ROBERVAL BULGARELLI

**PROTEÇÃO TÉRMICA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
INDUSTRIAIS**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção
do Título de Mestre em Engenharia.

São Paulo

2006

ROBERVAL BULGARELLI

**PROTEÇÃO TÉRMICA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
INDUSTRIAIS**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção
do Título de Mestre em Engenharia.

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Eduardo César Senger

São Paulo

2006

FICHA CATALOGRÁFICA

Bulgarelli, Roberval

Proteção térmica de motores de indução trifásicos industriais / R. Bulgarelli. - São Paulo, 2006.

136 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Motores de indução trifásicos 2.Proteção térmica 3.Modelo térmico 4.Proteção digital I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

AGRADECIMENTOS

Expresso meus agradecimentos à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo por ter proporcionado a oportunidade de evolução pessoal, profissional e acadêmica, decorrentes da pesquisa, elaboração e realização deste trabalho de mestrado;

Ao professor e orientador Dr. Eduardo César Senger, pela dedicação à disciplina, pelo incentivo, apoio, diretrizes e orientação durante a pesquisa, desenvolvimento e elaboração deste trabalho;

Aos professores José Roberto Cardoso, José Antônio Jardini e Armando de Oliveira Alves de Souza, pelo apoio e incentivo para o ingresso no Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da USP;

Aos professores Josemir Coelho dos Santos, Lourenço Matakas, Sérgio Luiz Pereira e Cícero Couto de Moraes, pelo profissionalismo e dedicação na transmissão de conhecimentos nas disciplinas cursadas na pós-graduação e que, além de competentes professores, mostraram-se também grandes colegas, enriquecendo e tornando ainda mais gratificante o período de Mestrado na POLI/USP;

Aos colegas da área de proteção de sistemas elétricos de potência do Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas (PEA) e do Laboratório de Pesquisa em Proteção de Sistemas Elétricos (L-PROT), pela amizade, apoio e companheirismo demonstrados durante as etapas de pesquisa e desenvolvimento dos trabalhos;

Ao engenheiro Stanley Ernest Zocholl, pesquisador norte-americano, *Life-Fellow* do IEEE, exemplo de profissional dedicado à pesquisa sobre proteção de sistemas elétricos, atuante na área desde os anos 50 até a proteção digital moderna, autor de livros e de diversos artigos que serviram como referência para a pesquisa e elaboração deste trabalho;

À Petrobras – Refinaria Presidente Bernardes de Cubatão (RPBC), que forneceu os necessários incentivo, apoio e infra-estrutura para a participação nos estudos e trabalhos do programa de mestrado da EPUSP;

À minha esposa, pela constante presença, paciência, compreensão e estímulo, durante todo o período de elaboração deste trabalho;

A todos os colegas, professores e amigos que direta ou indiretamente colaboraram para a realização deste trabalho de pesquisa.

RESUMO

Em função das limitações apresentadas pelos relés eletromecânicos, a proteção térmica de motores foi historicamente tratada como um problema de coordenação de sobrecorrente, sem levar em consideração a dinâmica e o histórico térmico envolvido na operação contínua do motor. Os atuais relés microprocessados para proteção de motores implementam equações diferenciais de primeira ordem, cujos algoritmos, processados em tempo real, possibilitam uma nova abordagem para uma adequada proteção térmica, utilizando modelos matemáticos. Especialmente para os motores industriais de grande porte e de maior importância operacional, somente os recentes relés de proteção microprocessados e seus algoritmos digitais tem sido efetivamente capazes de fornecer proteção adequada, baseados em modelos térmicos que realisticamente estimam, continuamente e em tempo real, o nível térmico atual do motor.

A proteção térmica de motores de indução trifásicos tem sido uma das maiores áreas onde a proteção numérica, baseado em microprocessadores, tem proporcionado um aprimoramento do nível básico das funções de proteção de motores. O método da proteção térmica tem sido aperfeiçoado, de forma a implementar modelos que levam em consideração o aquecimento do motor devido às correntes de sequência positiva e negativa e as características térmicas de um motor de indução. A capacidade do processamento digital de sinais tem possibilitado a implementação de novas soluções para as deficiências de proteção de motores industriais trifásicos apresentadas pelas tecnologias convencionais de proteção, até então fundamentadas em proteção de sobrecorrente.

As principais funções de proteção aplicáveis para motores trifásicos industriais, bem como os aspectos do estado da arte de *hardware*, *software* e filtros digitais implementados nos atuais relés de proteção microprocessados são discutidos neste trabalho. O equacionamento de um sistema térmico de primeira ordem e os requisitos de modelo para a implementação da proteção térmica de motores são também aqui analisados. São discutidas as dinâmicas de dois modelos térmicos, um baseado em proteção por sobrecorrente e outro baseado em um sistema térmico de primeira ordem. São simulados e comparados os desempenhos destes dois diferentes algoritmos de proteção térmica de motores, quando submetidos às correntes de carga e de sobrecarga, tanto constantes como cíclicas.

Palavras chaves: modelo de proteção térmica, modelo térmico, proteção térmica de motor, proteção de sobrecorrente, relé microprocessado para proteção de motor.

ABSTRACT

On account of the limitations presented for the electromechanical relays, the motor thermal protection was historically treated as an overcurrent coordination issue, without taking into account the dynamics and the thermal historical involved in the process. The modern microprocessor-based relays for motor protection implement discrete time first-order differential equations, whose algorithms, based on the power of the real time signal processing, make possible a new approach for a proper thermal protection, applying mathematical models. Especially for large and critical operational significance industrial motors, only the recent numerical relays for motor protection and its digital algorithms has been efficiently suitable to provide an adequate protection, based in thermal models that realistically take into account, continuously and in real time, the actual motor thermal level.

The thermal protection of three-phase induction motors has been one of the biggest areas where the numerical protection, based in microprocessor-based relays, has provide an improvement of the basic level of the motor protection functions. The method of the thermal protection has been improved, in such wise as to implement models that take into account the motor heating due to both positive and negative sequence currents, and the thermal characteristics of an induction motor. The capacity of the digital signal processing has made possible the implementation of new solutions for the deficiencies of three-phase industrial motors protection, established on the conventional protection technologies, till then based on overcurrent protection.

The main applicable protection functions for industrial three-phase motors, as well as the aspects of the state of the art of the hardware, software and digital filters implemented in the actual microprocessor-based protection relays are discussed in this work. The derivation of a first-order thermal system and the requirements of model for the implementation of the motor thermal protection also are studied in this work. The dynamics of two thermal models, one based in overcurrent protection and another based on a first-order thermal system are analyzed. The performances of these two different algorithms of motor thermal protection are simulated and compared, when subjected to both constants and cyclic, load and overload currents.

Key words: thermal protection model, thermal model, motor thermal protection, overcurrent protection, microprocessor-based motor protection relay.

SUMÁRIO

1	Introdução.....	1
2	Características gerais e aplicação de motores trifásicos industriais.....	5
2.1	Características gerais de motores de indução trifásicos industriais.....	5
2.2	O Fator de Serviço (FS) de motores	6
2.3	Faixas típicas de potência utilizadas em motores de indução trifásicos industriais, em função do nível de tensão do sistema elétrico.	7
2.4	Tipos de falhas em motores de indução trifásicos.....	8
2.5	Riscos potenciais de danos ao motor.....	10
2.6	Problemas, sintomas e possíveis soluções para elevações de temperatura em motores.....	11
2.7	Classificação dos sistemas de isolamento de motores	12
3	Funções de proteção para motores elétricos trifásicos industriais	18
3.1	Conceitos gerais e critérios para proteção de motores industriais.....	18
3.2	Funções de proteção aplicáveis a motores trifásicos industriais	19
3.3	Proteção térmica (Função 49).....	21
3.4	Proteção de sobrecorrente instantânea e de tempo inverso (Funções 50/51).....	27
3.5	Proteção de sobrecorrente de terra (Função 50 GS).....	30
3.6	Proteção de desbalanço de corrente ou corrente de sequência negativa (Função 46) ...	31
3.7	Proteção por inibição de repartida (Função 66).....	33
3.8	Proteção por monitoração de tempo de partida ou partida longa (Função 48).....	35
3.9	Proteção de subvelocidade (Função 14)	36
3.10	Proteção diferencial para motor (Função 87 M).....	36
3.11	Proteção de subtensão (Função 27)	38
3.12	Proteção contra rotação ao contrário (<i>back-spin</i>)	38
3.13	Critérios típicos de aplicação de funções de proteção de motores, em função da potência e da aplicação dos motores em sistemas industriais.	40

4	Estado da arte de hardware, filtros e algoritmos de relés microprocessados para proteção de motores.	50
4.1	Componentes de hardware de relés microprocessados para proteção de motores	50
4.2	Filtragem analógica antialiasing.....	52
4.3	A Conversão A/D em relés de proteção microprocessados.....	53
4.4	O DSP - Processador Digital de Sinais e a arquitetura para hardware para implementação de filtros do tipo FIR.....	55
4.5	Algoritmos e filtragem digital em relés microprocessados de proteção de motores	56
4.6	Características de projeto de filtros digitais para relés de proteção numéricos.....	57
4.7	A função de sobrecorrente instantânea adaptativa em relés microprocessados devido à saturação de TC's.	59
5	Modelo para proteção térmica de motores de indução trifásicos industriais baseado em sistemas térmicos de primeira ordem	63
5.1	Conceitos básicos sobre sistemas térmicos	64
5.2	Perdas em motores de indução trifásicos industriais	65
5.3	Modelagem da potência térmica dissipada no motor – componentes de sequência negativa.....	66
5.4	Características e cálculo da constante de tempo térmica (τ) de um motor de indução..	74
5.5	Equacionamento de um sistema térmico de primeira ordem.....	78
5.6	A dinâmica de um modelo de proteção baseado em um sistema térmico de primeira ordem	82
5.7	O modelo de proteção térmica de motores apresentado na Norma IEC 60255-8	85
6	Modelo para proteção térmica de motores de indução trifásicos industriais baseado em modelo de sobrecorrente	91
6.1	Aplicação histórica da função de proteção por sobrecorrente para proteção de motores	91
6.2	As características tempo-corrente das Normas ANSI/IEEE C37.112 e IEC 60255-3 e a implementação digital da função de sobrecorrente	92
6.3	Algoritmo do modelo de proteção por sobrecorrente com reset térmico	98

7	Comparação de respostas de modelos de proteção térmica por sobrecorrente e por modelo térmico de primeira ordem	104
7.1	Dados do motor considerados para a parametrização dos modelos de sobrecorrente e térmico	105
7.2	Parametrização do algoritmo de proteção térmica baseado em sistema térmico de primeira ordem.	106
7.3	Parametrização do algoritmo de proteção térmica por sobrecorrente.	106
7.4	Comparação de respostas dos modelos com o motor submetido à corrente de carga constante	107
7.5	Comparação de respostas frente à corrente de sobrecarga constante	108
7.6	Comparação de respostas frente a correntes de carga e sobrecarga cíclicas	112
7.7	Comparação entre a temperatura de um motor e a resposta de um algoritmo baseado em modelo térmico de primeira ordem.....	118
8	Conclusões sobre proteção térmica de motores de indução trifásicos industriais.....	120
Anexo		
	Anexo A - Algoritmos baseados na Transformada Discreta de Fourier (DFT)	122
	Referências Bibliográficas.....	133

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Distribuição de consumo de energia elétrica no Brasil.....	3
Figura 1.2 – Distribuição de consumo de energia elétrica no setor industrial brasileiro	3
Figura 1.3 – Distribuição de acionamentos na indústria	3
Figura 2.1 – Temperaturas limites normalizadas para as classes térmicas de sistemas de isolação normalmente utilizadas nos atuais motores de indução trifásicos.....	15
Figura 3.1 - Exemplo de aplicação de relé de proteção multifunção a um motor de indução trifásico.	21
Figura 3.2 - Curva típica de limite de dano térmico e de corrente de partida de um motor.....	25
Figura 3.3 - Esquema de ligação de cabos de média tensão e blindagens através de TC toroidal para proteção <i>Ground Sensor</i>	31
Figura 3.4 – Esquema típico de proteção diferencial autobalanceada para motores.....	37
Figura 3.5 – Valores mínimos de tempo t_E de motores do tipo Segurança Aumentada em função da relação da corrente de partida e corrente nominal (I_A/I_N).....	49
Figura 4.1 - Diagrama de blocos de um relé microprocessado para proteção de motor.	51
Figura 4.2 - Arquitetura de <i>hardware</i> para implementação de um filtro do tipo FIR.....	56
Figura 4.3 - Tempo de operação de um relé de proteção microprocessado <i>versus</i> taxa de amostragem.....	58
Figura 4.4 - Diagrama de blocos de um elemento de sobrecorrente instantâneo (Função 50) com filtro adaptativo de cosseno e de pico.	60
Figura 5.1 - Distribuição de corrente nas barras do rotor de um motor de indução em função do escorregamento e do desequilíbrio de correntes.	68
Figura 5.2 - Curvas típicas de corrente, torque do motor e resistência do rotor <i>versus</i> escorregamento, durante a partida de um motor.	71
Figura 5.3 - Resposta de aquecimento de um motor quando submetido a um degrau de corrente nominal.....	77
Figura 5.4 – Resposta de aquecimento de um motor submetido à corrente nominal e resfriamento após desligamento.	78

Figura 5.5 – Representação de um motor como um sistema térmico de primeira ordem.	79
Figura 5.6 - Resposta dinâmica do modelo de proteção térmica de primeira ordem, com motor em estado inicial a frio.	84
Figura 5.7 - Resposta dinâmica do modelo de proteção térmica de primeira ordem, com motor em estado inicial (prévio) a quente.	85
Figura 6.1 - Curvas características de tempo inverso para <i>trip</i> e para <i>reset</i>	95
Figura 6.2 - Coordenação obtida entre a característica de tempo Extremamente Inversa (EINV) e a característica de um fusível de média tensão.	97
Figura 6.3 – Superposição de curva de sobrecorrente do tipo extremamente inverso com os pontos da curva característica número 1 do manual do relé de proteção de motor.	101
Figura 7.1 - Curva característica número 5 do manual de relé de proteção de motor do tipo modelo de sobrecorrente, para coordenar com o tempo e corrente de rotor bloqueado do motor.	106
Figura 7.2 - Comparação de resposta do modelo térmico e do modelo de sobrecorrente com o motor submetido à corrente de carga constante.	108
Figura 7.3 - Comparação de tempo para <i>trip</i> entre ambos os modelos térmicos, submetidos à corrente de sobrecarga constante.	109
Figura 7.4 - Comparação de resposta do modelo térmico e do modelo de sobrecorrente frente a corrente de carga seguida de sobrecarga constante.	110
Figura 7.5 - Resposta do modelo de proteção térmica submetido à uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do <i>trip</i> térmico, com o motor previamente aquecido.	113
Figura 7.6 - Resposta do modelo de sobrecorrente submetido à uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do <i>trip</i> térmico, com o motor previamente aquecido.	113
Figura 7.7 - Comparação de resposta do modelo de proteção térmica e de sobrecorrente submetidos à uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do <i>trip</i> térmico, com o motor previamente aquecido.	114

Figura 7.8 - Comparação de resposta dos modelos térmico e de sobrecorrente a uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do <i>trip</i> térmico, com motor inicialmente na temperatura ambiente.....	115
Figura 7.9 - Resposta do modelo de sobrecorrente a uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do <i>trip</i> térmico, com o recurso de redução do valor da constante de tempo térmica do motor.....	116
Figura 7.10 - Comparação de resposta de modelo de proteção térmica e modelo de sobrecorrente a uma corrente cíclica de sobrecarga abaixo do limite do <i>trip</i> térmico, com o motor inicialmente na temperatura ambiente.	117
Figura 7.11 - Medição direta da temperatura de um motor submetido à sobrecarga cíclica e comparação com a resposta de um modelo de proteção térmica.....	119
Figura A.1 - Relação entre DFT e DFT^{-1}	124
Figura A.2 - Família de Transformadas de Fourier como função do tipo de sinal no domínio do tempo.....	124
Figura A.3 - Resposta em frequência de Filtro DFT – Janela de 1 Ciclo e de ½ Ciclo.	128
Figura A.4 - Comparação de resposta em frequência de filtros digitais DFT, Cosseno e Seno, com janela de 1 ciclo.	130
Figura A.5 - Comparação da amplitude da componente fundamental de um sinal submetido a filtros DFT, filtro Cosseno e filtro Seno com janela de 1 Ciclo e filtro DFT com janela de ½ Ciclo.....	131
Figura A.6 - Exemplo de resposta em frequência de um conjunto de filtro analógico e filtro digital do tipo cosseno.	132

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Faixas típicas de potência utilizadas para aplicação de motores industriais, com partida direta na rede, em função do nível de tensão do sistema elétrico.	8
Tabela 2.2 - Tipos e taxas de falhas ocorridas em motores industriais.	9
Tabela 2.3 - Tipos e objetivos das proteções em motores elétricos	10
Tabela 2.4 – Problemas, sintomas e possíveis soluções para elevações de temperatura em motores industriais.	12
Tabela 2.5 - Temperaturas máximas de enrolamentos para sobrecargas com variação lenta, de acordo com a Norma IEC 60034-11.	16
Tabela 3.1 - Funções de proteção indicadas na Norma ANSI/IEEE C37.2, aplicáveis a motores industriais trifásicos.....	20
Tabela 6.1 - Constantes e expoentes para curvas características de tempo-corrente inverso, de acordo com a Norma ANSI/IEEE C37-112.	94
Tabela 6.2 - Constantes e expoentes para curvas características de tempo-corrente inverso, de acordo com a Norma IEC 60255-3.	94

1 INTRODUÇÃO

A proteção de equipamentos e sistemas elétricos de potência por relés é uma área da engenharia elétrica que está em constante mudança e expansão, o que desafia aqueles que se encontram envolvidos com esta área. As mudanças de tecnologias aplicadas, iniciando com a eletromecânica, passando depois de muitas décadas para a de circuitos eletrônicos analógicos a semicondutor discreto, logo depois para os circuitos integrados e mais recentemente para microprocessadores, têm contribuído para a solução de antigos problemas, representando um campo fascinante de estudo e pesquisa.

Embora algumas vezes rotulada como conservadora, a área de proteção de sistemas elétricos de potência, tanto em termos de filosofia como em termos de equipamentos, vem passando por grandes inovações em um curto espaço de tempo.

A história da evolução dos relés de proteção para sistemas elétricos é um dos aspectos mais surpreendentes da evolução tecnológica dentro da área da engenharia elétrica. Neste contexto histórico, que teve origem no início do século XX, os relés eletromecânicos, com componentes baseados em mecânica de precisão e de relojoaria, com características monofásicas e de uma única função de proteção, provaram ser eficientes e confiáveis por cerca de um século. Ainda hoje são encontrados diversos sistemas elétricos operando com este tipo de equipamentos eletromecânicos. Ao longo das três últimas décadas os relés de proteção sofreram uma evolução substancial em seus aspectos tecnológicos, construtivos e de operação, incorporando os avanços da microeletrônica, dos processadores digitais de sinais e das redes de comunicação de dados. Em meados da década de 60, os relés estáticos, com tecnologia eletrônica analógica, sucederam os relés eletromecânicos, porém tiveram um período de vida extremamente curto. Na década de 80, os relés microprocessados, já incorporando definitivamente o conceito do processamento digital de sinais, dos elementos de *software*, da multi-funcionalidade e da comunicação de dados, rapidamente substituíram os relés das duas gerações anteriores.

As indústrias de um modo geral se esforçam para otimizar o tempo de operação das plantas e dos processos produtivos. Uma vez que os motores elétricos representam cerca de 90% dos acionamentos das máquinas associadas a estes processos, a identificação e a correção de problemas de manutenção elétricos e mecânicos destes motores são fundamentais para a elevação dos níveis de confiabilidade do sistema e para o aumento dos lucros operacionais.

As recentes técnicas digitais de proteção dos relés microprocessados podem contribuir para o aumento dos níveis de produtividade dos processos industriais, evitando paradas não programadas de motores e contribuindo para a redução dos tempos de perda de produção. Com relés microprocessados, são possibilitadas as implementações de funções de proteção e controle complementares, que objetivam principalmente a operação ininterrupta e a maximização da utilização de carga dos motores.

Em muitos casos, por exemplo, um sinal de alarme indicando que o limite de capacidade térmica é atingido pode contribuir para manter elevado o nível de produtividade. Ao efetuar um alarme prévio de uma condição de sobrecarga, antes que um desligamento seja necessário, o operador pode dispor de tempo suficiente para reduzir esta condição operacional do motor antes da parada de produção. Com relés microprocessados contendo modelamentos térmicos do motor, esta função pode ser implementada digitalmente. [1]

Em processos industriais, todos os aspectos de produção necessitam ser analisados de forma a possibilitar a produção com qualidade, segurança e a custos desejados. Os custos de investimento e de consumo de energia podem ser otimizados pela rígida coordenação entre o motor e a carga acionada, uma vez que a menor potência possível para o motor deve ser especificada, de forma a operar no valor de eficiência mais alto possível, o que não ocorreria se o motor tivesse sido sobre-dimensionado. A seleção e a aplicação adequada dos dispositivos de proteção do motor contribuem para minimizar os custos operacionais da indústria.

Os custos de reparos podem ser mantidos em valores mínimos pela detecção antecipada e preditiva de índices que possam levar a ocorrência de falhas em motores. Um pré-alarme ou inibição de repartidas a quente de um motor pode reduzir o número de ocorrências de desligamentos, de forma que as ações de ajustes necessários ao processo possam ser efetuadas, ou através de desligamentos automáticos, antes que os danos efetivamente ocorram ao motor. Nestes casos, podem ser executados serviços de manutenção preventiva com menores custos, quando comparados aos elevados custos das manutenções corretivas, onde normalmente são exigidos reparos ou substituição de equipamentos ou componentes danificados.

A fonte de motivação para a pesquisa e elaboração deste trabalho tem como base o fato de que o setor industrial é responsável pelo consumo de quase metade do total da energia elétrica gerada. Dentro deste setor industrial, motores elétricos são os responsáveis por mais da metade de toda a energia elétrica consumida. Estes dados de participação dos motores com

relação ao consumo de energia e aos tipos de acionamentos industriais, divulgados pelo Ministério das Minas e Energia - ELETROBRAS - PROCEL - Programa de Conservação de Energia Elétrica [2] são indicados nas Figuras 1.1, 1.2 e 1.3 apresentadas a seguir.

Figura 1.1 – Distribuição de consumo de energia elétrica no Brasil

Figura 1.2 – Distribuição de consumo de energia elétrica no setor industrial brasileiro

Figura 1.3 – Distribuição de acionamentos na indústria

Este trabalho se propõe a estudar a proteção térmica de motores através da seguinte seqüência de capítulos e evolução de assuntos:

- No Capítulo 2 deste trabalho são apresentadas as características técnicas gerais de motores trifásicos industriais, bem como considerações sobre suas aplicações e defeitos ocorridos.

- No Capítulo 3 são apresentadas as características e considerações sobre as principais funções de proteção aplicáveis para motores industriais.
- No Capítulo 4 é apresentado o estado da arte de *hardware* e de *software* de um relé microprocessado para a proteção de motores, bem como considerações sobre filtros digitais e os principais algoritmos utilizados nestes relés numéricos.
- No Capítulo 5 são discutidos os requisitos necessários para um adequado modelo para proteção térmica de motores, bem como o equacionamento de um sistema térmico de primeira ordem. É também analisado um algoritmo baseado na equação diferencial deste sistema térmico e a dinâmica de resposta deste modelo. São efetuadas considerações sobre as suas características, comparados com os requisitos e equacionamento apresentados na atual edição da Norma internacional IEC 60255-8.
- No Capítulo 6 são discutidos, para fins de comparação com o modelo térmico do sistema de primeira ordem, detalhes e a dinâmica de um modelo baseado na função de proteção de sobrecorrente, ainda atualmente utilizado na proteção térmica de motores por alguns fabricantes. É analisado um modelo térmico que implementa esta dinâmica para a região de operação (*trip*), utilizando a constante de tempo térmica do motor para o decréscimo exponencial do valor do elemento de sobrecorrente (*reset térmico*).
- No Capítulo 7 são comparados os desempenhos dos dois algoritmos destinados à proteção térmica de motores, um baseado em um sistema térmico de primeira ordem e outro baseado em um modelo de sobrecorrente. É apresentada também uma comparação entre a medição real de temperatura de um motor, quando submetido a correntes cíclicas de sobrecarga, com a resposta de estimativa de nível térmico calculado por um algoritmo de proteção baseado em um sistema térmico de primeira ordem.

2 CARACTERÍSTICAS GERAIS E APLICAÇÃO DE MOTORES TRIFÁSICOS INDUSTRIAIS

Motores de indução trifásicos são tão comuns na indústria que, em muitas plantas, representam a totalidade do acionamento elétrico utilizado [3]. Esta simples e robusta máquina, baseada em um engenhoso princípio de indução, descoberto no final do século XIX, ainda mantém uma popularidade incomparável na prática atual dos processos industriais.

2.1 Características gerais de motores de indução trifásicos industriais

Motores de indução trifásicos aplicam um simples, mas inteligente e eficiente sistema de conversão eletromecânica de energia. No motor de gaiola de esquilo, o qual constitui a vasta maioria das máquinas de indução, o rotor é inacessível. Nenhum contato móvel é necessário, tais como o comutador e as escovas das máquinas de corrente contínua ou os anéis deslizantes e as escovas nos motores e geradores síncronos. Este arranjo eleva consideravelmente a confiabilidade dos motores de indução e elimina os riscos de centelhas, permitindo aos motores do tipo gaiola de esquilo serem utilizados com segurança em ambientes muito agressivos ou em áreas classificadas contendo atmosferas potencialmente explosivas.

Um grau adicional de robustez é provido pela ausência de fiação no rotor, cujos enrolamentos consistem de barras de metal não isoladas formando uma “gaiola de esquilo” a qual dá o nome a este tipo de motor. Este robusto rotor pode girar em elevadas rotações e suportar grandes sobrecargas mecânicas e elétricas. Nos casos de aplicação com VFDs (*Variable Frequency Drives*), a baixa constante de tempo dos enrolamentos eleva a resposta dinâmica dos comandos de controle de frequência.

Os motores de indução com rotor bobinado são utilizados em aplicações especiais, nas quais a existência e a acessibilidade dos enrolamentos do motor seja uma vantagem e podem ser alcançados através de escovas e de anéis deslizantes. No caso mais simples, resistores ajustáveis (reostatos) são conectados em série com os enrolamentos durante a partida deste sistema de acionamento, de forma a reduzir a corrente do motor. Os terminais desses enrolamentos são curto-circuitados quando o motor tiver alcançado a velocidade de operação.

Em contrapartida das possibilidades adicionais fornecidas pelos motores com rotor bobinado, são introduzidas algumas desvantagens, tais como o seu maior custo e a sua menor

confiabilidade, quando comparados com os motores do tipo gaiola de esquilo. Em aplicações industriais da atualidade, os motores com rotor bobinado estão tornando-se cada vez mais raros, ficando restritos a somente algumas aplicações específicas, sendo cada vez mais freqüentemente substituídos por motores do tipo gaiola de esquilo, acionados por conversores de freqüência eletrônicos.

Embora os princípios de um motor de indução tenham se mantido inalterados, significantes progressos tecnológicos têm sido introduzidos através dos anos, particularmente nas últimas décadas.

Em comparação com os primeiros motores de indução trifásicos, os motores atuais são mais compactos, leves, confiáveis e eficientes. Os assim chamados motores de “alta eficiência” possuem reduzidas resistências de enrolamento e materiais com baixas perdas ferro-magnéticas, que resultam em considerável economia de energia. Motores com alta eficiência são atualmente ainda relativamente mais caros do que os motores padrão, mas em muitas aplicações, o período de retorno do investimento é bastante reduzido, o que justifica a sua especificação e utilização nos novos sistemas elétricos industriais. Conservativamente, o período de vida médio de um motor de indução trifásico pode ser estimado em cerca de 20 anos, embora motores devidamente dimensionados e mantenciados possam operar adequadamente por décadas. [3]

2.2 O Fator de Serviço (FS) de motores

Uma característica importante para o estudo de proteção térmica de um motor é o denominado *Fator de Serviço*, definido como um fator multiplicador (por exemplo, 1.00, 1.05, 1.10 ou 1.15) que, quando aplicado à potência nominal do motor de indução, indica a carga que pode ser acionada continuamente sob tensão e freqüência nominais, dentro do limite permitido de elevação de temperatura do enrolamento.

Quando da operação do motor utilizando o fator de serviço, os valores de rendimento, fator de potência e velocidade podem diferir dos valores nominais, porém o conjugado, a corrente de rotor bloqueado e o conjugado máximo permanecem inalterados. O fator de serviço representa uma capacidade de sobrecarga contínua, ou seja, uma “reserva” de potência que possibilita ao motor uma capacidade de suportar melhor a operação em condições desfavoráveis de sobrecarga.

A utilização do fator de serviço implica uma vida útil inferior àquela do motor com carga nominal. O fator de serviço não deve ser confundido com a capacidade de sobrecarga momentânea que o motor pode suportar, geralmente da ordem de alguns minutos.

A norma NBR 7094 - Máquinas Elétricas Girantes - Motores de Indução e NEMA MG 1 – Motors and Generators [5], especificam os fatores de serviço usuais em função de classes de potência. Fator de serviço 1.0 significa que o motor não foi projetado para operar continuamente acima de sua potência nominal, entretanto, não muda a sua capacidade para sobrecargas ocasionais. Para o caso de Fator de Serviço 1.0, os motores trifásicos com potência nominal inferior ou igual a 315 kW e com tensão nominal inferior ou igual a 1 kV devem ser capazes de suportar uma corrente de sobrecarga ocasional igual a 1.5 vezes a corrente nominal durante um mínimo de 2 minutos. Para os motores trifásicos com potência nominal superior a 315 kW, nenhuma sobrecorrente ocasional é especificada para motores com Fator de Serviço 1.0. Estes motores devem, entretanto, serem capazes de suportar durante 15 s, sem parada ou mudança brusca de velocidade, um excesso de 60% do seu conjugado nominal, sob tensão e frequência nominais.

2.3 Faixas típicas de potência utilizadas em motores de indução trifásicos industriais, em função do nível de tensão do sistema elétrico.

Os critérios de projeto para dimensionamento de circuitos de força e de dispositivos de manobra, comando e proteção de motores industriais levam ao estabelecimento prático de faixas de potência típicas, adotadas para a seleção de motores, em função dos níveis de tensão normalmente existentes em sistemas elétricos industriais de grande porte. Desta forma, requisitos práticos de especificação de circuitos elétricos para alimentação de motores, tais como, por exemplo, a seção nominal dos cabos, queda de tensão na partida e nível de potência dos transformadores e níveis de curto circuito de painéis do tipo CCM limitam as faixas de potência nominal dos motores de indução trifásicos normalmente adotadas, dentro de cada nível de tensão existente.

Para os casos típicos de aplicação de motores de indução trifásicos com partida diretamente na rede, à plena tensão, em grandes sistemas industriais de plantas de processamento de petróleo e plantas petroquímicas, são normalmente utilizados os valores de potência de motores em função do nível de tensão do sistema elétrico, conforme indicado na Tabela 2.1.

Tensão nominal do sistema 3Ø industrial	Tensão nominal do motor de indução trifásico	Faixa de potência nominal do motor, para partida diretamente na rede.	Dispositivo de manobra normalmente utilizado
480 V	440 V	Até 55 kW	Contator a ar
480 V	440 V	Acima de 55 kW até 150 kW	Disjuntor do tipo “Power Air Circuit Breaker”
2.400 V	2.300 V	Acima de 150 kW até 900 kW	Contator isolado a SF ₆ ou a vácuo
4.160 V	4.000 V	Acima de 150 kW até 1.200 kW	Contator isolado a SF ₆ ou a vácuo
4.160 V	4.000 V	Acima de 1.200 kW até 1.500 kW	Disjuntor isolado a SF ₆ ou a vácuo
13.800 V	13.200 V	Acima de 1.500 kW	Disjuntor isolado a SF ₆ ou a vácuo

Tabela 2.1 – Faixas típicas de potência utilizadas para aplicação de motores industriais, com partida direta na rede, em função do nível de tensão do sistema elétrico.

Para casos de motores acionados por *soft-starter* ou controlados através de conversores de frequência, as potências utilizadas podem ser maiores, em função das menores correntes de partida e quedas de tensão proporcionadas por estes equipamentos, o que contribui para o melhor dimensionamento dos circuitos alimentadores e dos transformadores de força.

2.4 Tipos de falhas em motores de indução trifásicos

Freqüentemente os motores são solicitados por situações que podem levá-los além de suas características nominais de serviço. Estas solicitações incluem o aumento de corrente devido a sobrecarga do motor, o que leva a prematuras falhas do isolamento. Danos térmicos devidos à ventilação insuficiente podem ser resultantes de entradas de ar obstruídas por materiais externos, material particulado, poeira ou sujeira. Falhas de mancais podem ser resultantes de lubrificação indevida, vibrações excessivas e falhas no alinhamento com a máquina acionada. Sempre que o motor operar além de seus parâmetros de projeto, existe o risco de falha.

As causas mais frequentes de falhas em motores industriais trifásicos são falhas em mancais, sobrecarga, desbalanço de tensão, operação monofásica, sobre ou subtensão, ventilação deficiente ou obstruída, ciclos de carga muito rápidos, umidade e vibração [1].

A Tabela 2.2 mostra a estatística de taxas de falhas de motores, levantadas de acordo com estudos do IEEE-IAS e EPRI (*Electric Power Research Institute*), realizados em 1985 [6]:

Tipo de falha em motores de indução trifásicos industriais	Taxa de Falha
Falha em mancais	41%
Falhas no estator	37%
Falhas no rotor	10%
Outros tipos de falhas	12%

Tabela 2.2 - Tipos e taxas de falhas ocorridas em motores industriais.

De forma a evitar a ocorrência destes tipos de falhas existe o desenvolvimento de diversos tipos de dispositivos de proteção de motores. A princípio foram utilizadas a proteção térmica por sobrecorrente e a proteção mecânica. Atualmente os relés de proteção microprocessados têm sido desenvolvidos para proporcionar uma adequada proteção de motores críticos e de grande porte. Além disto, os avanços das facilidades de proteção, controle e monitoração proporcionados pelas redes de comunicação de dados possibilitam ao pessoal de operação e manutenção uma melhor avaliação do comportamento do desempenho dos motores e o desenvolvimento de essenciais estratégias de manutenção preditiva, antes que as falhas ocorram. [6]

A proteção de motores pode ser dividida em vários objetivos com relação às necessidades de gerenciamento de uma planta de processo, conforme mostrado na Tabela 2.3. Não existem substitutos para a aplicação adequada das funções da proteção e dos procedimentos de manutenção preditiva e preventiva de motores. Porém, a aplicação adequada de dispositivos de proteção possibilita a utilização otimizada dos motores, em suas capacidades máximas, sem prejuízo ou redução de vida útil do seu sistema de isolamento, além de proporcionar um acompanhamento contínuo do histórico do seu nível térmico.

Tipo de proteção	Objetivos da proteção	Causas de atuação da proteção
Inibição de repartida	Evitar danos ao motor Evitar repetições de partidas indevidas	Seqüência de fase incorreta Reserva térmica insuficiente Defeitos no sistema de isolamento
Desligamento rápido	Evitar danos ao motor Reduzir os danos ao motor	Curtos circuitos Falta a terra em sistemas aterrados Máximas temperaturas excedidas
Pré-alarme de limite térmico	Evitar a parada para medições preventivas. Possibilitar o desligamento do motor em momentos convenientes.	Falta a terra em sistemas isolados Falha no sistema de resfriamento Alimentação desequilibrada Variações ou aumento da temperatura do enrolamento ou do ambiente
Disponibilidade de dados operacionais	Otimização do processo	Temperatura do motor utilizada para controle otimizado de carga

Tabela 2.3 - Tipos e objetivos das proteções em motores elétricos

2.5 Riscos potenciais de danos ao motor

São relacionados a seguir os riscos potenciais normalmente considerados quando da especificação do sistema de proteção a ser aplicado em um motor trifásico industrial. [7]

- Falta entre fases ou para a terra
- Danos térmicos provenientes de:
 - Sobrecarga (contínua ou cíclica);
 - Rotor bloqueado (falha na partida ou emperramento do rotor durante funcionamento).
- Condições anormais:
 - Operação com correntes de fase desbalanceadas;
 - Subtensão ou sobretensão;
 - Reversão de fases;
 - Re-partida (partida ou re-energização quando o motor ainda se encontra rodando, após desligamento);
 - Condições ambientais adversas (atmosfera explosivas, temperatura ambiente elevada, umidade ou sujeira);

Estas condições são aplicáveis para motores de indução, que representam a grande maioria dos motores em serviço. Para motores síncronos, os riscos potenciais adicionais são:

- Perda de excitação (perda de aplicação de campo);
- Operação fora do sincronismo;
- Seqüência de partida incompleta.

Os riscos potenciais de danos aos motores podem ser reclassificados com relação à suas causas básicas de falhas ocorridas conforme a seguir:

- Oriundos do motor:
 - Falhas de mancais;
 - Falhas no isolamento dos enrolamentos;
 - Falhas mecânicas outras;
 - Falhas de campo em motores síncronos.
- Causados pela carga:
 - Sobrecarga (e subcarga);
 - Emperramento da máquina acionada (*load jam*);
 - Elevada inércia da máquina acionada.
- Causados pelo ambiente:
 - Elevada temperatura no local de instalação do motor;
 - Presença de elevado nível de material particulado ou sujeira (bloqueio do sistema de ventilação);
 - Umidade.
- Causados pelo sistema de potência:
 - Falta de fase;
 - Sobretenção;
 - Subtenção;
 - Reversão de fase;
 - Condição de desbalanço de fase resultante de desequilíbrios do sistema.
- Causados pela operação ou pela aplicação
 - Sincronismo, fechamento ou religamento fora de fase;
 - Ciclo intermitente severo;
 - Partidas freqüentes (*jogging*);
 - Reversão rápida do sentido de rotação.

2.6 Problemas, sintomas e possíveis soluções para elevações de temperatura em motores.

Baseados em experiências práticas em aplicações industriais, a Tabela 2.4 apresenta uma relação de problemas que podem ocasionar a elevação de temperatura em motores industriais, as quais podem ser responsáveis pela redução da vida do sistema de isolamento dos enrolamentos. São relacionados aos problemas normalmente encontrados bem como os seus respectivos sintomas e possíveis soluções.

Problema	Sintoma	Possíveis soluções
Tensão baixa	<i>Trip</i> por sobrecarga Elevada corrente de carga Baixa vida útil do motor	Correção do sistema de alimentação ou especificação da tensão do motor compatível com a tensão atual do sistema.
Tensão elevada	<i>Trip</i> por sobrecarga Elevada corrente de carga Baixa vida útil do motor	Correção do sistema de alimentação ou especificação da tensão do motor compatível com a tensão atual do sistema.
Tensão desbalanceada	Desbalanceamento das correntes de fase <i>Trip</i> por sobrecarga	Determinação das causas de desbalanceamento das tensões de fase e correção.
Sobrecarga	<i>Trip</i> por sobrecarga Elevada corrente de carga Baixa vida útil do motor	Determinação das causas para a sobrecarga. Aumento da carga do motor ou redução da velocidade da carga.
Elevadas temperaturas ambientes	Baixa vida útil do motor	Reenrolamento do motor para uma classe de isolamento superior. Sobre dimensionamento do motor, visando a redução da elevação da temperatura. Melhorias no sistema de ventilação da área, de forma a reduzir a temperatura ambiente.
Ventilação bloqueada	Baixa vida útil do motor Operação normal com temperatura elevada Correntes de carga normais	Limpeza ou desobstrução de material particulado, sujeira ou materiais estranhos que estejam obstruindo o sistema de ventilação do motor ou utilização de motor com um invólucro e método de resfriamento adequado para a aplicação.
Partidas freqüentes	Baixa vida útil do motor	Utilização de um sistema de partida com tensão reduzida. Reenrolamento do motor para uma classe de isolamento superior.
Cargas com elevada inércia	Baixa vida útil do motor <i>Trip</i> por sobrecarga na partida	Sobre dimensionamento da carga do motor. Reenrolamento do motor para uma classe de isolamento superior. Utilização de um sistema de partida com tensão reduzida.

Tabela 2.4 – Problemas, sintomas e possíveis soluções para elevações de temperatura em motores industriais.

2.7 Classificação dos sistemas de isolamento de motores

Um sistema de isolamento consiste em uma montagem de materiais isolantes em associação com os condutores dos enrolamentos do estator e do rotor do motor e suas respectivas partes estruturais. As perdas elétricas e mecânicas em motores de indução

ocorrem com a subsequente transformação destas perdas em energia térmica, ocasionando o aquecimento das diversas partes da máquina. Para assegurar a adequada operação do motor, o aquecimento de cada uma de suas partes necessita ser mantido dentro de valores compatíveis com os materiais que compõe o seu sistema de isolamento.

Uma das maiores limitações no projeto de um motor é assegurar o adequado desempenho deste sistema de isolamento dos enrolamentos, uma vez que todos os materiais isolantes conhecidos iniciam um processo de deterioração em temperaturas relativamente baixas. Por outro lado, a máxima potência disponível em um dado motor é limitada pela máxima temperatura permissível para os materiais isolantes utilizados na fabricação deste motor.

Considerando-se que um motor de indução trifásico industrial apresenta uma forma construtiva robusta e uma construção simples, a sua vida útil pode ser considerada como sendo dependente predominantemente, da vida útil da isolamento dos seus enrolamentos. O estado desta isolamento é afetado por diversos fatores agressivos, tais como umidade, esforços elétricos e mecânicos, vibração, ambientes corrosivos, ambientes com material particulado ou com poeiras ou gases inflamáveis. Dentre estes fatores, um dos mais relevantes é representado pela temperatura de trabalho dos materiais isolantes empregados. [8] [9]

Decorrente do fato da temperatura em produtos eletromecânicos ser freqüentemente o fator predominante para o envelhecimento dos materiais isolantes, certas classificações térmicas básicas são internacionalmente normalizadas. O que diferencia as classes de isolamento são os materiais isolantes utilizados. Os materiais e sistemas isolantes são classificados conforme a resistência à temperatura por longo período de tempo.

A especificação das capacidades térmicas dos materiais de isolamento elétrica, baseada na experiência de serviços mostrou ser impraticável, devido ao rápido desenvolvimento da tecnologia dos polímeros e dos materiais isolantes, bem como do longo tempo necessário para a aquisição da apropriada experiência de serviços e aplicações. Procedimentos para ensaios para envelhecimento acelerado tornaram-se desta forma necessários para obter as informações requeridas. A norma IEC 60216 - Electrical insulating materials - Properties of thermal endurance - Part 1 - Ageing procedures and evaluation of test results [10] foi desenvolvida para formalizar estes procedimentos e a interpretação dos resultados. Modelos físico-químicos postulados para os processos de envelhecimento térmico levaram a assumir as quase que universalmente aceitas equações de Arrhenius para descrever a taxa de envelhecimento. Como resultado foi definido o conceito de Índice de Temperatura (TI – *Temperature Index*),

como um ponto único característico, baseado em dados de envelhecimento térmico acelerado. Este Índice de Temperatura é um valor numérico da temperatura (em °C), sob o qual o tempo levado para a deterioração da propriedade considerada do material isolante para atingir um ponto final aceitável é aquele especificado (normalmente especificado um tempo de 20.000 horas).

A vida útil da isolação de um motor (em termos de temperatura de trabalho, normalmente bem abaixo daquela em que o material sofre os efeitos de degeneração térmica), refere-se ao envelhecimento gradual dos materiais isolantes. Estes materiais passam por processos de deterioração química e vão se tornando ressecados, perdendo o poder isolante, até que não mais sejam capazes de suportar a tensão aplicada e provoquem a ocorrência de uma falha de isolamento, com a consequência de uma fuga para a terra ou um curto-circuito. Um aumento da ordem de 10 °C na temperatura da isolação acima de sua classe térmica normalmente reduz sua vida útil pela metade. Esta limitação de temperatura refere-se ao ponto mais quente da isolação e não necessariamente aos enrolamentos como um todo. Deste modo, a existência de apenas um “ponto quente” no interior dos enrolamentos pode levar à existência de um “ponto fraco” e ao comprometimento do estado de todo o sistema de isolação do motor.

2.7.1 Sistemas de isolação e classes térmicas dos materiais de isolação de motores

Apesar da principal função do material isolante ser de impedir o fluxo de corrente de um condutor para terra ou para um potencial mais baixo, ele atua também como suporte mecânico, como proteção contra a degradação dos condutores, provocada pelo meio ambiente, bem como para a transferência do calor gerado nos enrolamentos para o ambiente externo. Os sistemas de isolação influenciam na boa qualidade do motor e o tipo e a qualidade da isolação afetam o custo, o peso, o desempenho e a vida deste equipamento elétrico.

Denomina-se de sistema de isolação a uma combinação íntima e única de dois ou mais materiais isolantes utilizados na fabricação de um motor elétrico. Essa combinação, em um motor de indução, consiste do fio magnético, da isolação de fundo de ranhura, da isolação de fechamento de ranhura, da isolação entre fases, do verniz e/ou resina de impregnação e da isolação dos cabos de ligação. Qualquer material ou componente que não esteja em contato com a bobina não é considerado como parte constituinte do sistema de isolação do motor.

Os materiais de isolamento mais utilizados atualmente no processo de fabricação dos atuais motores de indução trifásicos industriais podem ser classificados termicamente segundo a Norma IEC 60085 - Electrical insulation - Thermal classification [11], nas seguintes classes [8] [9]:

- **Classe B:** materiais à base de poliéster e poli-imídicos aglutinados com materiais orgânicos ou impregnados com estes. A temperatura característica dessa classe é de **130 °C**.
- **Classe F:** materiais à base de mica, amianto e fibra de vidro, aglutinados com materiais sintéticos, usualmente silicones, poliésteres ou resinas epóxi. A temperatura característica dessa classe é de **155 °C**.
- **Classe H:** materiais à base de mica, asbestos ou fibra de vidro aglutinado tipicamente com silicones de alta estabilidade térmica. A temperatura característica dessa classe é de **180 °C**.

A Figura 2.1 apresenta as faixas de temperaturas normalizadas de sobre-elevação média acima da ambiente e o acréscimo de temperatura normalizado para o ponto mais quente para as classes térmicas dos sistemas de isolamento B, F e H, normalmente utilizadas em motores de indução trifásicos industriais.

Figura 2.1 – Temperaturas limites normalizadas para as classes térmicas de sistemas de isolamento normalmente utilizadas nos atuais motores de indução trifásicos.

2.7.2 Limites de temperatura para os enrolamentos do motor

A temperatura do ponto mais quente dos enrolamentos deve ser mantida abaixo do limite da classe térmica. A temperatura total vale a soma da temperatura ambiente com a

elevação de temperatura (θ) mais a diferença que existe entre a temperatura média dos enrolamentos e o seu ponto mais quente.

A temperatura ambiente máxima definida por norma é de 40 °C. Acima deste valor as condições de trabalho devem ser consideradas como sendo especiais. A literatura recomenda que, para operação nesta temperatura ambiente, os relés de proteção, quando dotados de sensores de temperatura dos enrolamentos do motor, sejam ajustados de acordo com os seguintes valores, de forma a preservar o estado dos materiais isolantes:

- Classe F: Alarme: 130 °C. Desligamento: 155 °C
- Classe H: Alarme: 155 °C. Desligamento: 180 °C

Os valores de alarme e desligamento podem ser definidos em função da experiência do usuário do motor, para cada tipo de aplicação. Porém é recomendado que normalmente não sejam ultrapassados estes limites indicados, de forma a não comprometer a vida útil do sistema de isolamento do motor.

A Norma IEC 60034-11 – Rotating electrical machines – Thermal protection [12], define requisitos para proteção térmica de sobrecarga com variação lenta, isto é, uma taxa de variação que pode ser medida sem atraso considerável por um detector de temperatura ou por uma proteção térmica. De acordo com esta norma, para estas sobrecargas nestas condições, as quais podem ocorrer em alguns casos de aplicação, o sistema de proteção deve operar de forma a evitar que a temperatura dos enrolamentos do motor exceda os valores apresentados na Tabela 2.5, indicada a seguir:

Classe térmica do sistema de isolamento do motor (IEC 60085)	B 130 °C	F 155 °C	H 180 °C
Temperatura máxima dos enrolamentos para sobrecargas com variação lenta (IEC 60034-11)	145 °C	170 °C	195 °C

Tabela 2.5 - Temperaturas máximas de enrolamentos para sobrecargas com variação lenta, de acordo com a Norma IEC 60034-11.

Estes valores de temperaturas máximas indicam uma elevação de cerca de 10% acima do limite de temperatura da classe térmica dos respectivos sistemas de isolamento. Conforme indicado na norma, a aplicação destes valores requer o estabelecimento de um acordo entre o fabricante do motor e o usuário. Os requisitos desta norma não são destinados a assegurar a totalidade do tempo de vida útil normalmente esperado do motor, para todas as condições de utilização. Esta norma tem por objetivo, porém, estabelecer limites de temperaturas de

operação do motor de forma a evitar tanto a ocorrência de falhas como o envelhecimento térmico prematuro da isolação dos seus enrolamentos.

Os requisitos estabelecidos nesta norma resultam de um compromisso, uma vez que o nível de ajuste da proteção não deve ser setado em um valor tão baixo que possa provocar desligamentos indevidos, decorrentes de sobrecargas momentâneas requeridas pelo processo, e nem ser setado em um valor tão elevado que permita a operação contínua em temperaturas que possam afetar seriamente a vida do sistema de isolação. Uma vez que a variação da temperatura é proporcional ao quadrado da corrente de carga do motor ($\Delta\theta \approx I^2$), uma elevação de temperatura da ordem de 10 °C é equivalente a uma sobrecarga de 1.05 em relação à corrente nominal ($1.05^2 = 1.10$). Este valor sobrecarga de 1.05 é um valor encontrado em manuais técnicos de fabricantes de relés de proteção de motor, de forma a atender aos requisitos desta norma da IEC.

Muitas indústrias da área petroquímica e de processamento de petróleo normalmente especificam motores com classe de isolação F, porém com elevação de temperatura equivalente à classe B ($\Delta\theta$ de 80 °C). Desta forma, embora o motor seja construído com um sistema de isolação constituído por materiais capazes de suportar elevações de temperatura de até 100 °C, o motor é projetado para operar com elevação de temperatura de somente 80 °C, quando da utilização da sua potência máxima. Esta especificação conservativa, normalmente aplicada também para motores para instalação em áreas classificadas contendo atmosferas explosivas, permite ao motor operar com uma temperatura mais baixa do que o limite de temperatura permitido para a classe de isolação do tipo F. Este requisito construtivo contribui para que o motor possa operar mais “frio”, de forma mais segura e com menores esforços térmicos do sistema de isolação, contribuindo para uma elevada vida útil.

A especificação de motores com classe de isolação F com elevação de temperatura da classe B permite a aplicação das tolerâncias de temperatura e de sobrecarga indicadas na Norma IEC 60034-11, o que permite ao usuário explorar a “reserva térmica” do motor, a fim de evitar desligamentos indesejados decorrentes de sobrecargas momentâneas e sem comprometer a vida útil do sistema de isolação.

3 FUNÇÕES DE PROTEÇÃO PARA MOTORES ELÉTRICOS TRIFÁSICOS INDUSTRIAIS

São discutidas neste capítulo as principais funções de proteção aplicáveis na proteção de motores trifásicos industriais, utilizando relés microprocessados multifunção, bem como apresentados critérios de engenharia de aplicação destas funções de proteção.

3.1 Conceitos gerais e critérios para proteção de motores industriais

Motores alimentados por sistemas com tensão nominal até 660 V são normalmente protegidos por disjuntores de caixa moldada e relés de sobrecarga eletromecânicos (nos casos de CCM's "convencionais") ou digitais (nos casos de CCM's do tipo "inteligente"). Motores alimentados por sistemas com tensão nominal acima de 660 V e até 4.160 V são normalmente protegidos contra curtos-circuitos por fusíveis, enquanto motores alimentados com tensão nominal de 13.800 V são protegidos por relés de proteção e disjuntores [13]. Os relés de proteção contra sobrecorrente utilizados para a proteção de motores são basicamente os mesmos dos relés utilizados para a proteção de alimentadores (*feeders*).

Os motores de média tensão, como por exemplo, em 2.300V e em 4.000 V, são normalmente limitados pelo rotor sob condições de partida (corrente de rotor bloqueado) e limitados pelo estator sob condições de sobrecarga em operação. Motores de baixa tensão são tipicamente limitados pelo estator sob ambas as condições. [14] Desta forma, para a maioria das aplicações de motores em média tensão, o tempo de rotor bloqueado define o limite térmico do motor na partida. Em alguns casos especiais, entretanto, a capacidade térmica do motor durante situações de partida ou de rotor bloqueado pode ser determinada pelo limite térmico do estator. Uma regra prática para definir a limitação de um motor pelo estator na partida ou em rotor bloqueado, baseada em dados construtivos típicos, estabelece que "quando a tensão nominal de um motor for igual ou maior do que 10 vezes a sua potência nominal (em HP), o motor é limitado pelo estator". Exemplo de motor limitado pelo estator na partida: potência de 300 HP, tensão de 4.000 V. [15]

Atualmente a proteção térmica de motores de indução é basicamente projetada para proteger a isolação dos enrolamentos contra sobrecarga térmica, o que pode implicar na redução de sua vida útil. Existe a clara necessidade que os relés microprocessados forneçam todos os requisitos de proteção de um motor, incluindo a monitoração contínua de seu nível térmico. Os relés de proteção microprocessados devem possuir características de operação

sob qualquer condição do sistema elétrico ou da carga, serem facilmente configurados a partir dos dados fornecidos pelos fabricantes dos motores e devem fornecer informações sobre a condição de operação do motor que sejam facilmente interpretadas pelo operador, sem a necessidade de um especialista em proteção residente na planta. [14]

Estas necessidades levam à imposição dos seguintes requisitos para os relés utilizados na proteção de motores:

- Proteção térmica baseada em estimativa da temperatura motor, através de modelos térmicos, de forma a manter o nível térmico calculado do motor abaixo da sua curva de dano térmico;
- Proteção térmica contra sobrecargas, incluindo as sobrecargas constantes e cíclicas;
- Proteção contra sobre temperatura de enrolamentos e de mancais através de RTDs;
- Proteção contra aquecimento adicional devido a desequilíbrio de correntes de fase;
- Bloqueio de re-partida em função do nível térmico;
- Proteção por monitoração do tempo de partida;
- Proteção contra desbalanço de tensão e reversão de fase;
- Proteção contra emperramentos mecânicos da carga (sobrecorrente temporizada);
- Proteção contra sobrecorrente instantânea;
- Proteção contra sobrecorrente de terra;
- Proteção de motores acionados por conversores de frequência;
- Ajuste da capacidade térmica do motor em função de variações significativas da temperatura ambiente;
- Capacidade de interligação a redes de comunicação de dados e a sistemas de supervisão, de forma a propiciar funções de monitoração e o controle remoto do processo;
- Construído de modo a operar em ambiente industrial, com elevadas temperaturas de operação, sujeito a transientes de tensão e a interferências eletromagnéticas.

3.2 Funções de proteção aplicáveis a motores trifásicos industriais

Muitos relés de proteção microprocessados possuem a capacidade de terem as suas funções de proteção configuradas pelo usuário, dependendo da aplicação e da proteção requerida pelo circuito. Um relé de proteção microprocessado atual, para a proteção de motor, pode incorporar várias funções de proteção, conforme indicadas na Tabela 3.1, de

acordo com a Norma ANSI/IEEE C37.2 - Standard Electrical Power System Device Function Numbers and Contact Designations - Description [16]. A implementação de todas estas funções de proteção pode não ser necessária para todos os motores, mas mostra a quantidade de diferentes funções de proteção que atualmente podem ser desempenhadas por um único relé de proteção numérico.

Função de proteção	Descrição da função de proteção aplicável a motores de indução trifásicos industriais
27	Subtensão
37	Subcorrente
38	Proteção de temperatura de mancal (RTD)
46	Desbalanço de corrente ou corrente de seqüência negativa
47	Seqüência de fase incorreta ou reversão de fase
48	Monitoração de tempo de partida
49	Proteção Térmica
50	Sobrecorrente instantânea
50 GS	Sobrecorrente de terra (<i>ground sensor</i>)
51	Sobrecorrente de tempo inverso (<i>load jam</i>)
66	Inibição de repartida
86	Bloqueio de partida
87 M	Diferencial de fluxo autobalanceado

Tabela 3.1 - Funções de proteção indicadas na Norma ANSI/IEEE C37.2, aplicáveis a motores industriais trifásicos.

Motores trifásicos necessitam ser protegidos tanto durante os estados de partida, como quando em funcionamento normal, bem como durante condições anormais de operação do sistema elétrico, do sistema mecânico ou do próprio motor.

A Figura 3.1. apresenta um diagrama típico de proteção de um motor de grande porte, utilizando um relé de proteção microprocessado multifunção, contendo as funções de proteção requeridas na Norma ANSI/IEEE 37.96 - *Guide for AC Motor Protection* [17]. Este conjunto de funções de proteção pode ser considerado como uma referência para um sistema completo de proteção para um motor.

Figura 3.1 - Exemplo de aplicação de relé de proteção multifunção a um motor de indução trifásico.

3.3 Proteção térmica (Função 49)

A deterioração do sistema de isolamento dos enrolamentos de um motor é uma causa comum de ocorrência de falhas e de redução de vida útil destes equipamentos. Estas consequências podem ser resultantes de diversas causas, tais como exposição dos enrolamentos à umidade, excessiva solicitação dielétrica, danos mecânicos ou solicitações térmicas acima das temperaturas especificadas para o isolamento.

As propriedades físicas e dielétricas de um sistema de isolamento são deterioradas com o seu envelhecimento, e tal como qualquer atividade química, este processo é acelerado com a elevação da temperatura. Uma regra prática, baseada em testes e na experiência, indica que a vida útil de um sistema de isolamento é reduzida pela metade para cada elevação de 10°C na temperatura dos enrolamentos de um motor, e de forma inversa, dobra para cada 10°C de

redução desta temperatura. Desta forma, a vida do isolamento do motor é o resultado do período de tempo em que o sistema de isolamento é mantido a uma dada temperatura. [17]

A proteção térmica de um motor tem por função evitar danos quando cargas mecânicas são aplicadas acima das capacidades nominais, com o motor em operação. A proteção térmica é também requerida para proteção contra rotor bloqueado durante a partida do motor. Uma condição de rotor bloqueado ocorre quando o motor parte e o momento de inércia da carga acionada for elevado o suficiente para gerar um torque no eixo maior que aproximadamente 80% do torque de partida do motor.

O sistema de proteção térmica necessita determinar o estado de operação do motor, monitorar as correntes de linha e calcular a quantidade de capacidade térmica utilizada. O algoritmo de um relé de proteção microprocessado pode comparar o valor presente da capacidade térmica com os valores limites para alarme e para *trip*, para a decisão de desligamento do motor.

A função de proteção térmica executa um papel vital na prevenção de danos ao motor, incluindo funções ou controles que evitam ou bloqueiem eminentes condições que possam resultar em sobrecarga térmica dos enrolamentos do motor. Exemplos de tais funções ou controles é o bloqueio de partida com *reset* automático ou manual para determinados valores de capacidades térmicas, onde é feita a inibição de re-partida baseada em níveis de capacidade térmica utilizada e limitação de partidas por hora. Enquanto que condições de sobrecargas severas freqüentemente resultam em danos aos motores, pequenas sobrecargas contribuem para a redução da sua vida útil.

Um elemento de proteção de sobrecorrente de tempo inverso e um elemento de proteção de sobrecorrente de seqüência negativa podem ser aplicados, de forma a evitar o sobre aquecimento causado pelas condições de rotor travado e de correntes desbalanceadas em um motor. Entretanto, nenhum destes elementos de proteção leva em consideração a história térmica ou registra continuamente as excursões de temperatura do motor. Para uma adequada proteção térmica do motor, deve ser utilizado um algoritmo que calcule e acumule o aquecimento do efeito térmico por $r.I^2$ tanto de correntes de seqüência positiva como de correntes de seqüência negativa. Este algoritmo deve ser baseado em um modelo de proteção térmica, parametrizado de acordo com os dados fornecidos pelo fabricante do motor, e deve ser capaz de estimar a temperatura atual do motor. Nesta proteção térmica, esta “temperatura virtual atual” do motor deve então ser comparada com os pontos de limites de alarme e de *trip*

térmico, de forma a evitar sobre aquecimentos durante condições anormais de sobrecarga, rotor bloqueado, partidas freqüentes, partidas longas e desbalanço de corrente ou tensão. [18]

Durante a condição de funcionamento normal, uma máquina acionada por um motor elétrico, tal como uma bomba ou um compressor, pode requerer uma potência acima da nominal de placa do motor, em função de necessidades momentâneas do processo. A sobrecarga do motor resulta em um aumento da temperatura dos enrolamentos do estator e conseqüentemente da redução da sua vida útil.

Os métodos de detecção de uma sobrecarga ou sobre temperatura do motor em funcionamento podem tanto ser por meio de um relé do tipo imagem térmica (Função 49), alimentado por transformadores de corrente (TC's), ou por meio de sensores de temperatura (RTD's) instalados nos enrolamentos do estator. O método de proteção térmica mais adequada para um motor de grande porte e de grande responsabilidade operacional é provido pela aplicação de ambos os métodos de proteção, baseado na medição de corrente e na medição de temperatura.

Relés de proteção microprocessados utilizam a capacidade de processamento dos microprocessadores para a implementação de complexos algoritmos, de forma a modelar termicamente o motor nas condições de partida, operação ou repouso. As características de aquecimento do motor se alteram durante a sua operação. Alguns destes relés modificam os parâmetros do modelo de proteção térmica baseados em sensores térmicos instalados no interior do motor e na carcaça, de forma a monitorar também a variação da temperatura ambiente. Relés microprocessados podem estabelecer modelos elétricos e térmicos calculados a partir dos dados de corrente de entrada, de dados fornecidos pelo fabricante do motor e opcionalmente por medições de temperaturas do motor e ambiente através de RTDs. Estes modelos são utilizados no algoritmo do relé, de forma a calcular a condição térmica do motor, em tempo real, em cada condição de operação.

Muitos relés microprocessados de proteção de motor têm entradas projetadas para elementos sensores térmicos, tanto para os enrolamentos como para os mancais. O material de RTD mais utilizado é a platina 100 Ω (PT 100). Uma vez programada a quantidade de RTD's, o algoritmo do relé automaticamente mede e indica a temperatura aproximada dos enrolamentos e dos mancais. Nos casos em que existe a medição de temperatura do ar ambiente, o algoritmo do relé microprocessado automaticamente reduz o valor da temperatura de *trip* dos enrolamentos pelos RTD's e o valor do limite de *trip* do elemento térmico, se a temperatura ambiente aumenta para um valor acima de 40°C. À medida que aumenta a

temperatura ambiente, a capacidade do motor dissipar calor para o meio ambiente é reduzida e a sua temperatura interna aumenta. De forma a preservar a vida útil do isolamento, e atendendo a recomendações da Norma NEMA MG-1 [5], o algoritmo reduz a temperatura de *trip* dos RTD's para cada 1°C devido ao aumento da temperatura ambiente, além de 40°C. Os relés microprocessados possuem lógicas específicas para detectar se o circuito do RTD encontra-se defeituoso (em curto circuito ou em aberto), de forma que somente RTD's que estejam operando adequadamente contribuem para os cálculos das funções de alarme e *trip*.

3.3.1 A finalidade da proteção térmica do motor

Motores submetidos a sobrecargas podem gerar pontos quentes com elevadas temperaturas nos seus enrolamentos, além dos limites térmicos projetados para o sistema de isolamento. Entretanto, em todos os casos de operação que resulta em sobre temperatura, o tempo é um fator importante. A capacidade de armazenamento de calor de um motor de indução industrial é relativamente elevada. Pequenas sobrecargas durante curtos intervalos de tempo normalmente não resultam em temperaturas que possam danificar o isolamento, uma vez que o calor adicional é absorvido pela massa dos condutores, núcleo e partes estruturais do motor. Em contraste, para condições de partida ou de rotor bloqueado, a taxa de elevação da temperatura é muito elevada, em função da presença de correntes também elevadas. Uma vez que durante o curto período de tempo de partida ou de rotor bloqueado, somente uma pequena quantidade de calor é transmitida dos condutores para as demais partes de maior massa do motor, o limite térmico do isolamento dos enrolamentos pode ser atingido dentro de um período de tempo da ordem de segundos. [17]

Um motor de indução industrial típico de grande porte, nas aplicações usuais de alimentação direta pela rede, apresenta uma elevada corrente de partida. Esta elevada corrente de estator corresponde, por sua vez, a uma também comparavelmente elevada corrente no rotor. Devido ao efeito pelicular, no momento da partida, a resistência do rotor com escorregamento unitário (r_l) apresenta um valor maior do que a resistência do rotor quando o motor está em rotação nominal, com escorregamento quase nulo (r_0). Desta forma, durante a partida, considerando-se um exemplo de corrente de partida da ordem de 6 vezes a corrente nominal e a resistência de rotor na partida da ordem de 3 vezes o valor da resistência do rotor em rotação nominal, o aquecimento no rotor devido ao efeito $r.I^2$ é de aproximadamente 3×6^2 ou 108 vezes o aquecimento devido ao efeito $r.I^2$ quando o motor encontra-se em operação normal. Consequentemente, o sistema de isolamento do motor

necessita suportar uma temperatura extrema por um limitado período de tempo durante a partida, tanto em seu projeto construtivo como nos ajustes do seu relé de proteção. Os fabricantes de motores informam a capacidade do motor na partida através da especificação dos tempos máximos de rotor bloqueado a quente e a frio e da corrente de rotor bloqueado. De forma similar, os fabricantes de motores informam também a capacidade do motor em operação sob condição de carga contínua, através da especificação do Fator de Serviço (*FS*).

A finalidade da proteção térmica do motor é permitir que o motor possa partir e operar dentro dos limites especificados pelo fabricante, mas efetue o desligamento do motor se a energia de aquecimento exceder aquelas especificações devido a sobrecargas, correntes de sequência negativa, partidas sucessivas ou situações de rotor bloqueado. A Figura 3.2 mostra curvas características de limite de dano térmico e de corrente de partida, fornecidas pelos fabricantes dos motores.

Figura 3.2 - Curva típica de limite de dano térmico e de corrente de partida de um motor.

Algumas aplicações de proteção de motor utilizam indevidamente uma função de sobrecorrente de fase de tempo extremamente inverso para fornecer proteção contra sobrecarga, em conjunto com uma função separada de sobrecorrente de sequência negativa (Função 46) para a proteção resultante de correntes desbalanceadas. Infelizmente, nenhuma

destas funções de proteção é capaz de acompanhar adequadamente a excursão da temperatura dos condutores dos enrolamentos do motor. [19]

Para implementar uma proteção térmica adequada, um modelo de proteção térmica deve também levar em consideração o aquecimento decorrente das correntes de sequência negativa. Este modelo de proteção térmica, de forma a atender a requisitos práticos, deve ser capaz de ser parametrizado de acordo com os dados normalmente indicados nas folhas de dados do fabricante do motor e deve calcular e estimar a temperatura do motor em tempo real.

Um adequado modelo de proteção térmica de um relé de proteção microprocessado deve fornecer proteção para as seguintes condições potenciais de danos ao motor: [20]

- Partidas com rotor bloqueado;
- Sobrecargas constantes ou cíclicas em operação normal;
- Operação com correntes desequilibradas;
- Partidas prolongadas;
- Partidas freqüentes.

De forma a fornecer uma proteção térmica adequada e eficiente durante estas condições, o algoritmo do modelo de proteção térmica deve executar as seguintes funções, as quais serão discutidas ao longo deste trabalho:

- Constantemente manter uma estimativa numérica do nível térmico do motor;
- Ponderar o efeito do aquecimento do motor decorrente das correntes de sequência positiva e negativa;
- Calcular o nível térmico do motor baseado na medição das correntes de sequência positiva e negativa;
- Comparar o valor da estimativa do nível térmico de aquecimento presente com um limite de *trip* de partida, ou a um limite de *trip* de operação, dependendo do estado do motor;
- Fornecer um sinal de *trip* de saída, se o valor da estimativa do aquecimento presente exceder o limite presente de *trip*;
- Fornecer um sinal de alarme de saída, se o valor da estimativa do aquecimento presente exceder o limite presente de alarme;
- Ajustar os limites de *trip* e de alarmes presentes, baseado na medição por RTD de temperatura ambiente, quando habilitado.

3.4 Proteção de sobrecorrente instantânea e de tempo inverso (Funções 50/51)

3.4.1 Proteção de sobrecorrente instantânea (Função 50)

Em complemento ao modelo de proteção térmica do motor, os elementos de proteção de sobrecorrente de fase e de terra de tempo inverso, tempo definido e instantâneo fornecem proteção nos casos de ocorrência de faltas nos terminais e nos cabos de alimentação do motor e faltas internas do próprio motor. Na proteção instantânea (Função 50), não existe atraso de atuação associado com esta função de proteção, uma vez que a sua finalidade é desligar o motor defeituoso tão rapidamente quanto possível. A proteção contra curto-circuito entre fases para motores trifásicos deve ser considerada somente quando o dispositivo de manobra for um dispositivo de interrupção tripolar adequadamente dimensionado para interromper as correntes de falta, normalmente um disjuntor. A proteção contra curto-circuito utilizando cubículos com contadores com fusíveis limitadores de corrente que não sejam totalmente coordenados não é recomendada. Esta falta de coordenação poderia resultar na ocorrência de uma grave falha no cubículo e da possível evolução da falta em danos ao painel, ou mesmo incêndio ou ferimentos ao pessoal envolvido. Estas graves conseqüências são devidas à possibilidade de que a máxima capacidade de interrupção de cubículos com contadores ser atingida, com a utilização de fusíveis limitadores de corrente. O contator possui uma capacidade de interrupção de corrente, porém esta é significativamente menor do que a capacidade de interrupção dos fusíveis limitadores de corrente. É extremamente importante que a aplicação de dispositivos de proteção de fase instantâneos em contadores para a partida de motores seja totalmente analisada antes da sua implementação.

Quando do ajuste da proteção de curto-circuito do motor para falta entre fases, a função 50 deve estar ligeiramente acima da corrente de partida do motor. Uma regra prática é efetuar o ajuste do valor de *pickup* da corrente desta função entre 1.2 e 1.5 vezes a corrente de rotor bloqueado de forma a evitar o desligamento devido a corrente de partida. Faltas entre fases geralmente fornecem correntes maiores do que a corrente de partida de rotor bloqueado, exceto para faltas entre espiras. [7]

3.4.2 Função de proteção de sobrecorrente temporizado (Função 51)

Relés de proteção do tipo réplica de imagem térmica são freqüentemente utilizados para simular a curva de sobrecarga térmica do motor, enquanto que relés de sobrecorrente de

tempo inverso são freqüentemente utilizados para a proteção de motor contra emperramentos do rotor e contra rotor bloqueado [21].

Durante a partida normal dos motores e aceleração adequada, grandes correntes de partida, conhecidas como correntes de *inrush* são verificadas, resultando em substanciais aquecimentos dos motores. Sob tais condições, o calor aumenta rapidamente nos condutores e não existe tempo suficiente para a transmissão do calor gerado para as demais e maiores partes estruturais do motor. [22]

Com correntes de *inrush* da ordem de 5 a 7 vezes a corrente nominal do motor, o calor resultante pode atingir valores da ordem de 25 a 50 vezes o calor gerado em condições normais de funcionamento. O limite térmico do motor pode ser alcançado muito rapidamente e freqüentemente não são transmitidos pelos RTDs com um tempo de resposta dinâmica adequada, devido aos inerentes tempos de atraso dos sistemas térmicos envolvidos. Desta forma, para proteger o motor durante condições de rotor travado na partida ou rotor travado em funcionamento, são normalmente utilizadas funções de sobrecorrente temporizadas, adicionalmente à função de proteção térmica. Muitos esquemas de proteção contra rotor bloqueado podem ser aplicados a motores com tempo de aceleração superior ao seu tempo permitido (seguro) de rotor bloqueado. [21]

Durante condições anormais de partida ou de funcionamento, quando o rotor pode se tornar travado, ocorre o aumento de calor gerado no motor em função do aumento da resistência do rotor, devido à freqüência induzida de 60 Hz no rotor (em um sistema elétrico de 60 Hz), similar ao efeito pelicular. Adicionalmente, a normalmente disponível ventilação solidária ao eixo de motores autoventilados deixa de existir em condições de rotor travado, contribuindo para o severo aquecimento.

A função de proteção por sobrecorrente de tempo inverso (Função 51) pode ser utilizada como função de retaguarda para a função de proteção térmica do motor, em condições de sobrecargas por travamento do rotor. Esta função é também denominada como proteção de travamento da carga (*load jam protection*). Uma condição de emperramento é genericamente definida como um ponto onde a carga mecânica excede a capacidade de torque máximo do motor e leva à ocorrência de uma corrente excessiva. Uma condição mais severa de emperramento pode mesmo levar o motor a uma parada completa.

A ocorrência de freqüentes partidas da função de sobrecorrente temporizada indica a ocorrência de também freqüentes emperramentos do motor, indicando que alguns

componentes no sistema mecânico podem estar sendo danificados. Nestes casos, o conjunto deve ser desligado e verificado, uma vez que aguardar a atuação da função por um eventual *trip* pode causar danos adicionais na máquina que se encontra acionada pelo motor. Além disso, por medir a ocorrência de um problema mecânico na carga acionada, a função de sobrecorrente de tempo inverso pode ser utilizada para indicar a ocorrência de falhas em mancais, permitindo o desligamento do motor antes que um dano de maior dimensão ocorra.

Os tempos de atuação desta função de proteção de sobrecorrente temporizada devem ser maiores do que os tempos de atuação da função de sobrecorrente instantânea, de forma a permitir que a condição de emperramento momentâneo do motor, decorrente do emperramento da máquina acionada ou por uma condição anormal do processo possa ser eliminada pelo próprio processo. Este ajuste evita a atuação indevida ou prematura da proteção de sobrecorrente temporizada, de forma a evitar a ocorrência de desligamentos desnecessários do motor. No caso de uma máquina centrífuga, por exemplo, pode haver uma súbita mudança na composição do material que se encontra fluindo através do sistema. Neste momento, quando a bomba centrífuga pode apresentar um emperramento, o motor pode travar, fazendo com que a corrente de fase aumente até um valor próximo da corrente de rotor bloqueado. Esta condição anormal de processo, geralmente transitória, tende a se normalizar dentro de um tempo relativamente curto, devendo ser prevista no ajuste desta função de proteção.

Quando a partida da função de *load jam* é ativada, nos casos em que a corrente de fase exceder o ajuste de *pickup* da função, por um tempo maior do que o tempo de atuação previsto, o relé opera, desligando o motor. O ajuste do valor de corrente para esta função deve ser maior do que a corrente de plena carga do motor, porém menor do que a corrente de rotor bloqueado. Este ajuste é normalmente introduzido em valores por unidade da corrente de plena carga do motor. Os valores de alarme e de *trip* para esta característica de proteção de sobrecorrente são usualmente ajustados para um valor percentual da corrente nominal do motor, com valores típicos entre 1.25 pu a 1.35 pu. Um atraso de tempo é selecionado em função dos tempos máximos de rotor bloqueado do motor nas condições de motor em temperatura ambiente e de motor em temperatura de operação, e dependendo das características do processo, em cada caso em particular de aplicação.

3.5 Proteção de sobrecorrente de terra (Função 50 GS)

As ocorrências de faltas entre a fase e a terra constituem-se na maioria das falhas dos sistemas elétricos de potência. Um sistema industrial típico é normalmente projetado para limitar estas correntes de falta à terra. Em geral, sistemas solidamente aterrados com tensão nominal acima de 600 V têm sido substituídos, nos últimos 20 anos, por sistemas de aterramento por baixa resistência. Este fato tem ocorrido em função dos benefícios da redução da intensidade da corrente de falta à terra bem como na limitação dos distúrbios no sistema elétrico. [22]

A proteção de curto-circuito à terra para motores trifásicos de média tensão (2.4 kV ou 4.16 kV), em sistemas aterrados por baixa resistência, pode ser obtida porque os cubículos de partida de motores que utilizam contadores podem normalmente interromper correntes de falta da ordem de 400 A até 2000 A. Sistemas de proteção contra curto-circuito à terra incluem a utilização de um TC de sequência zero conectado a um dispositivo de proteção com a função 50 GS, ou a utilização de 3 TC's de fase conectados residualmente a um dispositivo de proteção com a função 51 N. A diferença significativa entre estes dois tipos de proteção é que o relé com função 50 GS pode ser ajustado para um nível muito baixo, da ordem de até 10 A, sem tempo de retardo. A conexão residual 51 N necessita ter um ajuste mínimo de cerca de 50% do valor do primário do TC e o relé deve ser ajustado com tempo de retardo de forma a evitar a possibilidade de *trips* indevidos decorrentes de desequilíbrio de correntes de saída dos TC's. As saídas desequilibradas dos TC's de fase podem ser resultantes de características diferentes entre os TC's, causadas por variação de fabricação, ou por saturação de TC causada por altas correntes de partida ou por diferença de *burden* dos TC's. [22]

Sempre que aplicável, o método de proteção normalmente utilizado em grandes motores para sistemas industriais é utilizar um TC toroidal, com os cabos das 3 fases passando por dentro deste TC. Esta configuração fornece uma soma de fluxos magnéticos resultantes das correntes das 3 fases, de forma que a saída do secundário do TC é a corrente de sequência zero ($3.I_0$). A relação de transformação do TC é normalmente 50:5 A, independente da corrente nominal do motor, diferentemente dos TC's de fase, que são dimensionados de acordo com a corrente máxima do motor. As vantagens desta configuração são a sua alta sensibilidade e boa precisão, mas é limitada pelas dimensões dos cabos alimentadores do motor, que necessitam passar por dentro do TC de janela. A Figura 3.3 mostra a forma adequada de ligação dos cabos e blindagens dos cabos de média tensão, passando através de um TC do tipo toroidal, para proteção *Ground Sensor*.

Para motores com elevadas potências, os quais requerem cabos de alimentação com seções nominais também maiores, deve ser utilizado um arranjo de 3 TC's ligados de forma residual, com o relé 50 N ligado ao neutro dos 3 TC's. [7] Embora a carga influencie na relação dos TC's, um relé de neutro deve ser ajustado com um valor bem abaixo da corrente de carga do motor. O ponto de ajuste do relé 50 N deve ser acima de uma eventual “falsa” corrente residual, que possa ser resultante de diferenças de características dos 3 TC's, em casos de elevadas correntes de partida ou de diferentes correntes exponenciais amortecidas nas fases. Esta é uma característica de difícil determinação, mas a probabilidade de problemas é baixa nestes casos em que as correntes de cargas dos TC's são balanceadas nas 3 fases.

Figura 3.3 - Esquema de ligação de cabos de média tensão e blindagens através de TC toroidal para proteção *Ground Sensor*.

3.6 Proteção de desbalanço de corrente ou corrente de sequência negativa (Função 46)

A existência de tensões de alimentação desbalanceadas no motor causa a circulação de correntes desequilibradas no estator do motor. As componentes de sequência negativa de correntes desbalanceadas causam um significativo aquecimento do motor. Determinados modelos de proteção térmica já levam em consideração o aquecimento do motor devido às

correntes de seqüência negativa. Apesar deste fato, muitos usuários desejam efetuar o ajuste de uma função de proteção exclusiva para o desequilíbrio de corrente de fases e para os casos de operação do motor com falta de fase (devido à abertura de uma das fases, devido, por exemplo, à queima de um dos fusíveis de força). Neste caso, a proteção é baseada nos cálculos das correntes de seqüência negativa e são normalmente disponíveis características de tempo definido e tempo inverso.

As condições de desbalanço de corrente em motores tipicamente resultam dos seguintes motivos:

- Fase do motor em aberto (operação monofásica na partida ou em operação)
- Curto-circuito entre enrolamentos do motor
- Transformador da subestação com uma fase primária em aberto
- Tolerâncias de fabricação dos motores

Uma condição de fase do motor em aberto pode resultar de um fusível queimado no cubículo do motor. Sob condições de partida, o motor com somente dois condutores de fase energizados não partirá e produzirá uma grande quantidade de corrente de desequilíbrio. Esta condição causa um rápido aumento do calor no motor devido às correntes de linha ser aproximadamente 86.6% do valor nominal da corrente trifásica de rotor bloqueado sendo aplicada aos enrolamentos sem uma partida completa.

Quando um motor em funcionamento experimenta a falta de tensão de alimentação em uma das fases, a fase aberta terá corrente zero e cada uma das duas fases remanescentes terá uma circulação de corrente de aproximadamente 170 % da corrente de carga do motor anterior à abertura da fase. Esta condição de desbalanço resulta em uma componente de seqüência negativa que produz um fluxo que gira em sentido contrário ao sentido de rotação do motor. Este fluxo, por sua vez, induz uma corrente no rotor de aproximadamente 120 Hz (em um sistema elétrico de 60 Hz). Adicionalmente, a natureza de freqüência de 120 Hz da corrente induzida resulta no aumento da resistência do rotor devido ao fenômeno do efeito pelicular (*skin effect*). O rápido aquecimento causado por estes dois fatores pode danificar um motor em um curto período de tempo. Desta forma, no evento de uma falta de fase, é necessário que esta função de proteção desligue rapidamente o motor.

Os elementos de proteção de sobrecorrente para terra que operam através da medição de corrente de residual $3I_0$, não são sensibilizados para correntes de carga que estejam balanceadas e desta forma podem ser ajustados para operarem mais rapidamente e com mais sensibilidade para os tipos mais freqüentes de faltas em motores, que é a falta do tipo fase-

terra. De forma similar, os elementos de proteção de sobrecorrente de sequência negativa, que respondem a $3.I_2$, não respondendo às correntes de cargas balanceadas, podem ser ajustados para operarem mais rapidamente e com maior sensibilidade para o segundo tipo de falta mais freqüente em motores, que é a falta do tipo fase-fase. [18] [23] [24]

3.7 Proteção por inibição de repartida (Função 66)

A temperatura ou o nível térmico do motor pode ser utilizado para a inibição de uma nova tentativa de partir o motor, caso a sua reserva térmica seja insuficiente para esta partida. Bloquear a partida de um motor a quente com nível térmico elevado é uma forma de aumentar a produtividade operacional do processo. Em uma situação prática na indústria, o tempo perdido na espera para que um motor possa ser adequadamente resfriado após uma partida indevida é muito maior do que o tempo de inibição da partida até que o motor possua reserva de capacidade térmica suficiente para uma partida adequada. Assim sendo, através da implementação de um adequado modelo térmico, o menor tempo de espera possível para a repartida de um motor à quente pode ser obtido, resultando em ganhos operacionais.

As condições para o projeto de um motor trifásico com relação às necessidades de partidas freqüentes são descritas na Norma NEMA MG-1 [5]. Estes requisitos de projeto foram elaborados de forma a estabelecer um limite para as repetidas partidas e o intervalo de tempo entre estas partidas, de modo que a elevação de temperatura no rotor e no estator possam ser limitadas. Durante partidas repetidas, o período de funcionamento é tão curto que muito pouco calor é retirado do motor através do ar de ventilação produzido pelos ventiladores instalados no eixo.

A utilização da função contra partidas freqüentes é recomendada para a proteção de um motor contra um excessivo número de partidas por hora, acima das recomendações do fabricante. A operação repetitiva e intermitente de um motor pode causar falha mecânica nas extremidades das bobinas dos enrolamentos do estator e nas conexões das extremidades do rotor. A Norma NEMA MG-1 recomenda minimizar o número de partidas de um motor para maximizar a sua vida útil. O aquecimento do rotor é uma preocupação quando são efetuadas muitas partidas do motor em um determinado intervalo de tempo. Em grandes motores, o número de partidas deve ser limitado, de forma a evitar o excessivo aquecimento do rotor e prevenir possíveis danos.

A Norma NEMA MG-1 especifica normalmente duas partidas sucessivas para motores na condição a frio (na temperatura ambiente) e somente uma partida é normalmente permitida se o motor já estiver na condição a quente (na temperatura de operação). Esta condição é normalmente referenciada como a permissão para “duas partidas a frio e uma partida a quente”. Isto significa que, caso o motor se encontre parado a algum tempo e portanto à temperatura ambiente, duas partidas sucessivas podem ser permitidas. Qualquer tentativa de partida adicional deve ser bloqueada e deve requerer um período de esfriamento do motor, até a mesma ser liberada. Este tempo de esfriamento varia de acordo com a capacidade térmica acumulada pelo motor e pela sua constante térmica de resfriamento, na condição de repouso. Se o motor já estiver em operação e for desligado, então uma nova repartida imediata deve ser permitida. Novamente, qualquer tentativa adicional de partida deve ser bloqueada, sendo requerido um tempo para permitir um suficiente esfriamento do motor, antes que nova partida seja permitida.

Partidas repetitivas podem ser causadas quando um dispositivo de controle de processo, tal como um pressostato ou uma chave de nível controla automaticamente a partida e a parada de um motor. Para esta situação, cada vez mais comum nos atuais sistemas industriais de controle e automação, pode ser necessária a implementação de um intervalo de tempo mínimo na lógica de intertravamento do sistema de controle de processo (normalmente um SDCD ou um PLC). Esta lógica de programação tem por finalidade fixar um tempo mínimo de intervalo entre partidas sucessivas, de forma a limitar o número de partidas do motor dentro de um definido intervalo de tempo, determinado pelo fabricante do motor.

Os relés microprocessados monitoram a ocorrência de estados de partida e o número de partidas por hora, juntamente com o intervalo de tempo entre as partidas, e bloqueiam uma nova tentativa de re-partida do motor, caso a sua capacidade térmica tenha sido excedida, e algum dano possa ser causado. Possuindo na memória os dados armazenados das condições das partidas anteriores, o algoritmo de proteção pode calcular a condição térmica do motor a cada instante, verificando esta condição todas as vezes que uma nova partida for solicitada. De forma a evitar uma nova partida quando o limite térmico do motor for excedido, uma função de bloqueio do relé (Função 86) é configurada quando esta ação de impedimento de partida for necessária [25]. Esta função de bloqueio deve estar residente em memória não volátil no relé digital, de forma que a informação de bloqueio não seja perdida mesmo em caso de perda de alimentação auxiliar do relé digital.

Quando o relé é programado para proteger o motor para um número específico de partidas por hora, ou mínimo tempo entre partidas, o relé de proteção mantém um sinal de bloqueio até que se passe um intervalo de tempo suficiente para resfriamento, de forma a permitir uma nova partida segura. Durante o período de bloqueio de partida, o relé pode apresentar no *display* frontal a contagem regressiva de tempo, em minutos, até a próxima permissão de partida.

3.8 Proteção por monitoração de tempo de partida ou partida longa (Função 48)

A função de partida longa protege o motor contra partidas prolongadas, causadas, por exemplo, pela situação de rotor bloqueado e pode ser configurada nos relés microprocessados para atuação com características de tempo de operação por tempo definido ou por tempo inverso dependente do valor da corrente de partida ($t_{trip} = (I_{partida} / I)^2 \cdot t_{partida}$). Quando o relé detecta o estado de partida de um motor, ocorre o início da contagem de tempo para a operação desta função e quando a corrente cai para um valor abaixo de um valor estabelecido, da ordem de 120% da corrente nominal do motor, a contagem de tempo é interrompida.

Quando um grande motor de indução é acoplado a uma carga de alta inércia, não é incomum que o tempo normal de partida do motor exceda o seu tempo máximo permitido (seguro) de rotor bloqueado. Nestas situações, é um desafio para o engenheiro de proteção selecionar os dispositivos de proteção que podem distinguir entre uma condição de rotor bloqueado de uma condição normal de partida. [21]

Uma situação intermediária que pode ocorrer é quando o motor acelera para uma rotação abaixo da rotação nominal e permanece nesta rotação, sendo incapaz de alcançar sua rotação nominal. Nesta situação, o motor pode absorver aproximadamente a corrente de rotor bloqueado indefinidamente. Esta condição pode ser resultante de uma baixa tensão nos terminais do motor e/ou um torque excessivo requerido pela carga.

Os seguintes fatores afetam o tempo de aceleração de um motor que aciona uma máquina com elevada inércia:

- O torque instantâneo desenvolvido pelo motor;
- O torque instantâneo requerido pela carga no eixo do motor;
- O momento de inércia combinado entre o rotor do motor e a máquina acionada;
- A tensão aplicada aos terminais do motor durante a partida.

O torque desenvolvido pelo motor durante a partida é diretamente proporcional ao quadrado da tensão aplicada aos terminais do motor. Quando a tensão nos terminais do motor é reduzida, o torque desenvolvido pelo motor pode se tornar menor do que o torque requerido pela carga. Esta tensão reduzida pode levar o motor tanto à condição de rotor bloqueado ou a falhar na aceleração da carga até a sua rotação nominal. Portanto, uma tensão reduzida não é benéfica para a partida do motor, especialmente para a partida de motores que acionam cargas com elevadas inércias, tais como ventiladores e sopradores centrífugos e compressores alternativos [21].

3.9 Proteção de subvelocidade (Função 14)

A rotação adequada do motor e da máquina acionada é freqüentemente um dado crítico para um processo industrial. A medição da rotação pode ser conseguida a partir do sinal de um tacômetro, o qual é enviado diretamente para o relé de proteção, e pode ser utilizado para motores com rotações únicas ou com rotação controlada por conversores de frequência. O relé microprocessado pode ser programado para alarmar e/ou para desligar quando a velocidade do motor cair para um valor predeterminado de rotação. Esta característica não somente protege o motor e a máquina acionada, mas também pode ser um fator de segurança na prevenção de excursões de rotações anormais ao processo ou vibrações excessivas da máquina acionada, devido a condições de ressonâncias subcríticas em subvelocidade.

3.10 Proteção diferencial para motor (Função 87 M)

A proteção diferencial de sobrecorrente em um motor mede o fluxo da corrente que entra no motor e a compara com a corrente medida no lado do “neutro” do motor. Uma diferença de corrente é detectada como uma falta.

Normalmente a proteção diferencial é aplicada somente para motores de grande porte, em sistemas industriais com tensão nominal de 4.16 kV ou 13.8 kV, para motores com potência nominal acima de 1.500 kW. Em motores deste porte, os custos do motor, dos serviços de manutenção corretiva e da perda de produção justificam a implementação de técnicas de proteção mais sensíveis e elaboradas, as quais possibilitam um desligamento mais rápido do motor, reduzindo a extensão dos danos provocados pela ocorrência de uma falha, facilitando os serviços de reparo e reduzindo o tempo de uma eventual parada de produção.

A proteção diferencial em motores trifásicos aumenta a sensibilidade e atua com maior velocidade na operação da proteção de curtos-circuitos entre fases e para a terra, internos ao motor.

Existem duas técnicas básicas de proteção diferencial: o método do fluxo autobalanceado e o método diferencial percentual clássico.

O método de proteção diferencial através do fluxo autobalanceado, normalmente utilizado, apresenta características de elevada sensibilidade e utiliza um relé de sobrecorrente instantâneo (função 87 M) para prover proteção para os enrolamentos do motor. A Figura 3.4 apresenta um esquema típico de proteção diferencial autobalanceada para motores. Os 3 TC's e o relé trifásico instalado normalmente são do mesmo tipo dos TC's e relés utilizados para a proteção instantânea de sobrecorrente de terra de seqüência zero, com o relé sendo ajustado para um valor de *pickup* entre 0.25 A e 1.0 A. [26]

Figura 3.4 – Esquema típico de proteção diferencial autobalanceada para motores.

O método de proteção diferencial percentual clássico possui uma sensibilidade um pouco menor, quando comparada com a grande sensibilidade apresentada pelo relé de sobrecorrente instantâneo, entretanto possui a vantagem de que a zona de proteção pode ser estendida para a proteção não somente dos enrolamentos do motor, como também dos cabos de força dos circuitos alimentadores.

Ambos os métodos de proteção apresentam uma sensibilidade adequada para níveis de corrente diferenciais muito baixas, durante condições de faltas internas ao motor. Deve ser ressaltado que os relés diferenciais de proteção devem ser utilizados somente com disjuntores

e não em cubículos com contadores, pelas mesmas razões descritas na proteção contra curto-circuito.

A medição das correntes de fase do motor permite a um relé microprocessado fornecer uma proteção diferencial e indicação de falta à terra dentro do motor. Em um motor trifásico com dois terminais de enrolamento por fase, as correntes que entram nos enrolamentos do motor devem ser iguais às correntes que retornam destes enrolamentos. Quando estes valores diferem, há uma indicação de uma fuga de corrente ou condição de falta dentro do motor, que pode ser uma falha à terra ou uma falha entre fases. Esta proteção, em função da sua elevada sensibilidade e rápidos tempos de atuação, quando comparada à proteção de sobrecorrente de tempo inverso, evita um dano maior ao motor, como uma falha à terra de maior dimensão, a qual pode ter um significativo impacto negativo no tempo de parada do motor para inspeção e reparo.

3.11 Proteção de subtensão (Função 27)

A proteção de subtensão em motores é utilizada para evitar que um motor seja religado automaticamente quando a tensão do sistema retorna, após uma interrupção. O relé de subtensão, quando da interrupção de tensão, atua no sentido de abrir o disjuntor do motor e impedir a sua partida automática quando da normalização do sistema.

Esta função de proteção é aplicada para evitar a ocorrência de uma excessiva corrente de *inrush* na carga total de motores em um sistema de potência, com o correspondente “sag” de tensão no sistema, devido a uma queda de tensão no sistema ou a uma interrupção.

3.12 Proteção contra rotação ao contrário (*back-spin*)

Em certas aplicações de bombas submersas em plataformas de petróleo *offshore*, operando com poços em águas profundas, existem longos tubos conectando o sistema de Bombeamento Centrífugo Submerso (BCS), instalado no fundo do mar, com a plataforma semi-submersível, na superfície do mar. Este longo caminho da coluna de produção faz com que, nas ocasiões de parada do conjunto moto-bomba, ocorra uma vazão de fluido no sentido contrário, fazendo com que o motor e a bomba girem também em sentido contrário, por um determinado intervalo de tempo após o desligamento do motor, especialmente em situações de ocorrência de falha de vedação nas válvulas de retenção de fluxo (*check-valves*). Durante este período de rotação do conjunto ao contrário (*back-spin*), o motor não deve ser acionado, pois

existe o risco de ocorrência de sérios danos mecânicos ao sistema, o qual apresenta elevados custos de manutenção e elevados custos de perdas de produção. Isto explica a importância do monitoramento deste fenômeno, a fim de possibilitar a verificação da parada completa do conjunto antes da permissão de nova partida do motor. [27]

Esta aplicação especial necessita de um relé capaz de monitorar a frequência de *back-spin* do sinal gerado pelo motor, após a parada da bomba. O princípio utilizado para o monitoramento deste fenômeno é um conhecido conceito referente ao funcionamento de máquinas elétricas rotativas. Quando o eixo de um motor de indução é acionado por fonte mecânica externa, este motor passa a funcionar como um gerador elétrico, apresentando uma tensão em seus terminais. Como a frequência do sinal gerado é diretamente proporcional à velocidade de rotação do motor, é possível identificar a rotação através da leitura da frequência deste sinal ($n = 120f/p$). Sendo assim, o relé é capaz de monitorar a rotação do motor, através da medição da frequência do sinal gerado.

Em meados da década de 80 foi identificada a necessidade de desenvolvimento de uma nova função de proteção, de forma a monitorar o efeito de *back-spin*. O principal desafio foi o de monitorar a tensão nos terminais do motor, que varia de 800 Vca até 3000 Vca, quando em operação normal, e decai para a faixa de milivolts quando em *back-spin*. Durante os trabalhos de medições e pesquisas efetuadas, uma das primeiras constatações foi que a tensão gerada pelo motor era suficientemente elevada para magnetizar o transformador do sistema BCS, podendo ser medida no lado do primário de baixa tensão (480 Vca). Quando em monitoramento de *back-spin* o sinal apresenta uma frequência variável na faixa de 60 Hz a 2 Hz. O ambiente de trabalho em uma subestação de uma plataforma de petróleo, com a presença de interferências eletromagnéticas representou um outro desafio adicional, visto que o relé deveria ser robusto o bastante para rejeitar estas interferências e operar adequadamente quando da presença de sinais espúrios. Como a especificação da empresa de petróleo usuária do sistema BCS, exigia que o relé monitorasse o sinal de *back-spin* até uma frequência mínima de 2 Hz e uma tensão mínima de 30 mV_{pp}, a sensibilidade da entrada analógica de tensão para a monitoração de *back-spin* não poderia ser afetada pelo processo de tratamento de sinal. Este requisito de especificação técnica implicou na necessidade de implementação de filtros e circuitos eletrônicos para o tratamento do sinal, com elevado grau de complexidade, uma vez que o relé deveria operar com um sinal na entrada de *back-spin* variando de 480Vca (60 Hz) eficaz até 30 mV_{pp} ($\cong 2$ Hz). Desta forma, foram desenvolvidos filtros analógicos de hardware e filtros digitais em software de forma a atender as extremas

condições adversas existentes no sistema elétrico envolvido na aplicação. O resultado foi o desenvolvimento de um relé capaz de monitorar sinais com frequência de *back-spin* de 2 Hz a 120 Hz, que apresenta monitoração e ação de bloqueio adequado, operando desde meados da década de 80. [27]

3.13 Critérios típicos de aplicação de funções de proteção de motores, em função da potência e da aplicação dos motores em sistemas industriais.

São apresentados a seguir os critérios típicos de aplicação de funções de proteção em motores de indução trifásicos, em função do nível de tensão de alimentação, da potência nominal e da aplicação em sistemas industriais.

Os critérios de proteção aqui apresentados, estão de acordo com as recomendações indicadas na norma ANSI/IEEE Std C37.96 - 2000 - *Guide for AC Motor Protection* [17] e na norma IEEE Std. 242 - 2001 – *Buff Book – Recommended Practice for Protection and Coordination of Industrial and Commercial Power Systems, Chapter 10 – Motor Protection* [26].

Além disso, os critérios de proteção aqui apresentados são tipicamente implementados nos modernos sistemas industriais de grande porte na indústria de processamento de petróleo e petroquímica, tanto em instalações *onshore*, tais como em refinarias de petróleo, de processamento de gás natural e plantas de processos químicos, como em instalações *offshore*, tais como em plataformas de perfuração e produção.

Além das funções de proteções típicas aqui indicadas para os casos gerais de aplicação, podem ser requeridas funções de proteção específicas, dependendo da importância do motor, da máquina acionada ou do processo. Dentre os fatores que determinam a importância do motor podem ser indicados o custo do motor, o custo de paradas não previstas e perdas de produção, quantidade de serviços de manutenção e de supervisão operacional requerida e dificuldade e custo de reparos e de sobressalentes.

3.13.1 Motores de indução trifásicos de baixa tensão com potência nominal até 55 kW

Motores de indução trifásicos de baixa tensão, com tensão nominal de 440 V, com potência nominal até 55 kW (75 HP), são normalmente alimentados a partir de painéis do tipo CCM's (Centro de Controle de Motores) com tensão nominal de 480 V, sendo normalmente controlados por meio de contadores.

No caso de aplicação de CCM's de baixa tensão do tipo "convencional" (ou seja, não do tipo "inteligente"), com relés de sobrecarga eletromecânicos, em sistemas diretamente aterrados e com partida direta na rede, as funções de proteção normalmente aplicadas são as seguintes:

- Proteção de sobrecorrente para curto circuito entre fases e para a terra: normalmente realizada por disjuntores de caixa moldada (MCB). A função de proteção contra sobrecorrente também pode ser realizada por meio de fusíveis de força do tipo NH ou Diazed, embora esta utilização esteja atualmente em desuso, em função das elevadas capacidades de corrente de curto circuito apresentadas pelos atuais disjuntores do tipo MCB.
- Proteção de sobrecarga, executada por relé térmico eletromecânico do tipo bimetálico (em CCM's do tipo "convencionais").

Em casos de sistemas de baixa tensão aterrados através de alta resistência, comumente utilizado em sistemas industriais na atualidade, onde a corrente de falta para a terra é normalmente limitada para a ordem de 5 A a 10 A, nenhuma proteção de falta a terra é normalmente utilizada. Ao invés disto, um TC do tipo ground-sensor é instalado em cada gaveta do CCM, ligado a um relé com a função de sobrecorrente instantâneo de terra (50 GS).

Neste sistema de proteção e monitoração, este relé deve atuar em uma sinalização local na gaveta, bem como em um alarme remoto de falha, através do sistema supervisor de comunicação, de forma a informar o operador do sistema da ocorrência da falha à terra e possibilitar o início dos procedimentos dos serviços necessários de manutenção corretiva. O circuito em falta é desligado manualmente, o que contribui para a melhoria dos índices de continuidade operacional e redução de perdas de produção. A remoção da primeira falha a terra é importante de forma a evitar a evolução do dano decorrente de uma eventual segunda falha à terra em uma outra fase.

Nos modernos sistemas industriais de baixa tensão são atualmente especificados CCM's do tipo "inteligentes", nos quais são utilizados módulos digitais de proteção e controle, com a capacidade de medição de corrente trifásica, através de dispositivos medidores integrados ao próprio componente digital. Estes módulos digitais apresentam também a capacidade de comunicação serial, o que permite a disponibilização de uma grande quantidade de informações para o sistema supervisor, incluindo as informações de pré-alarme de sobrecarga, tempo para a ocorrência de *trip* por sobrecarga e tempo de bloqueio

para a próxima re-partida. Estes dispositivos eletrônicos possibilitam a implementação de funções de proteção de motor adicionais àquelas que eram normalmente implementadas com a utilização somente de relés térmicos bimetálicos, tais como as funções de subcarga, partidas freqüentes, falta de fase, desbalanço de fase e alarme prévio de sobrecarga. No sistema supervisorio destes tipos de CCM's "inteligente", são também normalmente configurados os alarmes remotos de ocorrência de falhas nos módulos eletrônicos de medição e proteção, o que reduz o tempo de reparo e contribui para a elevação dos índices de segurança e disponibilidade do sistema de proteção e controle.

3.13.2 Motores de indução trifásicos de baixa tensão com potência nominal superior a 55 kW até cerca de 150 kW

Motores de indução trifásicos de baixa tensão, com tensão nominal de 440 V, com potência nominal igual ou superior a 55 kW (75 HP) até cerca de 150 kW (200 HP), são normalmente alimentados a partir de painéis do tipo CDC's (Centro de Distribuição de Carga) com tensão nominal de 480 V, sendo normalmente controlados por meio de disjuntores abertos do tipo "Power Air Circuit Breakers". O relé de proteção utilizado é do tipo digital multifunção, sendo normalmente do tipo secundário, alimentado através de TC's instalados nos circuitos de alimentação do motor. Nestes painéis podem também ser utilizadas unidades digitais de proteção e controle integradas ao corpo do próprio disjuntor "Power", o que contribui para a redução do tamanho do painel e a possibilidade de instalação de uma maior quantidade de disjuntores em uma mesma coluna de painel.

Nestes CDC's de baixa tensão, em sistemas diretamente aterrados e para partida direta na rede, as funções de proteção normalmente aplicadas são as seguintes:

- Proteção de sobrecorrente instantânea (50);
- Proteção de sobrecorrente instantânea de falta a terra (50 GS);
- Proteção de sobrecorrente temporizada (51);
- Proteção térmica (49), com alarme prévio de sobrecarga;
- Proteção de subcarga (37);
- Proteção de subtensão (27), através do relé digital de proteção ou através de abertura do disjuntor por meio de bobina de mínima tensão;
- Proteção contra correntes de sequência negativa (46);
- Proteção por supervisão de tempo de partida (48);

- Inibição de repartida (66);
- Função de Bloqueio (86), residente em memória não volátil do relé digital de proteção.

3.13.3 Motores de indução trifásicos de média tensão, com tensão nominal de 4.000 V, com potência nominal acima de 150 kW até 1.200 kW.

Motores de indução trifásicos de média tensão, com tensão nominal de 4.000 V, com potência nominal acima de 150 kW (200 HP) até 1.200 kW (1.500 HP), são normalmente alimentados a partir de painéis do tipo CCM's com tensão nominal de 4.160 V, sendo normalmente controlados por meio de contadores, isolados à SF₆ ou à vácuo. O relé de proteção utilizado é do tipo digital multifunção, com entradas de medição de corrente e de tensão trifásicas.

Nesta faixa de potência e tensão, em função da utilização de contadores como elementos de manobra, em conjunto com fusíveis de força, as funções de sobrecorrente (50, 51 e 87) devem ser desabilitadas e bloqueadas, uma vez que o contador é normalmente dimensionado para a interrupção de correntes próximas às nominais e não correntes de curto-circuito.

Nestes CCM's de média tensão, em sistemas aterrados através de baixa resistência, que apresentam correntes de falta a terra normalmente na faixa de 400 A, para casos de partidas diretas na rede, as funções de proteção normalmente aplicadas são as seguintes:

- Proteção térmica (49), com alarme prévio de sobrecarga;
- Proteção de sobrecorrente instantânea de falta a terra (50 GS);
- Proteção de subtensão (27), quando da utilização de circuitos de controle alimentados em corrente contínua ao invés de circuitos de controle alimentados normalmente pelo TP de comando do próprio cubículo;
- Proteção de subcarga (37);
- Proteção contra correntes de sequência negativa (46);
- Proteção contra desequilíbrio de tensão ou sequência de fase incorreta (47);
- Proteção por supervisão de tempo de partida (48);
- Inibição de repartida (66);
- Função de Bloqueio (86), residente em memória não volátil do relé digital de proteção.

3.13.4 Motores de indução trifásicos de média tensão, com tensão nominal de 4.000 V, com potência nominal acima de 1.200 kW até cerca de 1.500 kW.

Motores de indução trifásicos de média tensão, com tensão nominal de 4.000 V, com potência nominal acima de 1.200 kW (1.500 HP) até cerca de 1.500 kW (2.000 HP), são normalmente alimentados a partir de painéis do tipo CDC's com tensão nominal de 4.160 V, sendo controlados por meio de disjuntores, isolados à SF₆ ou à vácuo. O relé de proteção utilizado é do tipo digital multifunção, com entradas de medição de corrente e de tensão trifásicas.

Nestes CDC's de média tensão, em sistemas aterrados através de baixa resistência (correntes de falta a terra na faixa de 400 A), e para partida direta na rede, as funções de proteção normalmente aplicadas são as seguintes:

- Proteção de sobrecorrente instantânea (50);
- Proteção de sobrecorrente instantânea de falta a terra (50 GS);
- Proteção de sobrecorrente temporizada (51);
- Proteção térmica (49), com alarme prévio de sobrecarga;
- Proteção térmica por medição de temperatura por RTDs (49T);
- Proteção de subtensão (27);
- Proteção de subcarga (37);
- Proteção contra correntes de sequência negativa (46);
- Proteção contra desequilíbrio de tensão ou sequência de fase incorreta (47);
- Proteção por supervisão de tempo de partida (48);
- Inibição de repartida (66);
- Função de Bloqueio (86), residente em memória não volátil do relé digital de proteção;
- Proteção diferencial autobalanceada (87 M).

3.13.5 Motores de indução trifásicos de média tensão, com tensão nominal de 13.200 V, com potência nominal acima de 1.500 kW.

Motores de indução trifásicos de média tensão, com tensão nominal de 13.200 V, com potência nominal acima de 1.500 kW (2.000 HP), são normalmente alimentados a partir de painéis do tipo CDC's com tensão nominal de 13.800 V, sendo controlados por meio de

disjuntores, isolados à SF₆ ou à vácuo. O relé de proteção utilizado é do tipo digital multifunção, com entradas de medição de corrente e de tensão trifásicas.

Nestes CDC's de média tensão, em sistemas aterrados através de baixa resistência (correntes de falta a terra na faixa de 400 A), e para partida direta na rede, as funções de proteção normalmente aplicadas são basicamente as mesmas dos motores alimentados pelos CDC's de 4.16 kV.

Nestes motores são normalmente instalados sistemas on-line de monitoração de vibração de carcaça e mancais, para acompanhamento contínuo do estado do motor e da máquina acionada. Nos casos de motores com elevadas potências, da ordem de 7.500 kW ou com elevada importância operacional, são normalmente instalados sistemas de monitoração de descargas parciais, para acompanhamento contínuo do estado do sistema de isolamento dos enrolamentos do motor.

3.13.6 Detectores de descargas parciais em motores de 13.2 kV

Detectores de descargas parciais são normalmente instalados nos enrolamentos de motores de 13.2 kV. Estes detectores mostram o padrão de frequências que podem ser consideradas normais para cada motor. A medição de padrões anormais de frequências devidas a efeito corona indica a existência de danos no material de isolamento dos enrolamentos. Estes detectores são normalmente instalados em motores com tensão nominal de 13.2 kV e potência de 7.500 kW ou acima, utilizados em processos críticos. [26]

3.13.7 Aplicação de proteção térmica por medição de temperatura do estator do motor.

A proteção de temperatura do estator do motor, através de medição por sensores do tipo RTD é normalmente especificada para motores com potência acima de 500 kW. Este tipo de proteção deve ser especificado, em especial, nos seguintes casos particulares de aplicação industrial:

- Motores instalados em locais com elevadas temperaturas ambientes ou elevadas altitudes;
- Motores cujo sistema de ventilação possa se tornar sujo, obstruído ou perder a sua efetividade;

- Motores sujeitos a sobrecargas periódicas devido a características da carga ou do processo;
- Motores normalmente submetidos a sobrecargas freqüentes (dentro do valor do Fator de Serviço), de forma a atender demandas de aumento da produção;
- Motores para os quais a continuidade de operação é crítica;
- Motores acionados por conversores de freqüência.

3.13.8 Proteção por medição de temperatura de mancais de motores e sistemas de lubrificação

Motores de grande porte e de grande responsabilidade operacional devem ser protegidos por sensores de temperatura de mancais (38). Através da atuação desta função de proteção, danos mecânicos muito mais sérios podem ser evitados ao estator e ao rotor do motor pelo desligamento do motor antes da falha completa dos mancais. A medição de temperatura, a ser feita normalmente por sensores do tipo RTD, deve ser utilizada para as funções de alarme e de desligamento.

Para mancais contendo buchas de deslizamento, os valores normalmente utilizados para ajustes das funções de alarme e de desligamento são de 100°C para alarme e de 120°C para trip. Para mancais de rolamentos os valores normalmente utilizados são de 90°C para alarme e de 100°C para desligamento. [9]

Em caso de existência de sistemas de lubrificação forçada para o motor e para a máquina acionada, devem ser instalados sensores para monitorar as seguintes variáveis deste sistema auxiliar:

- Temperatura do óleo de lubrificação, preferencialmente em cada mancal;
- Temperatura da água de resfriamento, tanto na entrada como na saída do trocador de calor;
- Vazão da água de resfriamento e vazão do óleo de lubrificação.

3.13.9 Motores industriais para instalação em áreas classificadas contendo atmosferas explosivas.

Aplicações industriais em plantas de processamento de petróleo e petroquímicas, inclusive plataformas *offshore* requerem a especificação de motores com características

especiais de proteção, de forma a assegurar que o motor não represente uma fonte de risco para um potencial explosão.

Um tipo de proteção muito utilizado em motores nestes freqüentes casos de instalação industrial é o tipo de proteção Segurança Aumentada (Ex “e”), conforme requisitos de projeto, fabricação e ensaios definidos na norma NBR IEC 60079-7 - Equipamentos elétricos para atmosferas explosivas - parte 7: Segurança aumentada “e”. Motores com este tipo de proteção apresentam grandes vantagens em relação aos motores com a antiga proteção do tipo “a prova de explosão”, em função de sua maior simplicidade construtiva e também simplificados requisitos de inspeção e manutenção.

Este tipo de motor, do tipo indução, com gaiola de esquilo, em condições normais de operação não produzem centelhas ou altas temperaturas, capazes de causar a ignição da atmosfera explosiva que normalmente se encontra presente no local da instalação, em áreas do tipo Zona 1 (conforme definido na Norma NBR IEC 60079-10 – Classificação de Áreas).

Os motores projetados com este tipo de proteção apresentam medidas construtivas que proporcionam uma proteção adicional contra o risco de centelhas ou pontos quentes, tais como:

- limitação da elevação de temperatura de superfície e limitação da temperatura dos materiais isolantes utilizados;
- determinação e ajuste de um tempo máximo para atuação do dispositivo de proteção baseado na medição de corrente;
- requisitos especiais na seleção dos materiais de isolamento e aplicação de dupla camada de impregnação;
- exigência quanto ao grau de proteção mínimo aplicado ao invólucro de IP 54, conforme norma NBR IEC 60529 - Graus de proteção para invólucros de equipamentos elétricos (código IP);
- requisitos especiais relativos ao projeto mecânico, tais como requisitos para mancais com buchas de deslizamento e aumento nas distâncias de isolamento e de escoamento, aplicável ao espaçamento entre rotor e estator e construção do rotor (entreferro).

3.13.9.1 Tempo de desligamento para os dispositivos de proteção (tempo t_E):

O dispositivo de proteção para motores com tipo proteção Segurança Aumentada deve ser ajustado de tal modo que seja evitado, sob todas as condições de operação, que a temperatura limite dos gases inflamáveis presentes no local da instalação seja atingida. O

dispositivo de proteção do motor deve operar de forma confiável não somente em casos de sobrecarga, mas também em casos de rotor bloqueado. Além disso, o dispositivo de sobrecorrente deve ser ajustado de forma que o tempo de desligamento, obtido a partir da curva de característica de corrente de partida em relação a corrente nominal do motor a ser protegido não seja maior do que o tempo t_E do motor, especificado pelo fabricante.

Quando da utilização como proteção do motor, de dispositivo de proteção baseado na medição de corrente (como o caso usual de relé de sobrecorrente e sobrecarga, por exemplo), a relação da corrente de partida em relação à corrente nominal (I_A/I_N) e o tempo t_E devem ser determinados e marcados na placa de dados, de forma que o limite de temperatura de classificação de área seja excedido, através do ajuste do relé de proteção.

A duração do tempo t_E deve ser tal que, quando o rotor estiver bloqueado, o motor seja desligado por um dispositivo de proteção baseado na medição de corrente, antes que o tempo t_E tenha transcorrido. Em geral, isto é possível, se os valores mínimos do tempo t_E dados na Figura 3.5, em função da razão da corrente de partida I_A/I_N , forem excedidos.

O tempo t_E é definido como sendo o tempo necessário para que um enrolamento de corrente alternado, quando percorrido pela sua corrente de partida atinja a sua temperatura limite, partindo da temperatura atingida em serviço nominal e considerando a temperatura ambiente no seu valor máximo, conforme definido na norma NBR IEC 60079-7.

Em nenhum caso o valor do tempo t_E pode ser inferior a 5 s, quando se utilizar um dispositivo de proteção sensível à corrente, ou a razão da corrente de partida I_A/I_N pode ser maior que 10.

Figura 3.5 – Valores mínimos de tempo t_E de motores do tipo Segurança Aumentada em função da relação da corrente de partida e corrente nominal (I_A/I_N).

Como pode ser verificado, o motor de segurança aumenta está intrinsecamente ligado ao respectivo relé de proteção em seu circuito de alimentação, constituindo um sistema único, inclusive do ponto de vista de certificação.

4 ESTADO DA ARTE DE HARDWARE, FILTROS E ALGORITMOS DE RELÉS MICROPROCESSADOS PARA PROTEÇÃO DE MOTORES.

4.1 Componentes de hardware de relés microprocessados para proteção de motores

Em meados da década de 60, com o advento do relé de proteção analógico estático, o processamento eletrônico analógico de sinais de tensão e de corrente substituiu a dinâmica e a lógica dos relés de proteção eletromecânicos até então existentes. O desempenho destes relés estáticos, entretanto, era negativamente impactado e dependia da precisão de muitos componentes analógicos, tais como resistores, capacitores e indutores, além de estar sujeito à componentes de sinal CC, às variações de temperatura ambiente do relé, variações na tensão de alimentação e envelhecimento dos seus componentes.

Na década de 80, com o advento do processador de sinais digital (DSP) a baixo custo foi aberto o caminho para o projeto de relés digitais microprocessados, utilizando o estado da arte das técnicas de processamento digital de sinais, eliminando os problemas apresentados pelos relés de proteção eletrônicos analógicos. O microprocessador de sinais tanto passou a processar os sinais como a executar a lógica de proteção e controle, proporcionando projetos mais simples e melhorias de desempenho.

Os atuais relés de proteção microprocessados para aplicação em motores industriais são do tipo multifunção e são capazes de desempenhar diversas funções de proteção, supervisão e controle, tais como:

- Implementação de diversas funções de proteção aplicáveis a motores trifásicos;
- Lógica programável;
- Medição de grandezas elétricas, tais como V , I , P , Q , f e fator de potência;
- Autosupervisão para detecção de falha de *hardware* ou de *software*;
- Registro de eventos, seqüência de eventos operacionais e de faltas;
- Comunicação de dados através de diversos protocolos, tanto proprietários como normalizados, tal como pela série de Normas IEC 61850 - Communication networks and systems in substations;
- Sincronismo;
- Oscilografia.

A Figura 4.1 mostra um diagrama de blocos típico de *hardware* de um relé microprocessado multifunção para proteção de motor, com entradas para medições de sinais analógicos de correntes de linha e de terra (ground sensor) e de tensões de linha.

Figura 4.1 - Diagrama de blocos de um relé microprocessado para proteção de motor.

Os sinais de entrada para um relé microprocessado são obtidos através do condicionamento, filtragem analógica e amostragem de correntes e tensões senoidais em intervalos de tempos discretos. Um número fixo de amostras instantâneas por ciclo é convertido em quantidades digitais, através de um conversor A/D, que normalmente possuem circuitos S/H (*Sample/Hold*) incorporados.

Os programas de *software*, tais como os algoritmos de proteção, são gravados em memórias do tipo *ROM* (*Read Only Memory*), enquanto que as memórias do tipo *SDRAM* (*Synchronous Dynamics Random Access Memory*) são utilizadas para o armazenamento de dados temporários, tais como os valores amostrados digitalizados e cálculos intermediários executados pelos algoritmos de proteção e controle. Os ajustes das funções de proteção do relé e os coeficientes de parametrização são armazenados em memória do tipo *Flash* ou *EEPROM* (*Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory*). Uma fonte de alimentação do tipo chaveada fornece a alimentação elétrica nos diversos níveis de tensão requeridos pelos circuitos de lógica e de potência, requeridos para a operação do relé.

O processador digital de sinais (DSP), responsável também pela operação do conversor A/D e pela execução das lógicas e das funções de I/O, lê os dados convertidos e digitalizados e executa os vários algoritmos de proteção e controle.

Os circuitos das entradas digitais fornecem ao processador o valor de *status* dos sinais dos contatos de entrada. Os circuitos de saídas digitais do relé executam as funções de alarme remoto e de *trip*. A interface com o usuário é normalmente efetuada através de uma IHM, contendo teclado e *display* do tipo LCD, que permite modificar os parâmetros de ajuste do relé e visualizar diversos parâmetros medidos e calculados pelo relé. LEDs são também normalmente utilizados para identificação visual da atuação de funções de proteção e do *status* do relé. Portas de comunicação permitem a interligação do relé com redes de comunicação para interfaceamento com sistemas de proteção, supervisão e controle.

4.2 Filtragem analógica antialiasing

Os circuitos normalmente utilizados para a filtragem analógica são baseados em amplificadores operacionais, associados a componentes discretos do tipo capacitores e resistores divisores de tensão. Logo após o tratamento do sinal de entrada, é necessário que o sinal tratado passe por um filtro passa baixa por dois motivos principais: a limitação da banda passante do sinal processado, de forma a reduzir os ruídos de alta frequência e evitar o fenômeno de *aliasing*.

O efeito de *Aliasing* (ou espelhamento) pode ser descrito da seguinte forma: no domínio da frequência, um sinal analógico genérico pode ser representado por sua amplitude e espectro total. Uma versão amostrada discretamente do mesmo sinal pode ser representada por uma sequência repetida, espaçada na frequência de amostragem (f_a). Se a frequência de amostragem não for suficientemente alta, então as sequências dos espectros repetidos serão sobrepostos, e componentes de altas frequências serão apresentados em frequências mais baixas, embora com amplitudes reduzidas, causando um erro de medição. Este tipo de erro é devido ao efeito de *aliasing*.

Caso a frequência de amostragem for inferior ao dobro da máxima frequência presente no sinal, haverá uma sobreposição nas réplicas deslocadas dos espectros de frequência do sinal amostrado e a saída do filtro passa baixa não poderá reconstituir o espectro do sinal original. Este efeito é denominado *aliasing*. Percebe-se que para evitar o erro de *aliasing*, a frequência de amostragem deve ser escolhida de modo a satisfazer o critério de Nyquist:

$$f_a > 2f_{\text{máx}} \quad (4.1)$$

Este filtro analógico, que tem por objetivo evitar a ocorrência do efeito de *aliasing*, é denominado filtro *antialiasing*. [13] [28] [29] [30] [31]

Em geral, se filtros com uma curva de corte muito acentuada são implementados, são introduzidos longos tempos de atraso no sinal medido nas funções de resposta ao degrau, o que não é desejável na proteção de sistemas elétricos. Em muitas aplicações, filtros com dois estágios RC são considerados adequados e suficientes para atender ao compromisso entre a característica de resposta na frequência de corte e o tempo de atraso em sua resposta ao degrau. Um filtro do tipo *Butterworth* é normalmente utilizado para satisfazer os requisitos de filtragem analógica nos relés de proteção microprocessados atuais.

4.3 A Conversão A/D em relés de proteção microprocessados

A tendência atual em Conversores A/D é a de operação em velocidades e resoluções cada vez mais elevadas, com reduzidos níveis de energia e de tensões de alimentação. Os atuais conversores A/D operam geralmente em uma faixa de entrada de $\pm 5\text{ V}$ (*dual-supply* ou bipolar), $+5\text{ V}$ ou $+3\text{ V}$ (*single-supply* ou monopolar). Atualmente, a quantidade de dispositivos $+3\text{ V}$ encontra-se aumentando rapidamente, em função de novos mercados, tais como das câmaras digitais e telefones celulares. Esta tendência tem criado uma série de desafios de projeto e de aplicações, os quais eram muito menos importantes nos conversores A/D até então existentes, onde o padrão de tensão de entrada era de $\pm 10\text{ V}$.

Menores tensões de alimentação implicam em menores faixas de tensões de entrada, e por isso maior susceptibilidade ao ruído de todas as fontes em potencial: fontes de tensão, tensões de referência, sinais digitais, EMI/RFI, e, provavelmente, das fontes mais importantes: inadequados projetos de *layout*, aterramento e técnicas de desacoplamento.

As temporizações necessárias para a sincronização de operações são efetuadas pelo microprocessador ou por um dispositivo de relógio externo (*clock*). Cada novo valor de amostra é armazenado sequencialmente em um *buffer* de memória SDRAM. Cada sinal possui um vetor numérico (matriz de uma coluna) com os pontos amostrados, que servirão ao processamento subsequente pelo DSP. [31]

Para as tarefas de medição de sinais elétricos, são utilizadas atualmente nos relés de proteção, taxas de amostragem de até 256 amostras/ciclo de 60 Hz, amostrados por canal, por

período do sinal amostrado. Para as funções de proteção elétrica, são atualmente utilizadas taxas de amostragem menores, da ordem de 16, 24, 32 ou 64 amostras por ciclo de 60 Hz.

A partir das amostras dos sinais de tensão e de corrente armazenadas em um *buffer* de memória, têm-se os vetores numéricos dos sinais. Normalmente, se comparada à proteção, a exigência da medição é menor com relação ao número de bits do conversor A/D. Apesar de aparentemente contraditório, uma vez que a medição deve ser feita com mais exatidão do que a proteção, esse procedimento é justificado pelo fato de que, na proteção, deve ser atendida toda a larga faixa dinâmica da corrente de falta normalmente encontrada em um sistema elétrico industrial, da ordem de até 20 pu.

Até recentemente, nos relés de proteção microprocessados, o número de bits do conversor A/D para atender a medição era de 12 bits, pois nesta aplicação, tem-se interesse somente até o máximo, de uma condição de sobrecarga ou de sobretensão de 2 pu. Por outro lado, no caso de ocorrência de uma falta no sistema elétrico, o relé deve ser capaz de medir, no mínimo, uma faixa dinâmica da corrente da ordem de 20 pu. Sendo assim, os 12 bits seriam insuficientes para atender a tal situação.

Os relés microprocessados atuais utilizam conversores A/D de 16 bits, expandindo a faixa dinâmica de corrente até 32 pu, uma vez que para cada bit acrescentado no conversor, dobra-se a sua capacidade de leitura. [31]

Para a função de medição, 11 bits seriam plenamente suficientes para atender às demandas, pois conduzem a um erro de digitalização de $\frac{1}{2}^{11} \times 100\% = 0.05\%$, devido somente à quantificação numérica de discretização. A utilização de um conversor A/D de 16 bits é suficiente para atender às finalidades de proteção e medição para ambos os sinais de tensão e de corrente.

Desta forma, o elevado número de bits do conversor A/D de um relé microprocessado não está necessariamente ligado à exatidão, mas à necessidade de se cobrir a faixa dinâmica de corrente típica de um sistema elétrico industrial, inclusive em situações de ocorrência de faltas. Um conversor A/D com 16 bits apresenta simultaneamente, as necessárias características de precisão de medição e de adequada faixa de medição dinâmica.

As técnicas atualmente mais utilizadas na conversão A/D em relés de proteção microprocessados são as técnicas de Registro de Aproximações Sucessivas (*SAR*) e Sigma - Delta ($\Sigma\Delta$) [32] [33].

4.4 O DSP - Processador Digital de Sinais e a arquitetura para hardware para implementação de filtros do tipo FIR

O processamento digital de sinais é realizado por operações matemáticas. Em uma comparação, um programa editor de texto e programas similares simplesmente possui a função de rearranjar dados armazenados. Isto significa que computadores projetados para negócios e outras aplicações gerais não são otimizados para algoritmos, tais como a filtragem de sinais e análise de Fourier. Um processador digital de sinais (DSP) é um microprocessador com arquitetura especialmente projetada para executar as tarefas relativas ao processamento digital de sinais. Estes componentes têm passado por um processo de enorme desenvolvimento na última década, sendo atualmente encontrados desde em telefones celulares e TVs até avançados equipamentos científicos. Na realidade, os engenheiros de *hardware* utilizam o termo “DSP” com o significado de *Processador* Digital de Sinais, assim como os desenvolvedores de algoritmo utilizam o termo “DSP” com o significado de *Processamento* Digital de Sinais. Os relés de proteção microprocessados atualmente utilizam DSP's com capacidade de processamento de 32 bits.

Para a realização de manipulação de dados contidos na memória, para a execução de um algoritmo, o DSP executa uma série de sequência de operações, denominado de *Circular Buffering*, crítica para o processamento em tempo real. Esta operação é utilizada para armazenar os valores mais recentes de um sinal que está sendo continuamente atualizado.

Existem DSP's com arquiteturas que os tornam adequados para a implementação de Filtros tipo FIR (não recursivos). A Figura 4.2 mostra a arquitetura básica de um filtro digital do tipo FIR, utilizando blocos dos componentes principais. Os componentes principais são as memórias de dados e de coeficientes, o Conversor A/D, o Multiplicador / Acumulador (*MAC* - *Multiplier/Accumulator*), todos controlados por um DSP (não representado na figura). Os componentes de um filtro FIR podem ser implementados através de componentes de *hardware* rápidos e não dedicados. A cada instante de amostragem, um novo dado amostrado $i(n)$ é lido a partir do conversor A/D e armazenado na memória. Cada dado de entrada amostrado e o correspondente coeficiente de filtragem ($h(n)$) são endereçados a partir das respectivas memórias simultaneamente e aplicados no Multiplicador. Os produtos são então somados no acumulador, de forma a retornar o valor da saída. O cálculo de cada saída requer o endereçamento de N pares de dados de entrada amostrados e coeficientes e de N operações de multiplicação e soma no *MAC*. A operação e filtragem do tipo FIR são regulares e bem

estruturadas e desta forma podem ser rapidamente implementadas em único circuito integrado.

Figura 4.2 - Arquitetura de *hardware* para implementação de um filtro do tipo FIR.

4.5 Algoritmos e filtragem digital em relés microprocessados de proteção de motores

Em proteção de sistemas elétricos, os fasores de tensão e de corrente são os parâmetros de maior interesse, a partir dos quais podem ser calculadas, por exemplo: a distância de um ponto de falta, a identificação das fases, a direção da falta, a corrente diferencial e os níveis de variação de tensão e de corrente, dentre outras grandezas elétricas. Assim sendo, o conhecimento destes algoritmos de proteção para obtenção destas grandezas, os quais são utilizados nos relés microprocessados de proteção, é de grande importância para o conhecimento das proteções numéricas, seja para a melhoria daquelas já existentes, seja para o desenvolvimento de novas técnicas de proteção.

A maior concentração de esforço computacional de um relé de proteção microprocessado está centrada no cálculo dos fasores das grandezas elétricas, através da utilização de filtragem numérica. A discriminação dos valores dessas grandezas não é, portanto algo evidente. [31]

De forma a implementar as diversas funções de proteção necessárias para a proteção do motor (Funções 27, 37, 46, 47, 48, 49, 50, 50 GS, 51, 66, etc.), os fasores da componente fundamental dos sinais de entrada são calculados, utilizando algoritmos de processamento

digital de sinais. Os sinais de entrada de corrente e de tensão do relé são representados por sinais senoidais distorcidos e corrompidos por sinais de componente CC e por componentes harmônicas. Estes sinais podem ser caracterizados por diversos parâmetros, tais como valores médios, valores eficazes (*rms*), ângulos de fase da componente de frequência fundamental.

O início de todo o processo de filtragem numérica baseia-se na formação de vetores numéricos, que são armazenados em memórias do tipo SDRAM e que contêm as amostras dos sinais elétricos de tensão e de corrente. Essas amostras são obtidas pelo sistema de aquisição de dados e estão em permanente renovação, pela execução de uma série de seqüência de operações, denominadas *Circular Buffering*, utilizada para armazenar os valores mais recentes de uma sinal que está sendo constantemente atualizado. Uma vez que o vetor numérico esteja formado, o que ocorre praticamente no primeiro ciclo da onda do sinal elétrico, ou seja, 16,67 ms para um sistema de 60 Hz, após a função de medição ter sido iniciada, a filtragem numérica entra em ação e passa a calcular os valores dos sinais, para, na seqüência, fornecê-los aos algoritmos das funções de proteção.

4.6 Características de projeto de filtros digitais para relés de proteção numéricos

Os filtros digitais implementados em relés de proteção, de forma a proporcionarem uma adequada medição dos sinais comumente encontrados em sistemas elétricos de potência, necessitam possuir as seguintes características de desempenho:

- Determinação do valor do fasor do sinal de entrada referente à frequência fundamental do sistema, o qual é normalmente utilizado pelos algoritmos das funções de proteção;
- Rejeição a sinais CC e exponencial amortecida, de forma a garantir que os sinais com decaimento exponencial sejam removidos pela filtragem;
- Atenuação ou rejeição das componentes harmônicas;
- Faixa de largura de banda adequada, de forma a garantir rápida resposta do filtro às variações do sistema de potência, em casos de ocorrência de faltas;
- Adequado comportamento nos transientes do sistema;
- Simplicidade de projeto, construção e implementação.

A escolha precisa das características de filtragem, baseada nos requisitos dos relés de proteção é a melhor forma de garantir que o filtro possuirá um comportamento adequado no laboratório e no campo. [34]

A frequência de amostragem não afeta significativamente o desempenho do filtro e o tempo de operação do relé de proteção. Na Figura 4.3 é mostrada que a variação do tempo de operação para uma determinada condição de falta, não é significativa, como uma função da taxa de amostragem utilizada na conversão A/D. Para cada valor de taxa de amostragem indicado, foi otimizado o respectivo par de filtros analógico e digital. [34]

Figura 4.3 - Tempo de operação de um relé de proteção microprocessado *versus* taxa de amostragem

Pode ser observado que o aumento da taxa de amostragem de 4 para 8 amostras por ciclo, o tempo de operação é diminuído de somente 1/8 de ciclo, o que é um ganho de tempo muito pequeno, ao custo de dobrar os esforços de cálculos computacionais. Dobrando-se novamente a taxa de amostragem de 8 para 16 amostras por ciclo, o tempo de operação é reduzido somente de cerca de 1/16 de ciclo, novamente dobrando-se os esforços de cálculos computacionais. Dobrando-se novamente a taxa de amostragem de 16 para 32 amostras por ciclo, o tempo de operação é reduzido somente de 1/32 de ciclo.

Como pode ser verificado, o aumento da taxa de amostragem não se traduz em significativos ganhos de tempos de atuação. Além da influência do filtro analógico no tempo de atuação da função, a maior influência é o tamanho da janela (normalmente de 1 ciclo) e o tempo de processamento do filtro digital. A maioria dos fabricantes de relés microprocessados utiliza atualmente filtros com janela de um ciclo, em função das desvantagens apresentadas pelos filtros com janela de meio ciclo.

Uma frequência de amostragem de 16 vezes a frequência do sistema de potência (960 Hz para um sistema de 60 Hz) é o valor mínimo, atualmente utilizado nos relés de proteção de motores. Os relés microprocessados para proteção de sistemas elétricos

industriais, atualmente existentes no mercado, baseando-se nos recursos atuais de *hardware*, apresentam taxas de amostragem da ordem de 16, 24, 32 ou 64 amostras por ciclo. Mais recentemente têm sido apresentados pelos fabricantes novos relés de proteção com taxas de amostragem de até 128 amostras por ciclo. O rápido desenvolvimento verificado de novos componentes de *hardware* ocorrido recentemente, tais como conversores A/D e microprocessadores, cada vez com maiores capacidades e velocidades de processamento e com menores custos, tem propiciado esta rápida elevação das taxas de amostragem, nos últimos anos. A elevação da taxa de amostragem tem permitido a implementação de filtros *antialiasing* cada vez mais simples, apresentado cada vez menores tempos de atraso, além de contribuir também para uma análise de sinais de entrada em um espectro harmônico cada vez mais elevado.

A implementação de uma frequência de amostragem mínima de 16 amostras por ciclo proporciona os seguintes benefícios aos relés microprocessados:

- Medições adequadamente precisas de valores eficazes em sinais de entrada contendo componentes harmônicas;
- Filtros *antialiasing* de projeto simples, de custo reduzido e com menor introdução de tempos de atraso devido ao processo de filtragem analógica;
- Melhorias no desempenho geral do relé;
- O registro de eventos pode capturar sinais com adequadas frequências de harmônicos durante os eventos de faltas.

4.7 A função de sobrecorrente instantânea adaptativa em relés microprocessados devido à saturação de TC's.

Em certos casos de aplicação de proteção de motores industriais, pode ocorrer a saturação dos TC's de proteção, em situações de ocorrência de curto circuito trifásico, caso o valor primário do TC seja baixo (normalmente selecionado de acordo com a corrente nominal do motor) e caso o sistema elétrico de potência apresente níveis de correntes de curto circuito muito elevados. A ocorrência de níveis de curto circuito elevados em sistemas elétricos industriais é comum atualmente, onde são normalmente utilizados transformadores de potência de grande porte.

Elevadas correntes de falta podem ocasionar a saturação dos TC's de proteção e degradar a resposta de filtros digitais que sejam baseados em filtros do tipo DFT (*Discrete*

Fourier Transform), degradando a ação da função de proteção de sobrecorrente instantânea (Função 50). Filtros digitais não podem fazer uma medida precisa da corrente de falta quando ocorre a saturação dos TC's, uma vez que a magnitude da corrente fundamental na formas de onda de TC's severamente saturados é uma pobre representação da real corrente de falta. [35]

O filtro do tipo Cosseno tem um desempenho excelente na remoção do *DC Offset* e na remoção das harmônicas do sinal de entrada a ser analisado. Entretanto, o filtro do tipo Detector Bipolar de Pico apresenta um melhor desempenho na estimativa do valor da magnitude da componente fundamental do sinal em situações de severas saturações de TC's, onde os cálculos de valor de magnitude efetuados pelo Filtro Cosseno podem ser significativamente degradados.

O Anexo A deste trabalho apresenta considerações sobre algoritmos baseado em filtros digitais do tipo DFT ou Filtro Cosseno, normalmente utilizados em relés de proteção microprocessados.

A combinação destes dois métodos (Filtro Cosseno e Detector Bipolar de Pico) fornece uma solução eficiente para a operação de uma função de proteção de sobrecorrente instantânea (Função 50). Este elemento de sobrecorrente instantâneo combinado, conforme mostrado no diagrama de blocos da Figura 4.4 é denominado Filtro Adaptativo de Cosseno e de Pico, uma vez que este algoritmo incorpora ambos os filtros. [36]

Figura 4.4 - Diagrama de blocos de um elemento de sobrecorrente instantâneo (Função 50) com filtro adaptativo de cosseno e de pico.

Neste diagrama de blocos, o filtro digital detector de pico bipolar calcula o valor de pico da forma da onda bem como a média do valor absoluto de dois picos positivos e negativos consecutivos.

Um detector de distorção do sinal de entrada mede o grau de saturação do TC através do calculo e da avaliação do nível de distorção do sinal. Em função deste valor, um elemento comutador efetua a comutação da sua entrada para o detector bipolar de pico quando o Índice de Distorção (ID) atinge um valor pré-determinado.

Uma forma de calcular este índice de distorção é através do teorema de Parseval, com o cálculo do somatório do quadrado de todos os valores das amostras (i_n), medidas durante um período, em relação ao valor da componente fundamental do sinal, da seguinte forma:

$$ID = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_n^2}}{|I_1|} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} (i_0^2 + i_1^2 + i_3^2 + \dots + i_{N-1}^2)}}{|I_1|} \quad (4.1)$$

Como um exemplo de implementação deste algoritmo, existe relés microprocessados para proteção de motores, com filtro adaptativo, onde são consideradas para o cálculo do índice de distorção somente as componentes da fundamental ($h=1$) e da segunda ($h=2$) e terceira ($h=3$) harmônicas. No caso destes relés, o índice de distorção é calculado através de 3 filtros do tipo cosseno, configurados para estas três ordens harmônicas, através da seguinte equação:

$$ID = \frac{|I_1| + |I_2| + |I_3|}{|I_1|} \quad (4.2)$$

Conforme mostrado no Diagrama de Blocos da Figura 4.4, o filtro cosseno fornece a magnitude do sinal de entrada para o caso de operação normal senoidal, para casos de índice de distorção baixo. O filtro detector de pico fornece a magnitude do sinal de entrada para o caso de operação com elevados níveis de distorção, tal como ocorre nos casos de saturação de TC's.

Para formas de onda sem distorção (ou não contendo harmônicas), o índice de distorção é igual a 1. Para formas de onda de corrente altamente distorcidas por saturação de TC's, o índice de distorção atinge valores maiores do que 2 (dois). O conceito básico é então, que seja feita uma comutação da medição da magnitude do sistema de filtragem convencional

(cosseno) para o sistema detector de pico quando o índice de distorção se torna maior do que um valor limite de *threshold*. Tipicamente, este valor limite fica em torno de 1.75. [35]

O índice de distorção é calculado amostra por amostra e comparado com o valor limite. Este comparador, por sua vez, controla a função de comutação. Quando a distorção excede o valor de *threshold*, a medição da magnitude da corrente é feita a partir da saída do filtro detector bipolar de pico. Quando a distorção é menor do que o valor limite, a medição da magnitude da corrente é feita a partir da saída do Filtro Cosseno.

Os valores de *pickup* dos ajustes das funções de sobrecorrente são comparados com a magnitude da máxima corrente de fase de saída do respectivo filtro selecionado.

Portanto, para a função de sobrecorrente instantânea, o filtro detector bipolar de corrente de pico tem o melhor desempenho em situações de severa saturação de TC, quando a estimativa de magnitude do sinal pelo filtro cosseno é significativamente degradada. Em função da rápida resposta de subida do filtro digital do tipo detector de pico o seu sinal de saída é mais representativo da real magnitude da corrente de falta nestas situações. Este tipo de algoritmo tem sido atualmente implementado em relés microprocessados de proteção para motores trifásicos industriais. [35] [36]

5 MODELO PARA PROTEÇÃO TÉRMICA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS INDUSTRIAIS BASEADO EM SISTEMAS TÉRMICOS DE PRIMEIRA ORDEM

A proteção térmica de motores de indução trifásicos tem sido uma das maiores áreas onde a proteção numérica, baseado em microprocessadores, tem proporcionado um aprimoramento do nível básico das funções de proteção de motores. O método da proteção térmica tem sido aperfeiçoado desde os relés do tipo imagem térmica e relés térmicos baseados em RTD, para métodos mais elaborados, levando-se em consideração o aquecimento do motor devido às correntes de sequência positiva e negativa bem como nas características térmicas de um motor de indução. [17]

A capacidade do processamento digital de sinais tem possibilitado uma nova e adequada abordagem e soluções para as deficiências apresentadas pelas tecnologias de proteção de motores industriais trifásicos convencionais até então utilizadas, fundamentadas basicamente, por razões históricas, em filosofias de proteção de sobrecorrente.

O desenvolvimento de métodos práticos para efetuar a proteção térmica de motor tem aplicado modelos de sistema térmicos aos algoritmos dos relés microprocessados, os quais protegem termicamente o motor através da limitação da temperatura dos componentes do motor. O processamento numérico dos relés microprocessados para proteção de motor mostra ser uma forma adequada e eficiente para implementação da equação diferencial de um modelo térmico de primeira ordem, na forma do tempo discreto.

Neste capítulo são apresentados conceitos térmicos básicos e requisitos necessários para um modelo de proteção térmica para motores de indução, tais como os efeitos de aquecimento decorrentes das correntes de sequência negativa, o cálculo da corrente equivalente considerada como fonte do aquecimento e a constante de tempo térmica de motores.

São apresentados também neste capítulo o equacionamento de um sistema térmico de primeira ordem, o modelo e a dinâmica de proteção térmica baseado neste sistema, analisando também a sua relação e vantagens com as características apresentadas na Norma IEC 60255 - 8.

5.1 Conceitos básicos sobre sistemas térmicos

Um modelo para um sistema térmico simples de primeira ordem genérico pode ser considerado como sendo um modelo matemático que calcula dinamicamente, em função da aplicação de uma fonte de aquecimento, a variação da temperatura do sistema térmico ou o seu nível térmico, em relação a um valor térmico máximo. A precisão de um modelo térmico é uma função de seu algoritmo e da precisão dos valores utilizados para a o cálculo da fonte de aquecimento do sistema e da sua constante de tempo térmica.

A **Capacitância Térmica** (C_T) de um sistema é a energia requerida para alterar sua temperatura de 1°C, se nenhum calor é trocado com seu meio ambiente (processo adiabático). A capacitância de um sistema térmico é dada pelo produto de sua massa, medida em [kg], pelo seu calor específico, dado em [J/kg/°C]. Uma vez que energia (Joules) é o produto da potência [W] pelo tempo [s], a capacitância térmica é medida em [W.s/°C].

A **Resistência Térmica** (R_T) de um sistema é a diferença de temperatura que causa o fluxo de 1 W entre o sistema e seu meio ambiente, e é expressa em [°C/W]. A Resistência Térmica de um sistema é uma constante que depende da isolamento do sistema térmico para o meio ambiente e de suas características mecânicas e construtivas. Quanto maior o valor de R_T , menor a quantidade de calor transferida para o meio ambiente. Quanto menor o valor de R_T , maior a quantidade de calor transferida para o meio ambiente.

O produto da Capacitância Térmica e da Resistência Térmica de um sistema é a sua **Constante de Tempo Térmica** ($\tau = R_T.C_T$), expressa em unidades de tempo [s].

No sistema térmico representado por um motor de indução trifásico, não são normalmente conhecidos na prática ou informados pelos fabricantes, os valores da sua capacitância térmica ou da sua resistência térmica para o meio ambiente. Desta forma, um modelo térmico prático do motor deve ser baseado no valor da sua constante de tempo térmica, a qual é o produto entre a capacitância térmica e a resistência térmica. O valor da constante de tempo térmica do motor é um dado normalmente fornecido pelo fabricante do motor. Este valor é fornecido tanto para a condição de motor em operação (sistema de autoventilação em funcionamento), como para a condição de motor desligado (sistema de autoventilação parado).

O produto da potência térmica de entrada (potência de aquecimento) e da resistência térmica é a elevação da temperatura do sistema em regime permanente. Em função do tempo, a temperatura do sistema térmico varia exponencialmente até atingir o valor da soma da

temperatura ambiente e da elevação da temperatura provocada pela potência térmica de entrada. Para qualquer valor de variação da potência térmica de entrada, a taxa de variação da temperatura depende da constante de tempo térmica do sistema. Para uma determinada variação de potência térmica de entrada, a variação de temperatura será mais rápida (ocorrerá em um tempo menor) para um valor menor de constante de tempo térmica e será mais lenta (ocorrerá em um tempo maior) para um valor maior de constante de tempo térmica. Além da constante de tempo térmica, a potência térmica de entrada é a única outra informação necessária para modelar a proteção térmica de um motor.

Como o valor da potência térmica de entrada dissipada no motor, responsável pelo seu aquecimento, não é um valor diretamente disponível, a sua estimativa será efetuada através do procedimento apresentado no item a seguir.

5.2 Perdas em motores de indução trifásicos industriais

A potência transmitida à carga pelo eixo de um motor de indução trifásico industrial é menor do que a potência ativa absorvida da rede, devido às perdas elétricas e mecânicas existentes no motor. Essas perdas podem ser classificadas em:

- Perdas joule no enrolamento estatórico (perdas no cobre);
- Perdas joule no enrolamento (ou gaiola) rotórico (perdas no cobre);
- Perdas eletromagnéticas no núcleo (perdas no ferro);
- Perdas mecânicas por atrito e ventilação.

As perdas joule no rotor são, nos acionamentos usuais, de maior ordem de grandeza do que as perdas no estator. No caso de acionamento de elevadas inércias, onde gaiolas de alta resistência são projetadas, as perdas rotóricas são ainda muito maiores que as estatóricas. Deve-se lembrar que, por outro lado, o calor gerado no rotor é transmitido, parcialmente, ao estator, elevando dessa forma a temperatura do enrolamento estatórico. [8]

As perdas por atrito e ventilação são aquelas associadas às potências necessárias para suprir as perdas por atrito nos mancais da máquina e suprir a potência necessária ao acionamento dos ventiladores acoplados ao eixo da máquina. Usualmente é expresso um único valor que representa a soma dessas duas perdas, dada a dificuldade da sua determinação em separado.

Em função de recentes pesquisas sobre redução de perdas em motores, associadas com o desenvolvimento da qualidade de chapas de aço silício laminadas, e associados com melhorias nos detalhes construtivos, o mercado dispõe de motores denominados de motores de “alto rendimento”. Estes motores são projetados para, fornecendo a mesma potência útil (na ponta do eixo) que outros tipos de motores convencionais, consumirem um valor menor energia elétrica da rede, apresentando, desta forma, um desempenho e rendimento mais elevado.

Construtivamente os motores de alto rendimento possuem as seguintes características:

- Chapas magnéticas de melhor qualidade (aço silício).
- Maior volume de cobre, que reduz a temperatura de operação.
- Enrolamentos especiais, que produzem menores perdas estatóricas.
- Rotores tratados termicamente, reduzindo as perdas rotóricas.
- Elevados fatores de enchimento das ranhuras, que provêm melhor dissipação do calor gerado.
- Anéis de curto circuito dimensionados para reduzir as perdas Joule.
- Projetos otimizados de ranhuras do motor de forma a incrementar o rendimento.

5.3 Modelagem da potência térmica dissipada no motor – componentes de sequência negativa

A potência térmica de entrada de um motor, responsável pelo seu aquecimento, é a diferença entre a sua potência elétrica de entrada e a potência mecânica entregue no seu eixo. Infelizmente este valor não é diretamente disponível e medições de corrente necessitam ser utilizadas para estimar o calor gerado dentro do motor, responsável pela elevação da sua temperatura.

Em um motor de indução, o aquecimento é principalmente causado pelas perdas joules, devido ao efeito $r.I^2$ nos enrolamentos do estator e do rotor do motor. [20]

Felizmente o fator I^2 considerando uma corrente equivalente composta pelas correntes de sequência positiva e negativa no motor, é uma boa medida do calor instantâneo gerado dentro do motor. Um modelo térmico adequado para um motor utiliza esta informação de corrente equivalente de entrada para calcular a energia térmica acumulada no motor, como uma porcentagem da energia térmica necessária para causar uma elevação de temperatura até o seu valor máximo.

Quando o valor calculado de nível térmico do motor, atinge o valor do seu limite, equivalente à capacidade térmica do motor, a função de proteção térmica deve causar a operação do relé e o conseqüente *trip* do circuito de alimentação do motor, de forma a evitar a ocorrência de um sobre aquecimento que possa prejudicar a vida útil do seu sistema de isolamento.

Os relés microprocessados introduziram funções que já eram anteriormente desejadas nos relés eletromecânicos e nos relés eletrônicos analógicos, porém com difícil implementação naquelas tecnologias anteriores. Uma dessas funções é o cálculo das componentes de seqüência negativa, a partir das medições das tensões ou correntes trifásicas de entrada do relé. Um dos benefícios obtidos do processamento digital de sinais é a simplicidade e precisão para calcular as componentes simétricas a partir das medições de correntes de fase. [24] Utilizando o operador “*a*” ($a = e^{j2\pi/3}$), as componentes de seqüência positiva, negativa e zero podem ser representadas em termos das componentes da fase, conforme mostrado na matriz da equação matricial apresentada a seguir, baseada no teorema de decomposição de componentes simétricas de Fortescue.

$$\begin{bmatrix} I_{0a} \\ I_{1a} \\ I_{2a} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Conhecendo-se os valores das correntes de linha (I_a , I_b , I_c), obtidos através da implementação de algoritmo baseado, por exemplo, na técnica de DFT ou filtro cosseno, o valor da componente de seqüência negativa pode ser facilmente calculado por um relé de proteção microprocessado através da implementação da seguinte equação:

$$I_{2a} = \frac{1}{3} (I_a + a^2 \cdot I_b + a \cdot I_c) \quad (5.2)$$

Este valor de componente de seqüência negativa é normalmente utilizado no algoritmo de proteção térmica do motor para, juntamente com as componentes de seqüência positiva, calcular a corrente equivalente de aquecimento, e estimar a sua temperatura, tanto em condição de partida como de funcionamento normal.

Os motores de indução trifásicos são severamente afetados pelo fluxo das correntes de seqüência negativa. Nestes motores, o estator está livre de qualquer dano devido ao fluxo das correntes de seqüência negativa. O rotor, entretanto, é enormemente afetado e pode sofrer danos estruturais térmicos devido às correntes induzidas pela freqüência praticamente duplicada, causadas pelo fluxo destas correntes de seqüência negativa.

A existência de correntes de fase desequilibradas provocam um aquecimento do rotor que não é mostrado na curva de dano térmico do motor, fornecidas pelos fabricantes. As correntes de seqüência negativa, que possuem uma rotação de fase contrária às das correntes de seqüência positiva e, portanto opostas à direção de rotação do rotor, geram uma tensão que produz uma substancial corrente no rotor. Esta corrente possui uma freqüência que é aproximadamente o dobro da freqüência do sistema (120 Hz para um sistema de 60 Hz).

O efeito pelicular nas barras do rotor nesta freqüência elevada provoca um significativo aumento na resistência do rotor e, desta forma, um significativo aumento no seu aquecimento. Na Figura 5.1 é representada uma distribuição de corrente típica nas barras do rotor, em situações de estado de partida do motor ($s = 1$), em estado de operação normal ($s \approx 0$) somente com circulação de correntes de seqüência positiva e também em operação normal, porém com a existência de desequilíbrio de corrente, resultando na presença de correntes de seqüência negativa. [37]

Figura 5.1 - Distribuição de corrente nas barras do rotor de um motor de indução em função do escorregamento e do desequilíbrio de correntes.

Este aquecimento adicional não é levado em consideração nas curvas de limite de dano térmico fornecidas pelos fabricantes de motores, uma vez que estas curvas são baseadas na condição ideal de existência somente de correntes de seqüência positiva, provenientes de um sistema de alimentação de tensão balanceado, o que não ocorre normalmente em um sistema elétrico industrial.

Desta forma, um modelo de proteção térmica, de forma a considerar adequadamente o aquecimento do rotor nestas três situações, deve levar em consideração, além das correntes de seqüência positiva, também as correntes de seqüência negativa, sempre presentes quando da

existência de desequilíbrio de correntes de fase, como também as correntes existentes durante os estados de partida do motor.

Pequenos desbalanços de tensão também podem produzir significantes correntes de seqüência negativa e elevar significativamente o aquecimento de um motor. Assumindo, por exemplo, que um motor possua uma corrente de rotor bloqueado ($I_{RB\ pu}$) da ordem de 6 vezes a corrente nominal, a sua impedância de seqüência negativa do motor é dada por $Z_2 = 1/I_{RB\ pu} = 1/6 = 0.167\ pu$. Caso, ainda neste exemplo, a tensão de seqüência negativa seja de 5% ($0.05\ pu$), então a corrente de seqüência negativa (I_2), neste caso, será de $I_2 = 0.05/0.167 = 0.30_{pu} = 30\%$. A circulação de corrente de seqüência negativa com este valor resulta em um aumento de temperatura do motor normalmente entre 40% a 50% em relação à condição de correntes de fase equilibradas. Este aquecimento devido às correntes de seqüência negativa ocorre predominantemente no rotor. Deste exemplo, pode ser verificado que mesmo pequenos desbalanços de tensão podem acarretar em grandes elevações de temperatura do rotor. [17] [22] [26]

5.3.1 Cálculo da corrente eficaz de seqüência positiva a partir do algoritmo DFT ou Filtro Cosseno

Conforme discutido no Anexo A deste trabalho, o valor do sinal de corrente de entrada, medido por um relé de proteção microprocessado, pode ser calculado através de um algoritmo baseado em filtros digitais do tipo DFT (*Discrete Fourier Transform*) ou Filtro Cosseno.

A partir dos cálculos efetuados por um algoritmo baseado em DFT, o valor *eficaz* (*rms*) da componente fundamental do sinal da corrente de entrada pode ser calculado através da seguinte equação [38]:

$$I_{rms1}^2 = \frac{I_{c1}^2 + I_{s1}^2}{2} \Rightarrow I_{rms1} = \frac{\sqrt{I_{c1}^2 + I_{s1}^2}}{\sqrt{2}} = \frac{|I_1|}{\sqrt{2}} \quad (5.3)$$

Onde I_{c1} e I_{s1} são as componentes cosseno e seno do fasor do sinal de entrada, calculado para a ordem harmônica $h=1$ (frequência fundamental).

Caso seja requerido o cálculo do valor eficaz total (*true rms*) do sinal analógico de corrente de entrada, o cálculo deve ser realizado de acordo com a seguinte equação, baseada no teorema de Parseval:

$$I_{rms\ total} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} i_n^2} = \sqrt{\frac{1}{N} (i_0^2 + i_1^2 + i_3^2 + \dots + i_n^2)} \quad (5.4)$$

Onde:

$i_1, i_2, i_3 \dots i_n$ valores das amostras do sinal de corrente obtidos na amostragem de um ciclo completo;

N número de amostras por ciclo.

O valor de $I_{rms\ total}$ representa o valor eficaz de todo o sinal considerado na amostragem, incluindo a componente fundamental até a ordem harmônica $N/2 - 1$, decorrente da filtragem *antialiasing*. [38]

5.3.2 A corrente equivalente de aquecimento considerando as correntes de seqüência positiva e negativa

Um adequado modelo de proteção térmica de motor deve ser configurado para considerar o aquecimento adicional causado pelas correntes de componente de seqüência negativa que circulam pelo estator e rotor do motor. Esta configuração é realizada através do cálculo de uma corrente equivalente do motor, ao invés de utilizar somente o valor da medição da corrente eficaz da componente fundamental.

Para considerar os efeitos deste aquecimento do motor decorrente tanto das correntes de seqüência positiva como das correntes de seqüência negativa, é definida uma corrente equivalente por unidade ($I_{eq\ pu}$), representativa da fonte de aquecimento do motor, calculada através da seguinte equação [19] [20] [37] [39] [40]:

$$I_{eq\ pu}^2 = I_{1\ pu}^2 \left(1 + k \cdot \frac{I_{2\ pu}^2}{I_{1\ pu}^2} \right) \quad (5.5)$$

Onde:

$I_{1\ pu}$ Corrente de seqüência positiva calculada pelo relé, em valor por unidade da corrente nominal (pu);

$I_{2\ pu}$ Corrente de seqüência negativa calculada pelo relé, em valor por unidade da corrente nominal (pu);

k Valor de ponderação do efeito de aquecimento causado pelas correntes de seqüência negativa, em relação ao aquecimento causado pelas correntes de seqüência positiva.

O fator de aquecimento k pode ser calculado com base na resistência de rotor de seqüência negativa (r_{r2}), dependente do escorregamento (s).

Na Figura 5.2 são mostradas curvas típicas de variação da corrente de partida, resistência do rotor, torque do motor e torque da carga em função do escorregamento, durante o estado de partida de um motor.

Figura 5.2 - Curvas típicas de corrente, torque do motor e resistência do rotor *versus* escorregamento, durante a partida de um motor.

No instante da partida de um motor, a rotação do rotor é zero e o escorregamento vale 1 (um). À medida que o motor acelera e se aproxima da rotação nominal, o escorregamento decresce para um valor próximo à zero. As curvas apresentadas na Figura 5.2 mostram as características típicas de um motor de indução, que apresenta elevada corrente de partida, decrescente até o ponto do pico de torque desenvolvido, próximo à rotação nominal.

O efeito pelicular contribui para que a resistência do rotor exiba um elevado valor de rotor bloqueado, denominado r_1 , o qual decresce para um valor baixo em rotação nominal, denominado r_0 . Desta forma, pode ser verificado que o valor da resistência do rotor não é constante; ela é uma função da frequência de escorregamento (s). Conforme indicado no gráfico, a resistência de rotor de sequência positiva (r_{r1}) pode ser representada como uma função linear do escorregamento (s), de acordo a seguinte equação:

$$r_{r1} = (r_1 - r_0).s + r_0 \quad (5.6)$$

Onde

r_{r1} Resistência elétrica do rotor de sequência positiva, como uma função do escorregamento;

- r_1 Resistência elétrica do rotor bloqueado (resistência do rotor para $s = 1$);
- r_0 Resistência elétrica do rotor com o motor em operação, com escorregamento nominal (resistência do rotor para $s \approx 0$).

Para que um modelo de proteção térmica leve adequadamente em consideração os efeitos do aquecimento decorrente da circulação das correntes de seqüência negativa, deve ser calculada a resistência do rotor de seqüência negativa.

Para determinar o valor do escorregamento de seqüência negativa como uma função do escorregamento de seqüência positiva, deve ser observada que a circulação de corrente de seqüência negativa do estator faz com que sejam criados pólos magnéticos com rotação inversa na face interna do estator. Quando a rotação do rotor é zero, os pólos com rotação inversa induzem uma corrente com freqüência fundamental no rotor; neste caso, o escorregamento de seqüência negativa é igual ao escorregamento de seqüência positiva (s).

Quando a rotação do rotor é próxima da rotação nominal, os pólos com rotação inversa induzem uma corrente de seqüência negativa (com seqüência de fase oposta ao do sistema), que apresenta aproximadamente duas vezes a freqüência fundamental no rotor. Portanto, nesta condição, o escorregamento de seqüência negativa é igual ao dobro do escorregamento de seqüência positiva. Com base nestas observações, o escorregamento de seqüência negativa é igual a $(2 - s)$. [7] [20] [37]

Desta forma, a resistência do rotor de seqüência negativa r_{r2} pode ser calculada quando o escorregamento de seqüência positiva (s) é substituído pelo escorregamento de seqüência negativa $(2 - s)$ na Equação (5.6):

$$r_{r2} = (r_1 - r_0).(2 - s) + r_0 \quad (5.7)$$

Onde

- r_{r2} Resistência elétrica de rotor de seqüência negativa, como uma função do escorregamento.

O fator k que expressa o efeito do aquecimento devido às correntes de seqüência negativa pode ser obtido através da divisão da Equação (5.7), pela resistência de rotor em operação (r_0) [20] [37] [40].

Para o caso de motor em operação ($s \approx 0$), o fator de aquecimento de seqüência negativa (k) pode ser calculado da seguinte forma:

$$k = \frac{r_{r2}}{r_0} = \frac{(r_1 - r_0) \cdot (2 - 0) + r_0}{r_0} = \frac{2 \cdot r_1 - r_0}{r_0} = 2 \cdot \frac{r_1}{r_0} - 1 \quad (5.8)$$

A resistência do rotor bloqueado ou na partida (r_1) apresenta, tipicamente, um valor da ordem de 3 vezes o valor da resistência do rotor em operação (r_0), nos casos de motores industriais de grande porte. [20] [37] [41] Desta forma, para o cálculo do fator k , caso os valores de r_1 e de r_0 não sejam disponíveis ou não tenham sido informados pelo fabricante do motor, esta relação ($r_1/r_0 = 3$) pode ser utilizada em um caso de aplicação geral, para a parametrização de relés digitais de proteção. Nestes casos, o valor numérico de k pode ser calculado da seguinte forma:

$$k = \frac{r_{r2}}{r_0} = 2 \cdot \frac{r_1}{r_0} - 1 = 2 \cdot 3 - 1 = 5 \quad (5.9)$$

Em casos de aplicação geral, para um modelo de proteção térmica, um valor de fator k entre 3 e 5 pode ser considerado como um valor adequado para este coeficiente, a fim de considerar o aumento da influência do aquecimento no motor devido à presença das correntes de sequência negativa na fonte de aquecimento equivalente (I_{eq}^2). [20] [37] [41]

Pode então ser verificado que, quando o motor encontra-se em regime de operação em rotação nominal ($s \approx 0$), a resistência de sequência positiva do rotor é r_0 , mas a resistência de sequência negativa do rotor possui um valor maior, de $2 \cdot r_1 - r_0$. Desta forma, pode-se concluir que, quando o motor está em regime de operação, o efeito do aquecimento das correntes de sequência negativa é proporcionalmente bem maior do o efeito de aquecimento das correntes de sequência positiva.

De acordo com as equações (5.5) e (5.8), a corrente equivalente (por unidade) medida por um relé de proteção de motor, para um modelo de proteção térmica, representativa da fonte de aquecimento do motor, na situação de motor em operação ($s \approx 0$), pode ser calculada através da seguinte equação:

$$I_{eq\ pu}^2 = I_{1\ pu}^2 \left(1 + \left(2 \cdot \frac{r_1}{r_0} - 1 \right) \cdot \frac{I_{2\ pu}^2}{I_{1\ pu}^2} \right) \quad (5.10)$$

Além do cálculo apresentado acima, é encontrada na literatura de proteção de motores, que a corrente equivalente de aquecimento pode também ser calculada através da seguinte equação [7] [40]:

$$k = \frac{175}{I_{RB}^2} \quad (5.11)$$

Onde I_{RB} é a corrente de rotor bloqueado do motor em valor por unidade da sua corrente nominal.

Uma vez que a o valor da corrente de rotor bloqueado do motor é da ordem de 6 vezes o valor da corrente nominal do motor, de acordo com esta fórmula, o fator de aquecimento k pode ser calculado, neste caso, da seguinte forma:

$$k = \frac{175}{6^2} = \frac{175}{36} \cong 5 \quad (5.12)$$

Pode ser verificado que, apesar das diferentes metodologias, para o calculo da corrente equivalente da fonte de aquecimento do motor ($I_{eq pu}^2$) o fator considerado para o efeito de aquecimento das correntes de seqüência negativa apresenta o mesmo valor.

Deve ser observada a importância da correta parametrização do valor de k no modelo térmico. Caso seja indevidamente configurado pelo usuário um valor de $k = 0$, a ponderação do efeito de desbalanceamento de corrente é desconsiderada no aquecimento do motor, e o tempo para atuação da função de proteção térmica será realizado somente com base nos valores por unidade das correntes de seqüência positiva. Esta parametrização indevida pode acarretar tempos de operação da proteção maiores do que os necessários, podendo ocasionar sobre aquecimento prejudicial ao sistema de isolamento do motor, com a conseqüente redução de sua vida útil.

5.4 Características e cálculo da constante de tempo térmica (τ) de um motor de indução.

Estudos físicos realizados sobre motores elétricos mostram que, apesar do motor normalmente ser modelado como um corpo homogêneo, como um sistema térmico de primeira ordem, com uma única constante de tempo, existe pelo menos 4 diferentes constantes de tempo envolvidas na transferência de calor; sendo 2 para o estator e 2 para o rotor. [15]

Por exemplo, quando o motor encontra-se em operação, percorrido por uma corrente de carga, sendo o calor gerado nos condutores dos enrolamentos do estator, o primeiro efeito térmico que ocorre é a elevação da temperatura dos condutores destes enrolamentos. Estes enrolamentos do estator, instalado nas ranhuras do estator são cercados pelo núcleo de aço magnético. Desta forma, à medida que o os enrolamentos tornam-se aquecidos, o fluxo de

calor inicia a fluir dos enrolamentos para o núcleo de aço. A combinação da capacidade térmica dos enrolamentos e a impedância térmica entre os enrolamentos e o núcleo de aço estabelecem uma constante térmica de curto tempo.

O fluxo do calor que continua a fluir dos enrolamentos para o núcleo ao redor é armazenado no núcleo, ocasionando a elevação de sua temperatura, porém de uma forma mais gradual do que a taxa de elevação inicial dos enrolamentos, devido à maior capacidade térmica do núcleo de aço. Eventualmente, a temperatura do núcleo (e a da carcaça do motor) também se eleva, ocasionando a transferência de calor por convecção para o ar do meio ambiente. A combinação da capacidade térmica do núcleo e da carcaça e a impedância térmica entre estes componentes do motor e o meio ambiente estabelece uma constante térmica muito maior do que a interação entre enrolamentos e núcleo.

A representação do motor com a utilização de uma constante de tempo única, entretanto, é um método adequado para os casos de aplicação geral de motores de indução trifásicos industriais, principalmente nos casos de ciclos de carga com elevados tempos entre partidas, representados pelos ciclos de operação S-1 (regime de operação contínua) e S-2 (regime de tempo limitado), conforme definido na Norma IEC 60034-1 [4]. Motores submetidos a regimes intermitentes periódicos com partida e frenagem elétrica, tais como os regimes S-3 (regime intermitente periódico), S-4 (regime intermitente periódico com partida) e S-5 (regime intermitente periódico com frenagem elétrica), em particular os regimes com curtos tempos entre partidas sucessivas, podem ser mais bem simulados termicamente com um modelo térmico mais complexo. Em um modelo térmico mais elaborado, considerando o motor com duas ou mais constantes térmicas de tempo, a temperatura pode ser melhor calculada em cada parte do motor, mesmo em condições quase adiabáticas, quando da operação em curtos ciclos intermitentes de partida.

Na prática, entretanto, os próprios fabricantes dos motores fornecem somente a informação de uma única constante de tempo térmica para o motor, considerando-o como um objeto homogêneo. Da mesma forma, as curvas de limite térmico, elaboradas pelos fabricantes do motor são elaboradas também como base neste único valor de constante de tempo térmica.

É possível a elaboração de um modelo térmico com flexibilidade suficiente para a proteção de motores que possua uma dinâmica de resposta térmica representada por mais do que uma constante térmica. Porém, um modelo considerando uma única constante de tempo é

atualmente adotado pela Norma IEC 60255-8 e utilizado pela maioria dos fabricantes de relés digitais de proteção de motores. [15]

Assim sendo, um motor trifásico industrial pode ser adequadamente modelado, do ponto de vista térmico, como um sistema térmico de primeira ordem, como um corpo homogêneo, caracterizado por uma constante de tempo térmica (τ), que tem unidade dimensional de tempo. Para o caso de motores de indução trifásicos industriais, esta constante térmica normalmente é medida em minutos.

A constante de tempo (τ) é o parâmetro que estabelece a escala de tempo de resposta do sistema, em um sistema de primeira ordem.

A resposta de um sistema térmico de primeira ordem à um degrau unitário de entrada, considerando a condição inicial do sistema na temperatura ambiente, é uma equação que relaciona o nível térmico do sistema para qualquer instante de tempo, da seguinte forma [41] [42]:

$$U(t) = U_{\max} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (5.13)$$

Onde $U_{\max}$ é o nível térmico final do motor, representativo do seu limite de capacidade térmica.

Com base em (5.13), quando um motor, representando um sistema homogêneo, é submetido a um degrau unitário de corrente (carga com corrente nominal), considerando o nível térmico inicial na temperatura ambiente e nível térmico final de equilíbrio em 100% do nível térmico máximo, após um intervalo de tempo de uma constante de tempo ($t/\tau = 1$), o valor do nível térmico pode ser assim calculado:

$$U(\tau) = 100\% (1 - e^{-1/\tau}) = 100\% (1 - e^{-1}) = 100\% (1 - 0.37) = 63\% \quad (5.14)$$

Ou seja, quando submetido a um degrau de entrada unitária, após um intervalo de tempo de uma constante de tempo térmica (1τ), o nível térmico do motor apresenta um valor de 63% do seu valor final de estabilização térmica. Depois de decorrido um intervalo de tempo de 5τ , o valor da resposta é de 99.3%, ou seja, para fins práticos, pode-se considerar que, nesta condição, o motor atinge o seu valor de estabilização em 5 constantes de tempo.

De acordo com este conceito, a constante de tempo térmica de um motor elétrico é definida como sendo o tempo de resposta necessário para o motor atingir 63% da sua

temperatura de estabilização térmica, quando submetido a um degrau unitário de corrente, com carga nominal, conforme indicado na Figura 5.3.

Figura 5.3 - Resposta de aquecimento de um motor quando submetido a um degrau de corrente nominal.

O resfriamento de um motor depende da sua estrutura mecânica bem como do sistema de resfriamento utilizado. Na maioria dos casos de aplicação na indústria, o tipo de motor mais comumente utilizado é do tipo autoventilado, em função da sua confiabilidade, simplicidade de fabricação, instalação, operação, inspeção e manutenção. Neste tipo de motor, o sistema de ventilação para resfriamento do motor é solidamente fixado ao eixo. Desta forma, a eficiência do sistema de ventilação varia totalmente de comportamento entre os estados de motor em operação (ventilador em operação) e motor em repouso (ventilador parado). Nestes casos de autoventilação, o resfriamento do motor ocorre de forma muito mais lenta com o motor parado do que com o motor em operação, uma vez que sem ventilação, o resfriamento dá-se somente pela convecção natural entre a carcaça do motor e o meio ambiente. Pode ser verificado na prática, que a constante térmica de um motor parado é da ordem de *duas vezes* o valor da constante térmica de um motor em operação.

De forma a modelar esta característica térmica de resfriamento de um motor parado, alguns relés microprocessados para proteção de motor utilizam um fator padrão de ajuste assumido em relés de proteção de motores é que a constante de tempo de um motor parado é cerca do *dobro* da constante de tempo deste mesmo motor em operação. ($\tau_{parado} = 2 \cdot \tau_{rodando}$). [43] Desta forma, se no estado de operação, ou de aquecimento, o motor estabiliza a sua temperatura em um tempo de cerca de 5τ , para o seu resfriamento, decorrente do seu

desligamento, desde a sua temperatura nominal até a temperatura ambiente, o tempo requerido será da ordem de 10τ .

Na Figura 5.4 é apresentado um ciclo completo de aquecimento de um motor, devido a aplicação de um degrau de corrente de carga nominal, até atingir o ponto de equilíbrio térmico (5τ). Neste momento, o motor é desligado. Como o motor parado apresenta um decaimento exponencial de temperatura com o dobro da constante de tempo térmica em relação ao valor de operação, o nível térmico do motor volta a atingir o valor da temperatura ambiente depois de decorrido um intervalo de tempo de (10τ) após a parada do motor.

Figura 5.4 – Resposta de aquecimento de um motor submetido à corrente nominal e resfriamento após desligamento.

Os valores das constantes térmicas de tempo de aquecimento e resfriamento de um motor são dados fornecidos pelo fabricante do motor. Os valores típicos de constantes de tempo térmico para motores trifásicos industriais autoventilados, com grau de proteção *IP 55* são da ordem de *20 min a 130 min (1200 s a 7800 s)*.

Os relés de proteção de motores devem ser capazes de serem parametrizados nesta faixa de valores de tempos de constante térmica, em seu modelo de proteção térmica. Normalmente os relés possuem uma faixa de ajuste para este parâmetro da ordem de 1 a 180 min.

5.5 Equacionamento de um sistema térmico de primeira ordem

Para fins de equacionamento de um sistema térmico de primeira ordem, tal como um motor elétrico considerado como um corpo homogêneo, considere-se o aquecimento de um

motor, através de um resistor (r), representando a resistência ôhmica de seus enrolamentos, percorrido por uma corrente equivalente (I_{eq}), conforme apresentado na Figura 5.5. [44] [45]

A temperatura do meio ambiente é θ_{amb} e a temperatura do motor é θ_{motor} . Não é desejável, no caso deste modelo de proteção térmica, que a temperatura do motor alcance o valor de temperatura limite permitida pelo seu sistema de isolamento. Esta temperatura é definida como a temperatura máxima ou temperatura do ponto quente $\theta_{m\acute{a}x}$, e acima deste ponto a fonte de corrente deve ser automaticamente desligada por meio de um dispositivo de proteção.

Este sistema térmico simples de primeira ordem pode ser modelado por meio de uma Resistência Térmica (R_T) para o meio ambiente, uma Capacitância Térmica (C_T), uma massa (m) e um calor específico (c_T), considerando-se o motor como um corpo homogêneo.

Figura 5.5 – Representação de um motor como um sistema térmico de primeira ordem.

Define-se a elevação da temperatura do sistema (θ) como sendo a temperatura do motor (θ_{motor}) acima da temperatura ambiente (θ_{amb}), ou seja:

$$\theta = \theta_{motor} - \theta_{amb} \quad (5.15)$$

A taxa de elevação da temperatura do motor, dada pela diferença entre a potência fornecida para o motor e as perdas térmicas, é fornecida pela equação que expressa o equilíbrio térmico, através da seguinte equação diferencial de primeira ordem:

$$Pot\acute{e}ncia\ Entrada - Perdas\ T\acute{e}rmicas = mc_T \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (5.16)$$

Onde

m massa do motor, considerado como um corpo homogêneo [kg];

c_T calor específico do motor, considerado como um corpo homogêneo [J/kg/°C]

A Capacitância Térmica do motor (C_T) é o produto da sua massa (m) pelo seu Calor Específico (c_T).

A perda térmica ou a quantidade de calor transferida do motor para o meio ambiente pode ser expressa como:

$$Perdas\ Térmicas = \frac{\theta_{motor} - \theta_{amb}}{R_T} = \frac{\theta(t)}{R_T} \quad (5.17)$$

Desta forma, a equação (5.16) pode ser expressa como:

$$rI_{eq}^2 - \frac{\theta(t)}{R_T} = C_T \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (5.18)$$

Ou

$$R_T rI_{eq}^2 = R_T C_T \frac{d\theta(t)}{dt} + \theta(t) \quad (5.19)$$

A constante térmica do sistema (τ) é definida como sendo o produto entre a sua Capacitância Térmica (C_T) e a sua Resistência Térmica (R_T) para o meio ambiente:

$$\tau = R_T C_T \quad (5.20)$$

Assim sendo, a equação (5.19) pode ser escrita da seguinte forma:

$$R_T rI_{eq}^2 = \tau \frac{d\theta(t)}{dt} + \theta(t) \quad (5.21)$$

Os valores da resistência elétrica e da capacitância térmica do motor requeridos nesta equação não são valores normalmente disponíveis ou informados pelo fabricante do motor. Por outro lado, em um relé baseado somente na medição de corrente, o valor da temperatura não é um dado disponível. Assim sendo, de forma a tornar prática a implementação de um modelo térmico, baseando-se somente no valor da constante de tempo térmica do motor (cujo valor é informado pelo fabricante do motor), e na corrente medida pelo relé, é desenvolvido a seguir um equacionamento de forma a relacionar a potência térmica de entrada com a elevação do nível térmico do motor, em relação ao seu nível térmico nominal.

A elevação de temperatura, em relação ao ambiente, para o motor operando em regime permanente com corrente I_{eq} , pode ser obtida fazendo $d\theta(t) / dt = 0$ na Equação (5.21).

Nessa condição, a elevação de temperatura nominal (θ_{nom}), resultante da corrente equivalente de carga nominal ($I_{eq\ nom}$) é dada por:

$$R_T r I_{eq\ nom}^2 = \theta_{nom} \quad (5.22)$$

Em valores por unidade, a corrente atual de operação do motor, medida pelo relé de proteção, considerando-se as correntes de sequência positiva e negativa, com base na sua corrente nominal, é dada da seguinte forma:

$$I_{eq} = I_{eq\ pu} \cdot I_{eq\ nom} \quad (5.23)$$

Utilizando-se estes valores de corrente por unidade, a Equação (5.21) pode ser reescrita na seguinte forma:

$$R_T r I_{eq\ pu}^2 \cdot I_{eq\ nom}^2 = \tau \frac{d\theta(t)}{dt} + \theta(t) \quad (5.24)$$

Substituindo-se a Equação (5.22) na Equação (5.24) resulta em:

$$I_{eq\ pu}^2 \theta_{nom} = \tau \frac{d\theta(t)}{dt} + \theta(t) \quad (5.25)$$

ou

$$I_{eq\ pu}^2 = \tau \frac{d\theta(t) / \theta_{nom}}{dt} + \frac{\theta(t)}{\theta_{nom}} \quad (5.26)$$

A relação $\theta(t) / \theta_{nom}$ é a elevação da temperatura do motor, em relação à temperatura ambiente, em valor por unidade, adotando-se como base a elevação de temperatura para a corrente nominal. Esta relação será denominada de nível térmico atual do motor. Chamando-se esta relação de $U(t)$, tem-se a seguinte equação:

$$U(t) = \frac{\theta(t)}{\theta_{nom}} \quad (5.27)$$

Assim sendo, a Equação (5.26) pode ser reescrita da seguinte forma [37] [45] [53]:

$$I_{eq\ pu}^2 = \tau \frac{dU(t)}{dt} + U(t) \quad (5.28)$$

Pode ser observado que o nível térmico atual do motor possui uma relação direta com o quadrado do valor da corrente por unidade atual do motor ($I_{eq\ pu}^2$).

O nível térmico máximo do motor ($U_{m\acute{a}x}$) está relacionado com o quadrado da corrente equivalente máxima do motor, em relação à sua corrente nominal. O Fator de Serviço (FS) do motor representa esta relação por unidade entre a sua corrente máxima e corrente nominal.

Utilizando-se a Equação (5.21), a elevação de temperatura máxima ($\theta_{m\acute{a}x}$), resultante da corrente equivalente máxima (dada por $I_{eq\ m\acute{a}x} = FS \cdot I_{eq\ nom}$) é dada por:

$$R_T r I_{eq\ m\acute{a}x}^2 = \theta_{m\acute{a}x} \quad (5.29)$$

Ou

$$R_T r FS^2 I_{eq\ nom}^2 = \theta_{m\acute{a}x} \quad (5.30)$$

A relação entre as Equações (5.29) e (5.22) resulta na seguinte relação entre $\theta_{m\acute{a}x}$ e θ_{nom} , representativa do nível térmico máximo do motor, cujo limite deve causar a atuação da função de proteção térmica:

$$\frac{\theta_{m\acute{a}x}}{\theta_{nom}} = U_{m\acute{a}x} = FS^2 \quad (5.31)$$

Deve ser observado que nos casos de aplicação de relés para proteção térmica de motores, baseados somente na medição de corrente, tal como indicado neste algoritmo, a indicação do nível térmico do motor pode ser afetada por fatores relacionados com elevados valores de temperatura ambiente ou com deficiências no sistema de ventilação ou de resfriamento do motor. A indicação do nível térmico do motor pode ser afetada em casos de deficiências no sistema de ventilação do motor, tal como a existência de detritos que bloqueiem a passagem do ar pela tampa defletora, pelo trocador de calor ar-ar ou pelas ranhuras da carcaça do motor. Pode ser afetado também em casos de temperaturas ambientes acima da temperatura normalmente considerada de 40 °C. Nestes casos de aplicação, o nível térmico real do motor pode ser maior do que o valor calculado pelo relé de proteção, comprometendo o estado do sistema de isolamento do motor.

O sistema de proteção térmica mais adequado em casos de motores com elevada responsabilidade operacional deve ser composto pela medição de corrente de motor e pela medição da temperatura dos enrolamentos do motor e do meio ambiente, através de sensores de temperatura do tipo RTD.

5.6 A dinâmica de um modelo de proteção baseado em um sistema térmico de primeira ordem

As equações diferenciais necessárias para modelar o elemento térmico podem ser implementadas através de métodos de programação de algoritmos numéricos nos relés

microprocessados. A implementação através de *software* do algoritmo matemático do modelo de proteção térmica para um motor é um grande exemplo da aplicação das técnicas de processamento digital de sinais e da facilidade do cálculo de componentes de sequência negativa nos modernos relés de proteção de motores.

A Equação diferencial (5.28), na forma de tempo discreto, pode ser reescrita na seguinte forma:

$$I_{eq\ pu}^2 = \tau \cdot \frac{U_n - U_{n-1}}{\Delta t} + U_n \quad (5.32)$$

Onde

$I_{eq\ pu}^2$ corrente equivalente da fonte de aquecimento de entrada, indicada na Equação (5.10), a qual considera o efeito de aquecimento do motor devido às correntes de sequência positiva e negativa;

U_n e U_{n-1} duas amostras consecutivas do valor do nível térmico calculado do motor, espaçadas do intervalo de tempo Δt considerado para os cálculos do processo iterativo.

Δt período de amostragem utilizado pelo relé.

Resolvendo esta equação para U_n , que é o valor pretendido a ser calculado do nível térmico atual do motor, obtém-se a seguinte equação, na forma de tempo discreto, representativa da equação diferencial do sistema térmico de primeira ordem:

$$U_n = \frac{\Delta t}{\tau + \Delta t} I_{eq\ pu}^2 + \frac{\tau}{\tau + \Delta t} U_{n-1} \quad (5.33)$$

Determina-se finalmente, com o algoritmo indicado na Equação (5.33), a base para um adequado modelo para a proteção térmica de motores trifásicos industriais, apropriado para a implementação em relés de proteção microprocessados.

Este algoritmo permite calcular, registrar e acompanhar continuamente a excursão e o histórico do nível térmico do motor, nas diferentes condições de corrente de partida, corrente de carga e corrente de sobrecarga. Este algoritmo permite também comparar o nível térmico atual do motor com o nível térmico máximo e selecionar o sinal de saída de alarme remoto ou de *trip*, quando os valores atuais excederem os valores de ajustes predeterminados inseridos pelo usuário. Tais ações de alarme ou *trip* permitem alertar a iminência de uma sobrecarga e

evitar o desligamento do motor e a paralisação do processo, e evitar a ocorrência de superaquecimento, proporcionando uma proteção térmica ao motor em qualquer condição de operação.

Deve ser ressaltado que, quando um modelo de proteção térmica é implementado utilizando esta equação de diferenças, as equações de limite térmico a frio e a quente indicadas nas seções 3.1.1 e 3.2.2 da norma IEC 60255-8 Ed. 2 são *intrinsecamente atendidas e inseridas no processo*, uma vez que as equações apresentadas nesta Norma são soluções para esta equação de diferenças. [19] [37] [45] [46]

São apresentadas nas Figuras 5.6 e 5.7 as simulações efetuadas em *Matlab*[®], da dinâmica do algoritmo do modelo de proteção térmica frente a uma corrente de sobrecarga do motor ($1.2\ pu$), seguida de um corrente menor do que a corrente nominal ($0.5\ pu$). Para a execução desta simulação foram considerados os valores de um motor com Fator de Serviço de 1.15 e constante de tempo térmica (τ) de $228\ s$.

Na simulação apresentada na Figura 5.6, o motor encontra-se na condição inicial a frio ($U_0 = 0$) e na Figura 5.7 o motor encontra-se a quente, com um nível térmico inicial de 60% ($U_0 = 0.6$).

O nível térmico do motor (U), calculada pelo algoritmo, em ambos os casos, mostra uma adequada elevação exponencial, a partir do estado térmico inicial do motor (decorrente da corrente de carga prévia), até um valor de pico, seguida de um decaimento exponencial até um valor de temperatura final, representativa da corrente de operação ($0.5^2 = 0.25$).

Figura 5.6 - Resposta dinâmica do modelo de proteção térmica de primeira ordem, com motor em estado inicial a frio.

Figura 5.7 - Resposta dinâmica do modelo de proteção térmica de primeira ordem, com motor em estado inicial (prévio) a quente.

5.7 O modelo de proteção térmica de motores apresentado na Norma IEC 60255-8

A Norma IEC 60255 - Electrical Relays – Part 8 - Edition 2 - Thermal Electrical Relays [47] especifica equações para a característica tempo-corrente de um relé de proteção térmico, estando o motor inicialmente a frio ou aquecido. Quando a equação é utilizada sem referência à sua dedução ou procedência, ela pode ser confundida com a característica tempo-corrente de um relé de sobrecorrente, o qual, caso seja implementada, fornece somente uma proteção térmica parcial, em função do fato desta norma não fazer referência a nenhuma dinâmica a ser implementada para esta proteção térmica.

Conforme apresentado neste Capítulo 5, para um sistema térmico simples, uma equação diferencial de primeira ordem determina a elevação de temperatura em um condutor conduzindo uma corrente elétrica. A equação diferencial relaciona a potência de entrada menos as perdas com a taxa de elevação de temperatura, utilizando como taxa de variação da temperatura, o valor da constante de tempo térmica do motor.

A equação diferencial possui uma solução para o tempo quando uma corrente de sobrecarga e uma corrente de carga prévia são especificadas. A solução para o tempo desta equação diferencial são as equações indicadas na Norma IEC 60255-8 Ed. 2, para as condições de motor a frio e a quente.

A solução da equação tempo-corrente indicada na Norma IEC 60255-8 Ed. 2 é o tempo requerido para a elevação da temperatura desde a temperatura inicial (determinada pela corrente de carga prévia) até o limite térmico pré-determinado, o que determina o *trip* do relé.

O objetivo das deduções efetuadas a seguir é o de demonstrar que as equações tempo-corrente apresentadas nesta Norma são, simplificadaamente, soluções particulares para o tempo da equação diferencial implementada no modelo térmico analisado neste Capítulo.

A solução para a equação diferencial (5.21) no domínio do tempo para a temperatura $\theta(t)$, em função do tempo e da corrente equivalente (I_{eq}) é dada na seguinte forma (admitindo-se $\theta_0 = 0$):

$$\theta(t) = R_T r I_{eq}^2 \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad (5.34)$$

Lembrando que θ é a elevação da temperatura do motor *acima da temperatura ambiente*, obtém-se a seguinte equação a determinação da temperatura do motor:

$$\theta_{motor}(t) = R_T r I_{eq}^2 \left(1 - e^{-t/\tau}\right) + \theta_{amb} \quad (5.35)$$

Seja qual for a corrente fornecida para o motor, haverá sempre uma elevação na sua temperatura. A temperatura final do motor, após a sua estabilização, para uma corrente constante qualquer I_{eq} é dada por:

$$\theta_{motor}(t \rightarrow \infty) = R_T r I_{eq}^2 + \theta_{amb} \quad (5.36)$$

Assumindo que o motor esteja carregado com a sua corrente nominal de operação $I_{eq\ op}$, (corrente de carga nominal do motor), a sua temperatura de operação é dada por:

$$\theta_{op} = R_T r I_{eq\ op}^2 + \theta_{amb} \quad (5.37)$$

Como a temperatura do isolamento do motor não deve ultrapassar o valor da sua temperatura máxima ($\theta_{máx}$), de forma a não comprometer a vida útil dos materiais componentes do sistema de isolamento, a equação da temperatura com o tempo (t) como variável é:

$$\theta_{máx} = R_T r I_{eq}^2 \left(1 - e^{-t_{trip}/\tau}\right) + \theta_{amb} \quad (5.38)$$

Resolvendo esta equação para a variável t , resulta na seguinte equação tempo-corrente, para o tempo requerido para a atuação do dispositivo de proteção:

$$t_{trip} = \tau \ln \frac{R_T r I_{eq}^2}{R_T r I_{eq}^2 - (\theta_{máx} - \theta_{amb})} \quad (5.39)$$

Define-se a corrente $I_{eq.máx}$ como sendo a máxima corrente que pode ser fornecida pela fonte de aquecimento, sem que o motor atinja o valor de temperatura máxima, com o tempo tendendo ao infinito. Esta máxima corrente deve satisfazer a Equação (5.36) conforme indicado a seguir:

$$\theta_{máx} = R_T r I_{eq.máx}^2 + \theta_{amb} \quad (5.40)$$

ou

$$\theta_{máx} - \theta_{amb} = R_T r I_{eq.máx}^2 \quad (5.41)$$

Substituindo-se a expressão de $\theta_{máx} - \theta_{amb}$ obtida na Equação (5.41) na Equação (5.39) resulta na seguinte equação:

$$t_{trip} = \tau \ln \frac{R_T r I_{eq}^2}{R_T r I_{eq}^2 - R_T r I_{eq.máx}^2} \quad (5.42)$$

Ou

$$t_{trip} = \tau \ln \frac{I_{eq}^2}{I_{eq}^2 - I_{eq.máx}^2} \quad (5.43)$$

Na Equação (5.43) tem-se finalmente a expressão do tempo para se alcançar a temperatura máxima ou temperatura de ponto quente (tempo de *trip* para atingir o limite térmico), como uma função da corrente equivalente de sobrecarga aplicada ao motor.

Esta Equação é também notável uma vez que foram removidas as referências das variáveis de temperatura (cujas grandezas não são diretamente medidas em um relé baseado em medição de corrente) e incluída a variável de corrente equivalente máxima ($I_{eq.máx}$).

Deve ser percebido que esta equação não possui solução, a menos que $I_{eq} > I_{eq.máx}$. Qualquer corrente menor do que $I_{eq.máx}$ elevará exponencialmente a temperatura do sistema para uma temperatura estacionária dada pela Equação (5.34).

Na Equação (5.43) o tempo requerido para o motor atingir a temperatura máxima é expresso considerando que o motor encontra-se, no estado estacionário (antes da sobrecarga), na temperatura ambiente (desligado), com uma corrente inicial igual a zero.

A seguir é desenvolvida uma expressão para o cálculo do tempo requerido para atingir a temperatura máxima quando o motor já se encontrar aquecido, com a corrente do estado estacionário sendo a corrente prévia de operação ($I_{eq\ op}$), antes da ocorrência da corrente de sobrecarga.

Na Equação (5.35), o tempo para a máxima temperatura começa com a temperatura ambiente (ou com a corrente do motor com valor *zero*). Com a nova equação pretendida, o tempo para a máxima temperatura começa com a temperatura de operação (ou a com a corrente prévia de operação).

O tempo para alcançar a temperatura máxima (para qualquer corrente equivalente I_{eq} acima da corrente de operação) é igual ao tempo para alcançar esta temperatura máxima a partir da temperatura ambiente (com esta mesma corrente), menos o tempo para alcançar a temperatura de operação, a partir da temperatura ambiente (com esta mesma corrente). [44]

A temperatura de operação (θ_{op}) pode ser calculada a partir da Equação (5.37):

$$\theta_{op} = R_T r I_{eq\ op}^2 + \theta_{amb} \quad (5.44)$$

Ou

$$\theta_{op} - \theta_{amb} = R_T r I_{eq\ op}^2 \quad (5.45)$$

O tempo para alcançar a temperatura de operação (θ_{op}) a partir da temperatura ambiente para a corrente I_{eq} pode ser calculado a partir da Equação (5.35), da seguinte forma:

$$\theta_{op} = R_T r I_{eq}^2 (1 - e^{-t_{op}/\tau}) + \theta_{amb} \quad (5.46)$$

A partir desta equação pode ser calculado o tempo para alcançar a temperatura de operação (t_{op}):

$$t_{op} = \tau \ln \frac{R_T r I_{eq}^2}{R_T r I_{eq}^2 - (\theta_{op} - \theta_{amb})} \quad (5.47)$$

Substituindo-se a expressão de $\theta_{op} - \theta_{amb}$ obtida na Equação (5.45) na Equação (5.47) resulta:

$$t_{op} = \tau \ln \frac{R_T r I_{eq}^2}{R_T r I_{eq}^2 - R_T r I_{eq\ op}^2} = \tau \ln \frac{I_{eq}^2}{I_{eq}^2 - I_{eq\ op}^2} \quad (5.48)$$

Finalmente, o tempo para *trip*, a partir da corrente (ou temperatura) de operação pode ser calculado da seguinte forma:

$$t_{trip} = \tau \ln \frac{I_{eq}^2}{I_{eq}^2 - I_{eq\ máx}^2} - \tau \ln \frac{I_{eq}^2}{I_{eq}^2 - I_{eq\ op}^2} \quad (5.49)$$

Ou

$$t_{trip} = \tau \ln \frac{I_{eq}^2 - I_{eq\ op}^2}{I_{eq}^2 - I_{eq\ máx}^2} \quad (5.50)$$

Nos casos de proteção térmica de motores, em que a corrente máxima permitida é representada pelo seu Fator de Serviço (*FS*), a Equação (5.50) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$t_{trip} = \tau \ln \frac{I_{eq\ pu}^2 - I_{eq\ op\ pu}^2}{I_{eq\ pu}^2 - FS^2} \quad (5.51)$$

A Equação (5.43) é a mesma equação apresentada na seção 3.1.1 (*cold*) da Norma IEC 60255 -8, aplicável para calcular o tempo de desligamento (*trip*) com o motor sem carga prévia (a frio).

A Equação (5.50) é a mesma equação apresentada na seção 3.1.2 (*hot*) desta Norma, aplicável para calcular o tempo de desligamento (*trip*) com o motor com carga prévia (a quente), a qual fornece o tempo para alcançar a temperatura de ponto quente para uma corrente equivalente (I_{eq}), partindo da corrente de operação ($I_{eq\ op}$) (ou corrente prévia ($I_{eq\ p}$), segundo designação da IEC). Desta forma, pode ser concluído que as equações tempo-corrente apresentadas na Norma IEC 60255-8 são soluções para uma equação diferencial de primeira ordem de um sistema térmico simples, conforme indicado na Equação (5.28).

Da forma como foi deduzido na Equação (5.33), a implementação de um algoritmo para a proteção térmica de motores, baseando-se em uma equação diferencial representativa de um sistema térmico de primeira ordem, é uma forma adequada e eficiente de implementação digital desta função de proteção de motor, a qual atende *intrinsecamente* em seu processo, os requisitos da Norma IEC 60255-8 Ed. 2.

Deve ser observado que a implementação deste modelo térmico calcula continuamente, em tempo real, o valor do nível térmico do motor, para correntes tanto acima como abaixo do valor do Fator de Serviço do motor, e efetua o *trip* do relé quando o limite térmico for

atingido, equivalente a FS^2 . De um modo menos elaborado, a Norma IEC 60255-8, na versão atualmente existente, não apresenta orientações sobre como a dinâmica do sistema térmico considerado deva ser implementada ou processada, limitando-se somente a apresentar as equações características tempo-corrente para o cálculo do tempo para *trip* a partir da presença de uma determinada corrente de sobrecarga. Além disto, estas equações não possuem resposta para correntes abaixo da corrente de *pickup* e o acompanhamento da excursão do nível térmico do motor não é calculado para a situação normal de excursão da corrente de operação do motor.

Estas considerações e propostas para atualização e melhorias nos requisitos da norma internacional IEC 60255-8 Ed. 2 apresentadas neste trabalho foram submetidas para análise para a próxima edição desta norma internacional. O *Maintenance Team MT-4 - Functional standards* do *Technical Committee TC-95 – Measuring relays and protection equipment* é o responsável pela elaboração e manutenção das normas internacionais da IEC na área de relés de proteção. O texto da atual norma IEC 60255-8 Ed. 2 foi reescrito pelo autor deste trabalho, incorporando um novo anexo: *Simple First-Order Thermal Model – Differential and time-current equations, dynamics and algorithm*, onde são apresentados os principais conceitos, equacionamento, simulações de dinâmicas e algoritmo para proteção térmica, apropriado para implementação digital, analisados neste trabalho. A proposta do novo texto desta norma foi enviada pela ABNT - CB 03 / COBEI, em nome do *Brazilian National Committee*, ao MT-4 do TC-95 da IEC, como contribuições a serem consideradas no próximo ciclo de manutenção e atualização desta norma internacional, quando da publicação de sua Edição 3.

6 MODELO PARA PROTEÇÃO TÉRMICA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS INDUSTRIAIS BASEADO EM MODELO DE SOBRECORRENTE

Este Capítulo analisa os requisitos e a dinâmica de um modelo térmico para proteção de motor, baseado nos modelos apresentados na Norma ANSI/IEEE C37.112 - Inverse-time characteristic equations for overcurrent relays [48] e na Norma IEC 60255-3 – Single input energizing quantity measuring relays with dependant or independent time [49]. Neste modelo é utilizada a característica de sobrecorrente extremamente inversa para a região de operação (*trip*), quando a corrente do motor estiver acima do valor de *pickup* do motor e que efetua um decaimento do valor deste elemento de sobrecorrente baseado no valor da constante de tempo térmica do motor, para a região de *reset*, quando a corrente do motor estiver abaixo do valor de *pickup*.

6.1 Aplicação histórica da função de proteção por sobrecorrente para proteção de motores

Em função de aspectos e razões históricas, a filosofia de proteção térmica para motores foi originalmente tratada como uma função de sobrecorrente, devido às limitações apresentadas pela tecnologia dos relés eletromecânicos até então disponíveis no passado, antes do surgimento da proteção baseada em microprocessadores.

Apesar dos avanços da tecnologia de processamento de sinais e dos relés de proteção microprocessados, onde podem ser implementados algoritmos baseados em equações diferenciais, representativas de sistemas térmicos, ainda hoje podem ser encontrados relés digitais onde a proteção térmica de motores é baseada em modelos sobrecorrente. Isto se deve tanto a razões históricas, ligados às primeiras filosofias de proteção, como pela semelhança existente entre a característica de sobrecorrente do tipo extremamente inversa e uma curva de limite de dano térmico de motor.

Deste modo, este capítulo tem a finalidade de discutir aspectos do algoritmo e da dinâmica das características de sobrecorrente de tempo inverso, bem como analisar um modelo de proteção térmica de motor baseado em uma função de sobrecorrente do tipo extremamente inverso.

Nos próximos capítulos deste trabalho serão discutidos aspectos da dinâmica de resposta de um modelo de proteção térmica baseada em um modelo térmico de primeira

ordem, bem como uma comparação de desempenho entre este modelo térmico e o modelo de proteção de motor baseado em sobrecorrente, conforme discutido neste capítulo.

Relés de sobrecorrente com um tempo de operação inversamente proporcional à corrente que circula pelo relé são classificados como relés de sobrecorrente de tempo inverso e foram amplamente aplicados, utilizando a tecnologia eletromecânica, para a proteção de sistemas elétricos de distribuição, onde a coordenação era também necessária com circuitos existentes protegidos por fusíveis de força.

Os relés de proteção do tipo sobrecorrente são os mais simples e mais amplamente utilizados na indústria e, de uma forma ou de outra, tem sido utilizados para a proteção de todos os componentes de um sistema de potência. Relés de sobrecorrente são aplicados para a proteção primária dos alimentadores de sistemas de distribuição e como proteção de retaguarda em linhas de transmissão, contra faltas entre fases e para a terra. Esta proteção também é amplamente utilizada como detector de falta, de forma a habilitar outros dispositivos de proteção, tais como relés de distância. O princípio básico é que, quando a corrente que circula pelo relé excede um valor pré-determinado, o relé opera com ou sem um atraso de tempo intencional e efetua o *trip* do disjuntor associado. [48] [49] [50]

6.2 As características tempo-corrente das Normas ANSI/IEEE C37.112 e IEC 60255-3 e a implementação digital da função de sobrecorrente

A base para o estabelecimento e a especificações das características tempo-corrente e das suas dinâmicas é o requisito, imposto aos elementos de sobrecorrente dos relés microprocessados, que necessitam coordenar com os relés eletromecânicos, analógicos ou fusíveis que possam estar instalados nos sistemas elétricos existentes. [45] [48] [50]

As equações apresentadas na Norma ANSI/IEEE C37.112 [48] e na Norma IEC 60255 - 3 [49], representam as características de tempo-corrente que são implementadas através de algoritmos nos relés de proteção microprocessados para a proteção de sobrecorrente temporizada. Basicamente uma característica tempo-corrente é definida por duas equações: uma para a região de operação (*trip*) e uma segunda para a região de *reset*.

A região de operação é definida para a condição onde a corrente aplicada (I) é maior do que a corrente de *pickup* (I_{pu}), conforme a equação a seguir:

$$t_{trip}(I) = DT \cdot \frac{A}{I_{pu}^p - 1} + B \quad (6.1)$$

De acordo com as referidas normas, a região de *Reset* é definida para a condição onde a corrente aplicada (I) é menor do que a corrente de *pickup* (I_{pu}), conforme a equação a seguir:

$$t_{reset}(I) = -DT \cdot \frac{t_r}{I_{pu}^2 - 1} \quad (6.2)$$

Onde:

I_{pu}	Múltiplo da corrente de <i>pickup</i> [pu];
DT	Opção de ajuste do <i>Dial de Tempo</i> (adimensional);
t_{trip}	Tempo de operação para o <i>trip</i> [s];
t_{reset}	Tempo de operação para o <i>reset</i> [s]
t_r	Tempo para o <i>reset</i> total (para $I_{pu} = 0$) [s];
p	Constante do expoente de I_{pu} para o cálculo do tempo de <i>trip</i> ;
A	Constante para fornecer a característica da curva selecionada [s].
B	Constante que define a componente de tempo definido que é o resultado da saturação do núcleo de um relé do tipo de indução [s].

O *reset* de um relé de proteção microprocessado pode ser feito instantaneamente ou por tempo definido, ou ele pode emular o tempo requerido por um relé eletromecânico, indicado na Equação (6.2). Os relés microprocessados não experimentam os problemas de sobre excursão e não possuem inércia mecânica.

Estas funções de proteção são parametrizadas nos relés de proteção microprocessados através da seleção das características tempo – corrente necessárias para a coordenação dos relés e de ajustes do *Dial de Tempo* (DT).

A Tabela 6.1 apresenta as constantes e os expoentes para a definição das características de tempo inverso de acordo com a Norma IEEE C37-112.

	A	B	p	t_r
Curva Moderadamente Inversa (MINV)	0.0515	0.1140	0.02	4.85
Curva Muito Inversa (VINV)	19.610	0.4910	2.00	21.6
Curva Extremamente Inversa (EINV)	28.200	0.1217	2.00	29.1

Tabela 6.1 - Constantes e expoentes para curvas características de tempo-corrente inverso, de acordo com a Norma ANSI/IEEE C37-112.

As Equações (6.1) e (6.2) são também utilizadas para implementar algoritmos com base nas características das curvas tempo corrente indicadas na Norma IEC 60255-3, utilizando as constantes e expoentes listados na Tabela 6.2.

	A	B	p
Curva Moderadamente Inversa (MINV) – Tipo A	0.14	0	0.02
Curva Muito Inversa (VINV) – Tipo B	13.5	0	1.00
Curva Extremamente Inversa (EINV) – Tipo C	80.0	0	2.00

Tabela 6.2 - Constantes e expoentes para curvas características de tempo-corrente inverso, de acordo com a Norma IEC 60255-3.

A Figura 6.1, mostra a comparação efetuada em *Matlab*[®] das curvas de *trip* e de *reset* para as características de tempo corrente inverso (*INV*), muito inverso (*VINV*) e extremamente inverso (*EINV*), utilizando os valores normalizados de expoentes e constantes padronizados na Norma ANSI/IEEE C37.112.

Figura 6.1 - Curvas características de tempo inverso para *trip* e para *reset*.

A Norma IEEE C37.112 especifica que a dinâmica de uma característica do tipo tempo-corrente inversa necessita emular o deslocamento de um relé de sobrecorrente do tipo disco de indução, desde o repouso até a condição de *trip*. A implementação da característica tempo-corrente necessita estar de acordo com a seguinte equação integral, apresentada na Equação (3) da Norma ANSI/IEEE C37.112, para a condição de *trip* (operação) [48]:

$$\int_0^{T_0} \frac{I}{t(I)} dt = I \quad (6.3)$$

Nesta equação de integração, T_0 é o tempo para operação (*trip*) correspondente à corrente de entrada (I). Em uma aplicação digital, a equação integral assume a forma discreta, podendo ser implementada na forma da seguinte equação:

$$\sum_{n=1}^N \frac{\Delta t}{t(I)} + IC = I \quad (6.4)$$

Onde Δt é o período da amostragem e IC é a condição inicial, que possui o valor da soma no momento em que o elemento entra em uma nova região de *trip* ou de *reset*. Em um relé microprocessado, um registro acumulador calcula a soma correspondente a esta integração, cujos valores máximos e mínimos são zero e um. [45]

A dinâmica do inverso de $t(I)$ representa, em um relé eletromecânico, a velocidade do disco de indução que é integrado para obter o tempo da sua excursão.

Por exemplo, para a implementação digital de um modelo de sobrecorrente do tipo extremamente inverso, deve ser utilizada a Equação (6.4), onde $t(I)$ deve ser a característica de tempo-corrente conforme requisitos de expoentes e fatores do tipo extremamente inverso, de acordo com a seguinte equação, utilizando as constantes da Norma IEC 60255-3 indicadas na Tabela 6.2.

Em uma comparação entre a dinâmica de um relé eletromecânico de sobrecorrente e um relé microprocessado, quando a corrente aplicada estiver abaixo da corrente de *pickup*, não há movimento ou velocidade e o disco do relé eletromecânico permanece em repouso. Esta condição correspondendo à integração igual a zero no relé digital, o qual não apresenta nenhum valor para o elemento de sobrecorrente, para estas correntes abaixo do valor de *pickup*. Quando a corrente aplicada está acima da corrente de *pickup*, em um relé eletromecânico, a velocidade do disco é integrada para obter o seu tempo de excursão. Quando a posição do disco atinge a sua excursão máxima, o que corresponde à integração igual a I no relé microprocessado, o elemento de proteção de sobrecorrente fornece um sinal de *trip*. Quando a corrente aplicada é removida, o disco do relé eletromecânico retorna a sua posição inicial para a sua posição de repouso, em um tempo igual ao tempo de *reset*., equivalente ao tempo de redução do valor da integração do elemento de sobrecorrente no relé microprocessado.

Em função da similaridade entre a curva de atuação de um fusível de alta tensão e a característica de tempo-corrente do tipo extremamente inversa (EINV), existem na Norma ANSI/IEEE C37.112, considerações entre a possibilidade de obtenção de coordenação deste tipo da curva com as características de um fusível de alta tensão, eventualmente existente no sistema elétrico. Na Figura 6.2, extraída da Figura 1 da norma ANSI/IEEE C37.112, é apresentada uma curva tempo-corrente característica da função de proteção por sobrecorrente do tipo Extremamente Inversa (EINV), comparada com os tempos máximo e mínimo de atuação de um fusível de média tensão do tipo 50 E, onde pode ser verificada a semelhança destas curvas e a possibilidade de coordenação.

Figura 6.2 - Coordenação obtida entre a característica de tempo Extremamente Inversa (EINV) e a característica de um fusível de média tensão.

Deve ser observado que as premissas nas quais as equações características de tempo-corrente e a dinâmica de operação das funções de sobrecorrente têm como principal finalidade permitir a coordenação dos relés microprocessados com os relés eletromecânicos e fusíveis de força existentes em um sistema elétrico. Desta forma, a dinâmica apresentada pela implementação da integração do inverso destas equações tempo-corrente inverso não apresentam uma relação direta com a temperatura limite ou nível de aquecimento de um processo térmico, não sendo, portanto, completamente adequadas para a implementação de uma função de proteção térmica de um motor. [45]

6.3 Algoritmo do modelo de proteção por sobrecorrente com reset térmico

Foi elaborado por L. Grainger e M.C. McDonald um trabalho intitulado “*Increasing Refinery Production by Using Motor Thermal Capacity for Protection and Control*” [51]. De acordo com aquele trabalho, o modelo de proteção térmica implementado em um relé microprocessado para proteção de motor considera que, independente de onde o calor ocorre, seja no estator ou no rotor, devido à sua rapidez, o motor pode ser considerado um sistema adiabático, que absorve energia equivalente a partir da corrente de estator, mas não dissipa calor. Sob esta consideração idealista, a temperatura do motor aumenta à medida que ele absorve energia, com o tempo, desde que seja circulada uma corrente *acima* da corrente de plena carga.

De acordo com trabalho apresentado, para aquecimento adiabático, tem-se a seguinte relação:

$$\int q dt = r \int i_{eq}^2 dt = mc_T \theta \quad (6.5)$$

Onde

- c_T Calor específico do enrolamento do motor [J/kg/°C];
- m Massa do enrolamento do motor, considerado como um corpo homogêneo [kg];
- θ Temperatura do enrolamento do motor [°C];
- r Resistência elétrica dos enrolamentos do motor [Ω];
- i_{eq} Corrente do estator ajustada para sequência negativa (maior efeito de aquecimento) [A];
- q Fluxo de calor [J].

Ainda de acordo com aquele trabalho, da Equação (6.5), sendo re-escrita em função da temperatura θ , tem-se que:

$$\theta = \frac{r}{mc_T} \int i_{eq}^2 dt \quad (6.6)$$

Adotando-se o caso de corrente constante com o tempo, tem-se que:

$$\theta = \frac{r}{mc_T} i_{eq}^2 t \quad (6.7)$$

Consequentemente, a curva tempo–corrente para uma temperatura máxima $\theta_{m\acute{a}x}$ é uma relação simples I^2t , onde $k = (\theta_{m\acute{a}x}.c_T / r)$, então:

$$t(I_{eq}) = \frac{k}{i_{eq}^2} \quad (6.8)$$

De acordo com o modelo de proteção térmica utilizado no relé indicado no trabalho de Grainger e McDonald [51], se a corrente é amostrada periodicamente sobre um intervalo de tempo Δt , e sendo I_{FLC} a corrente de plena carga do motor, então o tempo para danificar o motor pode ser calculado pelas relações recursivas apresentadas a seguir, para as condições de aquecimento e resfriamento do motor.

Para situações de *aquecimento* enquanto o motor está em operação (“considerando i_{eq} maior do que I_{FLC} ”, ou seja, $i_{eq} > I_{FLC}$), a capacidade térmica (TC), é calculada pelo algoritmo utilizado pelo referido relé de proteção de motor utilizado naquele trabalho, através da seguinte equação:

$$TC_{n+1} = \frac{\Delta t}{t(I_{eq})} + TC_n \quad (6.9)$$

O valor de Δt é da ordem de *100 milisegundos*, intervalo de tempo no qual o algoritmo calcula novo valor para atualização do nível térmico do motor.

A capacidade térmica TC_{n+1} representa a elevação da temperatura do motor acima da temperatura ambiente.

Conforme apresentado neste trabalho da referência [51], a capacidade térmica para situações de *resfriamento*, enquanto o motor está em operação ($i_{eq} < I_{FLC}$), é calculada pelo algoritmo utilizado pelo referido relé de proteção de motor, através da seguinte equação, a qual efetua um *reset* térmico exponencial do estado térmico baseado na constante de tempo térmica do motor:

$$TC_{n+1} = TC_{FLC} + (TC_n - TC_{FLC}).e^{-t/\tau} \quad (6.10)$$

Onde

TC_n Capacidade térmica utilizada do motor, expressa em porcentagem do valor de *trip*;

TC_{FLC} Capacidade térmica utilizada nominal, na corrente de plena carga;

τ Constante de tempo térmica do motor.

A Equação (6.8) não é realmente a característica tempo-corrente utilizada pelo referido relé. Se ela tivesse sido utilizada, $1/t(I_{eq})$ seria igual a I_{eq}^2/k , e a Equação (6.9) seria simplesmente a integração da curva ao quadrado, e qualquer valor de corrente maior do que zero poderia eventualmente produzir um *trip*. Uma vez que aquela equação não foi de fato utilizada pelo algoritmo daquele relé como característica tempo-corrente, um indicativo da equação realmente utilizada pode ser fornecido pela afirmação indicada naquele trabalho “considerando i_{eq} maior do que I_{FLC} ”. [46]

Foi então realizado um trabalho matemático para a determinação da equação característica tempo-corrente realmente utilizada no referido relé. Os pontos das curvas das características tempo-corrente utilizados no algoritmo do relé de proteção de motor considerado naquele trabalho são listados no seu respectivo manual de instruções, onde 30 pontos são listados para cada uma das 15 curvas apresentadas.

Baseando-se nestes dados apresentados pelo fabricante, foi realizado na elaboração deste trabalho de pesquisa, uma aproximação matemática dos pontos indicados, através simulação em *Matlab*[®], aplicando funções matemáticas de ajustamento de curvas (função $k = polyfit(i, t, 2)$), mostra que tais pontos constituem um *ajuste exato* da seguinte equação:

$$t(I_{eq}) = CM \cdot \frac{87.49}{I_{eq}^2 - 1} \quad (6.11)$$

Onde

- $t(I_{eq})$ Tempo para *trip* a partir da corrente acima do valor de *pickup*, ajustada para o valor da corrente de sequência negativa [s];
- I_{eq} Corrente do relé, em valor da corrente de plena carga do motor, ajustada para o valor da corrente de sequência negativa [pu];
- CM Multiplicador da curva (*Curve Multiplier*): número inteiro de 1 a 15, indicado no manual de instruções do relé de proteção.

Como resultado deste trabalho de ajustamento e aproximação de curvas, pode ser verificado que a Equação (6.11) é representativa da característica de tempo-corrente Extremamente Inverso. Esta verificação permite a caracterização deste modelo de proteção, ainda utilizado atualmente por alguns fabricantes de relés digitais de proteção de motores, como um modelo de sobrecorrente, ao invés de um modelo térmico.

Na Figura 6.3 é apresentada este ajustamento de curvas efetuado em *Matlab*[®], mostrando a exata superposição da curva indicada pela Equação (6.11) e dos pontos da curva

$CM = I$, indicados na tabela do respectivo manual de proteção de motor, demonstrando o ajuste exato das mesmas. Esta superposição de pontos mostra que a equação utilizada pelo relé referenciado naquele trabalho, para a função de proteção térmica é, na verdade, uma curva de sobrecorrente do tipo extremamente inversa, e não uma equação tempo-corrente de um sistema térmico.

Figura 6.3 – Superposição de curva de sobrecorrente do tipo extremamente inverso com os pontos da curva característica número 1 do manual do relé de proteção de motor.

A característica tempo-corrente utilizada é consistente com o fato de que a mesma não possui resposta para valores de correntes menores do que I_{FLC} .

Desta forma, pode ser verificado que a Equação (6.11), inserida na Equação (6.9) como $t(I_{eq})$, implementa a dinâmica de uma proteção de sobrecorrente, com característica de tempo-corrente do tipo extremamente inversa, ao invés de implementar a dinâmica de sistema térmico.

Este modelo de sobrecorrente é implementado na forma discreta, através das equações apresentada a seguir, para as regiões de *trip* (baseada em função de sobrecorrente) e de *reset* (com o decaimento exponencial do valor do elemento de sobrecorrente, baseado na constante de tempo térmica do motor).

Para a região de *trip*, o modelo de sobrecorrente é implementado através da dinâmica de integração do inverso da curva característica de tempo extremamente inverso (equivalente à velocidade de movimento de um disco em um relé eletromecânico), como indicado Norma ANSI/IEEE C37.112 e implementado digitalmente conforme indicado nas Equações (6.4) ou (6.9). Para esta região de operação do relé, onde a corrente de *pickup* é maior do que a corrente máxima de operação do motor, ou seja, $I_{eq\ pu} > FS$, o algoritmo deste modelo efetua o cálculo da elevação do nível térmico do motor (aquecimento), através da seguinte equação:

$$U_n = \frac{\Delta t}{t(I_{eq})} + U_{n-1} \quad (6.12)$$

Onde $t(I)$ é a expressão da curva característica de sobrecorrente extremamente inversa, conforme indicada na Equação (6.11). A Equação (6.12) é utilizada para calcular a resposta do modelo de sobrecorrente para um valor de corrente acima da corrente de *pickup*.

Os valores calculados de nível térmico do motor U_n e U_{n-1} são valores de duas amostras consecutivas, espaçadas de um incremento de tempo (Δt).

Para a região de *reset*, onde a corrente de *pickup* é menor do que a corrente máxima de operação do motor, ou seja, $I_{eq\ pu} < FS$, conforme indicado na Equação (6.10), o algoritmo deste modelo de sobrecorrente efetua a redução *exponencial* do valor do nível térmico (equivalente ao resfriamento do motor), baseado no valor da sua constante de tempo térmica do motor (τ).

A série de Taylor para a função exponencial genérica é dada pela seguinte equação:

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} \quad (6.13)$$

Para o caso do termo $e^{-\Delta t/\tau}$, tem-se a seguinte expansão da série:

$$e^{-\Delta t/\tau} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\Delta t/\tau)^n}{n!} = 1 - \frac{\Delta t}{\tau} + \frac{\Delta t^2}{2\tau^2} - \frac{\Delta t^3}{6\tau^3} + \frac{\Delta t^4}{24\tau^4} - \frac{\Delta t^5}{120\tau^5} + \dots \quad (6.14)$$

Para simplificação do algoritmo, dentro da precisão requerida para os cálculos deste processo iterativo, e levando-se em consideração o reduzido valor do intervalo de tempo considerado no algoritmo (Δt), da ordem de *100 ms*, podem ser utilizados somente os dois primeiros termos desta série de Taylor para a função exponencial. Desta forma, obtém-se a seguinte equação, utilizada para o *reset* térmico exponencial do elemento de sobrecorrente:

$$U_n = \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau}\right) U_{n-1} \quad (6.15)$$

Deve ser verificado, resumidamente, que neste modelo de sobrecorrente, para correntes abaixo da corrente de *pickup*, de acordo com as limitações da função de sobrecorrente, o algoritmo não calcula o valor para o acréscimo do nível térmico do motor acima da temperatura ambiente.

Este modelo efetua um decréscimo térmico exponencial deste valor do elemento de sobrecorrente (*reset*), utilizando a constante de tempo térmica do motor (τ), para simular o efeito do resfriamento do motor, para condições de corrente de operação abaixo da corrente nominal.

7 COMPARAÇÃO DE RESPOSTAS DE MODELOS DE PROTEÇÃO TÉRMICA POR SOBRECORRENTE E POR MODELO TÉRMICO DE PRIMEIRA ORDEM

Os engenheiros que trabalham com proteção de sistemas elétricos são familiarizados com a coordenação de relés de sobrecorrente para prover a proteção contra faltas em sistemas elétricos industriais. Desta forma, a utilização de relés de sobrecorrente para a proteção de motores pode parecer uma medida adequada a ser implementada.

Em função das limitações apresentadas pelos relés eletromecânicos, a proteção térmica de motores era tratada como um problema de coordenação de sobrecorrente, sem levar em consideração a dinâmica e o acompanhamento contínuo do estado térmico do motor. Os atuais relés microprocessados de proteção de motor implementam formas de equações diferenciais de tempo discreto, cujos algoritmos, processados em tempo real, possibilitam uma nova abordagem para a adequada proteção utilizando modelos térmicos.

Existem diferenças significativas entre as dinâmicas da característica tempo-corrente para a proteção de motor, implementada como uma proteção de sobrecorrente, de acordo com o modelo indicado na Norma ANSI IEEE C37.112, comparada com a mesma característica implementada como um processo térmico, de acordo com o modelo indicado na Norma IEC 60255-8. [15] [45] [46]

É aparente que a dinâmica simples de um relé de sobrecorrente não pode fornecer proteção térmica adequada para um motor, em função de não acompanhar o nível térmico do motor ao longo do tempo de operação do motor, nas diferentes situações de correntes de partida, carga e sobrecarga. Por outro lado, um relé de proteção microprocessado implementando modelos baseados em um sistema térmico possui a capacidade de fornecer uma proteção térmica adequada, bem como efetuar o acompanhamento contínuo do histórico térmico do motor, para qualquer valor de corrente de operação e sob qualquer condição de carga ou sobrecarga. [19] [37] [44]

Para a elaboração deste trabalho de pesquisa foram consultados os manuais técnicos e guias de aplicação de diversos fabricantes de relés de proteção microprocessados para motores, existentes atualmente no mercado, para verificação dos algoritmos e modelos utilizados. Dentre os fabricantes pesquisados, os seguintes modelos apresentaram a utilização de algoritmo de proteção térmica baseado em um sistema térmico simples, conforme indicado na Norma IEC 60255-8: ABB (SPAM 150C, REM 610 e REM 543), AREVA/ALSTON

(MICOM P241), BASLER (MPS 210), SEG (MRM3-2), SEL (701 e 749), SCHNEIDER (SEPAM 1000), SIEMENS (SIPROTEC 7SJ62/63/64 e 7UM61/62), STARTCO (MPU32) e VAMP (255).

De forma a verificar a capacidade de um algoritmo de proteção térmica desempenhar adequadamente as funções de monitoração contínua do nível térmico de um motor e efetuar o desligamento em situações de sobrecarga, é comparado neste Capítulo, o desempenho entre um modelo baseado na proteção de sobrecorrente e um modelo baseado em um sistema térmico simples de primeira ordem.

Foram elaboradas simulações de desempenho de ambos os modelos térmicos de forma a verificar as suas características de resposta e capacidade de monitoração do nível térmico e de proteger adequadamente um motor contra sobre aquecimento, durante situações de operação sob correntes de carga constantes, sob correntes de sobrecargas constantes e sob correntes de sobrecargas cíclicas, em relação a um mesmo motor. Nas simulações efetuadas, a corrente de carga e sobrecarga considerada é a corrente equivalente ($I_{eq\ pu}$), medida pelo relé, em valores por unidade, tendo como base a corrente nominal do motor. Esta corrente equivalente, representativa da fonte de aquecimento do motor, conforme discutido no Capítulo 5, considera também os efeitos adicionais das componentes de sequência negativa no aquecimento do motor, decorrentes do efeito pelicular ocorrido no rotor do motor.

7.1 Dados do motor considerados para a parametrização dos modelos de sobrecorrente e térmico

Para a finalidade das simulações de testes realizados, foram utilizados os seguintes valores para a parametrização dos modelos, baseados em dados práticos de um motor de trifásico industrial:

- Fator de serviço do motor: $FS = 1.15$;
- Constante de tempo térmica do motor em operação (τ) = 1370 s;
- Motor autoventilado;
- Tempo de rotor bloqueado na temperatura ambiente (a frio) (T_A) = 15 s;
- Tempo de rotor bloqueado na temperatura de operação (a quente) (T_0) = 13 s;
- Relação entre corrente de rotor bloqueado e corrente nominal (I_{RB}) = 6 pu.

7.2 Parametrização do algoritmo de proteção térmica baseado em sistema térmico de primeira ordem.

Com base no algoritmo para o sistema térmico de primeira ordem, conforme indicado na Equação (5.33) e com base nos dados indicados para o motor considerado, tem-se a seguinte parametrização deste modelo térmico:

$$U_n = \frac{\Delta t}{\tau + \Delta t} I_{eq\ pu}^2 + \frac{\tau}{\tau + \Delta t} U_{n-1} = \frac{\Delta t}{1370 + \Delta t} I_{eq\ pu}^2 + \frac{1370}{1370 + \Delta t} U_{n-1} \quad (7.1)$$

O limite térmico para *trip* foi parametrizado em $FS^2 = 1.15^2 = 1.3225$

7.3 Parametrização do algoritmo de proteção térmica por sobrecorrente.

Para a implementação do modelo de proteção por sobrecorrente com *reset* exponencial baseado na constante de tempo térmica do motor, foi utilizada a Equação (6.12) para a região de trip e a Equação (6.15) para a região de reset térmico, apresentadas no Capítulo 6 deste trabalho. Neste exemplo de simulação, o modelo de sobrecorrente foi parametrizado através da seleção da curva adequada para coordenar a curva com o ponto do limite de tempo de rotor bloqueado e corrente de rotor bloqueado. Para os dados indicados para o motor considerado, é selecionada a curva número 5 ($CM = 5$), conforme indicado na Figura 7.1.

Figura 7.1 - Curva característica número 5 do manual de relé de proteção de motor do tipo modelo de sobrecorrente, para coordenar com o tempo e corrente de rotor bloqueado do motor.

Com este valor de ajuste de $CM = 5$, tem-se a seguinte equação de característica de tempo-corrente, implementada no algoritmo de sobrecorrente para a região de *trip*:

$$t(I_{eq\ pu}) = 5 \cdot \frac{87.49}{\left(I_{eq\ pu}/FS\right)^2 - 1} = \frac{437}{\left(I_{eq\ pu}/1.15\right)^2 - 1} \quad (7.2)$$

Para calcular o nível de *trip* por sobrecorrente, no algoritmo utilizado para esta simulação, esta equação tempo-corrente foi implementada, na forma do tempo discreto, na função de integração conforme indicado na Equação (6.12), representativa da dinâmica de operação da função de sobrecorrente, discutida no Capítulo 6 deste trabalho.

Para a região de *reset*, onde $I_{pu} < FS$, o algoritmo deste modelo de sobrecorrente efetua o cálculo da redução do nível térmico do motor (resfriamento), baseado no valor da sua constante de tempo térmica (τ), conforme Equação (6.15), indicada no Capítulo 6 deste trabalho. Para o valor dado de constante de tempo térmica do motor adotado na simulação, para o algoritmo de sobrecorrente foi parametrizada a seguinte equação, para a função de *reset* térmico, baseada nos dois primeiros termos na série de Taylor para a função exponencial ($e^{-\Delta t/\tau}$):

$$U_n = \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau}\right) U_{n-1} = \left(1 - \frac{\Delta t}{1370}\right) U_{n-1} \quad (7.3)$$

7.4 Comparação de respostas dos modelos com o motor submetido à corrente de carga constante

Na Figura 7.2 é apresentada a simulação de teste, efetuada em *Matlab*[®], onde ambos os modelos são submetidos a uma mesma corrente de carga constante. Neste teste é simulada a sequência de operação de um motor, com capacidade térmica inicial de 20% (decorrente de operação anterior), que permanece inicialmente desligado durante 15 min (900 s). O motor é então colocado em operação, com uma corrente de carga de 0.9 pu (abaixo do valor de *pickup*) durante 90 min (5.400 s), até atingir o seu equilíbrio térmico em operação para este nível de corrente, quando então é desligado.

Figura 7.2 - Comparação de resposta do modelo térmico e do modelo de sobrecorrente com o motor submetido à corrente de carga constante.

Neste caso de corrente de carga constante, o modelo de sobrecorrente não apresenta nenhuma resposta, para qualquer valor de corrente abaixo de 1.0 pu. Ou seja, este modelo de sobrecorrente não estima a temperatura do motor para correntes abaixo da nominal.

O modelo de proteção térmica, entretanto, baseado em um sistema térmico de primeira ordem, processa e apresenta adequadamente o nível térmico do motor, calculando continuamente o histórico térmico do motor, o qual aumenta exponencialmente até o nível térmico do estado estacionário ($U = 0.8I$), equivalente a valor do quadrado da corrente de carga (0.9^2).

Verifica-se, portanto, através desta simulação, que o modelo térmico processa e apresenta continuamente o adequado valor do nível térmico do motor durante todo o tempo de operação. O modelo de sobrecorrente, entretanto, indevidamente não apresenta nenhuma resposta para o estado térmico do motor, em casos de valores de corrente abaixo da nominal.

7.5 Comparação de respostas frente à corrente de sobrecarga constante

Existes diferenças significativas na dinâmica entre a característica tempo corrente extremamente inversa, implementada pelo algoritmo da Norma ANSI IEEE C37.112, comparada com a característica de proteção térmica implementada de acordo com um modelo térmico de primeira ordem. [15] [45] [46]

No caso desta simulação, por exemplo, a característica tempo corrente extremamente inverso para o modelo de sobrecorrente, dada pela Norma ANSI IEEE C37.112, é dada pela equação (7.2).

A característica tempo corrente para um modelo térmico de primeira ordem, conforme Norma IEC 60255-8 é dada pela seguinte equação:

$$t = \tau \ln \frac{I_{eq}^2 - I_{op}^2}{I_{eq}^2 - FS^2} = 1370 \ln \frac{I_{eq}^2}{I_{eq}^2 - 1.15^2} \quad (7.4)$$

Na Figura 7.3 é apresentada uma comparação de curvas de tempo de atuação da proteção (tempo para *trip*), em ambos os modelos, considerando motor com estado térmico inicial a frio.

Como pode ser verificado pelo gráfico, embora a Equação (7.2) ser diferente da Equação (7.4), em casos de operação de motor com sobrecarga constante (não cíclica), os tempos de resposta para atuação das funções de proteção são muito parecidos, especialmente para maiores valores de sobrecarga. [15]

Figura 7.3 - Comparação de tempo para *trip* entre ambos os modelos térmicos, submetidos à corrente de sobrecarga constante.

Na Figura 7.4 é apresentada a simulação, efetuada em *Matlab*[®], onde ambos os modelos são submetidos a uma mesma sequência de corrente constante de carga e de sobrecarga. Neste teste é simulada a sequência de operação de um motor, com capacidade térmica inicial de 20%, que permanece inicialmente desligado durante 15 min (900 s). O motor é então

colocado em operação, sendo submetido a uma corrente de carga constante de 0.7 pu (portanto abaixo do valor de *pickup*) durante 90 min (5.400 s), até atingir o equilíbrio térmico em operação, e em seguida submetido a uma corrente de sobrecarga constante de 1.3 pu (acima de $FS = 1.15$).

Figura 7.4 - Comparação de resposta do modelo térmico e do modelo de sobrecorrente frente a corrente de carga seguida de sobrecarga constante.

Deve ser verificado que, para o modelo de sobrecorrente, o valor de *trip* para corrente de *pickup* igual a 1.0 também considera o Fator de Serviço do motor, uma vez que a corrente medida pelo algoritmo deste modelo é calculada na característica tempo corrente em valores *pu* da corrente máxima de operação do motor (I/FS), conforme indicado na Equação (7.2). Desta forma, o limite para *trip* de ambos os modelos são equivalentes e comparáveis, representando o limite térmico do motor.

A corrente de teste foi configurada para ser zerada quando for atingido o limite de *trip*, simulando a condição de desligamento do motor quando da ocorrência do seu limite térmico.

Desta forma, deve ser observado que, após o desligamento por *trip*, o motor passa a possuir um resfriamento na condição de motor *parado*, sem o resfriamento da autoventilação. Nesta condição, a constante de tempo térmica possui um valor de cerca de 2 vezes a constante de tempo térmica com o motor em operação, conforme já anteriormente discutido neste trabalho. Assim sendo, pode ser verificado o maior tempo requerido para o resfriamento do

motor, quando comparado com a situação de motor em operação, em função do maior valor da constante de tempo térmica.

Pode ser verificado através desta simulação que, neste caso de sobrecarga *constante*, o do tempo para *trip* ser praticamente o mesmo para ambos os modelos, comprovando a similaridade de tempos para *trip* apresentada na Figura 7.3. Entretanto, a grande diferença entre o desempenho dos dois modelos é a resposta para as respectivas correntes de carga. Pode ser verificado que o modelo de sobrecorrente *não apresenta nenhuma resposta, para qualquer valor de corrente abaixo de 1.0 pu*, ou seja, não é capaz monitorar o nível térmico do motor para correntes abaixo da nominal.

Entretanto, o modelo de proteção térmica, baseado em um sistema térmico de primeira ordem, calcula e estima adequadamente o nível térmico do motor, que aumenta exponencialmente até a temperatura do estado estacionário ($U = 0.49$), equivalente a valor do quadrado da corrente de carga (0.7^2).

Nestas condições, para um motor com fator de serviço de 1.15 , constante de tempo térmica de 1370 s , submetido a uma corrente de sobrecarga de 1.3 pu , com corrente prévia de operação de 0.7 pu , o tempo de operação para *trip* pode ser calculado de acordo com a Equação (5.51) da norma IEC 60255-8, conforme mostrado a seguir:

$$t_{trip} = 1370 \ln \frac{1.3^2 - 0.7^2}{1.3^2 - 1.15^2} = 1.621\text{ s} \cong 27\text{ min} \quad (7.5)$$

No resultado do ensaio, o tempo para *trip* apresentado pelo modelo térmico, contado a partir do momento da ocorrência da sobrecarga, que pode ser verificado e medido no gráfico é de aproximadamente $132\text{ min} - 105\text{ min} = 27\text{ min}$, mostrando que o algoritmo utilizado encontra-se adequadamente parametrizado.

Quando da aplicação da corrente de sobrecarga, os tempos para *trip* dos dois algoritmos são calculados de acordo com as respectivas Equações implementadas nos mesmos. O algoritmo por modelo térmico utiliza as equações da IEC 60255-8, partindo do real nível térmico histórico, existente antes da sobrecarga, e o modelo de sobrecorrente utiliza as equações da ANSI/IEEE, partindo de um nível térmico nulo, por não possuir resposta para correntes abaixo do *pickup*.

Verifica-se, portanto, através desta simulação, que o modelo térmico calcula adequadamente o nível térmico do motor durante todo o tempo. O modelo de sobrecorrente,

entretanto, indevidamente não apresenta nenhuma resposta para o estado térmico do motor, em casos de valores de corrente abaixo da nominal.

7.6 Comparação de respostas frente a correntes de carga e sobrecarga cíclicas

São apresentadas a seguir simulações efetuadas em programa *Matlab*[®], nas quais ambos os modelos são submetidos à mesma seqüência de corrente de sobrecarga *cíclicas*.

Nesta seqüência de simulações de teste, após o motor ter atingido o equilíbrio térmico para uma corrente de carga de 0.92 pu (e, portanto estando o motor com estado térmico inicial (U_0) correspondente a 0.846), aplica-se uma corrente de sobrecarga *cíclica* que varia entre 1.4 pu (I_{high}) e 0.4 pu (I_{low}).

Para os valores de constante de tempo térmica, fator de serviço e corrente prévia de carga, considerados para o motor, o tempo para *trip*, baseada na equação da característica a quente da norma IEC 60255-8, tem o seguinte valor:

$$t_{trip} = 1370 \ln \frac{1.4^2 - 0.92^2}{1.4^2 - 1.15^2} = 764s \quad (7.6)$$

Para a simulação do comportamento dos modelos submetidos a esta corrente de sobrecarga de 1.4 pu foi utilizado o tempo de ciclo de 750 s de forma a evitar a ocorrência do *trip*. Para este ciclo de corrente de carga e sobrecarga, o quadrado da média dos quadrados e o valor *eficaz* da corrente equivalente valem respectivamente:

$$I_{eq \text{ rms}}^2 = \frac{I_{eq \text{ high}}^2 + I_{eq \text{ low}}^2}{2} = \frac{1.4^2 + 0.4^2}{2} = 1.06 \Rightarrow I_{eq \text{ rms}} = \sqrt{1.06} \cong 1.0 \text{ pu} \quad (7.7)$$

A aplicação em um motor de uma corrente cíclica eficaz com valor de 1.0 pu não é uma corrente de sobrecarga que faça com que o seu nível térmico alcance o valor limite de *trip* de $FS^2 = 1.32$. Neste caso, portanto, não se espera que a atuação da proteção térmica.

Na Figura 7.5 é mostrado que o nível térmico máximo calculado pelo modelo térmico atinge de fato, porém não ultrapassa o valor de pico de FS^2 , devido à circulação de corrente de carga com valor eficaz de 1.0 pu . Desta forma, pode ser verificado que, adequadamente, conforme requerido, não há a atuação da função de proteção térmica.

Figura 7.5 - Resposta do modelo de proteção térmica submetido à uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do *trip* térmico, com o motor previamente aquecido.

O modelo de sobrecorrente, entretanto, conforme indicado na Figura 7.6, além de não apresentar medição para o histórico da temperatura do motor, apresenta uma resposta com valores que aumentam muito rapidamente e diminuem muito lentamente para evitar um sinal de *trip* indevido e prematuro do motor, baseado somente nas características de tempo-corrente inversa para *trip* e de *reset* térmico.

Figura 7.6 - Resposta do modelo de sobrecorrente submetido à uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do *trip* térmico, com o motor previamente aquecido.

Na Figura 7.7 é apresentada a comparação de respostas de ambos os modelos a esta sequência de teste de sobrecarga cíclica com o motor na condição previamente aquecido.

Figura 7.7 - Comparação de resposta do modelo de proteção térmica e de sobrecorrente submetidos a uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do *trip* térmico, com o motor previamente aquecido.

Foram também realizadas simulações para os casos de operação do mesmo motor submetido a sobrecarga cíclica, estando o motor, porém, não mais previamente aquecido, como na simulação anterior, mas com estado térmico inicial igual a *zero* (motor a *frio* ou na *temperatura ambiente*).

Na Figura 7.8 é apresentado o resultado da simulação, efetuada em *Matlab*[®], onde ambos os modelos são submetidos a uma corrente cíclica de sobrecarga que varia também entre $1.4 pu$ a $0.4 pu$. Nesta simulação de motor inicialmente na temperatura ambiente, foi utilizado também o mesmo tempo de ciclo de $750 s$ utilizado na simulação do motor inicialmente aquecido.

Verifica-se a adequada e correta resposta do algoritmo do modelo de proteção térmica baseado em um sistema térmico de primeira ordem, com elevação dos valores do nível térmico a partir do valor inicial zero, até o valor de pico igual ao limite térmico máximo.

A resposta do algoritmo de sobrecorrente, porém, em função da deficiência de não registrar o histórico térmico do motor, possui a mesma resposta daquela apresentada quando da simulação com motor inicialmente aquecido, mostrada na Figura 7.6.

Figura 7.8 - Comparação de resposta dos modelos térmico e de sobrecorrente a uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do *trip* térmico, com motor inicialmente na temperatura ambiente.

Pode ser verificado, com base nestas duas simulações com correntes cíclicas, que no modelo de sobrecorrente, os valores calculados pelo algoritmo durante os períodos de corrente abaixo da nominal decrescem relativamente mais lentamente, em relação à velocidade de crescimento dos valores calculados durante os períodos de corrente acima de *pickup*. Desta forma, o *reset* do sinal do algoritmo do modelo de sobrecorrente, baseado na constante de tempo térmica do motor, não possui, neste caso de sobrecarga cíclica, velocidade suficiente para evitar a ocorrência de um *trip* indevido e prematuro, caracterizando uma sobre proteção.

Uma forma de contornar esta deficiência apresentada de *trip* prematuro é a de *forçar uma redução do valor da constante de tempo térmica do motor informada pelo fabricante*, quando na parametrização do relé. Com a utilização deste artifício de parametrização de uma constante de tempo térmica do motor com um valor menor do que o indicado pelo fabricante, a resposta do *reset* exponencial torna-se mais rápida, caindo para valores mais baixos, de forma que o valor do elemento de sobrecorrente não atinja o valor de atuação no ciclo de sobrecarga seguinte.

Na Figura 7.9 é apresentada uma simulação de resposta do modelo de sobrecorrente, com a mesma corrente cíclica de sobrecarga, porém reduzindo o valor da constante de tempo térmica do motor para um valor de $\frac{1}{3}$ do valor informado pelo fabricante ($\tau_{reduzido} = 1370 / 3 = 457 \text{ s}$). Com a utilização deste recurso de redução da constante de

tempo, o *reset* torna-se mais rápido, fazendo com que o algoritmo do modelo de sobrecorrente também alcance o valor do limite térmico, porém sem ultrapassá-lo, evitando desta forma a ocorrência de *trip* prematuro.

Figura 7.9 - Resposta do modelo de sobrecorrente a uma corrente cíclica de sobrecarga igual ao limite do *trip* térmico, com o recurso de redução do valor da constante de tempo térmica do motor.

Um dos problemas em reduzir o valor da constante térmica do motor para evitar o *trip* do modelo de sobrecorrente frente à sobrecargas cíclicas, é o de como determinar o valor do fator de redução que permitirá a operação para um determinado ciclo de sobrecarga, antes do mesmo ter sido experimentado. A constante de tempo necessita ser ajustada em valores diferentes para cada ciclo de tempo e/ou para cada magnitude de sobrecarga de cada aplicação.

Na Figura 7.10 é mostrado o resultado da comparação de simulação, efetuada em *Matlab*[®], onde ambos os modelos são submetidos a uma corrente cíclica de sobrecarga que varia entre 1.2 pu a 0.75 pu , estando o motor também com estado térmico inicial igual a *zero* (motor a frio ou na temperatura ambiente).

Para este ciclo, o quadrado da média dos quadrados e o valor eficaz da corrente valem respectivamente:

$$I_{eq\ rms}^2 = \frac{I_{eq\ high}^2 + I_{eq\ low}^2}{2} = \frac{1.2^2 + 0.75^2}{2} \cong 1.00 \Rightarrow I_{eq\ rms} = \sqrt{1.00} = 1.0 \text{ pu} \quad (7.8)$$

Para os valores de corrente máxima de 1.2 pu , sem corrente de operação prévia e fator de serviço de 1.15 , têm-se, através da Equação (5.48), o seguinte tempo limite para atingir o limite térmico:

$$t_{trip} = 1370 \frac{I_{eq}^2}{I_{eq}^2 - FS^2} = 1370 \frac{1.2^2}{1.2^2 - 1.15^2} \cong 3.433 \text{ s} \quad (7.9)$$

Nesta simulação, foi utilizado também o mesmo tempo de ciclo de 750 s utilizado na simulação com o ciclo de corrente anterior, o que representa uma sobrecarga abaixo do limite térmico.

Neste caso, a corrente cíclica de sobrecarga tem um valor eficaz de 1.0 pu e produz, para um tempo de aplicação de apenas 750 s , um aquecimento *bem abaixo* de valor do limite térmico. Verifica-se que o modelo de proteção térmica responde adequadamente a este ciclo de sobrecarga, com elevação gradual dos valores do nível térmico a partir do valor inicial zero até o valor de equilíbrio. A resposta do algoritmo de sobrecorrente, entretanto, não apresenta uma resposta adequada, apresentando valores abaixo dos esperados, não atingindo o valor esperado correspondente de equilíbrio térmico.

Figura 7.10 - Comparação de resposta de modelo de proteção térmica e modelo de sobrecorrente a uma corrente cíclica de sobrecarga abaixo do limite do *trip* térmico, com o motor inicialmente na temperatura ambiente.

7.7 Comparação entre a temperatura de um motor e a resposta de um algoritmo baseado em modelo térmico de primeira ordem

De forma a quantificar o real desempenho de um algoritmo de proteção térmica baseada em um sistema térmico de primeira ordem, foram realizados ensaios práticos de medição de temperatura de um motor através de sensores instalados nos enrolamentos do estator de um motor submetido a ciclos de carga, conforme resultados apresentados nas referências [20] e [52].

Nestes ensaios, os valores medidos de temperatura do motor foram comparados com os cálculos de nível térmico fornecidos por algoritmos que implementam um modelo de proteção térmica baseado em um sistema térmico de primeira ordem.

Na Figura 7.11 é apresentada a comparação da medição de temperatura de um motor submetido a correntes de sobrecarga cíclicas e a respectiva resposta do modelo de proteção térmica. No caso deste ensaio, o relé de proteção microprocessado para proteção de motor utilizado foi de fabricação SEL, modelo 749. [20].

Conforme pode ser verificado neste ensaio prático, o nível térmico do motor, calculado pelo algoritmo do modelo de proteção térmica possui uma resposta muito semelhante à temperatura real do motor, medida através de RTD's instalados em seus enrolamentos.

Os resultados destes ensaios práticos demonstram a adequada operação e resposta deste modelo de proteção térmica aplicado em motores trifásicos industriais, o qual apresenta uma adequada estimativa e contínuo acompanhamento do estado térmico do motor, tanto nos casos de correntes de operação acima ou abaixo da sua corrente nominal.

Figura 7.11 - Medição direta da temperatura de um motor submetido à sobrecarga cíclica e comparação com a resposta de um modelo de proteção térmica.

8 CONCLUSÕES SOBRE PROTEÇÃO TÉRMICA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS INDUSTRIAIS

A realização de pesquisa e simulações sobre o processamento digital de sinais utilizado em relés de proteção microprocessados, aplicados na proteção de motores industriais trifásicos, descritos neste trabalho, proporcionou a obtenção das conclusões citadas a seguir, as quais colaboram para um melhor entendimento dos processos elétricos e térmicos envolvidos na proteção térmica destes essenciais equipamentos para o acionamento industrial.

A proteção térmica de motores de indução trifásicos tem sido uma das maiores áreas onde os relés de proteção microprocessados têm proporcionado um aprimoramento das funções de proteção de motores. O método da proteção térmica tem sido aperfeiçoado ao longo do tempo, através da implementação de métodos numéricos mais elaborados, levando-se em consideração a dinâmica de sistemas térmicos e o aquecimento devido às correntes de sequência negativa.

O desenvolvimento de métodos matemáticos para efetuar a proteção térmica de motor tem aplicado modelos de sistema térmicos aos algoritmos dos relés microprocessados, os quais protegem termicamente o motor através da limitação do nível térmico dos componentes do motor. Os modernos relés microprocessados para proteção de motores, implementam formas de equações diferenciais de sistemas térmicos de primeira ordem, cujos algoritmos possibilitam uma nova e aprimorada proteção térmica.

A norma IEC 60255-8 Ed. 2 apresenta adequadamente as equações tempo-corrente para a proteção térmica de um sistema térmico simples de primeira ordem. Entretanto, esta norma não especifica a dinâmica adequada a ser processada e implementada para a aplicação das equações especificadas, como forma de possibilitar uma monitoração contínua do histórico térmico do motor, ao longo do seu tempo de operação. O modelo térmico equacionado e implementado neste trabalho, por outro lado, além de incorporar intrinsecamente os requisitos apresentados na Norma IEC 60255-8 Ed. 2, permite o acompanhamento contínuo, em tempo real, do estado térmico do motor, para qualquer valor de corrente de carga ou sobrecarga.

Utilizando simulações de *Matlab*[®], foram comparadas as respostas dinâmicas dos modelos de proteção térmica baseados em um modelo térmico de primeira ordem e um modelo de sobrecorrente. As simulações mostram que o modelo térmico calcula o nível térmico real produzido por uma corrente cíclica de sobrecarga para qualquer estado térmico do motor, enquanto que o modelo de sobrecorrente pode provocar um *trip* indevido do motor,

mesmo para correntes de sobrecargas que não provocam um sobre aquecimento do motor acima do valor de *trip* térmico. Uma forma para tentar contornar a deficiência de proteção apresentada pelo modelo de sobrecorrente de *trip* prematuro é o de redução do valor da constante de tempo térmica do motor, informada pelo fabricante, na parcela do algoritmo referente ao *reset* exponencial.

Como mostrado nas simulações, o algoritmo com modelo de sobrecorrente não pode medir o nível térmico e não possui resposta para qualquer valor de corrente abaixo da corrente de *pickup*. Em contrapartida, o algoritmo baseado em um modelo térmico calcula adequadamente e continuamente a variação do nível térmico do motor em todos os momentos e para todas as correntes.

Os modernos relés microprocessados de proteção de motores possibilitam a implementação de funções de proteção e de acompanhamento do nível térmico do motor, permitindo a realização de alterações ou ajustes do processo que evitem o desligamento do motor por sobrecarga térmica. Tais funções elevam a qualidade das funções de proteção clássicas, contribuindo para a redução no número de desligamentos por sobrecarga, para o aumento da produtividade e para a redução dos custos de manutenção preditiva e corretiva.

O autor espera que este o trabalho possa colaborar no esclarecimento do modelamento da função de proteção térmica, baseada em um sistema térmico de primeira ordem, nem sempre de conhecimento dos engenheiros eletricitas, porém necessário para uma necessária implementação adequada da função de proteção térmica em motores de indução trifásicos industriais.

Este trabalho tem também por objetivo o incentivo para a continuidade da pesquisa sobre o desenvolvimento das funções de proteção de motores de indução trifásicos industriais, incluindo a atualização da norma IEC 60255-8. Os principais conceitos, e simulações apresentadas neste trabalho foram enviados pela ABNT-CB 03/COBEI, em nome do *Brazilian National Committee*, ao MT-4 do TC-95 da IEC, como contribuições para atualização e melhoria desta norma internacional, quando da publicação da sua Edição 3. O texto desta norma foi reescrito, incorporando as equações diferenciais e tempo-corrente, dinâmicas do processo e o algoritmo para proteção térmica, adequado para implementação numérica em relés de proteção microprocessados, representativo de um sistema térmico de primeira ordem, como base para a função da proteção térmica de equipamentos elétricos tais como motores trifásicos, transformadores de força e cabos de energia.

ANEXO A - ALGORITMOS BASEADOS NA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT)

Em 1807, o matemático e físico francês Jean Baptiste Joseph Fourier (1768-1830) apresentou um trabalho a Academia de Ciência de Paris sobre a utilização de ondas senoidais para representar a distribuição de temperaturas envolvendo a condução de calor. O trabalho fazia na época uma controversa afirmação que qualquer sinal periódico contínuo poderia ser representado pela soma de ondas senoidais adequadamente escolhidas. Entre o comitê de revisão do trabalho estavam dois famosos matemáticos: Joseph Louis Lagrange e Pierre Simon de Laplace. Lagrange questionou fortemente o trabalho, sobre a base de que o método de análise de Fourier não poderia funcionar com sinais possuindo descontinuidades em quadraturas (ângulos retos), tais como as ondas quadradas. O trabalho de Fourier foi rejeitado basicamente em função da objeção de Lagrange, e não foi publicado até a morte de Lagrange, 15 anos depois. [30 – Capítulo 8]. Em termos, ambos Fourier e Lagrange estavam parcialmente corretos. Lagrange estava correto que a soma de senóides não pode exatamente formar um sinal com um ângulo reto. Entretanto, pode-se ir muito próximo desta situação, caso sejam utilizadas ondas senoidais suficientes. Isto é descrito como Efeito de Gibbs, conforme denominado atualmente.

Um sinal genérico qualquer $i(t)$, periódico e contínuo no tempo, pode ser escrito na forma polar da seguinte forma:

$$i(t) = I_0 + i_1 \cdot \text{sen}(\omega_0 t + \theta_1) + i_2 \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega_0 t + \theta_2) + i_3 \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t + \theta_3) + \dots \quad (\text{A.1})$$

Esta série é denominada de Série de Fourier e os coeficientes são denominados de coeficientes de Fourier.

A expansão da série de Fourier de uma forma de onda contínua e periódica fornece uma maneira de expandir uma função para os seus maiores termos seno / cosseno ou termos exponenciais complexos. Estes termos individuais representam vários componentes de frequência, os quais reconstituem a forma de onda original.

Um gráfico das amplitudes das componentes da série de Fourier pode ser obtido como uma função da frequência. Tal gráfico é denominado espectro de frequência.

Na forma retangular, a Equação (A.1) fica:

$$i(t) = I_0 + ic_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + ic_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t) + ic_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega_0 \cdot t) + \dots \\ + is_1 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) + is_2 \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega_0 \cdot t) + is_3 \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 \cdot t) + \dots \quad (\text{A.2})$$

Os coeficientes ic_h e is_h podem ser calculados da seguinte forma:

$$ic_h = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot \cos(h \cdot \omega_0 \cdot t) \, d\omega t \quad (\text{A.3})$$

$$is_h = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot \text{sen}(h \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot d\omega t \quad (\text{A.4})$$

Os coeficientes de Fourier podem também ser escritos em sua forma polar:

$$i_h = \sqrt{ic_h^2 + is_h^2} \quad (\text{A.5})$$

$$\phi_h = \tan^{-1} \left(\frac{is_h}{ic_h} \right) \quad (\text{A.6})$$

A Transformada de Fourier é uma ferramenta matemática utilizada para transformar um sinal contínuo no domínio no tempo para o domínio da frequência. Esta transformada descreve um espectro contínuo de um sinal não periódico no tempo. A Transformada de Fourier $I(f)$ de uma função contínua no tempo $i(t)$ pode ser expressa como:

$$I(f) = \int_{-\infty}^{\infty} i(t) \cdot e^{-j2\pi ft} \, dt \quad (\text{A.7})$$

A Transformada Inversa de Fourier pode ser expressa como:

$$i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} I(f) \cdot e^{j2\pi ft} \, df \quad (\text{A.8})$$

A análise de Fourier forma a base de grande parte do processamento digital de sinais. Em uma definição simplificada, a Transformada Discreta de Fourier (DFT) permite que um sinal discreto, no domínio do tempo seja convertido em suas representações equivalentes no domínio da frequência discreta. Da mesma forma, se a resposta em frequência de um sinal é conhecida, a Transforma Discreta de Fourier Inversa permite a determinação do correspondente sinal no domínio do tempo. Esta relação entre DFT e DFT^{-1} é representada na Figura A.1. Além da análise em frequência, estas transformadas são úteis no projeto de filtros digitais, uma vez que a resposta em frequência de um filtro pode ser obtida pela aplicação da Transformada de Fourier de sua resposta ao impulso. Da mesma forma, se a resposta em frequência é especificada, então a necessária resposta ao impulso pode ser obtida pela aplicação da Transforma Discreta de Fourier Inversa da resposta em frequência. Filtros digitais podem ser construídos baseados em suas respostas ao impulso, uma vez que os

coeficientes de um filtro FIR (*Finite Impulse Response*) e sua resposta ao impulso são idênticos. [30]

Figura A.1 - Relação entre DFT e DFT^{-1}

A família de Transformadas de Fourier (Transformada de Fourier, Série de Fourier, Série de Fourier Discreta no Tempo e Transformada Discreta de Fourier) é representada na Figura A.2. Estas definições têm sido desenvolvidas por muitos anos e dependem se o tipo de sinal é do tipo aperiódico contínuo, periódico contínuo, aperiódico amostrado ou periódico amostrado. Neste contexto, o termo amostrado é o mesmo do que discreto, isto é, um número discreto de amostras tomadas durante um determinado período tempo.

O único membro desta família que é relevante ao processamento digital de sinais é a Transformada Discreta de Fourier (DFT), que é aplicada sobre sinais não periódicos, amostrados no domínio do tempo. O sinal necessita ser periódico de forma a ser decomposto em uma soma de senóides. Entretanto, somente um finito número de N amostras é disponível como entrada em uma DFT. Este dilema é contornado através da colocação de um infinito número de grupos das mesmas N amostras de ponta a ponta do sinal, desta forma forçando a periodicidade matemática (mas não a real), conforme mostrado na Figura A.2.

Figura A.2 - Família de Transformadas de Fourier como função do tipo de sinal no domínio do tempo.

A componente aperiódica contida em um sinal constitui uma fonte de erro para um filtro digital baseado na DFT, uma vez que não atende à hipótese de sinal periódico.

As aplicações da Transformada Discreta de Fourier incluem a análise de espectro de sinais, processamento de voz, processamento de imagens, reconhecimento de padrões, projeto de filtros, cálculo de Resposta ao Impulso a partir da Resposta de Frequência, cálculo da Resposta em Frequência a partir da Resposta ao Impulso.

A Transformada Discreta de Fourier consegue discriminar além das grandezas relativas ao primeiro harmônico, aquelas relacionadas às componentes subseqüentes, tais como potência de cada harmônica e potência de distorção.

A Transformada Discreta de Fourier (DFT) é utilizada nos casos onde ambas as variáveis de tempo e de frequência são discretas, o que de fato ocorre nos casos em que o processamento digital de sinais estiver sendo utilizado para executar a análise. Sendo $i(n)$ o sinal discreto no domínio do tempo e $I(h)$ a função transformada discreta no domínio da frequência.

No domínio do tempo, $i[n]$ consiste de N pontos variando de 0 até $N-1$. No domínio da frequência, a DFT produz dois sinais, a parte real, escrita como $Re\ I[h]$ e a parte imaginária, escrita como $Im\ I[h]$. A DFT transforma e discretiza a seqüência dos dados amostrados no domínio do tempo para o domínio da frequência. O espectro de saída complexo DFT $[I(h)]$ é o resultado da correlação das amostras de entrada com coeficientes baseados em funções cosseno e seno, de acordo com a equação fundamental de análise para a obtenção da DFT de N pontos indicada a seguir:

$$\text{DFT} \quad I(h) = \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot h} \quad h=0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad (\text{A.9})$$

$$\text{DFT}^{-1} \quad i(n) = \frac{1}{N} \sum_{h=0}^{N-1} I(h) \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot h} \quad n=0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad (\text{A.10})$$

Onde:

- h Ordem da componente harmônica desejada a ser considerada, presente no sinal de entrada e varia de 0 a $N-1$ (por exemplo, para $h = 1$ determina-se o valor da componente fundamental do sinal amostrado);
- n Número da amostra na seqüência amostrada no ciclo, variando de 0 até $N-1$.
- N Número de amostras em um ciclo (período de tempo) do sinal de entrada.

$I(h)$ Ordem harmônica da frequência de saída da DFT no $h^{\text{ésimo}}$ ponto do espectro ou $h^{\text{ésima}}$ ordem harmônica a ser determinada (“ P ” em letra maiúscula)

$i(n)$ Valor da $n^{\text{ésima}}$ amostra no tempo (“ i ” em letra minúscula) da função contínua no tempo $i(t)$.

A DFT discretiza as expressões de ic_h e is_h da seguinte forma:

$$Ic_h = \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot h\right) \quad (\text{A.11})$$

$$Is_h = -\frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot h\right) \quad (\text{A.12})$$

Em comparação da Transformada de Fourier com a Transformada Discreta de Fourier (DFT), o período T foi substituído pelo número de amostras N , a função *integral* foi substituída pela função *somatório* e a função contínua no tempo $i(t)$ foi substituída pela função discreta $x(n)$. Os discriminadores contínuos $\cos(n \cdot \omega \cdot t)$ e $\text{sen}(n \cdot \omega \cdot t)$ foram substituídos pelos discriminadores discretos $\cos(2\pi/N \cdot n \cdot h)$ e $\text{sen}(2\pi/N \cdot n \cdot h)$.

Utilizando-se uma janela retangular de comprimento idêntico a um ciclo da fundamental do sinal, com N amostras por ciclo, $(N/2)-1$ harmônicas podem ser computadas pelo algoritmo, considerando o Teorema da Amostragem.

O espectro de saída da DFT, $I(h)$, é a correlação entre as amostras no tempo da entrada e N sinais cosseno e N sinais seno, sendo cada uma a ordem harmônica analisada (h). Para a análise da ordem fundamental do sinal, que é o caso de particular interesse em relés de proteção microprocessados, toma-se somente o valor de $h = 1$.

Aplicando-se estas ferramentas matemáticas em um algoritmo de um relé de proteção microprocessado, as componentes harmônicas de um sinal amostrado de tensão e corrente, fazendo-se $h = 0$, a equação calcula o valor da componente CC na forma de onda. Quando $h = 1$, a equação calcula o valor da componente da frequência fundamental, e assim por diante, para as demais componentes harmônicas.

Para a determinação do valor da componente fundamental do sinal (fazendo-se $h = 1$), o que representa um dos objetivos básicos de um relé de proteção, os coeficientes da I_1 e ϕ_1 DFT são calculados através das seguintes equações, em seu formato discreto: [28] [29] [31]

$$Ic_1 = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n\right) \quad (\text{A.13})$$

$$I_{s_1} = -\frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i(n) \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n\right) \quad (\text{A.14})$$

$$|I_1| = \sqrt{I_{c_1}^2 + I_{s_1}^2} \quad (\text{A.15})$$

$$\phi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{I_{s_1}}{I_{c_1}}\right) \quad (\text{A.16})$$

O valor eficaz da componente fundamental do sinal analógico de entrada de corrente em um relé de proteção microprocessado, calculado através algoritmo da DFT é a base para a execução dos cálculos de proteção de sobrecorrente e proteção térmica de motores, utilizados nos respectivos algoritmos.

A.1 Algoritmos baseados na DFT com janela de ½ ciclo

Para tentar melhorar o desempenho referente ao algoritmo do tipo DFT com janela do tamanho de 1 ciclo, Phadke [13] sugeriu a utilização de uma janela de *meio ciclo*. As equações dos coeficientes cosseno e seno, neste caso, se tornam conforme indicado a seguir:

$$I_{c_h} = \frac{4}{N} \sum_{n=1}^{N/2} i_{(n-\frac{N}{2}+h)} \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n\right) \quad (\text{A.17})$$

$$I_{s_h} = \frac{4}{N} \sum_{n=1}^{N/2} i_{(n-\frac{N}{2}+h)} \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n\right) \quad (\text{A.18})$$

Este algoritmo apresenta um bom desempenho de velocidade, porém apresenta erros devido aos componentes *CC* do sinal de falta, bem como não consegue eliminar a influência dos harmônicos pares, conforme pode ser observado pela resposta em frequência mostrada na Figura A.3, onde é apresentada a comparação de filtros digitais do tipo DFT com janela de 1 ciclo e com janela de ½ ciclo.

Filtros do tipo FIR com janelas menores do que um ciclo não pode rejeitar todas as componentes harmônicas. A deficiência apresentada pelo filtro DFT de ½ ciclo com relação ao seu baixo desempenho frente ao *DC offset* pode ser contornado, através da remoção deste tipo de sinal por filtragem analógica (filtro mímico) ou pela incorporação de filtragem digital. Neste caso, porém, as vantagens obtidas em termos de velocidade com a janela de ½ ciclo são contrabalançadas com o atraso de tempo de resposta introduzido pela necessidade desta filtragem adicional.

Figura A.3 - Resposta em frequência de Filtro DFT – Janela de 1 Ciclo e de ½ Ciclo.

A.2 O Filtro do tipo Cosseno

Em um filtro do tipo cosseno, a correlação com a forma de onda cossenoidal fornece a parte real do fasor ($I \cos(\theta)$), daí o nome de filtro cosseno. Se o respectivo valor da corrente é $I \cos(\theta)$, então, os valores de uma amostra obtida 90° antes vale $I \cos(\theta - 90) = I \sin(\theta)$, que representa a parte imaginária do fasor. Para um caso típico de 16 amostras por ciclo, qualquer valor de medição indica que 16 amostras foram armazenadas na memória, durante o intervalo de um ciclo. O índice n varia de 0 até 15, de forma a aplicar os coeficientes aos valores das amostras, e somar os resultados para produzir o valor da saída. Com 16 amostras por ciclo, 4 amostras representam 90° elétricos. Desta forma, a equação do filtro cosseno, com o índice $h - N/4$, a saída presente, juntamente com a saída armazenada quatro amostras antes, constituem as componentes reais e imaginárias de um fasor.

As equações que representam o algoritmo do filtro cosseno são as seguintes:

$$I_h^c = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_n \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n\right) \quad (\text{A.19})$$

$$I_h = I_h^c - j \cdot I_{h-N/4}^c \quad (\text{A.20})$$

$$|I_h| = \sqrt{I_h^{c2} + I_{h-N/4}^{c2}} \quad (\text{A.21})$$

$$\theta_h = \tan^{-1} \left(\frac{I_{h-N/4}^c}{I_h^c} \right) \quad (\text{A.22})$$

Desta forma, o algoritmo que implementa o filtro do tipo cosseno utiliza somente a referência cossenoidal para calcular tanto a parte real como a parte imaginária do fasor de corrente ou de tensão, mas requer, porém uma janela para amostragem maior do que o algoritmo utilizando a DFT (1 ciclo mais um quarto de ciclo).

No algoritmo de Fourier, a amplitude e a fase da componente fundamental são obtidas através da correlação com duas funções ortogonais: o cosseno e o seno. No filtro cosseno, essas duas grandezas são calculadas somente com a implementação da função cosseno, realizada nos instantes n e $n-N/4$ (atraso de $1/4$ de ciclo). No filtro cosseno, a saída mais recente é tomada como a parte real do fasor e a saída que estiver atrasada de $1/4$ ciclo do período da fundamental, como a parte imaginária do fasor. Em função desta característica, ambas as partes têm a mesma resposta em frequência [34].

A.3 Algoritmos baseados na Transformada Discreta de Fourier (DFT)

O algoritmo da Transformada Discreta de Fourier (DFT – Discrete Fourier Transform) é uma ferramenta matemática que pode ser utilizada para rapidamente extrair o valor de uma harmônica específica a partir de um sinal contendo múltiplas frequências harmônicas. Esta ferramenta de filtragem digital é atualmente utilizada praticamente por todos os fabricantes de relés de proteção microprocessados.

A implementação de filtro digital baseado no algoritmo da DFT apresenta as seguintes características, adequadas para aplicação na medição de sinais em um sistema elétrico de potência:

- Excelente qualidade filtrante, com ganho unitário para a fundamental e ganho zero para as demais harmônicas;
- Atenuação efetiva de ruídos causados por componentes harmônicas;
- Atenuação de todas as componentes harmônicas;
- Atenuação de todas as componentes de alta frequência;
- Rejeição de sinais CC.

Em contrapartida, o filtro DFT apresenta as seguintes desvantagens:

- Grande janela de amostragem do sinal, requerendo a amostragem do sinal durante todo o período de 1 ciclo;
- Lenta resposta a transientes;
- Precisão afetada pela presença de sinais aperiódicos, com decaimento exponencial amortecido.

A.4 Comparação de resposta em frequência e resposta ao impulso de filtros digitais do tipo DFT

Na Figura A.4 é apresentada a simulação de comparação de respostas de frequência para quatro filtros: DFT com janela de 1 ciclo, DFT com janela de $\frac{1}{2}$ ciclo, Filtro Cosseno e Filtro Seno. Em todos esses casos foi utilizada a mesma taxa de amostragem de 16 amostras por ciclo. Pode ser verificado que os filtros DFT e Cosseno com janela de um ciclo possuem zeros na parte CC e nas harmônicas de 60 Hz. Quando a janela do filtro é reduzida para $\frac{1}{2}$ ciclo, entretanto, é perdida a atenuação às harmônicas de ordem pares. [13]

Figura A.4 - Comparação de resposta em frequência de filtros digitais DFT, Cosseno e Seno, com janela de 1 ciclo.

Na Figura A.5 é apresentada uma comparação da estimativa da amplitude da componente fundamental de um mesmo sinal de entrada, contendo componente exponencial

amortecida, após os filtros DFT, filtro Cosseno e filtro Seno com janela de 1 Ciclo e filtro DFT com janela de $\frac{1}{2}$ Ciclo.

Figura A.5 - Comparação da amplitude da componente fundamental de um sinal submetido a filtros DFT, filtro Cosseno e filtro Seno com janela de 1 Ciclo e filtro DFT com janela de $\frac{1}{2}$ Ciclo.

Das simulações e comparações realizadas em *Matlab*[®], pode ser observado que o filtro Cosseno apresenta as seguintes características, consideradas adequadas para um relé de proteção microprocessado [18] [23] [34]:

- Melhor desempenho para rejeição à componente *CC* e à rampas, fazendo com que os decaimentos exponenciais sejam adequadamente filtrados;
- Adequado desempenho para atenuação ou rejeição de todas as componentes harmônicas de ordem pares e ímpares;
- Ganho unitário para a frequência fundamental;
- Largura de faixa adequada para respostas rápidas à condições de faltas do sistema de potência;
- Adequado comportamento a transientes;
- Simplicidade de projeto e implementação.

Em comparação com o filtro do tipo DFT, o filtro Cosseno apresenta as seguintes vantagens:

- Apresenta todas as vantagens do algoritmo DFT;

- Responde melhor à componente aperiódica do que o algoritmo DFT;
- Utiliza a melhor característica dos dois filtros para calcular ambas as partes real e imaginária do fasor do sinal de entrada;
- A resposta a um sinal transitório possui um menor valor de *overshoot*, o que pode evitar a operação indevida do relé de proteção.

O filtro Cosseno apresenta, entretanto, as seguintes desvantagens em comparação com o Filtro DFT:

- A resposta a um sinal transitório é mais lenta do que a do algoritmo DFT;
- Possui uma janela de dados maior do que a DFT, com tamanho de $1\frac{1}{4}$ ciclo;
- A resposta em frequência inter-harmônicas é pior do que o DFT, uma vez que as amplitudes do espectro do sinal são maiores do que as do filtro DFT para estes casos.

Na Figura A.6 é apresentada a simulação efetuada em *Matlab*[®] da resposta em frequência de um exemplo de conjunto de filtro analógico *antialiasing* e de um filtro digital do tipo Cosseno com 16 amostras por ciclo.

Figura A.6 - Exemplo de resposta em frequência de um conjunto de filtro analógico e filtro digital do tipo cosseno.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] LUKISTSCH, W. J., Selecting Motor protection for plant and process optimization, IEEE, 1998.
- [2] ELETROBRAS, Ministério de Minas e Energia, PROCEL - Programa de conservação de energia elétrica. Disponível em http://www.eletrobras.gov.br/EM_Programas_Procel/default.asp. Acesso em 01/08/2006.
- [3] TRZYNADLOWSKI, A., IRWIN, D. J., Control of induction motors, Electrical and Electronic Engineering, Academic Press, 2000.
- [4] IEC 60034, Rotating electrical machines, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2005.
- [5] NEMA Std. MG-1, Motors and Generators, National Electrical Manufacturers Association, 2002.
- [6] ROBINSON, J., WHELAN, C.D., HAGGERTY, N.K., Trends in advanced motor protection & monitoring, IEEE, PCIC - Petroleum and Chemical Industry Conference, 2001.
- [7] BLACKBURN, J. L., Protective Relaying: Principles and Applications, New York, Marcel Dekker, Inc., Second Edition, 1998.
- [8] LOBOSCO, D. e DIAS, J.L.P.C., Seleção e aplicação de motores elétricos, Série Brasileira de Tecnologia, McGraw Hill, 1988.
- [9] WEG, Linha de produtos, Manual de motores elétricos, características, especificações, instalação e manutenção, Edição junho/2005. Disponível em <http://www.weg.com.br/index.htm>. Acesso em 01/08/2006.
- [10] IEC 60216-1, Electrical insulating materials, Properties of thermal endurance, Part 1 - Ageing procedures and evaluation of test results, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2001.
- [11] IEC 60085, Electrical insulation - Thermal classification, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2004.
- [12] IEC 60034-11, Rotating electrical machines, Thermal protection, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2004.
- [13] PHADKE, A. G., THORP J. S., Computer relaying for power systems, Research Study Press Ltd, John Wiley & Sons Inc., 1988.
- [14] FARAG, S.F., JHAVERI, M.K., Intelligent microprocessor-based device provide advanced motor protection, flexible control, and communication in paper mills, IEEE Transaction on Industry Applications 1997.
- [15] SHULMAN, E. et al, Fundamentals of a motor thermal model and its applications in motor protection, 59th Annual Georgia Tech Protective Relaying Conference, 2005.
- [16] ANSI/IEEE Std. C37.2 - Standard electrical power system device function numbers and contact designations- Description, IEEE, 1996.
- [17] ANSI/IEEE Std. 37.96, IEEE Standard, Guide for AC motor protection, 2000.

- [18] ZOCHOLL, Stanley S., SCHWEITZER, E. O. III, Aspects of overcurrent protection for feeders and motors, IEEE, 1994. Disponível em <http://www.selinc.com/techpprs/6003.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [19] ZOCHOLL, S.E., Induction motors: Part II - Protection – Technical Paper SEL 6024, Schweitzer Engineering Laboratories Inc., WA, USA. Disponível em <http://www.selinc.com/techpprs/6024.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [20] SEL 749, Motor protection relay, Instruction Manual, Schweitzer Engineering Laboratories Inc., 2004. Disponível em <http://www.selinc.com/sel-749M.htm>. Acesso em 01/08/2006.
- [21] DECASTRO et al, Stall protection of large induction motors, IEEE Transaction on Industry Applications, 1995.
- [22] COSÉ, R. et al, A Comparison of ANSI Guidelines for Large AC Motor Protection with Microprocessor Based “Back Box” Relays, IEEE – PCIC - Petroleum and Chemical Industry Conference, 1993.
- [23] SCHWEITZER, E. O. III, The universal overcurrent relay, IEEE Industry Applications Magazine, 1996.
- [24] CALERO, F., Rebirth of negative-sequence quantities in protective relaying with microprocessor-based relays, Western Protective Relay Conference, WA, USA, 2003. Disponível em <http://www.selinc.com/techpprs/6155.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [25] LACROIX, B., CLEGG D., Microprocessor motor protection relay, Fourth International Conference on Developments in Power Protection, UK, 1989.
- [26] IEEE Std 242, Buff Book, IEEE Recommended practice for protection and coordination of industrial and commercial power systems, Chapter 10, Motor protection, 2001.
- [27] RIBEIRO, F. et al, Um novo conceito em proteção de bombeamento centrífugo submerso, Rio Oil & Gas Expo and Conference, Rio de Janeiro, 2000.
- [28] MITRA, S. K., Digital Signal Processing: A computer-based approach, with DSP Laboratory using Matlab, McGraw-Hill, second edition, 2001.
- [29] OPPENHEIMER, A. V., SHAEFER, R.W., Digital Signal Processing, Prentice Hall, 1975.
- [30] SMITH, S. W., DSP Guide, The scientist and engineer’s guide to Digital Signal Processing, second edition, California Technical Publishing, CA, USA, 1999. Disponível em <http://www.dspguide.com>. Acesso em 01/08/2006.
- [31] MOHALLEN, C. A. e SILVEIRA, P. M., Tópicos especiais em proteção de sistemas elétricos – Proteção elétrica com relés numéricos, FUPAI / EFEI, 2004.
- [32] BOSER, B.E., The design of Sigma-Delta modulation Analog-to-Digital Converters, IEEE Solid-State Circuits, vol. 23, no. 6, December, 1988. Disponível em <http://www.utdallas.edu/~hellums/docs/EE7326/Boser.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [33] BLACK, B., Analog to digital converters architectures and choices for system design, Analog Dialog, 33-8, 1999. Disponível em <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/33-08/adc/>. Acesso em 01/08/2006.

- [34] SCHWEITZER, E.O. III, HOU, D., Filtering for protective relays, 47th Annual Georgia Tech Protective Relaying Conference, GA, USA, 1993. Disponível em <http://www.selinc.com/techpprs/6041.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [35] BENMOUYAL, G., ZOCHOLL S.E., The impact of high fault current and CT rating limits on overcurrent protection, Schweitzer Engineering Laboratories, 2002. Disponível em <http://www.selinc.com/techpprs/6142.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [36] ZOCHOLL, S. E., Analyzing and applying current transformers, Schweitzer Engineering Laboratories Inc., Pullman, WA, USA, 2004.
- [37] ZOCHOLL, S. E., AC motor protection, Schweitzer Engineering Laboratories Inc., WA, USA, 2003.
- [38] YALLA, M. V.V.S., A digital multifunction protective relay, IEEE, Transaction on Power Delivery, 1992.
- [39] ZOCHOLL, S. E., GUZMAN, A., Thermal models in power system protection, SEL technical paper, Schweitzer Engineering Laboratories Inc., WA, USA 1999. Disponível em <http://www.selinc.com/techpprs/thrmodel.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [40] M60 UR, Motor management relay, Instruction manual, GE Industrial Systems, 2005. Disponível em http://www.geindustrial.com/cwc/products?pnlid=6&famid=31&catid=218&id=m60&lang=en_US. Acesso em 01/08/2006.
- [41] MICON P241, Universal motor protection, AREVA, Technical guide, TG 1.1555, 2005. Disponível em http://www.areva-td.com/static/html/TDE-AGF_Product-Product_Detail1_1022657614794.html?&static=yes&famid=1079943327077&typid=1079943327069&productline=1079943326752. Acesso em 01/08/2006.
- [42] MIT - Massachusetts Institute of Technology, Department of Mechanical Engineering, Advanced system dynamics and control, Review of first and second-order system response, 2004. Disponível em <http://web.mit.edu/2.151/www/Handouts/FirstSecondOrder.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [43] SEL 701, Motor protection relay, Instruction manual, Schweitzer Engineering Laboratories Inc., 2004. Disponível em <http://www.selinc.com/sel-701.htm>. Acesso em 01/08/2006.
- [44] ZOCHOLL, S.E., BENMOUYAL, G., Using thermal limit curves to define thermal models of induction motors, 28th Annual Western Protective Relay Conference, WA, USA, 2001. Disponível em <http://www.selinc.com/techpprs/6120.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [45] ZOCHOLL, S. E., BENMOUYAL, G., On the protection of thermal processes, IEEE Transactions on Power Delivery, 2005.
- [46] ZOCHOLL, S. E., Comparing motor thermal models, 31st Annual Western Protective Relay Conference, WA, USA, 2004. Disponível em <http://www.selinc.com/techpprs/6164.pdf>. Acesso em 01/08/2006.
- [47] IEC 60255-8, Electrical relays, Part 8 - Thermal electrical relays, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, Edition 2, 1990.
- [48] ANSI/IEEE Std C37.112, Inverse-time characteristic equations for overcurrent relays, Power System Relaying Committee of the IEEE Power Engineering Society, Institute of Electrical and Electronic Engineers, 1996.

- [49] IEC 60255-3, Electrical Relays, Part 3 - Single input energizing quantity measuring relays with dependant or independent time, Second Edition, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 1989.
- [50] TAN, J.C. et al, Software model for inverse time overcurrent relays incorporating IEC and IEEE standard curves, IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering, 2002.
- [51] GRAINGER, L. G., MCDONALD, M. C., Increasing refinery production by using motor thermal capacity for protection and control, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, N° 3, pg. 857, 1997.
- [52] ABOU-EL-ELA, M.S., MEGAHED, A.I., MALIK, O.P, Thermal model based digital relaying algorithm for induction motor protection, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, IEEE, 1996.
- [53] SIPROTEC Multi-functional protective relay 7SJ62/63/64, V 4.61 C53000-G1140-C147-7 Manual, SIEMENS, chapter 2, Protection functions. Disponível em http://siemens.siprotec.de/download_neu/devices/7SJ6xx/Manual/7SJ62-64_Manual_A7_V046101_us.pdf. Acesso em 14/08/2006.