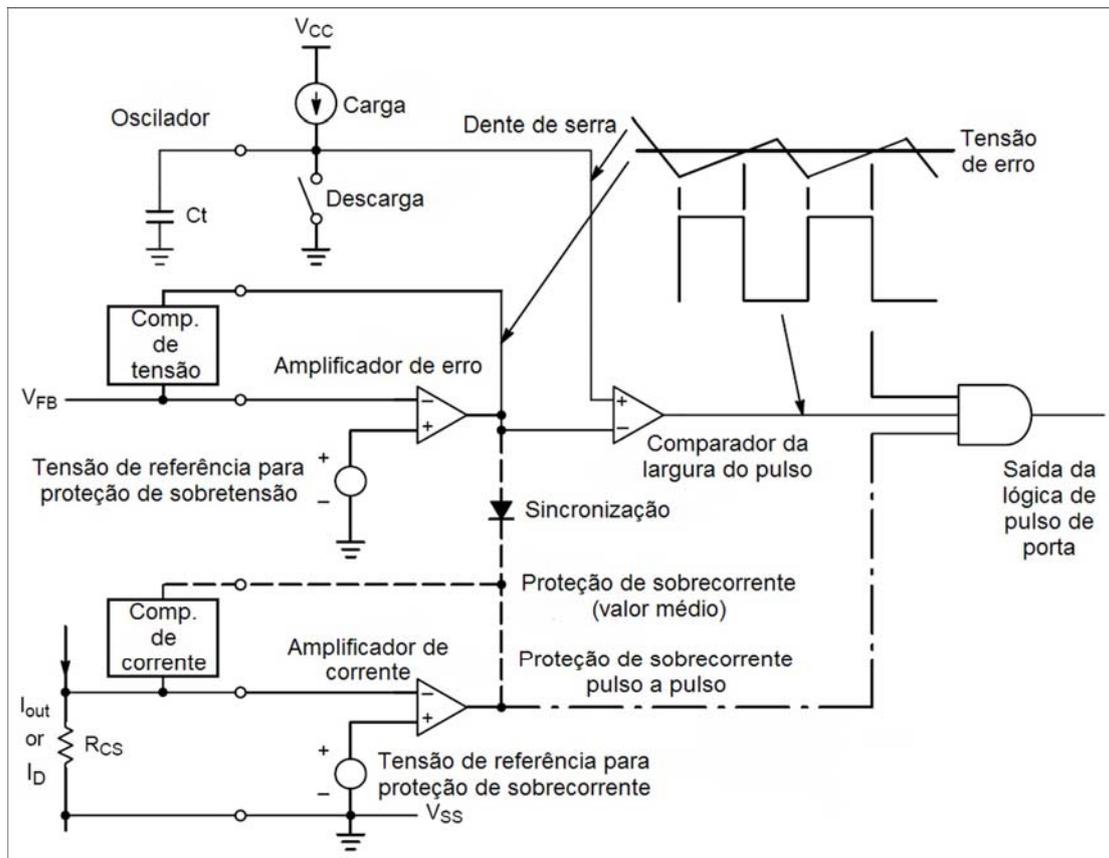


Figura 4.7 - Controle em modo tensão.

Como somente a tensão de saída é monitorada, os atrasos inerentes ao próprio circuito eletrônico de controle tornam lentas as respostas às variações que possam ocorrer na tensão de entrada. A proteção de sobre corrente pode ser projetada para o valor médio da corrente de saída ou para que ocorra pulso-a-pulso da modulação por largura de pulso. A proteção por sobre corrente obtida pela monitoração pulso-a-pulso é mais interessante porque desliga imediatamente o transistor sempre que a corrente instantânea ultrapassa o valor de pico pré-estabelecida em projeto.

4.3.3.1.1.2 - MODO CORRENTE

No modo corrente, são monitoradas simultaneamente a tensão de saída e a corrente que atravessa o transistor. Assim, às características do modo tensão, soma-se a proteção por sobre corrente inerente ao próprio modo. A figura 4.8 mostra a estratégia de controle desse modo. Como a corrente monitorada que atravessa o transistor, está diretamente relacionada também com a tensão de entrada, as respostas às variações desta tensão são mais rápidas.

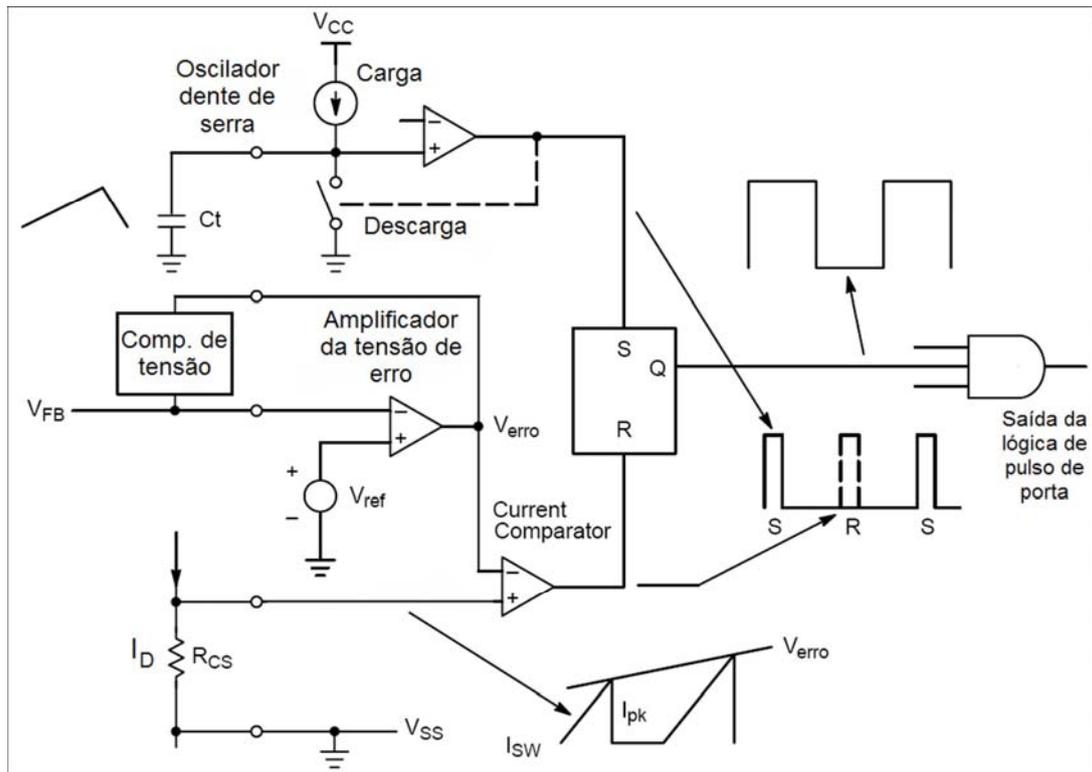


Figura 4.8 - Controle em modo corrente.

4.3.3.2 – FLYBACK IMPLEMENTADO

Estando a tensão da bateria dentro dos limites propícios ao funcionamento de todo o hardware, o *flyback* é alimentado e as fontes simétricas com isolamento galvânica dos circuitos de medição, condicionamento e processamento dos sinais são energizadas a partir do fechamento do relé RLY2, cujo selo é garantido pela entrada em condução do diodo D18. O desligamento dessas fontes é assistido pelo DSC, mediante habilitação pelo usuário. A figura 4.9 mostra em detalhes o circuito esquemático dessa fonte chaveada.

Estabelecido o funcionamento pleno do circuito *flyback*, o controlador digital de sinais assume a controle da energização do hardware restante. A partir deste instante a característica de robustez é transferida para o software embutido no DSC. Do exposto até o momento, percebe-se que estando a bateria em condições de alimentar o equipamento, a energização do mesmo começa pelo *flyback*, e este automaticamente possibilita ao DSC o compromisso de manter todo o circuito funcionando. Assim, encerrada a utilização do equipamento, caberá também ao DSC, mediante solicitação do usuário, iniciar os procedimentos para o desligamento de todos os subcircuitos que compõem o equipamento.

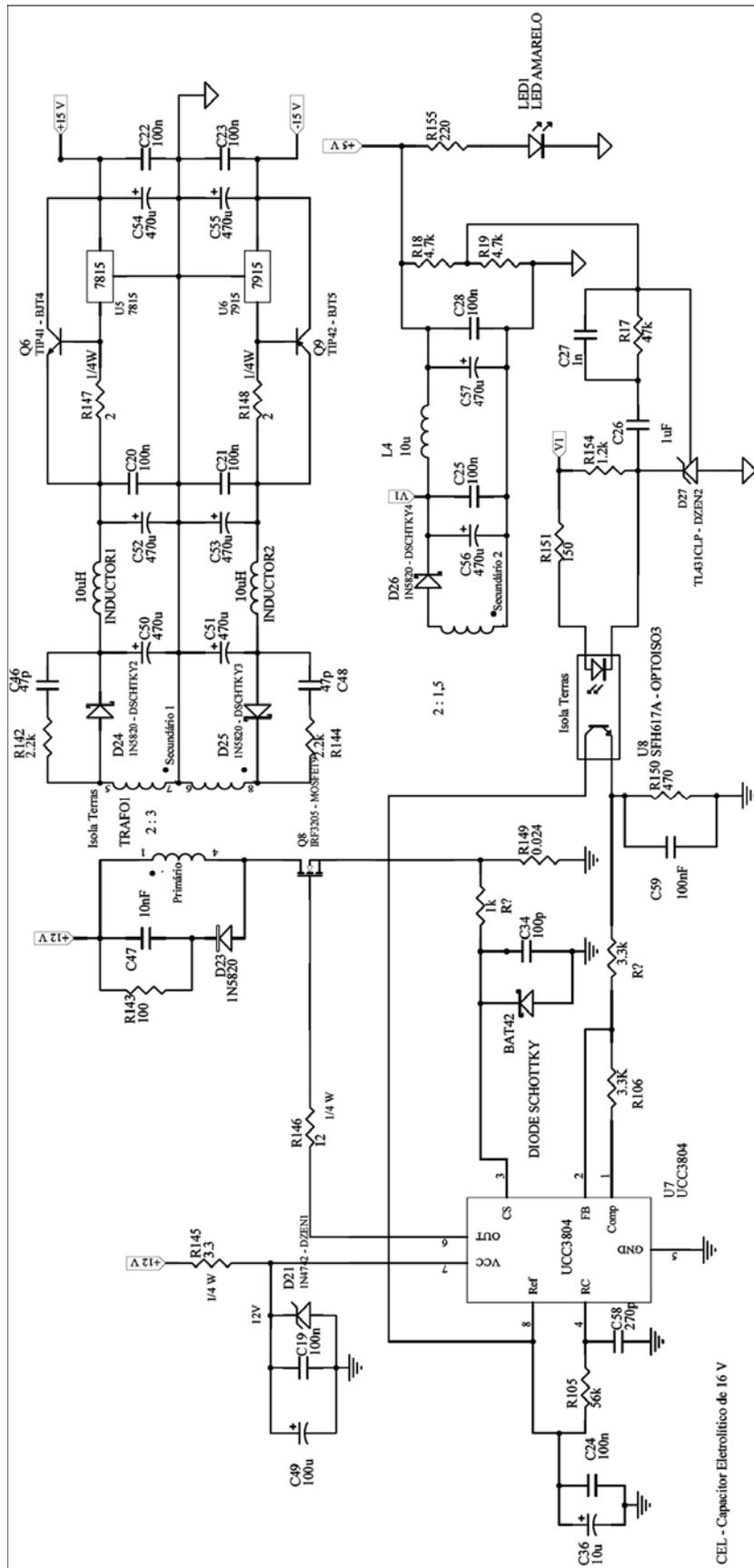


Figura 4.9 - Circuito esquemático do Bloco Fontes Simétricas e Isolação Galvânica.

4.3.4 – BLOCOS QUE COMPÕE O PUSH-PULL E O BARRAMENTO DE 300 VOLTS EM TENSÃO CONTÍNUA

A figura 4.10 mostra o diagrama de blocos compreendendo o *push pull* e o barramento de 300 volts em tensão contínua.

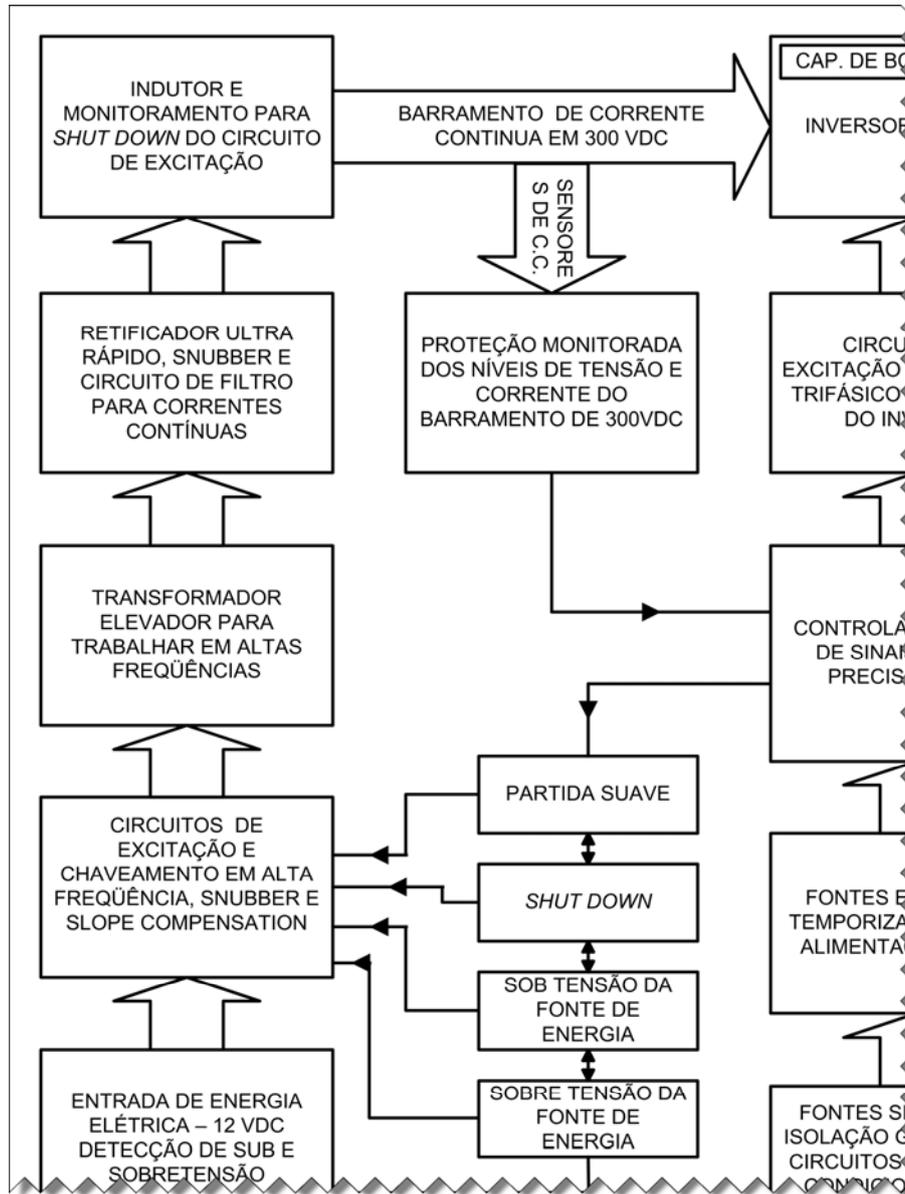


Figura 4.10 - Diagrama de blocos compreendendo o circuito *push pull* e o barramento de 300 volts em tensão contínua.

Como foi dito anteriormente, para o conversor chaveado responsável pela tensão em corrente contínua de 300 volts que alimenta o inversor trifásico a escolha recaiu sobre a topologia *push-pull*. Este conversor apresenta uma melhor utilização do

transformador obtido a partir dos dois indutores magneticamente acoplados responsáveis pela isolação galvânica, ou seja, a magnetização e desmagnetização do núcleo são usadas para a transferência da energia elétrica a ser armazenada no indutor do circuito elétrico de saída [38]. A configuração básica desta topologia e as respectivas formas de ondas de tensão e correntes podem ser vistas na figura 4.11. Observa-se que o indutor de saída em associação com os diodos e os enrolamentos secundários equivalem a dois circuitos do tipo *buck*, cujas conduções ocorrem alternadamente, conforme se alternam as conduções dos transistores Q1 e Q2.

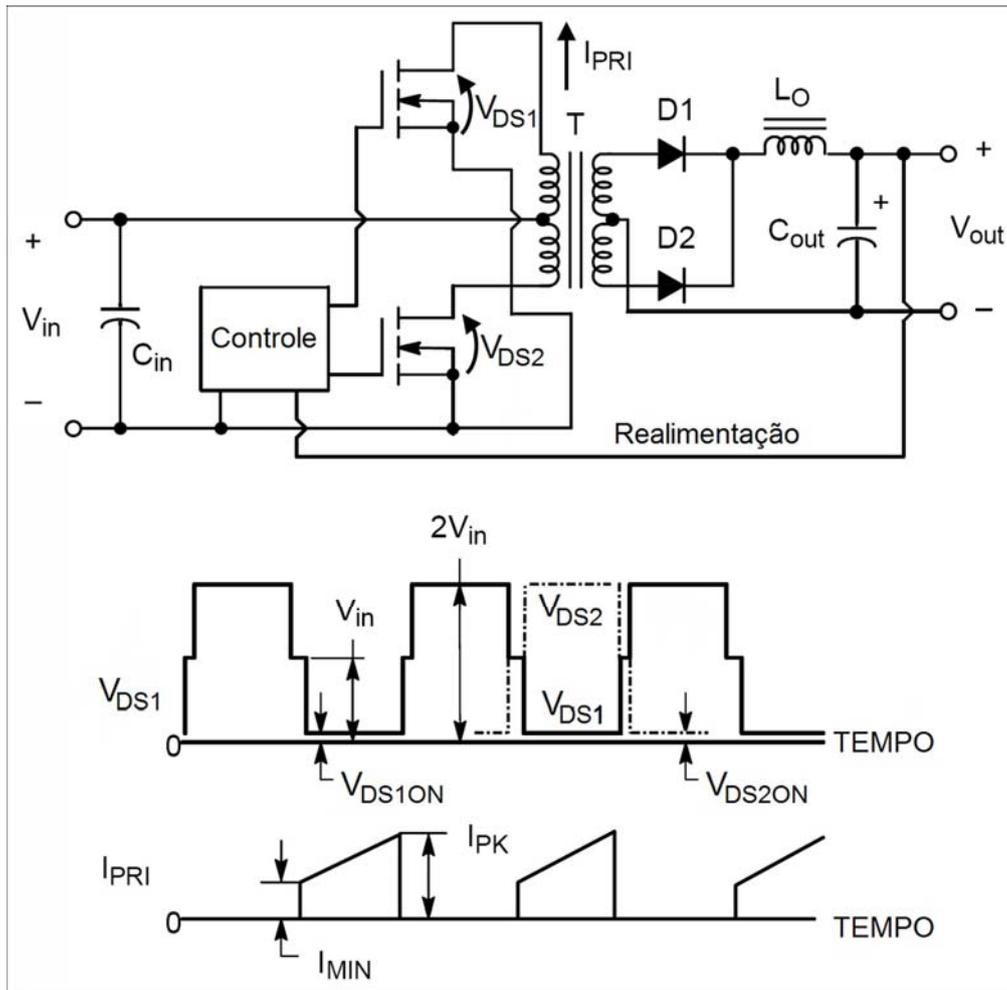


Figura 4.11 - Configuração básica da topologia *push pull* .

Deve-se garantir um equilíbrio entre a magnetização e desmagnetização do núcleo de tal modo a evitar a ocorrência de saturação em qualquer um dos quadrantes de operação da curva $B \times H$ do núcleo. Para tanto, é necessário monitorar as taxas de crescimento das correntes que circulam pelos transistores a cada semiciclo de operação. Sendo assim, o controle deste conversor ocorre em modo corrente e modo tensão simultaneamente.

Estabelecidas as tensões necessárias à alimentação dos circuitos de baixas tensões, o controlador digital de sinais prepara a energização do conversor *push pull*, responsável por alimentar o barramento em tensão contínua de 300 volts. Objetivando uma melhor relação potência/volume, projetou-se esse *push-pull* para operar com frequência de chaveamento de 50kHz [39].

Devido aos modos de controle do *push-pull*, alguns de seus parâmetros são monitorados e mantidos dentro de certos limites de segurança [34]. Nesse sentido, para o conversor *push-pull* projetado e montado para este trabalho, os parâmetros monitorados são o nível da tensão de alimentação, os tempos de condução de cada um dos transistores, os níveis das correntes nos enrolamentos primários e por fim o nível da corrente contínua drenada pelo circuito de entrada do inversor trifásico conectado ao barramento de 300 volts em corrente contínua. O circuito de comando do conversor *push-pull* mantém uma linha de comunicação bidirecional com o circuito do DSC. Desse modo, uma não conformidade no funcionamento do *push-pull* é sinalizada ao DSC, e este reinicia os procedimentos de partida de todo o circuito. Caso a não conformidade se mantenha, o DSC inibe permanentemente o funcionamento de todo o hardware. Por outro lado, havendo não conformidades em qualquer outro setor do hardware, o DSC através dessa linha de comunicação bidirecional, imediatamente inibe o funcionamento do conversor *push-pull*, protegendo o hardware de danos mais sérios e resguardando a bateria do veículo ao qual o equipamento esteja conectado.

4.3.4.1 - REALIMENTAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA ATRAVÉS DE OPTO ISOLADORES

Para manter a isolação galvânica entre as saídas e entradas das fontes chaveadas, foram necessários opto isoladores inseridos no percurso do circuito de realimentação da tensão de saída. Tais opto isoladores consistem basicamente de um LED (diodo emissor de luz) e um foto transistor, exposto à luz deste LED. O parâmetro principal para a especificação de um opto isolador é sua relação de transferência de corrente (CTR) [33]. Este parâmetro especifica a relação entre as correntes de coletor do foto transistor e a corrente de anodo do LED. Contudo, devido às limitações da tecnologia a CTR pode apresentar deriva devido às variações da temperatura e das correntes que atravessam ambos semicondutores, além da deriva natural devido ao envelhecimento.

Outro fator inerente aos opto isoladores diz respeito à sua estreita faixa de linearidade entre as correntes de saída e entrada. Desse modo, foi necessária a

inclusão de amplificadores e redes de compensação para minimizar tais problemas. A figura 4.12 mostra o circuito eletrônico necessário para a implementação da isolamento galvânica obtida a partir de opto isoladores na linha de realimentação.

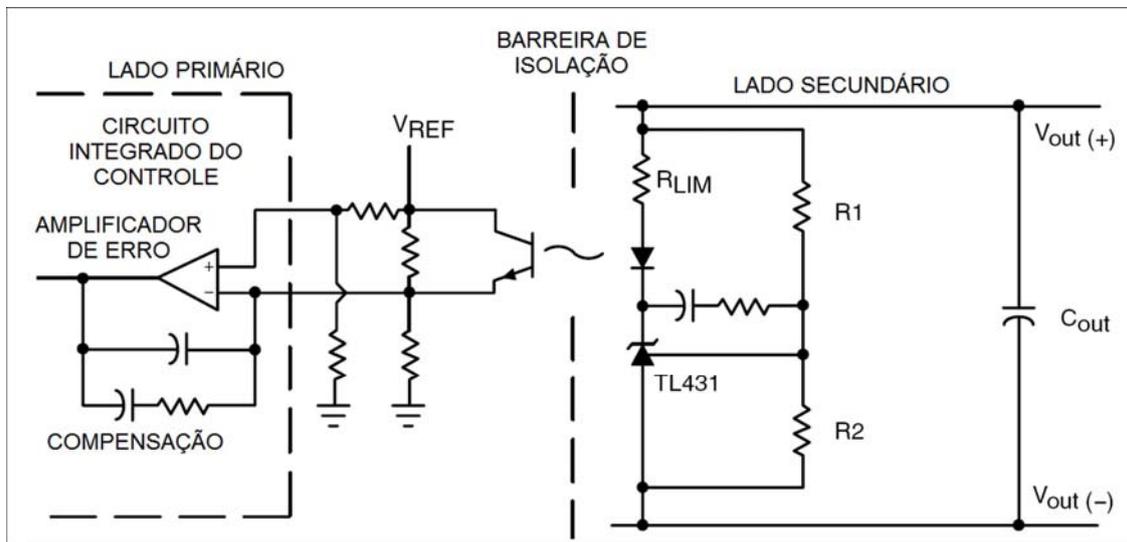


Figura 4.12 - Implementação da isolamento galvânica obtida a partir de opto isoladores.

Para o projeto e especificação dos dispositivos magnéticos do *push pull* e do flyback foram considerados o nível da tensão de isolamento, as potências a serem transferidas, as tensões de entrada e de saída e respectivas regulações, as potências e frequências de chaveamento suportadas pelos transistores e finalmente, uma otimização da densidade de potência transferida por volume de circuito magnético.

A Figura 4.13 mostra o diagrama esquemático do conversor *push-pull*. Observa-se nesta figura que os terminais de fonte dos MOSFET passam em sentidos contrários pelo núcleo magnético do transformador de corrente, o que foi necessário ao estabelecimento do controle em modo corrente. Há ainda neste circuito um relé acionado por um par Darlington, cuja tensão de base é proveniente do DSC. Este relé promove a isolamento galvânica entre o conversor e o DSC. Nesta figura, vê-se também a existência de dois referenciais de terra, um correspondente à bateria e outro à saída do circuito *push pull*.

Na Figura 4.14 vê-se o circuito de controle e proteção deste conversor. Observa-se neste circuito que a isolamento galvânica promovida pela barreira ótica é responsável pelo controle em modo tensão.

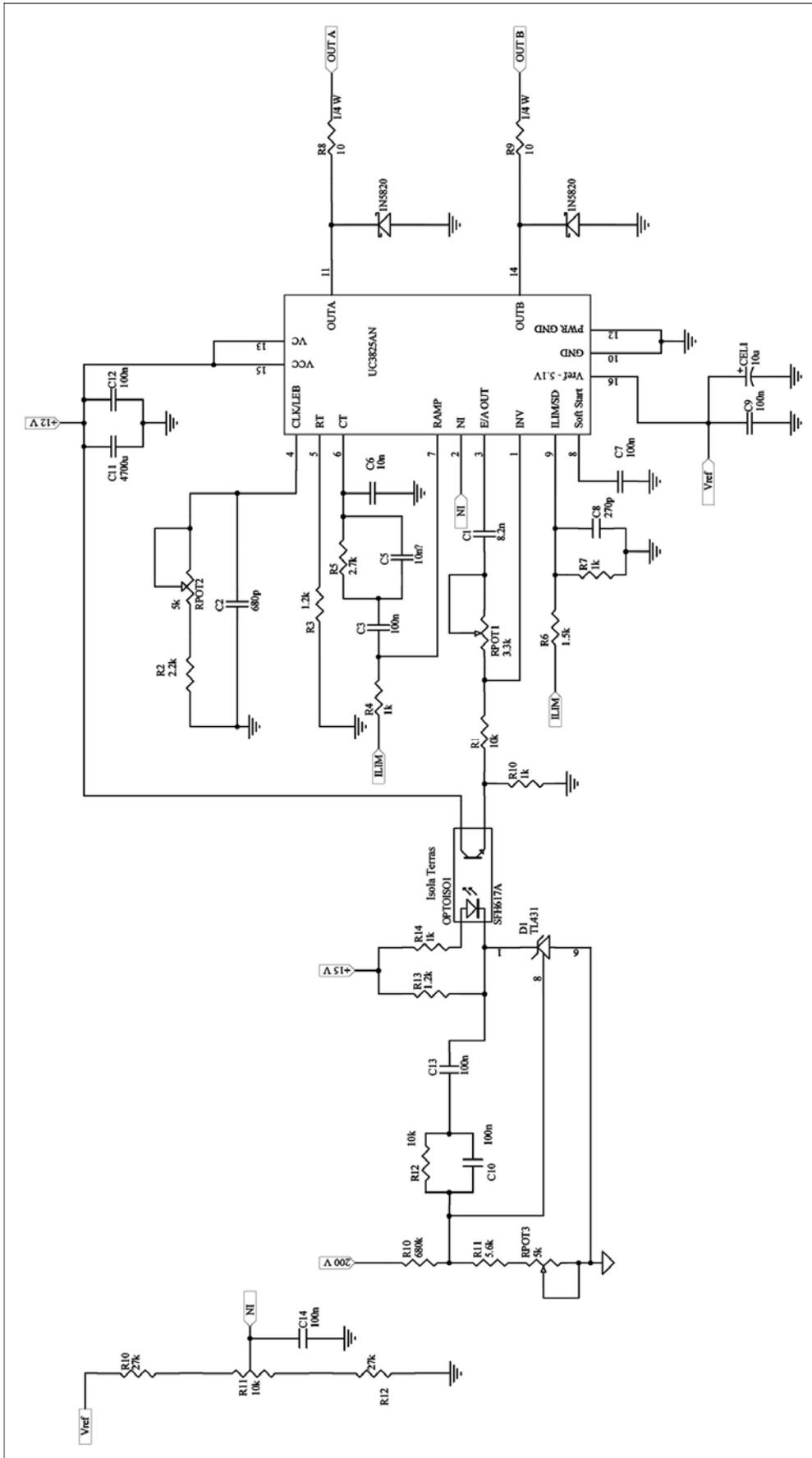


Figura 4.14 - Diagrama esquemático do circuito de controle e proteção do *push-pull*.

4.3.5 – BLOCOS QUE COMPÕEM O INVERSOR TRIFÁSICO

Esse estágio está representado pelos blocos INVERSOR TRIFÁSICO, FILTRO PASSA BAIXAS PASSIVO DE SEGUNDA ORDEM, CIRCUITOS DE EXCITAÇÃO E PROTEÇÃO DO INVERSOR e PELO DSC. A robustez do circuito é fortemente incrementada pela interação entre o hardware e o software. Verificadas não conformidades no circuito inversor, imediatamente o DSC inibe todas as saídas de comandos que poderiam contribuir para a manutenção dessas não conformidades.

Por outro lado, por exemplo, se por algum motivo espúrio ou não, o DSC envia pulsos concomitantes às duas chaves de um mesmo braço do circuito inversor, o detector de pulsos cruzados do hardware automaticamente evita que essa não conformidade se concretize.

A robustez do circuito é fortemente incrementada pela interação entre o hardware e o software. Verificadas não conformidades no circuito inversor, imediatamente o DSC inibe todas as saídas de comandos que poderiam contribuir para a manutenção dessas não conformidades.

Por outro lado, por exemplo, se por algum motivo espúrio ou não, o DSC envia pulsos concomitantes às duas chaves de um mesmo braço do circuito inversor, o detector de pulsos cruzados do hardware automaticamente evita que essa não conformidade se concretize.

O inversor trifásico é composto por seis transistores IGBT (insulated gate bipolar transistor). Estes transistores reúnem as características de comutação dos TBP (transistores bipolares de potência) com a elevada impedância de entrada dos MOSFET (transistor de efeito de campo MOS). Sendo assim, este transistor alia a facilidade de acionamento dos MOSFET com as pequenas perdas em condução dos TBP. A estrutura do IGBT é similar à do MOSFET, mas com a inclusão de uma camada P+ que forma o coletor do IGBT, como se vê na figura 4.15.

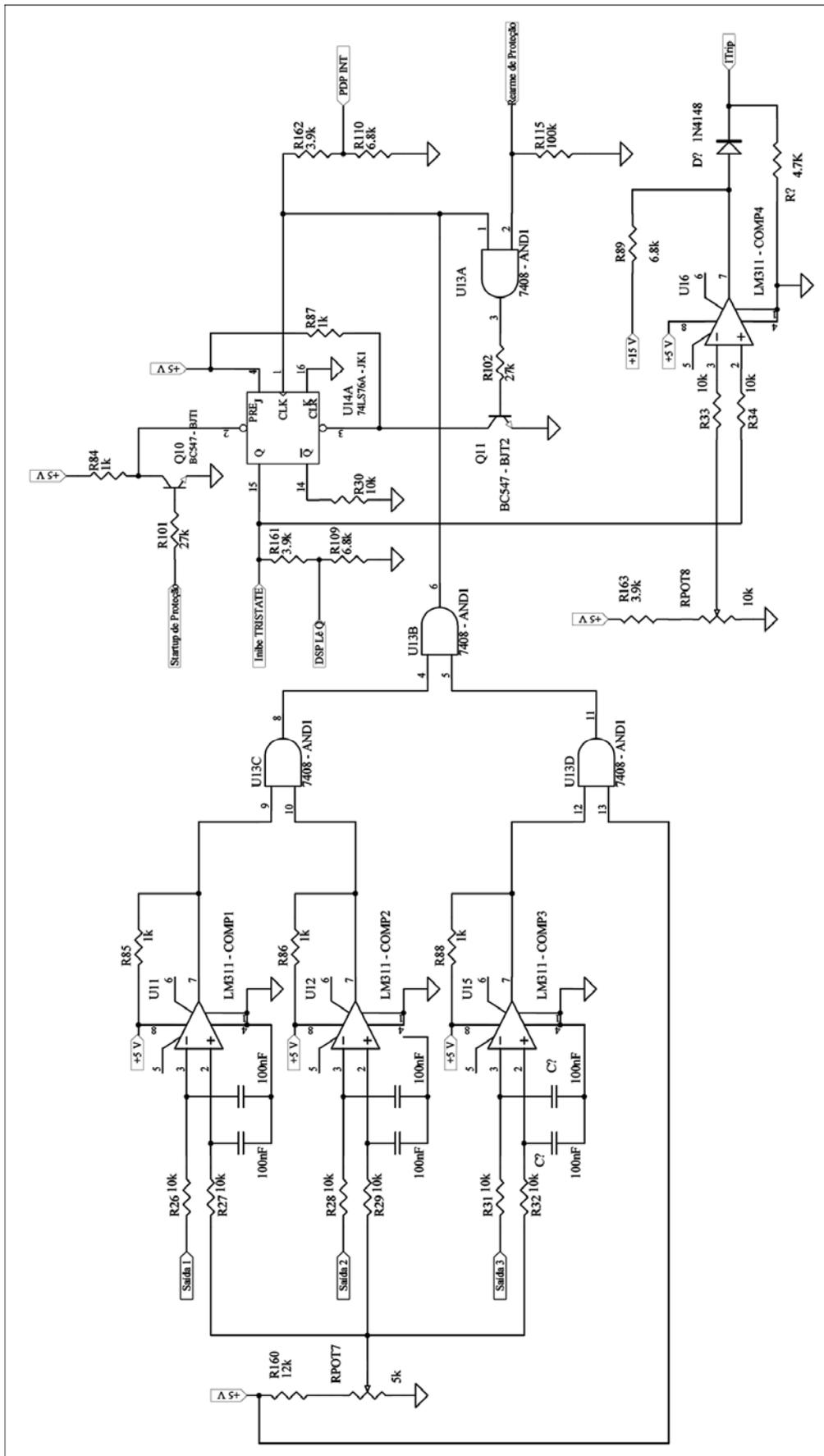


Figura 4.17 - Diagrama esquemático do circuito de proteção.

Na Figura 4.17 está mostrado o diagrama esquemático do circuito de proteção desenvolvido para implementar a interação necessária entre hardware e software, buscando garantir maior robustez de operação para o inversor trifásico. Observa-se nessa figura, a existência de sinais originados a partir do hardware e também outros que são criados via software. O circuito foi desenvolvido de tal forma que o DSC é capaz de detectar se houve ou não falta de operação do inversor trifásico, qual a origem e o tipo de falta ocorrida. Por outro lado, o software existente no DSC, é capaz de interferir na lógica de funcionamento do circuito de proteção, caso sejam detectados problemas no funcionamento no restante do hardware.

O diagrama esquemático do inversor trifásico é mostrado na Figura 4.18. Vê-se nessa figura a existência do circuito integrado 74LS244. Trata-se de um componente com oito amplificadores e excitadores de linha com saídas em três estados, dos quais seis linhas são usadas para interfacear o DSC e o módulo do inversor trifásico. Em caso de falta no funcionamento do hardware, as saídas dos pulsos do DSC para o inversor são imediatamente isoladas do inversor trifásico, através da aplicação de nível alto à entrada “inibe TRISTATE”. Estando essa entrada em nível alto, as saídas dos excitadores de linha são levadas para o estado de alta impedância. Quando isso acontece, os resistores de “pull up” ligados às entradas do módulo inversor, atuam no sentido de levar os seis transistores IGBT que constituem o inversor trifásico para o estado de corte. É importante ressaltar que a tensão de nível alto aplicada à entrada “inibe TRISTATE”, corresponde à saída de um “OU lógico” cujas entradas ou são falhas de hardware ou são falhas detectadas por software.

Uma vez em operação, o inversor trifásico sintetiza as tensões de saída a partir dos pulsos modulados em largura, provenientes do DSC. Contudo, essas tensões sintetizadas são ricas em harmônicos devido à frequência de chaveamento desses pulsos. Desse modo, para filtrar as tensões senoidais de baixa frequência necessárias aos ensaios dos transformadores, foi acrescentado à saída do inversor trifásico um filtro LC, passa-baixas passivo de segunda ordem [40]. A distorção harmônica total dessas tensões sintetizadas depende essencialmente da amplitude da modulante senoidal, do método de modulação em largura de pulsos adotado e da razão entre a frequência de corte do filtro LC e frequência de modulação. Distorções adicionais são introduzidas por cargas não lineares ou pelo tempo morto introduzido nos sinais de comando dos interruptores. No entanto, as harmônicas introduzidas por essas não linearidades, são de baixa frequência e, portanto não são atenuadas pelo filtro LC [40].

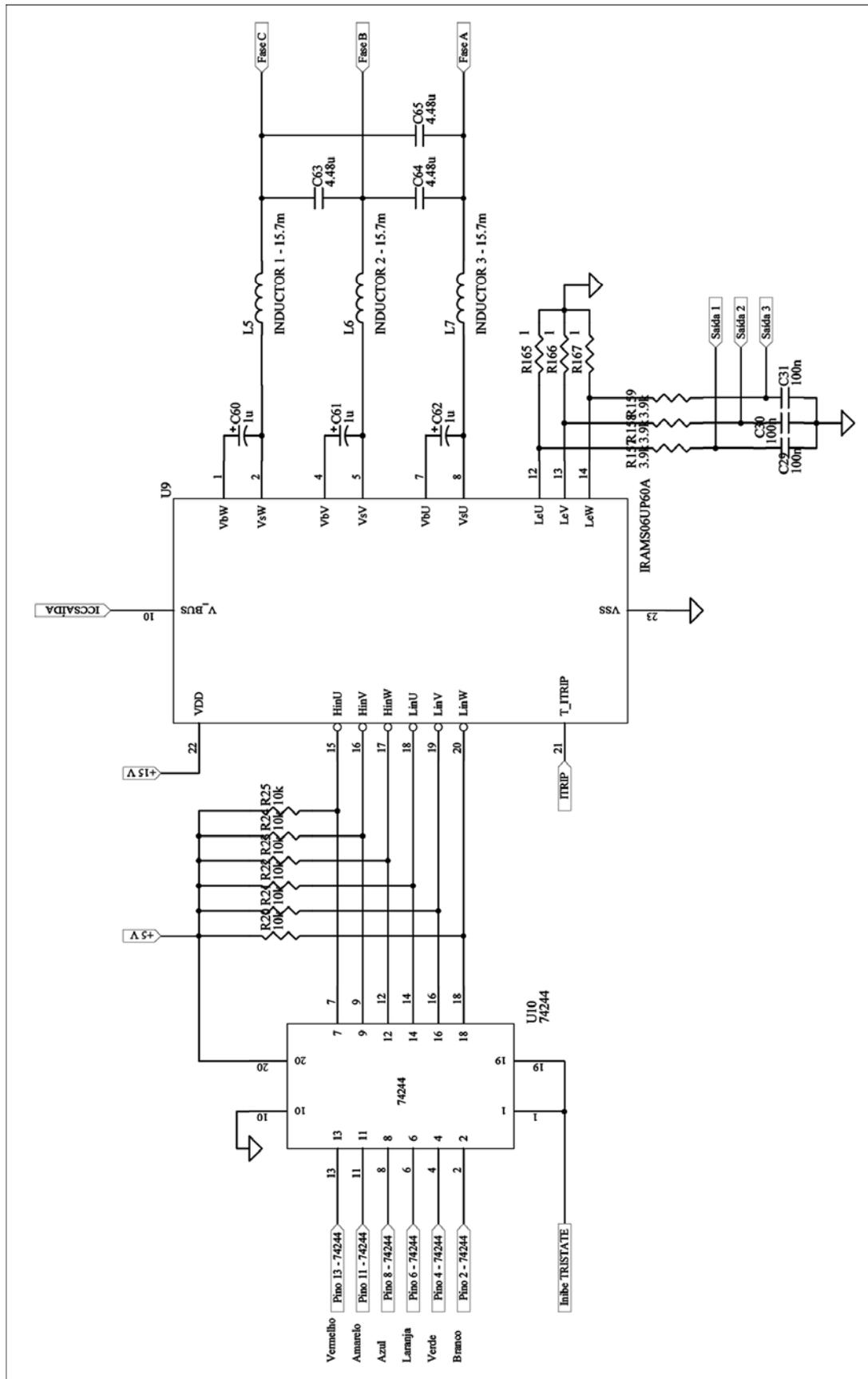


Figura 4.18 – Diagrama esquemático do inversor trifásico.

No sub-diagrama da figura 4.1, observa-se a existência de um bloco denominado "INTERFACE VISUAL HOMEM MÁQUINA". Para este protótipo, que está sendo descrito nesta Tese, essa interface constitui-se de LEDs (Diodos emissores de Luz) utilizados para sinalizarem as diversas etapas do processamento, bem como para o resultado dos testes; e de um transdutor eletro-acústico do tipo piezo elétrico, utilizado para sinalizar sonoramente o momento em que um procedimento de teste tem início e ainda como sinal reduntante ao LED que sinaliza que um transformador sob teste foi reprovado para voltar a ser religado. A figura 4.19 mostra o diagrama esquemático correspondente ao bloco "INTERFACE VISUAL HOMEM MÁQUINA".

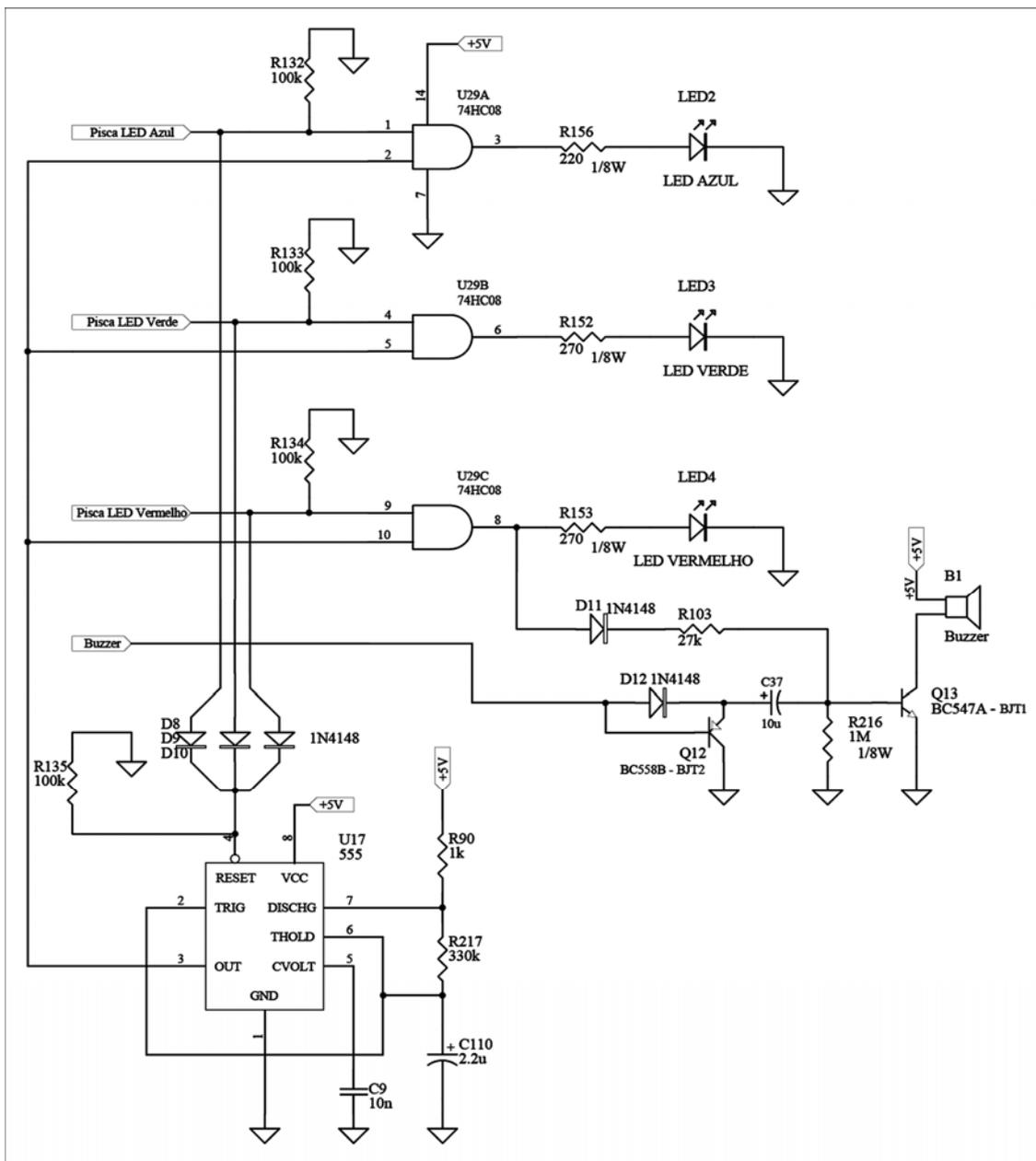


Figura 4.19 - Diagrama esquemático do bloco Interface Visual Homem Máquina.

4.3.6 – BLOCOS QUE COMPÕEM A AQUISIÇÃO E O CONDICIONAMENTO DOS SINAIS DE CORRENTES E TENSÕES.

As tensões geradas pelo inversor trifásico e filtradas pelo filtro LC, são utilizadas para a realização dos ensaios para detecção e diagnóstico das falhas dos transformadores cuja proteção tenha operado. Contudo esses ensaios são feitos mediante o processamento matemático envolvendo os valores numéricos das tensões aplicadas e das correntes circulantes nos enrolamentos primários e secundários. Desse modo torna-se necessário a aquisição e o condicionamento dos sinais correspondentes a estes parâmetros. Observa-se que após estes blocos, encontra-se a tomada trifásica que fornece a energia necessária para as realizações dos ensaios dos transformadores. As tensões fase-fase disponíveis nesta tomada podem, mediante modulação PWM, atingir 220 volts eficazes. Nestas condições a potência trifásica disponível para os ensaios alcança 150 watts.

Neste estágio, são monitoradas as três tensões geradas, as três correntes injetadas nos enrolamentos primários e as três correntes circulantes nos enrolamentos secundários.

Como foi mostrado, estão presentes no hardware três circuitos cujos transistores de potência estão trabalhando nas regiões de corte e saturação. O push pull, responsável por transferir a energia necessária aos ensaios, tem sua frequência de chaveamento ajustada para 50 kHz. O flyback, que disponibiliza as baixas tensões de alimentação para os circuitos eletrônicos tem seu transistor chaveando a 100 kHz. Finalmente, o inversor trifásico operando em modulação por largura de pulso, recebe uma portadora cuja frequência, por razões técnicas, foi estabelecida em 7,68 kHz.

A título de ilustração, mostra-se na figura 4.20 os laços de corrente que se formam em um circuito *flyback*. A cada corrente circulante existe associado um campo eletromagnético, podendo ser de baixa ou alta frequência. Ainda que esforços tenham sido envidados buscando-se minimizar estes fenômenos, o êxito é duvidoso, pois os softwares disponíveis para o desenvolvimento de placas de circuito impresso, não contemplam em todos os aspectos as necessidades de um projeto livre de irradiações.

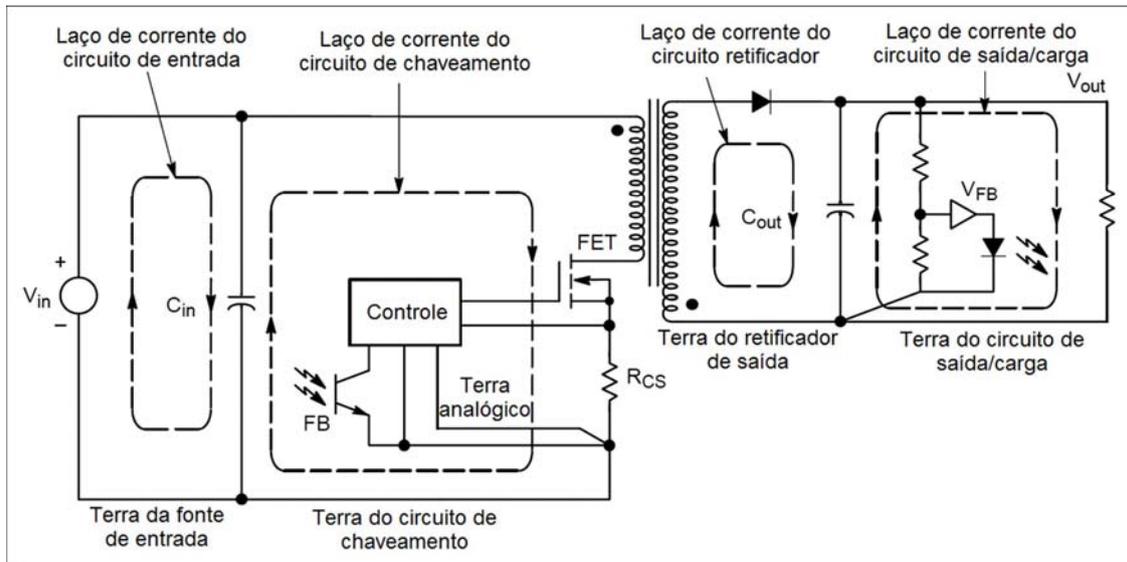


Figura 4.20 -Laços de corrente que se formam em um circuito *flyback*.

A existência de tais irradiações cria um ambiente com um elevado índice de interferência eletromagnética para as aquisições de sinais realizadas pelo CA/D - conversor de analógico/digital do DSC. Considerando que a maior tensão que se pode aplicar às entradas deste CA/D é de somente 3 volts e que o mesmo é de 12 bits cada um, ao bit menos significativo corresponde um passo de discretização de apenas 732 microvolts. Para atenuar essas interferências às entradas do CA/D e também eliminar o falseamento de amostras, foram introduzidos filtros analógicos “anti-aliasing” em todos os canais de aquisição e condicionamento dos sinais. São utilizados nove canais para aquisição dos sinais correspondentes às tensões e correntes alternadas e mais dois canais para monitoramento da tensão e corrente no barramento de 300 volts em corrente contínua que alimenta o inversor trifásico; totalizando onze canais, e todos eles são providos de filtros com as mesmas características de atenuação dos sinais de frequências indesejáveis. A figura 4.21 mostra o diagrama esquemático dos circuitos de aquisição, condicionamento e filtragem dos sinais. Nesta figura estão mostrados apenas três dos 11 canais, sendo respectivamente, os circuitos para as medições das correntes circulantes nos enrolamentos secundários, das correntes injetadas nos enrolamentos primários e das tensões aplicadas a esses mesmos enrolamentos primários. Cada canal é composto por quatro amplificadores operacionais, sendo os dois primeiros destinados aos ajustes de ganho e “offset”. Este ajuste de “offset” aplicado simultaneamente a todos os canais tem como objetivo deslocar de 1,5 volts os sinais correspondentes às tensões e correntes medidas, adequando-os aos níveis aceitos pelos conversores analógico-digital do DSC.

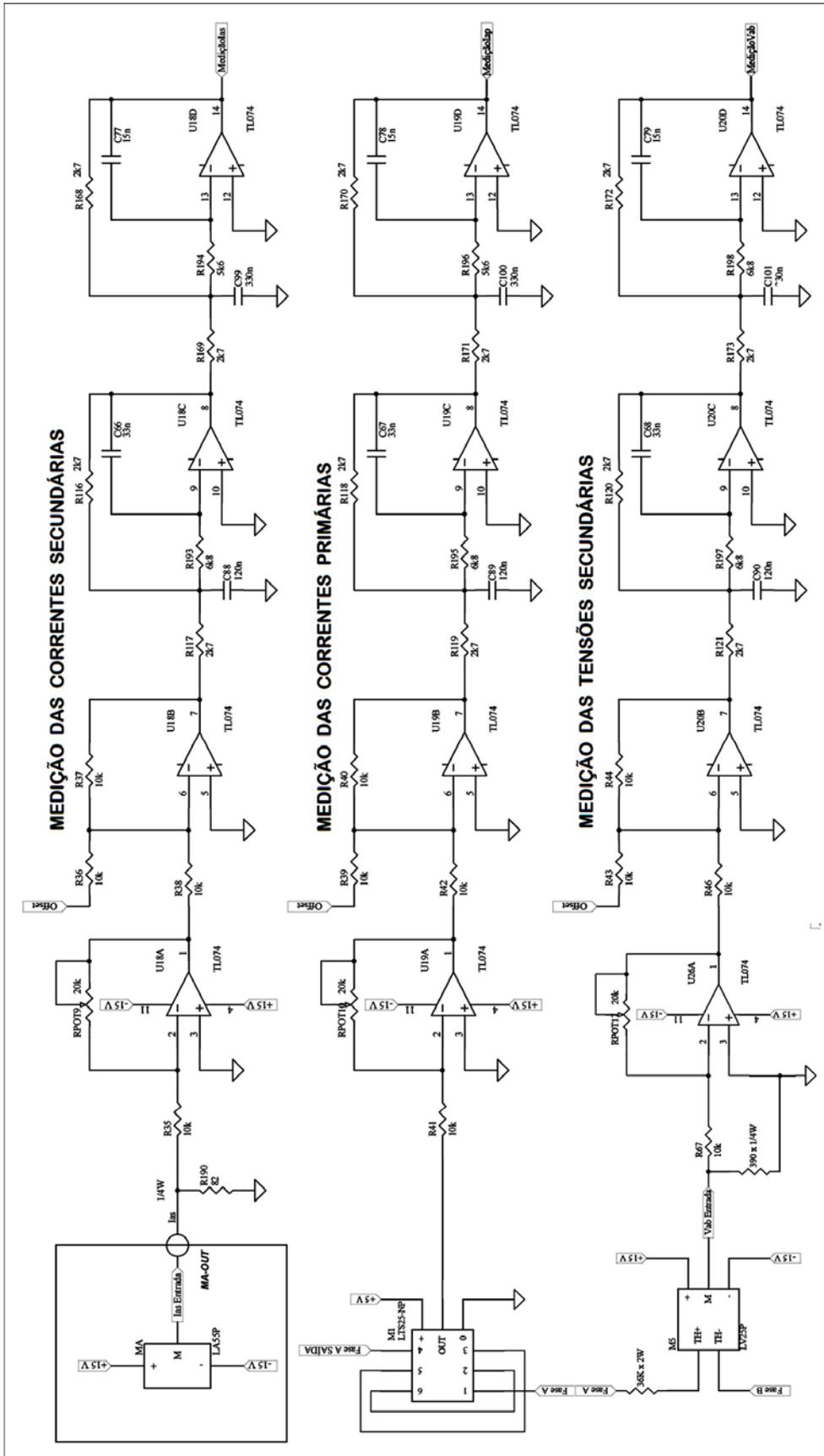


Figura 4.21 - Diagrama esquemático dos circuitos de aquisição, condicionamento e filtragem dos sinais de corrente alternadas e contínuas.

Os dois últimos amplificadores operacionais de cada canal constituem os filtros “*anti-aliasing*” de quarta ordem, com frequência de corte em 600 Hz. Essa frequência foi escolhida por estar uma década acima dos 60 Hz das tensões trifásicas e um pouco mais de uma década abaixo da frequência de 7680 Hz de chaveamento do inversor trifásico. Trata-se de um filtro com topologia MFB do tipo Butterworth, cuja função de transferência é a seguinte:

$$G(S) = \frac{1}{5,44 \cdot 10^{-15} S^4 + 5,54 \cdot 10^{-11} S^3 + 2,60 \cdot 10^{-7} S^2 + 7,46 \cdot 10^{-4} S + 1}$$

Na figura 4.22 estão mostradas as curvas características de ganho e fase para a resposta em frequência desse filtro.

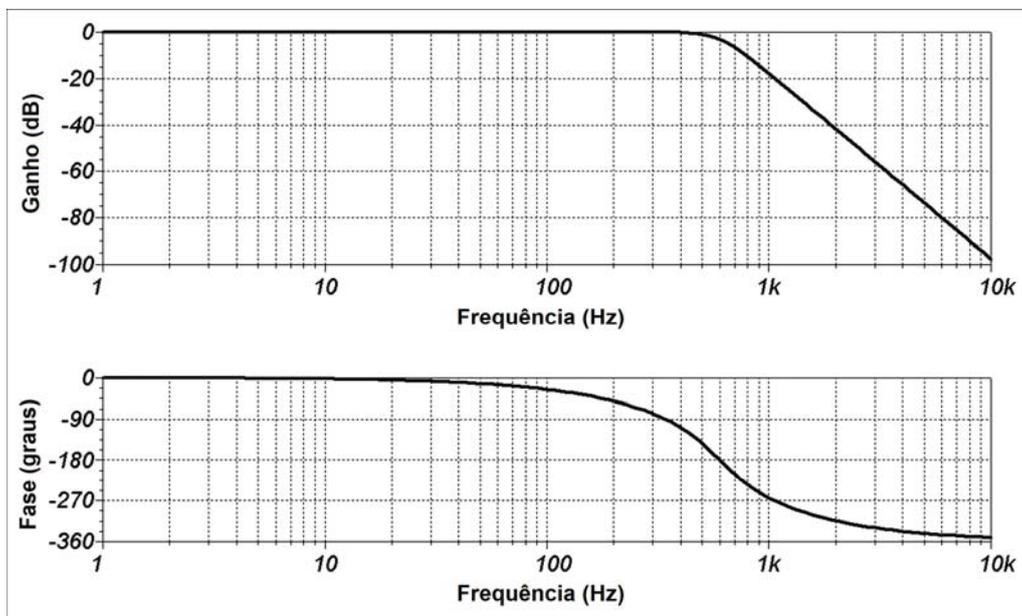


Figura 4.22 - Curvas características dos filtros analógicos “*anti-aliasing*”.

4.4 - DETALHAMENTO DO SOFTWARE

Como dito anteriormente, o DSC utilizado foi um TMS320F2812, com CPU de 32 bits e precisão finita de ponto fixo, de fabricação da Texas Instruments. Esse DSC foi programado em linguagem C, utilizando a suíte *IDE Code Composer Studio 3.1.0* fornecida pelo próprio fabricante. O programa que ora se encontra embutido na memória *flash* do DSC segue uma estrutura composta basicamente de duas partes: o Fluxo Principal e o Fluxo de Interrupção.

No Fluxo Principal, realizam-se as seguintes atividades, por ordem cronológica:

1. Iniciação e configuração do DSC e de seus módulos periféricos;

2. Monitoramento dos testes:

- a. Indicação da realização dos testes;
- b. Habilitação da realização dos testes;
- c. Energização dos diversos circuitos constituintes do hardware, necessários à realização dos testes;
- d. Monitoramento, tratamento e remoção de faltas ocorridas no hardware;

3. Finalização e cálculo dos resultados dos testes:

- a. Desligamento dos módulos do equipamento necessários somente para a realização dos testes;
- b. Cálculo dos valores finais das medições feitas durante os testes;
- c. Obtenção do resultado final dos testes;
- d. Indicação do término dos testes e apresentação do resultado final.

No fluxo de interrupção, são realizadas as seguintes atividades, por ordem cronológica:

1. Se a medição estiver habilitada:

- a. Adquire-se o valor da amostragem feita em cada canal;
- b. Calcula-se o valor médio de cada sinal;
- c. Remove-se o valor médio (componente DC) das amostras dos sinais adquiridos e calcula-se os valores eficazes desses sinais;
- d. Estando a aquisição de dados para os testes habilitada:
 - i. Até que se atinja 64 valores diferentes, acumula-se em memória os valores eficazes dos sinais medidos para o cálculo do resultado final dos testes.
- e. Caso a geração de pulsos PWM esteja habilitada:
 - i. Colocam-se as saídas de PWM no estado inicial;
 - ii. Verifica-se se as condições de teste foram atingidas. Se não foram atingidas, incrementa-se a amplitude da modulante senoidal sintetizada.
- f. E se a geração de PWM não estiver habilitada:
 - i. Bloqueia-se as saídas de pulsos PWM;
 - ii. Zera-se a amplitude da modulante senoidal sintetizada;
 - iii. Desabilita-se a aquisição de dados para os testes.

2. Se a medição não estiver habilitada:

- a. Bloqueia-se as saídas de pulsos PWM;
- b. Zera-se a amplitude da modulante senoidal sintetizada;
- c. Desabilita-se a aquisição de dados para os testes;

- d. Interrompe-se a geração dos pulsos PWM.
3. Para a geração dos Pulsos modulados em largura - PWM:
 - a. Calculam-se as durações dos pulsos;
 - b. Ajustam-se os valores dos registradores do DSC responsáveis pela geração dos pulsos.
4. Reinicia-se o conversor AD.
5. Faz-se o reconhecimento do atendimento da interrupção.

4.4.1 - FLUXO PRINCIPAL

A iniciação do DSC consiste basicamente em:

- Estabelecer valores numéricos para os registradores que definirão as funções dos pinos do DSC para trabalharem como entrada ou saída;
- Definir a forma como o conversor AD vai funcionar. Para esta tese ele funciona de forma seqüencial, ou seja, converte um sinal de cada vez e quando a conversão de um canal acaba automaticamente ele começa a conversão do próximo;
- Indicar o número de canais dos multiplexadores que antecedem o conversor A/D, que serão utilizados;
- Fixar a freqüência de operação da modulação PWM (7680 Hz);
- E finalmente, configurar as interrupções.

A figura 4.23 mostra um sinal analógico discretizado pela amostragem. Vê-se nesta figura, que o erro de discretização pode ser minimizado pelo próprio método numérico, deste que se faça uma escolha apropriada do número de bits correspondentes aos valores das amostras bem como da freqüência de amostragem.

Observa-se que as amostras são tomadas a cada intervalo T correspondente ao período da freqüência de amostragem. Analisando-se esta figura, percebe-se que um algoritmo de baixo custo computacional para a obtenção do valor eficaz deste sinal analógico seria, por exemplo, um que fizesse uso do seguinte método numérico:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \left[\frac{1}{fa} \cdot \text{valor da amostra}_i \right]^2}{\frac{n}{fa}}}$$

$$\Rightarrow V_{RMS}^2 = \frac{1}{n \cdot fa} \cdot \sum_{i=1}^n [\text{valor da amostra } a_i]^2 \quad (4.1)$$

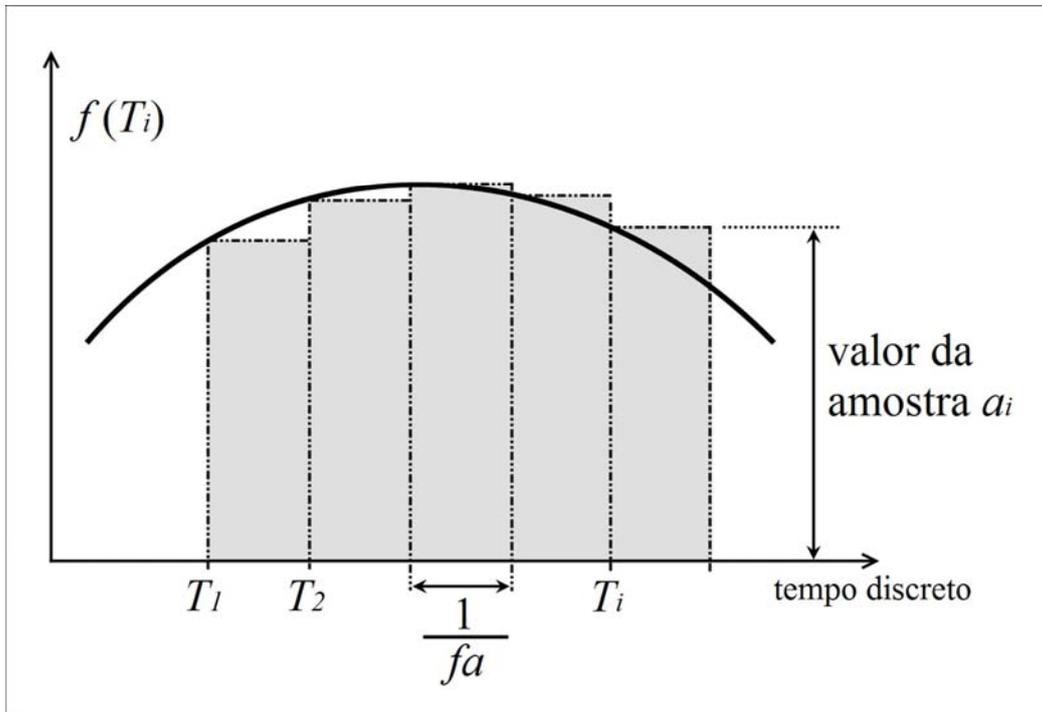


Figura 4.23 - Sinal analógico discretizado pela amostragem.

De tal modo que para o cálculo da pseudo-relação de transformação bastaria, computacionalmente, fazer:

$$PRT = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [\text{amostra corrente secundária}_i]^2}{\sum_{i=1}^n [\text{amostra corrente primária}_i]^2}} \quad (4.2)$$

Contudo, visto que o processamento se faz em ponto fixo, para se reduzir ainda mais o custo computacional, optou-se por fazer:

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{128} \cdot \sum_{i=1}^{128} [\text{valor da amostra } a_i]^2 \quad (4.3)$$

Neste caso, sendo 128 a sétima potência de 2, esta divisão é feita em *assembly*, deslocando-se o resultado da soma dos quadrados dos valores das

amostras por 7 bits à direita. O termo fa é suprimido porque, como pode ser demonstrado, na divisão final ele se cancela.

Estas 128 amostras correspondem a um ciclo senoidal completo dos sinais de tensão e correntes, proporcionados pelo inversor trifásico, o que leva a afirmar que a frequência de chaveamento é:

$$f_{chaveamento} = 60\text{Hz} \cdot 128 = 7680\text{Hz}$$

Para cada um dos onze parâmetros medidos pelo equipamento durante os ensaios dos transformadores, é reservado um espaço na memória de acesso aleatório equivalente a um vetor de 64 posições. Desse modo, são armazenados 64 valores eficazes ao quadrado para cada parâmetro. Às médias dos valores eficazes que são utilizadas para o cálculo da pseudo-relação são calculadas como mostrado a seguir:

$$\text{Média dos valores eficazes} = \sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{V_{RMS_j}^2}}{64} \quad (4.4)$$

A escolha por armazenar 64 valores eficazes ao quadrado e não apenas os 60 correspondentes a 1 segundo, mais uma vez foi influenciada pela facilidade computacional em se realizar a divisão por 64, pois neste caso basta deslocar-se o resultado da soma dos valores eficazes por 6 bits à direita.

A seguir são apresentadas as seqüências dos algoritmos utilizados para calcular o valor médio e o valor eficaz dos sinais de corrente alternada amostrados.

Valor Total = 0

A cada interrupção faça :

```
{
Valor Total = Valor Total -  $\frac{\text{Valor da amostra mais antiga no buffer}}{\text{Tamanho do buffer}}$ ;
Amostra mais antiga no buffer = Nova amostra;
Valor Total = Valor Total -  $\frac{\text{Valor da nova amostra}}{\text{Tamanho do buffer}}$ ;
}
```

Desse modo, garante-se que sempre se tem o valor médio de todas as amostras do buffer, sem a necessidade de se somar todos os seus elementos a cada interrupção, diminuindo ainda mais o custo computacional do algoritmo. Mas em

contrapartida o valor correto da média só poderá ser considerado após um número de amostras correspondente ao tamanho do vetor de amostras, ou seja:

$$N \text{ interrupções} = \text{Tamanho do buffer}$$

O cálculo dos valores eficazes também é feito amostra a amostra, como ocorre com o cálculo do valor médio, e segue o seguinte algoritmo:

Quando N interrupções = Tamanho do buffer

{

Valor RMS = Soma RMS;

Soma RMS = 0;

Número de interrupção = 0;

}

A cada interrupção faça :

{

$$Soma \text{ RMS} = Soma \text{ RMS} + k \cdot \frac{(\text{Valor da amostra} - \text{valor médio da amostra})^2}{\text{Tamanho do buffer}}$$

}

Onde **k** é um coeficiente de ajuste de escala

Pode-se zerar a variável **Soma RMS** quando:

$$N \text{ Termos somados} = \text{Tamanho buffer}$$

porque como todos os sinais amostrados estão na frequência fixa de 60 Hz, ter-se-á um período do sinal após a aquisição de um conjunto de 128 amostras consecutivas no tempo, ou seja, levando-se em consideração a definição de valor eficaz, pode-se garantir que ao final da soma de 128 termos, conforme mostrado no algoritmo, o quadrado do valor eficaz do sinal amostrado é obtido.

Observa-se a necessidade de se fazer duas divisões pelo tamanho do buffer. Uma no algoritmo do valor médio e outra no algoritmo do cálculo dos valores eficazes a cada fluxo de interrupção do programa, que ocorrem a uma frequência de 7680 HZ, ou seja, esse fluxo não pode durar mais que 130,2 μ S. Como o DSC utilizado não possui hardware para realizar divisão (sendo esta feita pelo método de subtrações sucessivas), ao se ajustar o tamanho do vetor de amostras para um valor que seja potência de 2, como já foi dito, consegue-se a execução dos algoritmos dentro do intervalo de tempo disponível.

No algoritmo para o cálculo dos valores eficazes, observa-se que não se extrai

a raiz quadrada do valor **Soma RMS**. Essa extração não é realizada porque seria necessário recorrer à divisão pelo método de subtrações sucessivas. Por esse motivo são utilizados os valores eficazes ao quadrado para realizar as operações necessárias dentro do fluxo de interrupção. Já para se calcular os valores finais das medidas, aí sim é realizada a extração da raiz quadrada. Mas como nesse caso ela é calculada no fluxo principal do programa, não se tem mais a limitação de tempo verificada no fluxo de interrupção.

A monitoração dos testes é resumidamente o que foi mostrado anteriormente na descrição do fluxo principal. Uma maior atenção deve ser dada aos critérios de parada dessa monitoração e conseqüentemente dos testes, que são os seguintes:

- Término da aquisição dos valores eficazes ao quadrado dos sinais medidos que serão utilizadas para o cálculo do resultado final dos testes. Esse término acontece quando 64 (= 2^6) valores eficazes são calculados e armazenados, o que corresponde a uma aquisição de aproximadamente 1,07 segundos;
- Falha em alguma parte do equipamento.

Se um desses dois critérios de parada ocorrer, o conjunto hardware/software interrompe toda a operação. Caso o motivo de parada tenha sido o segundo critério, o conjunto hardware/software faz uma indicação de erro para o operador.

Finalizado o teste e armazenados os valores obtidos, o DSC desliga os módulos do equipamento que não serão mais usados, poupando-se a bateria e proporcionando segurança para o operador, pois quando não se está realizando os testes as tensões trifásicas inexistem, reduzindo assim o risco de choque elétrico ao se tocar nos terminais do equipamento.

Admitindo-se que o critério de parada foi o término da aquisição dos valores eficazes dos sinais medidos que serão utilizadas para o cálculo do resultado final do teste, passa-se aos cálculos do valor médio e do desvio padrão desses valores eficazes, ou seja:

$$\textit{Medida} = \textit{Valor médio} \pm \textit{Desvio padrão}$$

Calculadas as pseudo-relações de transformação, verifica-se se elas se encontram dentro de certos limites. Se sim o religamento do transformador pode ser realizado (se não se encontra o religamento NÃO PODE ser realizado). Esse resultado então é indicado através de LEDs ao operador do equipamento. As cores dos LEDs, quando eles estão acessos, têm os seguintes significados:

- LED amarelo aceso fixo: Equipamento energizado.

- LED amarelo aceso fixo mais aviso sonoro de curta duração (*beep*): Início dos testes.
- LED azul piscando: Realizando testes.
- LED verde piscando: Transformador pode ser religado.
- LED vermelho piscando, concomitantemente à emissão de aviso sonoro intermitente: Transformador NÃO PODE ser religado.
- LEDs azul, verde e vermelho piscando, simultaneamente, problema interno ao hardware.

4.4.2 - FLUXO INTERRUPTÃO

No Fluxo de Interrupção, basicamente o que se faz é:

- Adquirir novos valores de amostras dos sinais e descartar os valores mais antigos;
- Fazer o cálculo dos valores necessários à modulação PWM;
- Calcular os valores médios dos sinais AC e DC e os valores eficazes dos sinais AC;
- Estabelecer a condição de teste para o equipamento.

A aquisição e descarte de valores de amostras se dá da seguinte forma:

1. Quando um novo valor é disponibilizado pelo conversor A/D;
2. O valor mais antigo no vetor de amostras brutas é substituído pelo novo valor;
3. Ao novo valor é aplicado um filtro digital de média de oito coeficientes, que fornecerá o novo valor de amostra filtrada.
4. O valor mais antigo no vetor de amostras é descartado e em seu lugar o novo valor, já filtrado, é colocado.

O que o filtro de média de oito coeficientes faz é atribuir o valor da média dos oito últimos valores amostrados ao novo valor de amostra, agora filtrado. Desta forma,

têm-se dois vetores diferentes: um que guarda as amostras brutas sem filtragem que tem tamanho para 8 amostras, e outro que guarda o valor das amostras filtradas e que tem tamanho para 128 amostras. Novamente, o tamanho 8, uma potência de 2, para o vetor de amostras brutas, foi escolhido pensando-se na divisão através de deslocamento de 3 bits à direita para o cálculo do valor médio dessas amostras.

Finalizando a descrição das ações principais que ocorrem no interior do DSC, é oportuno, ainda que sucintamente, mostrar como simultaneamente à aquisição e ao processamento, ocorrem a geração dos sinais de excitação. Para o cálculo dos valores necessários à modulação por largura de pulsos - PWM utilizou-se a biblioteca "SGEN" fornecida pela *Texas Instruments*. Essa biblioteca possibilita a geração dos valores correspondentes às três senóides, defasadas de 120°, a cada fluxo de interrupção. Com esses valores calcula-se a duração que terá cada pulso do sinal PWM em cada uma das três fases. De posse dos valores de duração de cada pulso, calcula-se o valor dos registradores de comparação do DSP que efetivamente irão gerar os sinais PWM. A geração dos pulsos PWM no DSP é obtida da seguinte maneira: há um contador *up/down* de 16 bits, portanto de 65536 níveis, que conta de um valor mínimo, 0000H até um valor máximo, FFFFH e depois retorna até o valor mínimo novamente, criando uma onda triangular discreta. A título de ilustração, a Figura 4.24 mostra o princípio de funcionamento desse contador para 5 níveis. Quando o valor do contador é maior ou igual o valor do registrador de comparação, a saída do PWM é posta em nível ativo, se o valor do contador é menor, a saída do PWM é posta em nível desativo. Assim o sinal PWM é criado. O DSC se encarrega de gerar tanto o sinal PWM como o seu sinal complementar. Há ainda um registrador onde é fixado o valor do tempo morto entre as conduções dos transistores do inversor trifásico. Após a sua configuração, o tempo morto é introduzido automaticamente pelo DSC nos sinais PWM.

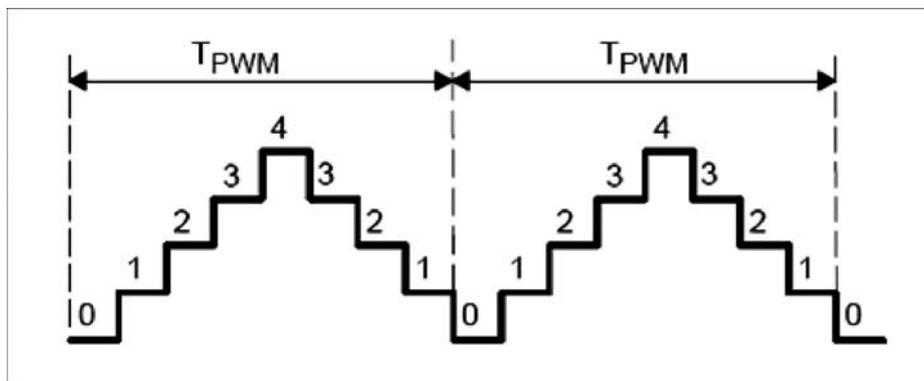


Figura 4.24 – Princípio de Funcionamento do Contador Timer1 do DSC.

A condição para habilitar a geração do PWM é que a tensão no barramento CC esteja acima de 200V. Se a tensão nele abaixar para um valor menor do que 180V, a geração do PWM é desabilitada e só volta a ser habilitada se a tensão voltar a ficar acima de 200V. Este ciclo de histerese é criado via software, daí a necessidade de se monitorar a cada interrupção o valor desta tensão.

4.5 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

O estabelecimento da condição de teste para o equipamento se dá da seguinte maneira:

1. Aplica-se uma tensão senoidal de pequena amplitude ao transformador e mede-se os valores das tensões entre fases e das correntes de linha no primário e as correntes de fase no secundário;
2. Aguarda-se um intervalo de tempo para estabilização do sistema equipamento e transformador;
3. Se alguma das tensões primárias, ou alguma das correntes primárias, ou secundárias atingir o valor de teste, a aquisição de dados para os testes é habilitada. Caso contrário incrementa-se a tensão aplicada ao transformador e volta-se ao passo 2.
4. Uma vez habilitada a aquisição de dados para os testes, inicia-se o armazenamento dos 64 valores eficazes ao quadrado de cada um dos sinais, que serão usados para a determinação do resultado final dos testes. A figura 4.25 ilustra como estes 64 valores são coletados.

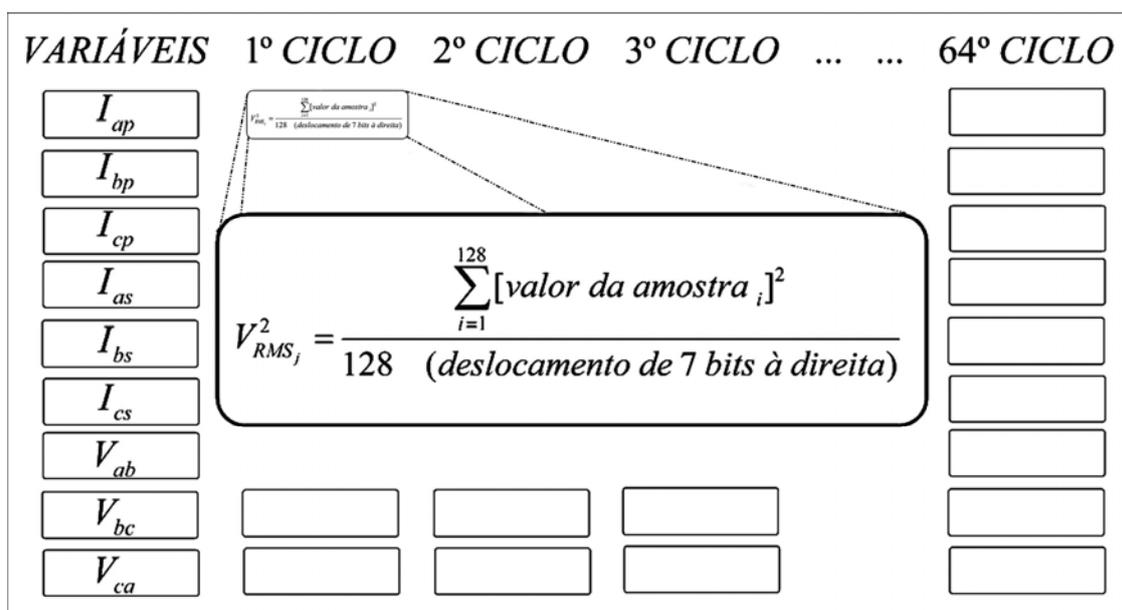


Figura 4.25 - Armazenamento dos 64 valores eficazes ao quadrado.

Como já foi dito, ao final da aquisição destes 64 valores, extrai-se as raízes quadradas e calcula-se suas respectivas médias.

Estando armazenados em memória os valores eficazes calculados, procedem-se os cálculos das relações entre os valores das correntes circulantes pelos enrolamentos secundários e os valores das correntes primárias injetadas. São calculadas nove relações, a partir das equações 4.5. Os cálculos destas nove relações são necessários, porque, como foi dito, para facilitar a utilização do equipamento, não existe a obrigatoriedade de conexões específicas para manter-se a correspondência entre enrolamentos primários e secundários.

Nas equações 4.5 tem-se:

- N_{11} - Razão entre as correntes secundária e primária da fase a;
- N_{12} - Razão entre as correntes secundária da fase b e corrente primária de fase a;
- N_{13} - Razão entre as correntes secundária da fase c e corrente primária de fase a;
- N_{21} - Razão entre as correntes secundária da fase a e corrente primária de fase b;
- N_{22} - Razão entre as correntes secundária e primária da fase b;
- N_{23} - Razão entre as correntes secundária da fase c e corrente primária de fase b;
- N_{31} - Razão entre as correntes secundária da fase a e corrente primária de fase c;
- N_{32} - Razão entre as correntes secundária da fase b e corrente primária de fase c;
- N_{33} - Razão entre as correntes secundária e primária da fase c;
- V_{ab} - Tensão aplicada entre as fases a e b;
- V_{bc} - Tensão aplicada entre as fases b e c;
- V_{ca} - Tensão aplicada entre as fases c e a;
- I_{ap} - Corrente injetada no enrolamento primário da fase a;
- I_{bp} - Corrente injetada no enrolamento primário da fase b;
- I_{cp} - Corrente injetada no enrolamento primário da fase c;
- I_{as} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase a;
- I_{bs} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase b;
- I_{cs} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase c;

Cálculos das Relações entre os Valores Eficazes das Correntes

$$\begin{aligned}
 N_{11} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{asRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{apRMS_j}^2}}{64}} & N_{12} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{bsRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{apRMS_j}^2}}{64}} & N_{13} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{csRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{apRMS_j}^2}}{64}} \\
 N_{21} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{asRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{bpRMS_j}^2}}{64}} & N_{22} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{bsRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{bpRMS_j}^2}}{64}} & N_{23} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{csRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{bpRMS_j}^2}}{64}} \\
 N_{31} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{asRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{cpRMS_j}^2}}{64}} & N_{32} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{bsRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{cpRMS_j}^2}}{64}} & N_{33} &= \frac{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{csRMS_j}^2}}{64}}{\sum_{j=1}^{64} \frac{\sqrt{I_{cpRMS_j}^2}}{64}}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Encerrada as divisões, por software, para a obtenção dos nove valores das relações entre as correntes secundárias e primárias, calcula-se o valor médio destas relações e o respectivo desvio padrão, conforme equações 4.6 e 4.7 respectivamente.

$$\text{Pseudo relação média} = \bar{N} = \frac{\sum_{k=1}^3 \sum_{l=1}^3 N_{kl}}{9} \tag{4.6}$$

$$\text{Desvio Padrão} = \sigma = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^3 \sum_{l=1}^3 (N_{kl})^2}{9} - (\bar{N})^2} \tag{4.7}$$

Para compensar as quedas de tensões existentes nos circuitos elétricos que alimentam os transformadores, estes dispõem de *TAPs* (tomadas) que permitem mudar suas relações de transformação [41]. Contudo estes *TAPs* são internos e para acessá-los seria necessário abrir-se o transformador. Sendo assim, o profissional

responsável pela manutenção, *a priori*, não dispõe desta informação. Para contornar este problema, incluiu-se no programa embutido no equipamento, uma rotina que torna possível o diagnóstico da falha independentemente do TAP conectado. Dados de catálogo, normas e ensaios de campo permitiram concluir que normalmente existem três TAPs nos enrolamentos primários dos transformadores. A relação de transformação varia em degraus de 10% quando se troca a conexão entre dois TAPs consecutivos. Por outro lado, a tolerância da relação de transformação em cada TAP é de 10%. Assim, o limite superior para a relação de transformação do TAP1 ($1,1 Ntap_1$) coincide aproximadamente com a relação de transformação do TAP2 ($1,1 Ntap_1 = Ntap_2$). O mesmo acontece entre TAP2 e TAP3. Um transformador estará apto para ser religado se os dois critérios finais mostrados na figura 4.26 forem atendidos simultaneamente.

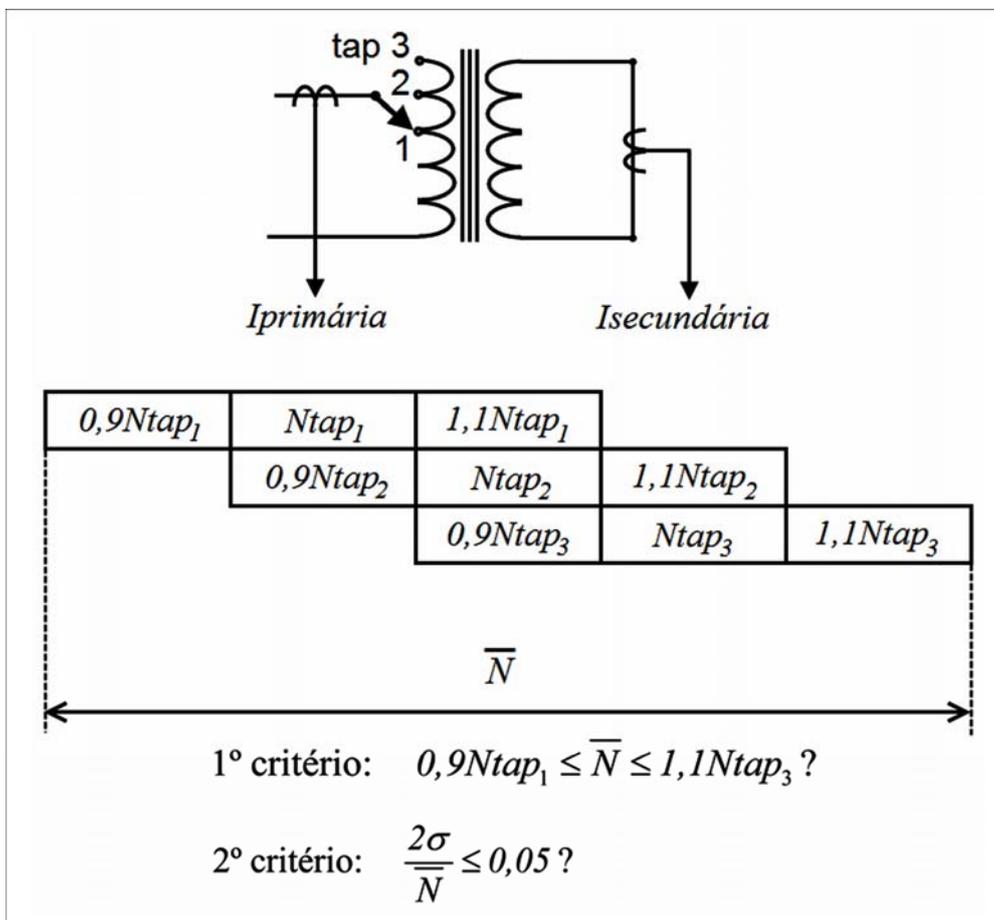


Figura 4.26 – TAPs e critérios finais para o diagnóstico de falhas de transformadores.

4.6 – CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as descrições dos blocos constituintes do hardware desenvolvido para a aquisição, condicionamento e

processamento dos sinais de tensões e correntes necessários à detecção e diagnóstico das falhas nos transformadores de distribuição. Foram detalhados e justificados alguns dos procedimentos mais importantes para a definição da topologia adotada. Foram descritas também as características do software desenvolvido e que se encontra embutido nesse hardware. Ao longo do capítulo ainda foram apresentadas as interações existentes entre hardware e software que visam garantir robustez na utilização do equipamento. Encerrando o capítulo foi descrito os tratamentos matemático e estatístico realizados pelo software.

5 - CALIBRAÇÃO DO EQUIPAMENTO E APRESENTAÇÃO DE RESULTADOS

5.1 - INTRODUÇÃO

Como foi dito anteriormente, além do hardware projetado para a geração das tensões trifásicas, imprescindíveis aos testes, aquisição, condicionamento e processamento dos sinais, desenvolveu-se também um software em linguagens C e *assembly*, responsável pela monitoração de todo o funcionamento desse hardware, bem como por todo tratamento matemático e estatístico dos sinais coletados. Serão apresentados neste capítulo alguns dos resultados possíveis de serem obtidos com o instrumento proposto e desenvolvido nesta Tese.

5.2 – CALIBRAÇÃO DO EQUIPAMENTO

Durante o desenvolvimento do projeto e da montagem do hardware, envidaram-se esforços para que todos os canais de aquisição apresentassem semelhantes características elétricas no que se refere ao condicionamento e filtragem dos sinais amostrados. Contudo, inúmeros fatores contribuíram para que desvios ocorressem. Por norma, os próprios componentes eletro-eletrônicos são produzidos com alguma variação percentual em torno de seus valores nominais. Desse modo, houve a necessidade de se calibrar todos os canais, buscando-se um comportamento próximo das especificações de projeto. Utilizando-se multímetros Minipa® ET-2402 e alicates amperímetros Minipa® ET-3102, fez-se a calibração de todos os canais de aquisição do hardware. Na tabela 5.1 estão apresentados os valores médios dos

resultados obtidos durante a fase de calibração, permitindo assim uma análise comparativa entre as medidas obtidas com o equipamento desenvolvido e com instrumentos de medidas comerciais. Como podem ser vistos, todos os erros percentuais das médias dos valores medidos estão abaixo de 1,8%, tomando-se como referência as medidas realizadas com os instrumentos comerciais mencionados.

Tabela 5.1 - Resultados obtidos durante a fase de calibração.

Medidas	Resultado das medidas		
	Equipamento com DSC	Multímetros/Alicate amperímetros	Desvios (%)
<i>Tensão de linha AB do primário (V)</i>	118	120	1,7
<i>Tensão de linha BC do primário (V)</i>	120	121	0,8
<i>Tensão de linha CA do primário (V)</i>	121	123	1,6
<i>Corrente na fase A do primário (A)</i>	0,58	0,57	1,7
<i>Corrente na fase B do primário (A)</i>	0,60	0,59	1,6
<i>Corrente na fase C do primário (A)</i>	0,59	0,58	1,7
<i>Corrente na fase A do secundário (A)</i>	22,0	21,8	1,0
<i>Corrente na fase B do secundário (A)</i>	18,2	18,0	1,1
<i>Corrente na fase C do secundário (A)</i>	19,7	19,8	0,5

Posteriormente à fase de calibração, foram realizados ensaios para validação das rotinas do software. Atingida a total integração entre hardware e software, prevista inicialmente, passou-se aos ensaios de campo, com testes em transformadores monofásicos e trifásicos; alguns em bom estado e outros danificados por algum tipo de falha. De posse de transformadores trifásicos e monofásicos em bom estado, de fato nunca utilizados, foi possível fazer os últimos retoques para um ajuste fino da calibração de todos os canais, incrementando ainda mais a confiabilidade nos resultados obtidos nos demais testes.

5.3 RESULTADOS PRÁTICOS E VALIDAÇÃO

Buscando-se validar os resultados das medições realizadas durante os procedimentos de calibração do hardware e ajustes do software, recorreu-se ao tratamento estatístico dessas medições conforme preconiza o “GUIA PARA A EXPRESSÃO DA INCERTEZA DA MEDIÇÃO” [42]. Por ser oportuno, há de se transcrever aqui, o item 3.48 do mesmo: “Embora este *Guia* proporcione uma

metodologia para avaliar incertezas, ele não pode substituir o raciocínio crítico, a honestidade intelectual e a habilidade profissional. A avaliação de incerteza não é uma tarefa de rotina nem uma tarefa puramente matemática; ela depende de conhecimento detalhado da natureza do mensurando e da medição. A qualidade e utilidade da incerteza indicada para o resultado de uma medição, dependem, portanto, e em última análise, da compreensão, análise crítica e integridade daqueles que contribuem para o estabelecimento de seu valor”.

Entende-se que o resultado de uma medição é a melhor estimativa do valor do mensurando, e que todos os componentes da incerteza, incluindo aqueles resultantes dos efeitos sistemáticos, como os componentes associados com operações e padrões de referência, contribuem para a dispersão. [42]

A figura 5.1 mostra os conceitos de erros em medições quando se trata de avaliar a precisão, a exatidão e a repetibilidade de um instrumento de medida. Observa-se nesta figura um pequeno círculo próximo ao canto superior direito envolvendo diversos pontos, correspondentes aos resultados de medidas realizadas com um equipamento qualquer.

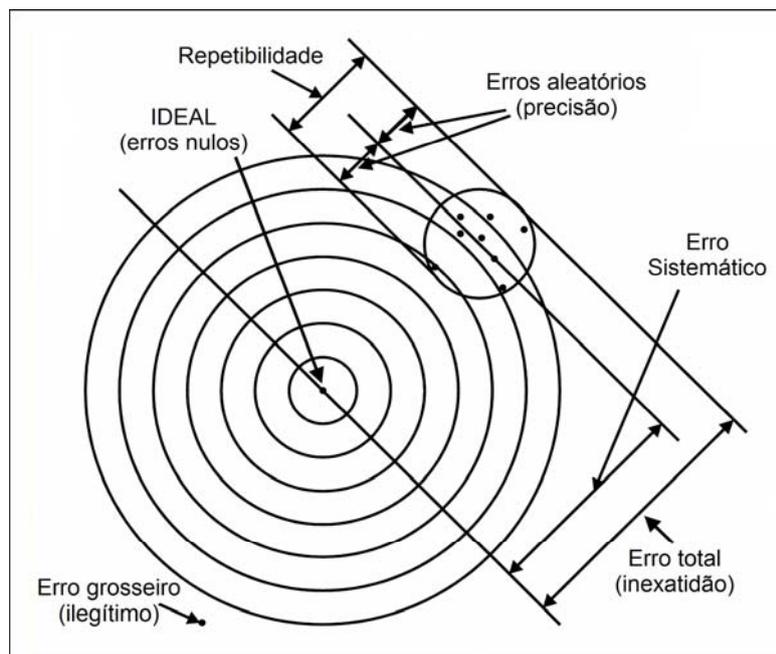


Figura 5.1 - Conceitos de erros em medições quando se trata de avaliar a precisão, a exatidão e a repetibilidade de um instrumento de medida.

A figura 5.2 mostra esse pequeno círculo ampliado. Nele estão em destaque o ponto *a* que não necessariamente coincide com um dos valores medidos e o ponto genérico *x_i*, representando os demais resultados da mesma medição.

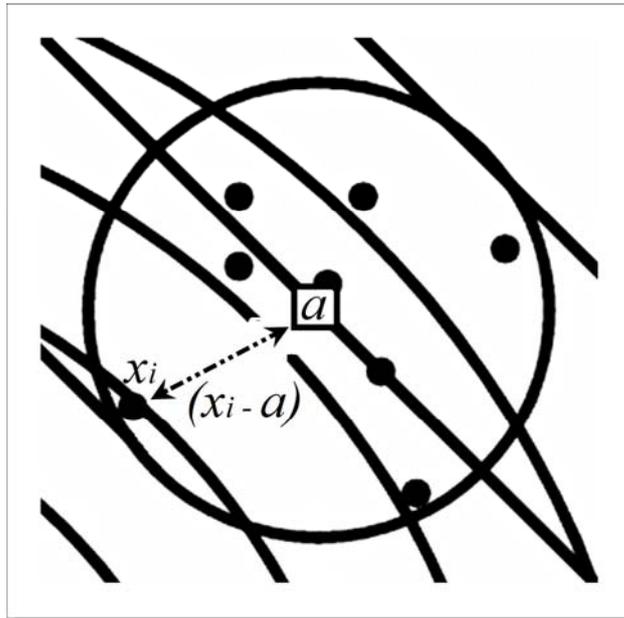


Figura 5.2 – Pontos referenciais para aplicação do método dos mínimos quadrados.

Aplicando-se o método dos mínimos quadrados aos pontos x_i em relação ao ponto arbitrário a , chega-se ao valor ótimo que melhor representa a medida efetuada, como mostrado a seguir:

$$S = (x_1 - a)^2 + (x_2 - a)^2 + \dots + (x_n - a)^2$$

$$\therefore S = x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2 - 2a(x_1 + x_2 + \dots + x_n) + na^2 \quad (5.1)$$

Buscando-se o valor mínimo de S tem-se:

$$\frac{dS}{da} = 0 - 2(x_1 + x_2 + \dots + x_n) + 2na = 0$$

$$\Rightarrow a = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} \quad (5.2)$$

Sendo o valor verdadeiro de uma grandeza aquele que seria obtido por uma medição perfeita, e, portanto, indeterminado por natureza, a partir da equação 5.2 observa-se que a melhor estimativa alcançável para esta grandeza, e para a qual n observações independentes são realizadas sob as mesmas condições de medição, é a média aritmética dos n valores medidos durante essas observações, ou seja, o valor de a corresponde na verdade à média aritmética dos valores de x_i ,

Contudo, nem sempre um único valor do mensurando, como a média, é suficiente para descrever de modo satisfatório a confiabilidade da medida. Torna-se então necessário estabelecer parâmetros que indiquem o grau de dispersão, ou variabilidade, em relação à média ou valor central. Este parâmetro, segundo o “GUIA PARA A EXPRESSÃO DA INCERTEZA DA MEDIÇÃO” [42], pode ser, por exemplo, entre outros, o desvio médio, a variância ou o desvio padrão.

Para avaliar a dispersão dos valores medidos pelo equipamento, utilizou-se o desvio padrão para população, obtido a partir de:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n x_i^2}{n} - a^2} \quad (5.3)$$

Na tabela 5.2 estão tabulados os valores medidos durante os testes com um transformador trifásico, 45 kVA, número 226501, ainda fixado ao engradado que o envolve e o protege após sua comercialização. Trata-se, portanto de um transformador trifásico nunca antes utilizado nos sistemas de distribuição de energia elétrica. Foram realizados 10 ensaios, buscando-se estabelecer o grau de concordância entre medições sucessivas, ou seja, o grau de proximidade entre as várias medidas consecutivas do mesmo parâmetro medido. Esta experiência permitiu ajustar os níveis de tolerância do software para classificação do que seria um transformador trifásico em bom estado, isento de qualquer tipo de falha.

Na tabela 5.2 estão elencados 18 parâmetros na primeira coluna. Os respectivos significados, de cada um deles, já foram definidos no capítulo anterior:

Como exposto anteriormente, o resultado final do teste, é obtido a partir do tratamento estatístico das razões entre as correntes circulantes pelos enrolamentos secundários curto-circuitados e as correntes injetadas nos enrolamentos primários. Desse modo, é construído um vetor com as nove relações possíveis (N_{11} , N_{12} , N_{13} , N_{21} , N_{22} , N_{23} , N_{31} , N_{32} , N_{33}) e o Valor final obtido no formato:

$$\textit{Valor final} = \textit{Valor médio} \pm \textit{desvio padrão}$$

Se o Valor médio se encontra dentro de certos limites o religamento do transformador pode ser executado, caso contrário, **NÃO PODE SER REALIZADO!**

Tabela 5.2 - Valores medidos durante os testes com um transformador trifásico de 45 kVA, número 226501, em bom estado.

1	Transformador bom - 45kVA - 226501												
2	Teste	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Média	σ
3	N11	60,45	60,53	60,5	60,49	60,54	60,52	60,5	60,52	60,47	60,45	60,497	0,030070207
4	N12	62,49	62,43	62,4	62,43	62,43	62,43	62,4	62,36	62,36	62,33	62,406	0,043687252
5	N13	60,5	60,54	60,53	60,51	60,53	60,5	60,49	60,54	60,53	60,53	60,52	0,017161973
6	N21	61,48	61,53	61,51	61,48	61,52	61,5	61,49	61,49	61,48	61,46	61,494	0,019915778
7	N22	63,55	63,47	63,44	63,45	63,44	63,43	63,42	63,36	63,41	63,37	63,434	0,049976421
8	N23	61,53	61,54	61,54	61,5	61,51	61,47	61,48	61,51	61,54	61,54	61,516	0,02475135
9	N31	61,72	61,79	61,75	61,74	61,77	61,75	61,77	61,75	61,73	61,73	61,75	0,020306321
10	N32	63,81	63,73	63,69	63,72	63,7	63,69	63,71	63,63	63,67	63,65	63,7	0,046474844
11	N33	61,77	61,8	61,78	61,76	61,75	61,73	61,76	61,78	61,8	61,81	61,774	0,023531312
12	Vab	125,6	125,4	125,48	125,44	126,14	125,55	125,83	125,7	125,7	125,68	125,652	0,20459491
13	Vbc	126,07	125,95	125,84	125,41	125,55	124,95	124,72	124,68	124,52	124,33	125,202	0,600927263
14	Vca	127,12	126,97	126,91	126,82	127,23	127,03	126,98	127,22	127,17	126,76	127,021	0,153657977
15	lap	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	1,10006E-16
16	lbp	0,47	0,48	0,48	0,47	0,48	0,48	0,48	0,48	0,48	0,48	0,478	0,003963388
17	lcp	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	1,10006E-16
18	las	29,6	29,66	29,65	29,65	29,8	29,72	29,7	29,75	29,73	29,7	29,696	0,054487577
19	lbs	30,15	30,15	30,14	30,13	30,28	30,2	30,19	30,22	30,23	30,2	30,189	0,044411615
20	lcs	30,27	30,28	30,26	30,26	30,4	30,32	30,32	30,35	30,35	30,33	30,314	0,043461942
21													
22													

A figura 5.3 mostra as formas de onda da tensão e da corrente sintetizadas pelo equipamento (conjunto hardware/software) e aplicadas ao enrolamento correspondente à fase a, durante os testes do transformador trifásico de 45 kVA, número 226501, e que se encontrava em bom estado. Os desvios padrões das pseudo-relações de transformação confirmam o bom estado do transformador, ao passo que os desvios padrões das tensões aplicadas e das correntes correntes circulantes garantem que houve uma boa repetibilidade durante os testes.

Na tabela 5.3 estão tabulados os valores medidos durante os testes com um transformador trifásico de 75 kVA, número 74636, removido do poste por apresentar falhas na operação. Trata-se, portanto de um transformador trifásico já utilizado nos sistemas de distribuição de energia elétrica. Foram realizados 5 ensaios, e percebe-se que não há proximidade entre as razões matemáticas entre as correntes circulantes pelos enrolamentos secundários curto-circuitados e as correntes injetadas nos enrolamentos primários. Os desvios padrões das pseudo-relações de transformação confirmam que o transformador encontra-se com falhas. Porém os desvios padrões das tensões aplicadas e das correntes circulantes mostram, novamente, pouca dispersão e, portanto, uma boa repetibilidade do equipamento.

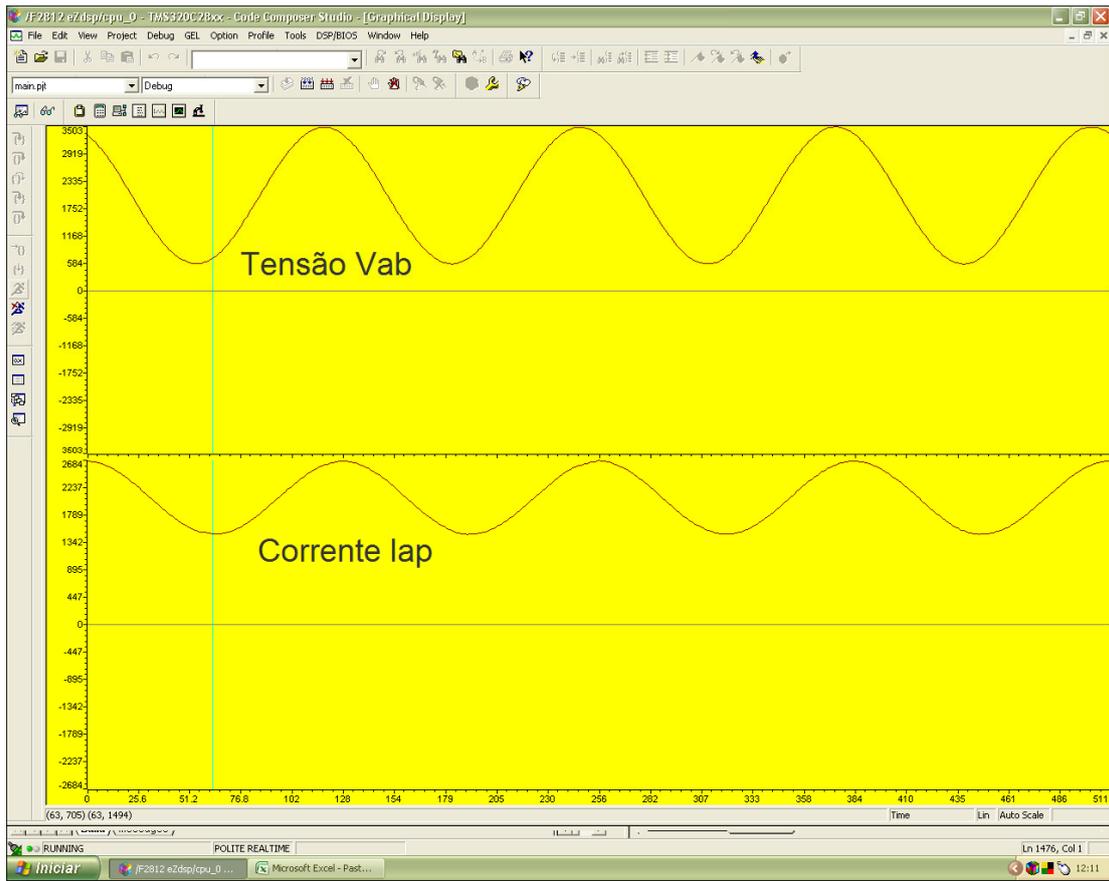


Figura 5.3 - Formas de onda da tensão aplicada entre as fases a e b, V_{ab} e da corrente injetada no enrolamento primário da fase a, i_{lap} do transformador nº 226501.

Tabela 5.3 - Valores medidos durante os testes com um transformador trifásico de 75 kVA, número 74636, com falhas.

Microsoft Excel - Dados.xls												
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
1	Transformador ruim - 75kVA - 74636											
2	Teste	1	2	3	4	5	Média	σ				
3	N11	94,53	96,88	80,63	90,53	94,42	91,398	6,05000606				
4	N12	234,57	154,59	112,35	116,55	111,29	145,87	49,568308				
5	N13	23,76	37,56	79,51	235,15	281,1	131,416	111,479243				
6	N21	127,19	133,03	108,21	124,29	129,9	124,524	9,09619791				
7	N22	315,61	212,26	150,79	160,02	153,1	198,356	66,0046362				
8	N23	31,97	51,57	106,7	322,85	386,72	179,962	153,683036				
9	N31	93,58	99,51	79,45	93,69	96,95	92,636	7,30748165				
10	N32	232,21	128,78	110,71	120,62	115,26	141,516	48,074906				
11	N33	23,52	38,58	78,34	243,36	288,62	134,484	115,389188				
12	Vab	126,24	126,17	126,69	126,64	126,54	126,456	0,22250418				
13	Vbc	124,39	124,34	124,82	124,75	124,69	124,598	0,20523453				
14	Vca	127	126,9	127,16	127,5	127,4	127,192	0,24024311				
15	lap	0,02	0,02	0,02	0,03	0,02	0,022	0,00420381				
16	lbp	0,01	0,01	0,01	0,02	0,02	0,014	0,00514859				
17	lcp	0,09	0,06	0,02	0,01	0,01	0,038	0,03349884				
18	las	2,17	2,27	2,17	2,3	2,29	2,24	0,06091896				
19	lbs	2,92	3,12	2,92	3,16	3,16	3,056	0,11770662				
20	lcs	2,15	2,33	2,15	2,38	2,36	2,274	0,10771104				
21												
22												

A figura 5.4 mostra as formas de onda da tensão e da corrente aplicadas ao enrolamento correspondente à fase a, durante os testes do transformador trifásico de 75 kVA, número 74636, que foi removido do poste por apresentar falhas na operação. Nessa figura, observa-se que a corrente lap é nula. Da análise da Tabela 4.3, conclui-se que provavelmente os três enrolamentos primários estão interrompidos, pois as correntes primárias medidas são muito menores que as esperadas para um transformador trifásico de 75 kVA.

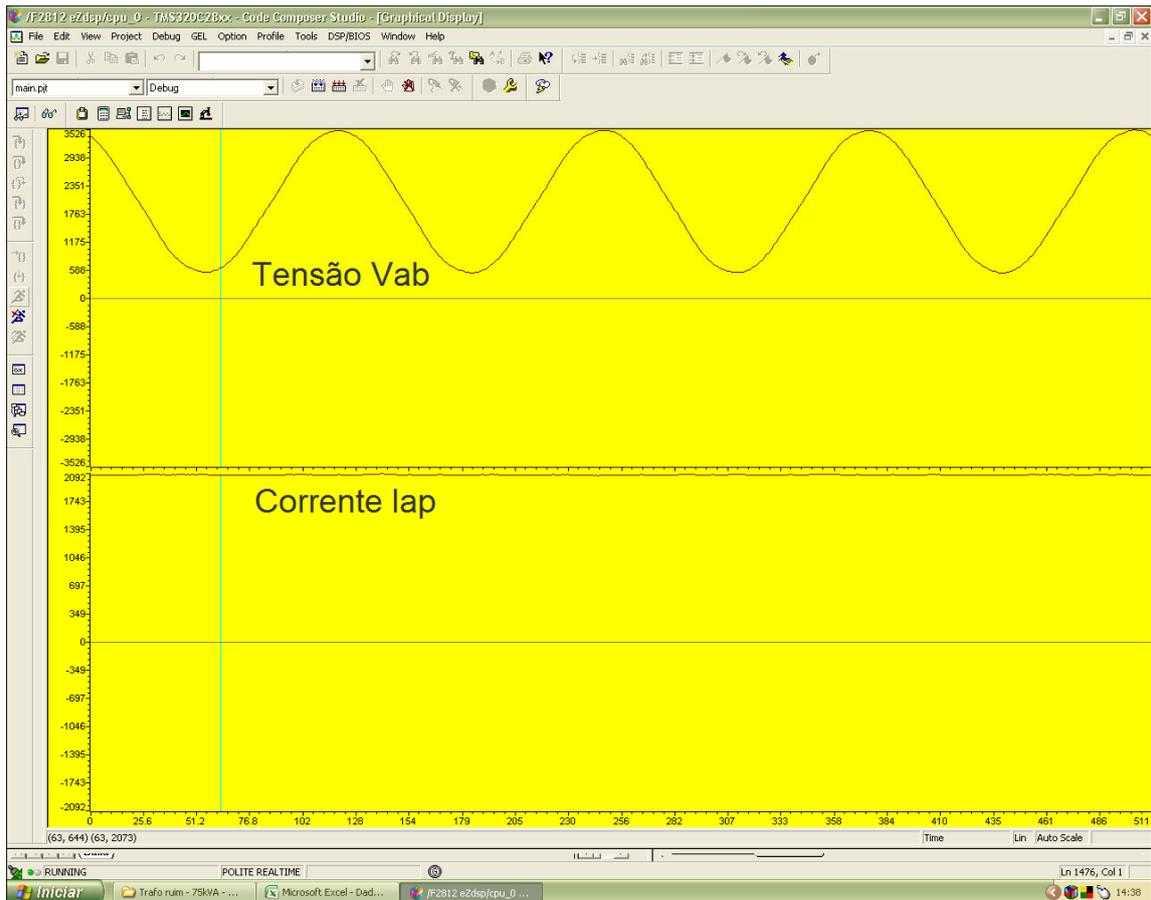


Figura 5.4 - Formas de onda da tensão aplicada entre as fases a e b, V_{ab} e da corrente injetada no enrolamento primário da fase a, lap do transformador nº 74636.

Na tabela 5.4 estão tabulados os valores medidos durante os testes com um transformador monofásico, 10 kVA, número 217539, também fixado ao engradado que o envolve e o protege após sua comercialização, tratando-se, portanto de um transformador monofásico nunca antes utilizado nos sistemas de distribuição de energia elétrica. Analogamente aos ensaios realizados com os transformadores trifásicos, buscou-se estabelecer o grau de concordância entre medições sucessivas, ou seja, o grau de proximidade entre as várias medidas consecutivas do mesmo valor medido. Este procedimento permitiu ajustar os níveis de tolerância do software para

classificação do que seria um transformador monofásico em bom estado, isento de qualquer tipo de falha.

Os transformadores monofásicos, comumente são construídos com um enrolamento primário e dois enrolamentos secundários ligados em oposição de fase de modo a estabelecer uma tomada central, que é ligada ao condutor neutro e também ao condutor de terra. Por essas características construtivas, um transformador monofásico apresenta dois enrolamentos secundários: fase a e fase b.

Tabela 5.4 - Valores medidos durante os testes com um transformador monofásico de 10 kVA, número 217539, em bom estado.

Transformador bom - 10kVA - 217539												
Teste	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Média	σ
N1	33,57	33,56	33,54	33,55	33,55	33,54	33,57	33,6	33,59	33,57	33,564	0,018904156
N2	33,44	33,44	33,42	33,42	33,41	33,42	33,41	33,45	33,45	33,43	33,429	0,014324509
Vab	112,85	113,26	113,63	113,02	113,46	113,42	113,33	113,4	113,17	113,06	113,26	0,221737302
Vbc	117,25	117,67	117,83	117,55	117,66	117,6	117,54	117,76	117,43	117,27	117,556	0,18109474
Vca	127,1	127,13	127,52	126,95	127,33	127,29	127,15	127,29	127,07	126,89	127,172	0,177403124
Iap	0,72	0,72	0,72	0,72	0,72	0,72	0,72	0,72	0,72	0,71	0,719	0,002972541
Ibp	0,71	0,71	0,72	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71	0,71	0,711	0,002972541
Icp	0,11	0,12	0,12	0,12	0,13	0,12	0,12	0,1	0,11	0,12	0,117	0,007738762
Ias	23,89	23,93	23,99	23,88	23,94	23,93	23,9	23,85	23,83	23,8	23,894	0,05339553
Ibs	3,36	3,42	3,44	3,41	3,42	3,41	3,36	3,36	3,37	3,35	3,39	0,031018417
Ics	23,99	24,02	24,08	23,98	24,04	24,02	24,01	23,96	23,94	23,91	23,995	0,046947749

Na tabela 5.4 estão elencados 11 parâmetros na primeira coluna. A seguir são definidos os significados de cada um deles:

- N_1 - Razão entre a corrente secundária da fase a e corrente primária;
- N_2 - Razão entre a corrente secundária da fase b e corrente primária;
- V_{ab} - Tensão aplicada sobre os terminais do enrolamento primário;
- V_{bc} - Tensão medida, porém não aplicada;
- V_{ca} - Tensão medida, porém não aplicada;
- I_{ap} - Corrente injetada no enrolamento primário, circulando do terminal a para o terminal b;
- I_{bp} - Corrente injetada no enrolamento primário, circulando do terminal b para o terminal a;

- I_{cp} – Corrente não injetada;
- I_{as} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase a;
- I_{bs} - Corrente não circulante;
- I_{cs} - Corrente circulante no enrolamento secundário da fase b;

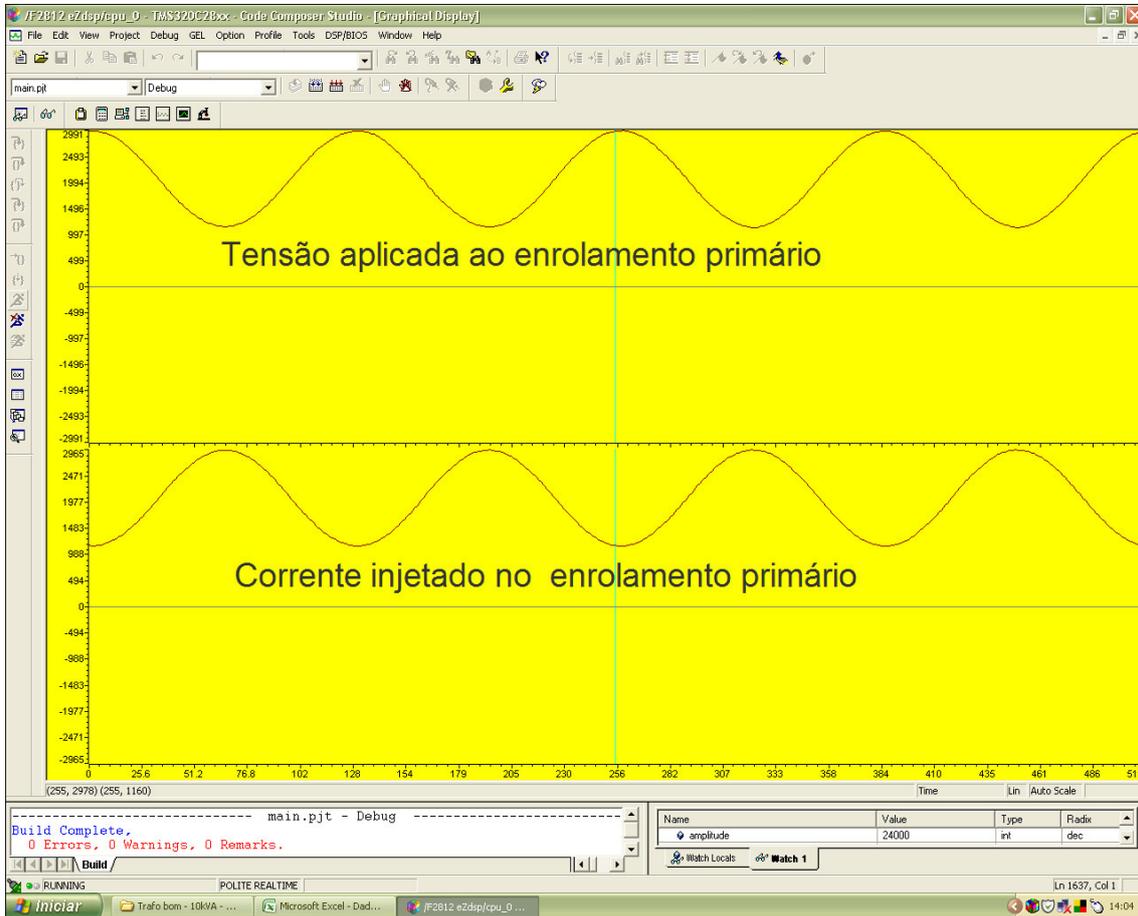


Figura 5.5 - Formas de onda da tensão aplicada e da corrente injetada ao enrolamento primário do transformador nº 217539, monofásico de 10 kVA, em bom estado.

Como exposto anteriormente, também para os transformadores monofásicos, o resultado final do teste, é obtido a partir do tratamento estatístico das razões entre as correntes circulantes pelos enrolamentos secundários curto-circuitados e as correntes injetadas nos enrolamentos primários. Neste caso, é construído um vetor com as duas relações possíveis apenas ($N1$ e $N2$) e a medida final obtida no formato:

$$\text{Valor final} = \text{Valor médio} \pm \text{desvio padrão}$$

Se o Valor médio se encontra dentro de certos limites o religamento do transformador pode ser executado, caso contrário, NÃO PODE SER REALIZADO!

Aqui também os desvios padrões das pseudo-relações de transformação confirmam o bom estado do transformador, ao passo que os desvios padrões das tensões aplicadas e das correntes circulantes garantem que houve uma boa repetibilidade durante os testes.

A figura 5.5 mostra as formas de onda da tensão e da corrente sintetizadas pelo equipamento (conjunto hardware/software) e aplicadas ao enrolamento primário, durante os testes do transformador monofásico de 10 kVA, número 21753, e que se encontrava em bom estado.

Tabela 5.5 - Valores medidos durante os testes com um transformador monofásico de 10 kVA, número 374808, com falhas.

Transformador ruim - 10kVA - 374808								
Teste	1	2	3	4	5	Média	σ	
N1	33,28	33,28	33,31	33,3	33,26	33,286	0,018323973	
N2	28,73	28,77	28,67	28,79	28,69	28,73	0,047930783	
Vab	121,47	121,26	121,24	120,79	120,71	121,094	0,308242612	
Vbc	126,93	126,77	126,66	127,72	127,61	127,138	0,462581249	
Vca	123,87	123,69	123,62	123,3	123,15	123,526	0,276669962	
Iap	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0	
Ibp	0,01	0,01	0	0,01	0,02	0,01	0,006646804	
Icp	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0	
Ias	11,01	11	11	10,95	10,94	10,98	0,030459481	
Ibs	9,51	9,51	9,47	9,47	9,43	9,478	0,031458417	
Ics	2,28	2,25	2,54	2,25	2,54	2,372	0,144619542	

Na tabela 5.5 estão tabulados os valores medidos durante os testes com um transformador monofásico de 10 kVA, número 374808, removido do poste por apresentar falhas na operação. Trata-se, portanto de um transformador monofásico já utilizado nos sistemas de distribuição de energia elétrica. Foram realizados 5 ensaios, e percebe-se que existe pouca proximidade entre as duas razões matemáticas N_1 e N_2 correspondentes as correntes circulantes pelos enrolamentos secundários curto-circuitados e as correntes injetadas no enrolamento primário. Tal fato já caracteriza que o transformador se encontra com falhas.

A figura 5.6 mostra as formas de onda da tensão e da corrente aplicadas ao enrolamento primário durante os testes do transformador monofásico de 10 kVA,

número 374808, que foi removido do poste por apresentar falhas na operação. Nessa figura, observa-se que a corrente I_{ap} não é nula. Da análise da Tabela 4.4, conclui-se que provavelmente o enrolamento secundário correspondente à fase a apresenta espiras em curto, pois a corrente nele circulante é maior que a esperada para um transformador monofásico de 10 kVA

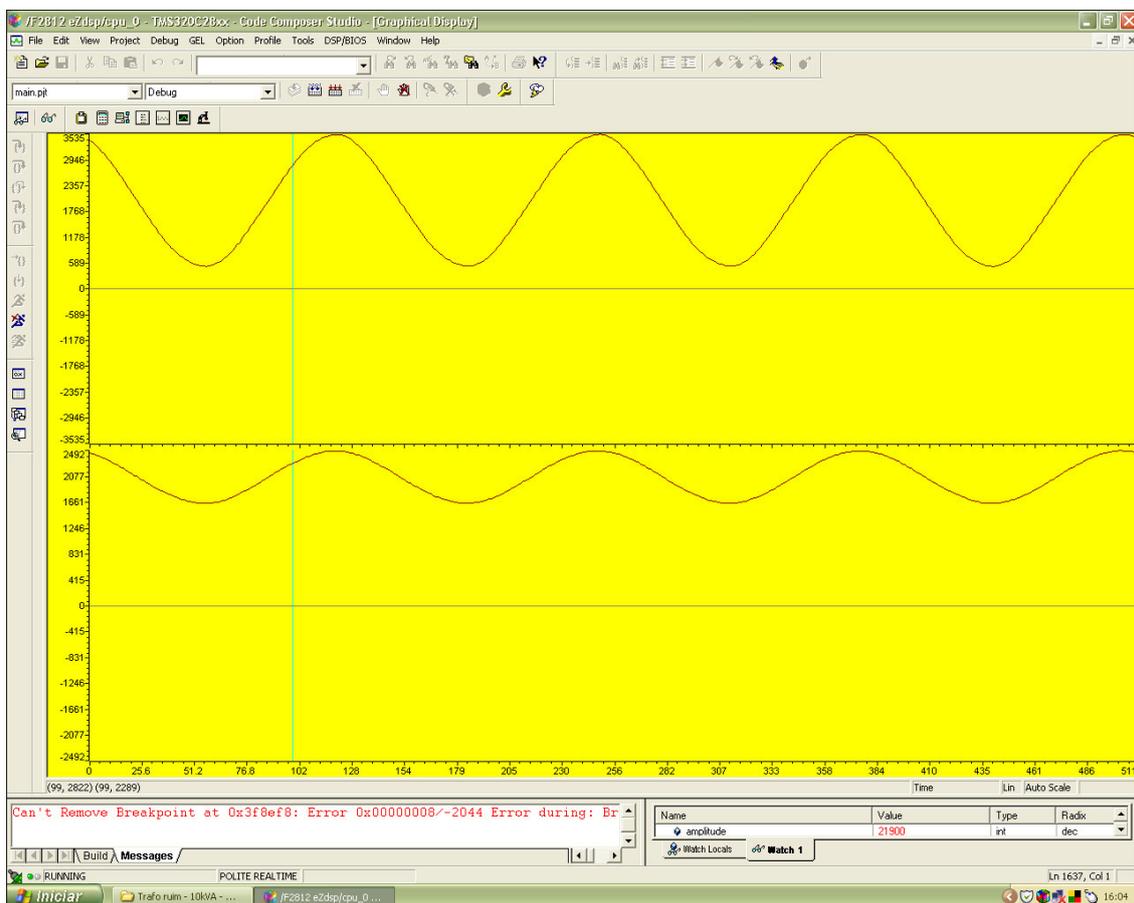


Figura 5.6 - Formas de onda da tensão aplicada e da corrente injetada ao enrolamento primário do transformador nº 374808, monofásico de 10 kVA, com falhas.

Encerrando esta exposição dos resultados obtidos com os ensaios práticos, na Tabela 5.6 estão tabulados os transformadores monofásicos e trifásicos ensaiados em campo. Foram ensaiados onze transformadores trifásicos e dezessete transformadores monofásicos. Os transformadores são identificados por um número de série, que estão dispostos em ordem crescente na primeira coluna da tabela. Na quarta coluna são apresentados os resultados dos testes realizados. Buscando uma calibração mais refinada do equipamento, em muitos transformadores os testes foram repetidos até dez vezes. Ao final desta fase de ensaios de campo, pode-se concluir que houve 100% de acertos nos resultados, resultados estes, apresentados na quarta

coluna da Tabela 5.6, validando hardware, software e obviamente a integração de ambos.

Tabela 5.6 - Relação dos Transformadores Monofásicos e Trifásicos ensaiados em campo.

Transformadores Utilizados			
Número de Identificação	Potência (kVA)	Número de fases	Estado
38304	45	Trifásico	Com falha
47993	150	Trifásico	Com falha
74636	75	Trifásico	Com falha
98015	45	Trifásico	Com falha
101911	75	Trifásico	Com falha
120703	45	Trifásico	Com falha
123836	45	Trifásico	Com falha
144731	75	Trifásico	Com falha
226501	45	Trifásico	SEM FALHA
328902	45	Trifásico	Com falha
8729065	30	Trifásico	Com falha
217539	10	Monofásico	SEM FALHA
19544	15	Monofásico	Com falha
151645	15	Monofásico	Com falha
179588	25	Monofásico	Com falha
250221	25	Monofásico	Com falha
254246	5	Monofásico	Com falha
343498	10	Monofásico	Com falha
349137	5	Monofásico	Com falha
374806	10	Monofásico	Com falha
385374	37,5	Monofásico	Com falha
393514	10	Monofásico	Com falha
400082	15	Monofásico	Com falha
1123673	37,5	Monofásico	Com falha
2010018	15	Monofásico	Com falha
9412685	25	Monofásico	Com falha
9962451	37,5	Monofásico	Com falha
20812467	5	Monofásico	Com falha

A Figura 5.7 mostra as formas de onda das tensões aplicadas aos terminais de um transformador, sob teste, no momento em que o ensaio chega ao fim. Observa-se que as tensões apresentam os mesmos valores eficazes e estão defasadas de 120 graus entre si. Desta observação, pode-se afirmar que o equipamento desenvolvido, entre outras características, possui uma fonte trifásica compacta de operação confiável, baseada em controlador digital de sinais.

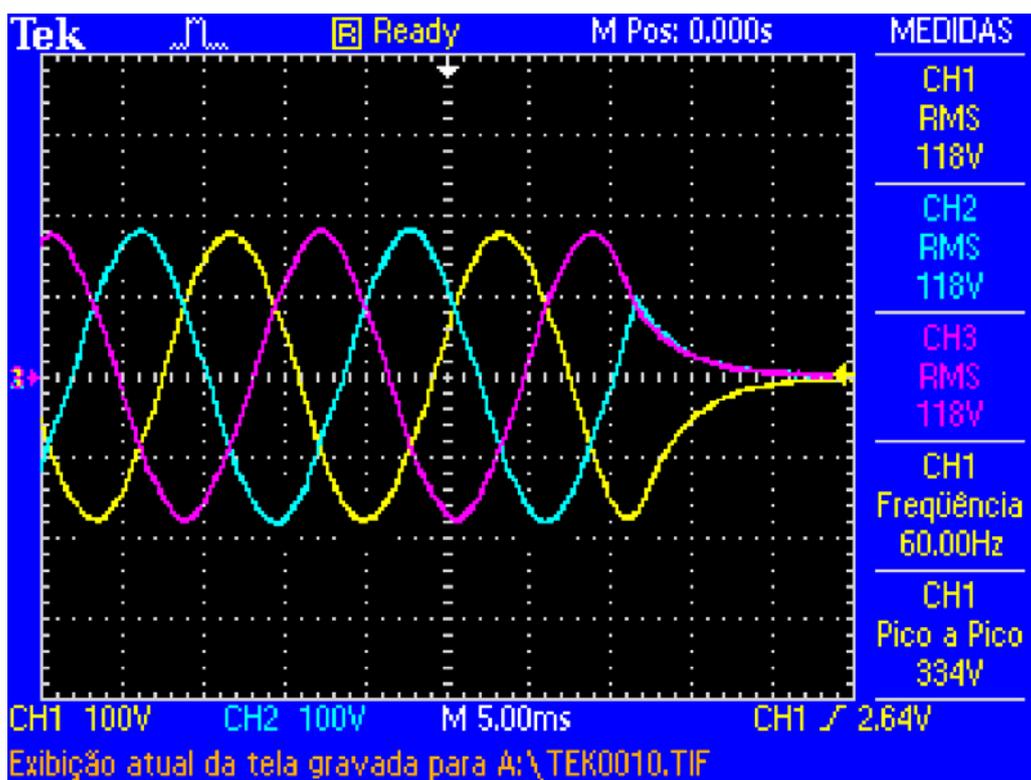


Figura 5.7 - Formas de onda das tensões geradas.

5.4 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os procedimentos empregados para a calibração do equipamento no que diz respeito aos aspectos de integração operacional entre hardware e software. Apresentou-se também alguns dos resultados práticos, realizados em um lote de 28 transformadores, disponíveis para os testes. Alguns destes transformadores, por nunca terem sido utilizados serviram como padrões para os ajustes que se fizeram necessários à calibração do hardware e do software.

Neste capítulo, mostrou-se ainda que a validação da metodologia proposta e dos resultados práticos foi feita com base no tratamento estatístico dos valores obtidos nas medições realizadas durante os ensaios.

Ainda que o protótipo desenvolvido tenha sido utilizado para testes de campo, nenhum dos transformadores ensaiados encontrava-se em postes ou em sub-estações terrenas ou de subsolo. Deste modo, não é possível descrever o comportamento do equipamento na presença dos campos elétricos proporcionados pela rede elétrica de alta tensão.

6 – CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Nesta tese foi apresentado o desenvolvimento de um Sistema Dedicado para Detecção e Diagnóstico de Falhas em Transformadores de Distribuição, cuja proteção tenha operado. Inicialmente foram apresentadas as justificativas que motivaram a escolha do tema proposto. Recorreu-se a alguns aspectos históricos e econômicos do desenvolvimento da engenharia elétrica para mostrar a necessidade do aperfeiçoamento constante da qualidade do produto “energia elétrica” no que diz respeito à sua geração, transmissão, distribuição e fornecimento. Foi apresentada uma visão geral dos métodos e respectivas ferramentas matemáticas e computacionais utilizados com maior frequência para detectar e diagnosticar faltas. Com tal apresentação, mostrou-se a origem, a importância e os principais conceitos de detecção de falhas em sistemas dinâmicos.

Feita uma apresentação do histórico da evolução do transformador, descreveu-se suas características elétricas e magnéticas tendo em vista suas respectivas modelagens. Expôs-se a fundamentação teórica da proposta contida nesta tese e desenvolveu-se um modelo matemático para o transformador monofásico real, culminando com a obtenção analítica da PRT e as respectivas condições a serem atendidas para que a probabilidade de “falsos negativos” seja minimizada.

Foram detalhados e justificados alguns dos procedimentos mais importantes para a definição da topologia adotada. Apresentou-se também as descrições dos blocos constituintes do hardware desenvolvido para a aquisição, condicionamento e processamento dos sinais de tensões e correntes necessários à detecção e diagnóstico das falhas nos transformadores de distribuição. As características do software desenvolvido e que se encontra embutido no hardware foram descritas de modo a apresentar os tratamentos matemático e estatístico realizado pelo software e

ainda as interações existentes entre hardware e software e que visam garantir robustez na utilização do equipamento.

Descreveu-se os procedimentos empregados para a calibração do equipamento no que diz respeito aos aspectos de integração operacional entre hardware e software e apresentou-se também alguns dos resultados práticos, obtidos de testes realizados em um lote de 28 transformadores, disponíveis para os testes. Ressalta-se a importância desses testes por que alguns destes transformadores, por nunca terem sido utilizados serviram como padrões para os ajustes que se fizeram necessários à calibração do hardware e do software. Mostrou-se ainda que a validação da metodologia proposta e dos resultados práticos foi feita com base no tratamento estatístico dos valores obtidos nas medições realizadas durante os ensaios.

Como mostram os resultados apresentados, o potencial de aplicação desse tipo de equipamento é muito grande, tendo em vista a relação custo/benefício.

Constatou-se que não existe no mercado um equipamento como o que foi proposto e desenvolvido, em termos de facilidade de utilização, capacidade de detecção, ou mesmo de versatilidade. Esse trabalho de pesquisa pelo seu ineditismo levou a CEMIG e a UFMG a almejam junto ao Instituto Nacional da Propriedade Industrial o pedido de registro de patente pela idéia e pelo produto desenvolvido, nesta Tese de Doutorado. Trata-se de uma contribuição tecnológica ao bem estar e segurança dos engenheiros, técnicos e eletricitas de manutenção e conseqüentemente da produtividade e da confiabilidade dos serviços prestados pelas concessionárias de energia elétrica ao desenvolvimento do nosso País. Esta tese se caracteriza, pois, por apresentar como produto final, um equipamento de medida que poderá ser industrializado e comercializado.

6.1 - SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A seguir, são sugeridos para trabalhos futuros algumas modificações que uma vez implementadas, traduzir-se-ão em significativas melhorias para o equipamento e melhor utilização por parte dos usuários.

Em termos de hardware, sugere-se:

1. Acréscimo de 3 canais de aquisição para a medição das correntes que circulam pela impedância de carga correspondente aos consumidores que permanecem conectados aos enrolamentos secundários. Com tal procedimento, busca-se eliminar os diagnósticos “falsos negativos” decorrentes da diferença existente entre as correntes circulante pelos enrolamentos

- secundários e a corrente medida através do condutor utilizado para curto-circuitar esses enrolamentos;
2. Substituir o atual DSC de ponto fixo e precisão finita por um outro de ponto flutuante buscando-se proporcionar mais facilidades para a implementação de algoritmos com melhores eficiências computacionais;
 3. Ampliar a memória para que algoritmos mais complexos possam ser executados em tempo real e diferentes metodologias envolvendo inteligência computacional possam ser implementadas;
 4. Reprojetar todas as placas de circuito impresso, buscando adequá-las para montagem em superfície. Levada a termo tal modificação, certamente poder-se-á contar com um “*layout*” que favoreça uma redução do volume final do equipamento;
 5. Acrescentar ao equipamento um relógio de tempo real, para que durante a utilização sejam gerados relatórios com a data e o horário de utilização;
 6. Dotar o equipamento de uma interface USB (*Universal Serial Bus*) *host*, o que permitirá gravar em memórias *flash* (*pendrive*) os relatórios gerados durante a utilização do equipamento;
 7. Substituir a interface paralela existente, por uma USB *function*;
 8. Acrescentar um display de cristal líquido para melhorar a comunicação com o usuário;
 9. Estender a capacidade do equipamento para realizar os ensaios de “curto circuito” e “circuito aberto” de transformadores estocados em pátios-depósitos;
 10. Estender a capacidade do equipamento para realizar os ensaios de resposta em frequência;
 11. Incorporar ao software embutido, métodos que o tornem apto a trabalhar com os conceitos de inteligência artificial;
 12. Acrescentar ao hardware a capacidade de realizar ensaios de impulso elétrico;
 13. Realizar ensaios em transformadores que estejam nas proximidades de campos elétricos proporcionados pela rede elétrica de alta tensão;
 14. Buscar desenvolver circuitos de proteção que inibam os ensaios em transformadores cujas chaves facas apresentem correntes de fuga.

7 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] TREVISAN, L. *Na ciência aplicada, País derrapa feio*, Jornal Gazeta Mercantil, Caderno A, página 2, 9 de julho de 2008

[2] REIS, J. A. *Ciência da Ciência*, Revista Ciência e Cultura, 36(9), setembro de 1984, p. 1530-42.

[3] SCOTT, C. F. *The Engineering Evolution of Electrical Apparatus: I. the Beginnings of the Alternating-Current System*, The electric Journal, vol. 11, January 1914, p. 28 - 37.

[4] OWEN, E. L. *A History of Harmonics in Power Systems*, IEEE Industry Applications Magazine, January/February 1998, p.6-12.

[5] *A Energia Elétrica no Brasil (da primeira lâmpada à Eletrobrás)*, Biblioteca do Exército Editora, Publicação 474 – Coleção General Benício vol. 154, Rio de Janeiro, 1978.

[6] THOMPSON, S.P. *A New Method of Harmonic Analysis by Selected Ordinates*, Proceeding Of the Physical Society, vol. 19, 1904, p. 443.

[7] COOLEY, J W & TUKEY, J W. *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier Series*, Math. Comput. 19:297-301, 1965. [IBM Watson Research Center, Yorktown Heights, NY; Bell Telephone Laboratories, Murray Hill; and Princeton University, NJ]

[8] GRUBBS, J. V. *Metering of Electric Power and Energy*. In: GRIGSBY, L. L. Electric

Power Engineering Handbook-Second Edition, CRC Press, 2007, p. 412-425.

[9] CHEN, J. & PATTON, R. J., *Robust Model-Based Fault Diagnosis For Dynamic Systems*, 1999.

[10] LOSANO, M. G. *Storie di Automi – Dalla Grecia classica alla Belle Époque*, Giulio Einaudi Editore s.p.a. ,1990.

[11] ELLIS, G. *Control System Design Guide – A Practical Guide*, Elsevier Academic Press, 2004.

[12] ISERMANN, R. *Fault Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*, Editora Springer, 2006.

[13] SOUZA, L. M. *Método de Detecção de Falhas em Transformadores de Distribuição de Poste com Proteção Operada*. 2006, 129 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte.

[14] Hines J. W. *Fuzzy and Neural Approaches in Engineering*, John Wiley and Sons, London, 1997.

[15] SHARLIN, H. I. *The Making of the Electrical Age*, Abaelard-Schuman, 1963, New York. (http://www.persee.fr/web/revues/home/prescript/article/rhs_0048-7996_1965_Num_18_3_2441) - (<http://www.pixii.com/hippo.htm>).

[16] CHRISTOPOULOS, C. and WRIGHT, A. *Electrical Power System Protection*, Ed. Kluwer Academic Publishers, 1999, ISBN: 0-4128-1760-8, Pages displayed by permission of Birkhäuser. (<http://books.google.com.br/books?id=WCU8XuiSKD8C&printsec=frontcover&dq=Electrical+Power+System+Protection&hl=en&cd=1#v=onepage&q=&f=false>).

[17] PARSON, R. H. *The Early Days of the Power Station Industry*, Pages displayed by permission of Cambridge University Press, - 1940. (<http://books.google.com.br/books?id=ZMw7AAAAIAAJ&printsec=frontcover&dq=The+Early+Days+of+the+Power+Station+Industry&source=bl&ots=0HxgMPPdSt&sig=8mlynOVRNdh9TDZQbA78pr-faow&hl=pt->).

[18] HEATHCOTE, M. J. *The J & P Transformer Book - A Practical Technology Of The Power Transformer* - Twelfth edition, Newnes, Reed Educational and Professional Publishing Ltd 1998.

[19] BASTARD, P. et al. *A Transformer Model For Winding Fault Studies*, IEEE Transaction on Power Delivery. vol. 9. N. 2, April 1994, p. 690 – 699.

[20] HOLMQUIST, J.R., HURST, J.S. & ROOKS, J.A. *User's experience with cast coil transformers*, in IEEE Pulp and Paper Industry Tech. Conf. Rec., 1999, p. 11–15.

[21] LIN, C. E. et al, *An Expert System for Transformer Fault Diagnosis Using Dissolved Gas Analysis*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, N. 1, January 1993, p. 231 - 238

[22] NARANG, A and BRIERLEY, R. H. *Topology based magnetic model for steady-state and transient studies for three-phase core type transformers*, IEEE Trans. Power Syst., vol. 9, no. 3, p. 1337–1349, Aug.

[23] MARTINEZ, J. A. and MORK, B. A. Transformer modeling for low and mid-frequency transients. A review, IEEE Trans. Power Del., vol. 20, n. 2, p. 1625–1632, Apr. 2005.

[24] HATZIARGYRIOU, N. D., PROUSALIDIS, J. M. and PAPADIAS, B. C. *Generalized transformer model based on the analysis of its magnetic core circuit*, Proc. Inst. Elect. Eng. C, vol. 140, no. 4, p. 269–278, July 1993.

[25] CHEN, X., *A three-phase multi-legged transformer model in ATP using the directly-formed inverse inductance matrix*, IEEE Trans. Power Del., vol. 11, no. 3, p. 1554–1562, Jul. 1996.

[26] MORK, B. A., *Five-legged wound-core transformer model: derivation, parameters, implementation, and evaluation*, IEEE Trans. Power Del., vol. 14, no. 4, p. 1519–1526, Oct. 1999.

[27] MARTINEZ, J. A. WALLING, R. MORK, B. A. MARTIN-ARNEDO, J and DURBACK, D. *Parameter Determination for Modeling System Transients – Part III: Transformers – IEEE PES Task Force On data for Modeling System Transients of*

IEEE PES Working Group on Modeling and Analysis of System Transients Using Digital Simulation (General Systems Subcommittee), IEEE Transactions On Power Delivery, vol. 20, n. 3, July 2005.

[28] WINDERS, J. *Power Transformers: Principles and Applications*, CRC Press, 1st edition, April 2002, ISBN: 0-8247-0766-4.

[29] KULKARNI, S. V. *Transformer Engineering: Design and Practice*, Press; 1st edition, May 2004, ISBN: 0-8247-5653-3.

[30] BOYES, W. *Instrumentation Reference Book*, Butterworth Hinemann, 3rd edition, 2003, ISBN: 0-7506-7123-8.

[31] WEBSTER, J.G. *Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, CRC Press LLC, 1999, ISBN: 0-8493-2145-X.

[32] TUMANSKI, S. *Principles of Electrical Measurement* Taylor & Francis; 1st edition, January 2006, ISBN: 0-7503-1038-3.

[33] *Switchmode Power Supply Reference Manual and Design Guide* – Selection Service Support, Power Solution from ON Semiconductor, 2007.

[34] BILLINGS, K. H., *Switchmode Power Supply Handbook* – Mc Graw-Hill, Inc., 1989.

[35] CHI KONG TSE, C. *Complex Behavior of Switching Power Converter's*, CRC PRESS LCC, 2004

[36] *Flyback Transformer Construction Guide*, Power Integrations, Inc., Application Note AN – 18 – July 1996

[37] WHITTINGTON, H. W. FLYNN, B. W. and MACPHERSON D E *Switched Mode Power Supplies*. John Wiley and Sons Inc., London, 1993.

[38] MOHAN, N. – *Power Electronics – Converters Applications and Design* – John Wiley & Sons, 1995.

[39] DEL VECCHIO, R. M. et alli *Transformer Design Principles: With Applications to Core-Form Power Transformers*, CRC Press, 1st edition, January 2001, ISBN: 9-0569-9703-3.

[40] WANG, T. C. Y., et alli, *Output Filter Design for a Grid-interconnected Three-phase Inverter*, GE Global Research Center One Research Circle - Niskayuna, NY 12309, USA, IEEE, 2003.

[41] PANSINI, A. J. *Electrical Transformers & Power Equipment*, AEE, 3rd edition, January 2008, ASIN-B001C1XYZE.

[42] “*GUIA PARA A EXPRESSÃO DA INCERTEZA DA MEDIÇÃO*”; Terceira Edição Brasileira – Guide to the Expression of Incertaint in Measurement – Edição Revisada (agosto de 2003); ABNT - INMETRO.