

UNIVERSIDADE DO VALE DO RIO DOS SINOS – UNISINOS  
UNIDADE ACADÊMICA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
NÍVEL MESTRADO

GERSON LUIS GARCIA DE PINHO

**PROPOSTA DE ÍNDICE DE QUALIDADE PARA SISTEMAS COMPOSTOS POR  
MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR DISPOSITIVOS  
ELETRÔNICOS VARIADORES DE VELOCIDADE**

SÃO LEOPOLDO

2016

GERSON LUIS GARCIA DE PINHO

**PROPOSTA DE ÍNDICE DE QUALIDADE PARA SISTEMAS COMPOSTOS POR  
MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR DISPOSITIVOS  
ELETRÔNICOS VARIADORES DE VELOCIDADE**

Dissertação apresentada como requisito para  
obtenção do título de Mestre em Engenharia  
Elétrica, pelo Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade do Vale  
do Rio dos Sinos – UNISINOS

Orientador: Prof. Dr. César Crovato

SÃO LEOPOLDO

2016

|       |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
|-------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| P654p | <p>Pinho, Gerson Luis Garcia de.</p> <p>Proposta de índice de qualidade para sistemas compostos por motores elétricos de indução alimentados por dispositivos eletrônicos variadores de velocidade / por Gerson Luis Garcia de Pinho. -- São Leopoldo, 2016.</p> <p>136 f. : il. color. ; 30 cm.</p> <p>Dissertação (mestrado) – Universidade do Vale do Rio dos Sinos, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, São Leopoldo, RS, 2016.</p> <p>Orientação: Prof. Dr. César Crovato, Escola Politécnica.</p> <p>1.Engenharia elétrica. 2.Motores elétricos. 3.Motores elétricos de indução. 4.Conversores de frequência. 5.Isoladores e isolamentos elétricos. I.Crovato, César. II.Título.</p> <p>CDU 621.3<br/>621.313.13</p> |
|-------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

Catálogo na publicação:  
Bibliotecária Carla Maria Goulart de Moraes – CRB 10/1252

Gerson Luis Garcia de Pinho

**PROPOSTA DE ÍNDICE DE QUALIDADE PARA SISTEMAS COMPOSTOS POR  
MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR DISPOSITIVOS  
ELETRÔNICOS VARIADORES DE VELOCIDADE**

Dissertação apresentada como requisito para a  
obtenção do título de Mestre em Engenharia  
Elétrica, pelo Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade do Vale  
do Rio dos Sinos – UNISINOS

Aprovado em 17 de novembro de 2016.

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. José Vicente Canto dos Santos – UNISINOS

---

Prof. Dr. Paulo R. Wander – UNISINOS

---

Prof. Dr. César Crovato – Orientador – UNISINOS

*Este trabalho é dedicado a profissionais do ramo da engenharia elétrica que, assim como eu, acredita que é possível construir um mundo melhor com equipamentos cada vez melhores, que possam contribuir para o desenvolvimento humano repleto de paz e sabedoria.*

*À minha esposa e aos meus filhos, pela cumplicidade e compreensão.*

## AGRADECIMENTOS

A Deus, pela vida e sabedoria, por toda força e coragem que me dá para enfrentar os obstáculos e desafios; pelas bênçãos que tem me proporcionado.

A meus pais (*in memoriam*), pelo incentivo aos estudos e pela oportunidade de ser hoje uma pessoa melhor.

À minha esposa e aos meus filhos, que têm me apoiado e me auxiliado em todos os momentos de minha vida. Obrigado pela compreensão, tempo e incentivo para evoluir nesta trajetória.

Ao Prof. Dr. César David Paredes Crovato, pela orientação e oportunidade que me foi dada para desenvolver esta pesquisa.

Ao Prof. Dr. Eduardo Luis Rhod, pela recepção que me foi dada nesta comunidade acadêmica.

Ao Prof. Dr. José Vicente Canto dos Santos, pela troca de experiências e respeito profissional.

Ao Prof. Dr. Rodrigo Mejia, pela atenção e pelo comprometimento.

*Aos outros, dou o direito de ser como são.  
A mim dou o dever de ser cada dia melhor” (Chico Xavier).*

## RESUMO

Este trabalho objetiva dissertar sobre os diversos fatores que produzem a queima dos motores elétricos de indução alimentados por inversores de frequência. Com o avanço da eletrônica de potência e o aumento da necessidade de variação de velocidade dos motores elétricos de indução em aplicações na indústria, a utilização de inversores de frequência tornou-se cada vez mais difundida. Em razão desse fato, surgiu uma nova preocupação entre os fabricantes e usuários de motores elétricos com relação à qualidade do sistema isolante, pois tornou-se objeto de estudo o fato de as altas frequências de chaveamento dos inversores de frequência provocarem picos de tensão sobre os terminais dos motores elétricos, podendo levar à ruptura do dielétrico do material isolante, requerendo sistemas de isolamento mais resistentes. Apresenta-se nesta pesquisa o aquecimento do motor em sua estrutura geral, provocando a deterioração do isolamento dos condutores, bem como fenômenos físicos diretamente envolvidos. As características construtivas dos motores de indução e o grau de comprometimento destas em relação ao aumento da temperatura do motor elétrico desencadeiam um processo de “envelhecimento precoce” do motor. Portanto, o estudo do comportamento térmico tornou-se imprescindível no projeto de um motor elétrico de indução. Além de dissertar sobre os diversos fatores que produzem a queima dos motores elétricos de indução alimentados por inversores de frequência, o presente trabalho propõe a criação de índices de qualidade da energia para esses casos, para que sirvam de subsídios em estudos sobre a vida útil do motor elétrico. A metodologia utilizada para construção desses índices contempla uma média harmônica entre os índices de qualidade do inversor, cabo e motor, propostos neste trabalho. Ademais, visa fornecer dados para serem utilizados em projetos de novos equipamentos que possam medir esses índices.

**Palavras-chave:** Motor elétrico. Inversores de frequência. Isolante. Temperatura.

## ABSTRACT

This work aims to discuss the various factors that produce the burning of induction motors fed by frequency inverters. With the advancement of power electronics and the increased need for speed variation of induction motors in industrial applications, the use of frequency inverters has become increasingly widespread. Because of this fact, a new concern arose among the manufacturers and users of electric motors with regard to the quality of the insulation system, since it became the object of study that the high switching frequencies of the frequency inverters cause peaks of voltage over the Terminals of electric motors, which may lead to the rupture of the dielectric of the insulation material, requiring more resistant insulation systems. This study presents the heating of the motor in its general structure, causing the deterioration of the insulation of the conductors, as well as physical phenomena directly involved. The constructive characteristics of the induction motors and the degree of their engagement in relation to the increase in the temperature of the electric motor trigger an "early aging" of the engine. Therefore, the study of thermal behavior has become essential in the design of an electric induction motor. In addition to discussing the different factors that produce the combustion of induction motors fed by frequency inverters, the present work proposes the creation of energy quality indices for these cases, in order to be useful in studies on the useful life of the Electric motor The methodology used to construct these indices contemplates a harmonic average between the quality indices of the inverter, cable and motor proposed in this work. In addition, it aims to provide data to be used in new equipment projects that can measure these indices.

**Keywords:** Electric motor. Isolante Frequency inverters. Temperature.

## LISTA DE FIGURAS

|                                                                                                                                 |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1 – Estrutura básica de um inversor de frequência .....                                                                  | 28 |
| Figura 2 – Diagrama em blocos do inversor .....                                                                                 | 29 |
| Figura 3 – Circuito de potência do inversor de frequência.....                                                                  | 29 |
| Figura 4 – Circuito retificador .....                                                                                           | 30 |
| Figura 5 – Link DC.....                                                                                                         | 30 |
| Figura 6 – Chaveamento etapa inversora .....                                                                                    | 31 |
| Figura 7 – Padrão de chaveamento tensão e corrente.....                                                                         | 31 |
| Figura 8 – Circuito de referência do ramo inversor.....                                                                         | 32 |
| Figura 9 – Comparação das ondas moduladora e portadora.....                                                                     | 32 |
| Figura 10 – Ilustração gráfica do controle escalar.....                                                                         | 34 |
| Figura 11 – Enfraquecimento do campo .....                                                                                      | 34 |
| Figura 12 – Método de compensação $I \times R$ .....                                                                            | 35 |
| Figura 13 – O universo tecnológico de motores elétricos .....                                                                   | 38 |
| Figura 14 – Motor de indução trifásico .....                                                                                    | 39 |
| Figura 15 – Campo magnético originado pela circulação de corrente em um condutor .....                                          | 40 |
| Figura 16 – Tensão induzida entre os terminais do condutor.....                                                                 | 41 |
| Figura 17 – Dois condutores adjacentes ( <b>a</b> e <b>b</b> ) .....                                                            | 41 |
| Figura 18 – Bobinado polifásico .....                                                                                           | 42 |
| Figura 19 – Sistema de tensão trifásico .....                                                                                   | 42 |
| Figura 20 – Campo magnético girante .....                                                                                       | 43 |
| Figura 21 – Processo de impregnação de estatores .....                                                                          | 46 |
| Figura 22 – Formas de onda (PWM) de tensão e corrente na entrada motor .....                                                    | 52 |
| Figura 23 – Vista parcial de um sistema de isolamento dos condutores estatóricos de um motor de indução baixa tensão .....      | 54 |
| Figura 24 – Vista parcial de um sistema de isolamento dos condutores estatóricos de um motor de indução média/alta tensão ..... | 54 |
| Figura 25 – Vida útil do material isolante dos enrolamentos .....                                                               | 57 |
| Figura 26 – Propagação de um pulso de tensão nos enrolamentos de um motor.....                                                  | 63 |
| Figura 27 – <i>Rise time</i> pelo critério NEMA.....                                                                            | 63 |
| Figura 28 – <i>Rise time</i> pelo critério IEC .....                                                                            | 64 |
| Figura 29 – Diagrama do cabo composto por impedâncias distribuídas.....                                                         | 65 |

|                                                                                                      |     |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 30 – Acionamento do motor de indução através de inversor PWM .....                            | 66  |
| Figura 31 – Tensão autoinduzida no cabo ( $\Delta U$ ) .....                                         | 67  |
| Figura 32 – Circuito típico da aplicação ilustrada pelo autor.....                                   | 68  |
| Figura 33 – Circuito típico da aplicação ilustrada pelo autor.....                                   | 69  |
| Figura 34 – Pico de tensão transitória no motor maior que 2 p.u.....                                 | 70  |
| Figura 35 – Curva de utilização para a classe B.....                                                 | 77  |
| Figura 36 – Conjugado $\times$ rotação motor .....                                                   | 77  |
| Figura 37 – Linha de transmissão com terminação resistiva.....                                       | 79  |
| Figura 38 – impedância “vista” pelo gerador em $t = 0_+$ .....                                       | 80  |
| Figura 39 – Comportamento de $V_G = V_G(t)$ e $V_+ = V_+(t)$ .....                                   | 82  |
| Figura 40 – Comportamento de $V_G = V_G(t)$ e $V_+ = V_+(t)$ .....                                   | 83  |
| Figura 41 – Comportamento de $V_G = V_G(t)$ e $V_L = V_L(t)$ .....                                   | 84  |
| Figura 42 – Circuito para análise do efeito $V_{+NOVO}$ .....                                        | 85  |
| Figura 43 – Comportamento de $V_G = V_G(t)$ e $V_+ = V_+(t)$ .....                                   | 86  |
| Figura 44 – Linha de transmissão excitada por gerador de corrente contínua em regime permanente..... | 87  |
| Figura 45 – Construção inicial do diagrama das treliças.....                                         | 87  |
| Figura 46 – Diagrama das treliças para linha de transmissão excitada por degrau de tensão..          | 88  |
| Figura 47 – Linha de interligação entre uma fonte e uma carga a uma distância $x$ .....              | 90  |
| Figura 48 – Circuito equivalente em $t_{0+}$ .....                                                   | 90  |
| Figura 49 – Circuito térmico equivalente para o estator .....                                        | 93  |
| Figura 50 – Circuito térmico equivalente para o estator (reduzido).....                              | 94  |
| Figura 51 – Circuito equivalente térmico do estator .....                                            | 98  |
| Figura 52 – Circuito equivalente térmico do estator .....                                            | 100 |
| Figura 53 – Modelo sistema motor + cabo + inversor no Matlab .....                                   | 111 |
| Figura 54 – Parâmetros de configuração do cabo.....                                                  | 111 |
| Figura 55 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 1 metro..              | 112 |
| Figura 56 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 10 metros .....        | 112 |
| Figura 57 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 15 metros .....        | 112 |

|                                                                                                                                             |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figura 58 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 25 metros .....                                               | 113 |
| Figura 59 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 50 metros. Tensão nos terminais do motor acima de 2 p.u. .... | 113 |
| Figura 60 – Diagrama de treliças simulado .....                                                                                             | 114 |
| Figura 61 – Temperatura $x$ equilíbrio .....                                                                                                | 120 |
| Figura 62 – Analisador de espectro .....                                                                                                    | 123 |

## LISTA DE GRÁFICOS

|                                                                                      |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Gráfico 1 – Motivos de paradas de motores elétricos de indução .....                 | 24  |
| Gráfico 2 – Perfil de temperatura para operação cíclica alcançando o equilíbrio..... | 109 |
| Gráfico 3 – Curva de utilização.....                                                 | 117 |

## LISTA DE QUADROS

|                                                                                             |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Quadro 1 – Classes de isolamento térmico materiais .....                                    | 47  |
| Quadro 2 – Método de redução das harmônicas.....                                            | 52  |
| Quadro 3 – Subsistemas de isolamento dos enrolamentos de um motor de indução .....          | 53  |
| Quadro 4 – Classe térmica do material isolante .....                                        | 56  |
| Quadro 5 – Efeito da temperatura ambiente na vida útil do isolamento dos enrolamentos ..... | 59  |
| Quadro 6 – Curva de utilização para a classe B .....                                        | 78  |
| Quadro 7 – Limites de Operação .....                                                        | 117 |

## **LISTA DE TABELAS**

|                                                                |     |
|----------------------------------------------------------------|-----|
| Tabela 1 – Sobretensões em função do comprimento do cabo ..... | 113 |
| Tabela 2 – Resultados do diagrama de treliças.....             | 114 |

## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas

CC – Corrente contínua

DC – Tensão Contínua

EASA – Electrical Apparatus Service Association.

FEA – Análise por elementos finitos

Fem – Força eletromotriz

IEC 60034-17 – Norma internacional

IEC – International Electrotechnical Commission

IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor

LT – Linhas de transmissão

NBR – Norma Brasileira

NBRs – Normas Brasileiras

NEMA – National Electrical Manufacturers Association

PWM – Pulse Width Modulation – Modulação por Largura de Impulso

PWM-ASD – Pulse Width Modulation – Adjustable Speed Drive

PWM-VSI – Sinusoidal Pulse Width Modulation – Voltage Source Inverters

SPWM – Sinusoidal Pulse Width Modulation

vmod – Onda triangular Portadora

vport – Onda senoidal Moduladora

VSI – Voltage Source Inverter – Inversor de Fonte de Tensão

## LISTA DE SÍMBOLOS

|            |                                               |
|------------|-----------------------------------------------|
| V/F        | Tensão/Frequência                             |
| $dv/dt$    | Taxa de variação da tensão em função do tempo |
| $N_s$      | Velocidade síncrona do motor                  |
| $f$        | Frequência rede                               |
| $p$        | Polos do motor                                |
| $s$        | Escorregamento                                |
| $n$        | Velocidade Nominal                            |
| $\lambda$  | Fator de sobrecarga momentânea                |
| $C_m$      | Conjugado máximo do motor                     |
| $C_n$      | Conjugado nominal                             |
| $\Delta t$ | Variação da temperatura                       |
| $t_m$      | Temperatura do Motor                          |
| $t_a$      | Temperatura ambiente                          |
| $\alpha$   | Vida útil do motor                            |
| A,B        | Constantes referentes à classe dos motores    |
| $T$        | Temperatura absoluta                          |
| $G$        | Coefficiente de reflexão                      |
| $Z_L$      | Impedância do motor                           |
| $z_o$      | Impedância do Cabo                            |
| $k$        | Constante ( $k = 1, 2, 3, n$ )                |

|                 |                                                                            |
|-----------------|----------------------------------------------------------------------------|
| $\frac{dv}{dt}$ | Variação da tensão em função do tempo                                      |
| $t_s$           | Tempo de subida do pulso                                                   |
| $l_c$           | Comprimento do Cabo                                                        |
| $v$             | Velocidade de propagação do pulso                                          |
| $tr$            | <i>Rise Time</i>                                                           |
| $\Delta v$      | Variação da tensão                                                         |
| $\Delta U$      | Tensão autoinduzida                                                        |
| p.u.            | Partes por unidade                                                         |
| $R_L$           | Resistência da carga                                                       |
| $R_G$           | Resistência interna                                                        |
| $\Gamma_L$      | Coefficiente de reflexão na carga                                          |
| $\sigma_L$      | Coefficiente de transmissão na carga                                       |
| $\Gamma_G$      | Coefficiente de reflexão no gerador                                        |
| $\sigma_G$      | Coefficiente de transmissão no gerador                                     |
| $V_G$           | Tensão nos terminais do gerador                                            |
| $\Delta V_G$    | Variação da tensão nos terminais do gerador                                |
| $\Delta V_L$    | Variação da tensão na carga                                                |
| $T_E$           | Temperatura do ponto mais quente do estator                                |
| $P_{C1}$        | Perdas no cobre do estator                                                 |
| $R_{IC}$        | Resistência à condução de calor do isolamento próprio dos condutores       |
| $R_{IR}$        | Resistência à condução de calor do isolamento entra as bobinas e a ranhura |
| $P_{MR}$        | Perdas magnéticas nos dentes do núcleo                                     |
| $R_N$           | Resistência do núcleo do estator à condução de calor                       |
| $P_M$           | Perdas magnéticas do núcleo do estator                                     |

|                   |                                                                                   |
|-------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|
| $R_{LN}$          | Resistência térmica devido às laminações do núcleo do estator                     |
| $R_C$             | Resistência térmica total da carcaça                                              |
| $T_C$             | Temperatura da superfície externa da carcaça                                      |
| $T_A$             | Temperatura do meio ambiente                                                      |
| $R_{EF}$          | Resistência térmica à condução de calor do entreferro                             |
| $P_{C2}$          | Perdas do rotor                                                                   |
| $T_I$             | Temperatura do ar interno                                                         |
| $R_{SC}$          | Resistência térmica à condução de calor dos suportes do rotor e tampas da carcaça |
| $\tau_N$          | Constante térmica de aquecimento                                                  |
| $m$               | Massa de cobre do estator (kg)                                                    |
| $c$               | Calor específico do cobre (J/Kg/°C)                                               |
| $B_n$             | Fator de dissipação de calor para condições nominais de ventilação (W/°C)         |
| $\theta_n$        | Temperatura do enrolamento do estator em regime nominal de funcionamento          |
| $\theta_{LIM}$    | Temperatura limite do isolamento dos condutores                                   |
| $\theta_{CLASSE}$ | Limite de temperatura em regime da classe de isolamento (°C)                      |
| $I_p$             | Corrente de partida do motor (A)                                                  |
| $I_N$             | Corrente nominal do motor (A)                                                     |
| $t_b$             | Tempo máximo de rotor bloqueado a quente (seg.)                                   |
| $P_{J1}$          | Perdas no enrolamento do estator (W)                                              |
| $P_{fe1}$         | Perdas no ferro do estator (W)                                                    |
| $\theta_{ee}$     | Elevação de temperatura média no enrolamento do estator (°C)                      |
| $\theta_{ne}$     | Elevação de temperatura média no núcleo do estator (°C)                           |
| $C_{ee}$          | Capacitância térmica do enrolamento do estator (J/°C)                             |

- $G_{ene}$  Condutância representando a transmissão de calor entre o enrolamento e o núcleo do estator (J/°C)
- $G_{ne}$  Condutância representando a transmissão de calor entre o núcleo e o meio ambiente (J/°C)
- $\Delta\theta_e$  Diferença de temperatura entre o ponto mais quente e a temperatura média do enrolamento do estator (°C)
- $P_{feN}$  Perdas totais no ferro (W)
- $\theta_{isol}$  Elevação de temperatura média admissível no enrolamento do estator (°C)
- $k_v$  Fator de correção
- $P_r$  Perdas no rotor do motor (W)
- $P_s$  Perdas no estator do motor (W)
- $\theta_r, \theta_s, \theta_f$  Elevação de temperatura média no rotor, estator e carcaça do motor (°C)
- $Cr, Cs, Cf$  Capacitância térmica do rotor, estator e carcaça do motor (J/°C)
- $R_{rs}$  Resistência da dificuldade da transmissão de calor entre o rotor e o estator ( $\Omega$ )
- $R_{sf}$  Resistência da dificuldade de transmissão de calor entre o estator e a carcaça ( $\Omega$ )
- $R_{fa}$  Resistência para representar a dificuldade da transmissão de calor entre a carcaça e o ambiente ( $\Omega$ )
- $I_{inversor}$  Índice de qualidade de energia fornecida pelo inversor
- $I_{cabo}$  Índice de qualidade do cabo
- $I_{motor}$  Índice de qualidade do motor
- $K_R$  Coeficiente de reflexão
- $Z_m$  Impedância de entrada do motor
- $Z_C$  Impedância do cabo
- $V_I$  Tensão incidente
- $V_R$  Tensão refletida
- $V_P$  Tensão resultante nos terminais do motor

|             |                                                                  |
|-------------|------------------------------------------------------------------|
| $P_J$       | Perdas no estator (W)                                            |
| $C$         | Capacidade térmica do enrolamento do estator (W/s/°C)            |
| $A$         | Fator de transmissão de calor (W/°C)                             |
| $\tau$      | Elevação de temperatura (°C)                                     |
| $t$         | Tempo (s)                                                        |
| $t_o$       | Elevação inicial de temperatura (°C)                             |
| $T_A$       | Constante de tempo de aquecimento (s)                            |
| $\tau_p$    | Elevação da temperatura ao final do processo de partida (°C)     |
| $\tau_t$    | Elevação de temperatura ao final da operação em regime (°C)      |
| $\tau_{fR}$ | Elevação de temperatura ao final do processo de frenagem (°C)    |
| $t_p$       | Tempo de partida (s)                                             |
| $t_t$       | Tempo de operação em regime (s)                                  |
| $t_{fR}$    | Tempo de frenagem elétrica (s)                                   |
| $t_d$       | Tempo de permanência desligado (s)                               |
| $R, L, C$   | Elementos resistivos, indutivos e capacitivos ( $\Omega, H, F$ ) |

## SUMÁRIO

|                                                                                             |           |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1 INTRODUÇÃO .....</b>                                                                   | <b>23</b> |
| 1.1 JUSTIFICATIVA.....                                                                      | 24        |
| 1.2 OBJETIVOS .....                                                                         | 25        |
| <b>1.2.1 Objetivos gerais .....</b>                                                         | <b>25</b> |
| <b>1.2.2 Objetivo específico .....</b>                                                      | <b>25</b> |
| 1.3 DELIMITAÇÃO DO TRABALHO .....                                                           | 25        |
| 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....                                                            | 27        |
| <b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....</b>                                                         | <b>28</b> |
| 2.1 INVERSOR DE FREQUÊNCIA .....                                                            | 28        |
| <b>2.1.1 Unidade de potência.....</b>                                                       | <b>28</b> |
| <b>2.1.2 Unidade de controle .....</b>                                                      | <b>32</b> |
| <b>2.1.3 Métodos de controle dos inversores de frequência.....</b>                          | <b>33</b> |
| 2.2 MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO .....                                                      | 37        |
| <b>2.2.1 Motor de indução trifásico .....</b>                                               | <b>38</b> |
| <b>2.2.2 Princípio de funcionamento do motor de indução .....</b>                           | <b>40</b> |
| <b>2.2.3 Velocidade síncrona .....</b>                                                      | <b>43</b> |
| <b>2.2.4 Escorregamento.....</b>                                                            | <b>43</b> |
| <b>2.2.5 Velocidade nominal.....</b>                                                        | <b>44</b> |
| <b>2.2.6 Materiais e sistemas de isolamento.....</b>                                        | <b>44</b> |
| 2.3 FATORES QUE CONTRIBUEM PARA O SURGIMENTO DE SOBRETENSÕES<br>NOS TERMINAIS DO MOTOR..... | 49        |
| <b>2.3.1 Harmônicos produzidos pelo chaveamento .....</b>                                   | <b>51</b> |
| <b>2.3.2 Harmônicas que afetam o desempenho do motor .....</b>                              | <b>51</b> |
| <b>2.3.3 Considerações normativas sobre as harmônicas na saída do inversor .....</b>        | <b>53</b> |
| 2.4 SISTEMAS DE ISOLAMENTO DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DOS<br>MOTORES DE INDUÇÃO.....      | 53        |
| <b>2.4.1 Causas das avarias nos enrolamentos estatóricos .....</b>                          | <b>55</b> |
| <b>2.4.2 Envelhecimento do isolamento dos enrolamentos.....</b>                             | <b>56</b> |
| <b>2.4.3 Sobrecarga térmica sobre motores de indução .....</b>                              | <b>57</b> |
| <b>2.4.4 Esforços dielétricos.....</b>                                                      | <b>59</b> |
| <b>2.4.5 Descargas parciais.....</b>                                                        | <b>59</b> |
| <b>2.4.6 Fenômenos transitórios na tensão de alimentação.....</b>                           | <b>60</b> |

|                                                                                                                                   |            |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 2.4.7 Efeito do tempo de subida do pulso ( <i>Rise Time</i> ) e a alta taxa de variação da tensão em função do tempo (dv/dt)..... | 62         |
| 2.4.8 Cálculo da taxa de variação da tensão em função do tempo (dv/dt) pelo critério NEMA .....                                   | 63         |
| 2.4.9 Cálculo da taxa de variação da tensão em função do tempo (dv/dt) pelo critério IEC .....                                    | 64         |
| 2.5 FENÔMENO REFERENTE AO COMPRIMENTO DO CABO.....                                                                                | 65         |
| 2.5.1 Reflexão das ondas incidentes.....                                                                                          | 66         |
| 2.5.2 <i>Overshoot</i> na entrada do motor devido à indutância do cabo.....                                                       | 66         |
| <b>3 ESTADO DA ARTE.....</b>                                                                                                      | <b>68</b>  |
| <b>4 METODOLOGIA.....</b>                                                                                                         | <b>74</b>  |
| 4.1 DIMENSIONAMENTO DO INVERSOR .....                                                                                             | 76         |
| 4.2 ANÁLISE DO FENÔMENO DE ONDAS REFLETIDAS.....                                                                                  | 78         |
| 4.2.1 Diagrama de treliças .....                                                                                                  | 87         |
| 4.2.2 Desenhando o diagrama das treliças .....                                                                                    | 88         |
| 4.3 MODELAGEM TÉRMICA DO MOTOR DE INDUÇÃO.....                                                                                    | 91         |
| 4.3.1 Modelo térmico do motor de indução.....                                                                                     | 92         |
| 4.3.2 Determinação da constante de tempo térmica do motor .....                                                                   | 95         |
| 4.3.3 Influência da temperatura do núcleo do estator na temperatura do enrolamento do estator .....                               | 97         |
| 4.3.4 Influência da temperatura da carcaça e do rotor na temperatura do enrolamento do estator .....                              | 100        |
| 4.3.5 Cálculos da temperatura nos enrolamentos do estator .....                                                                   | 101        |
| 4.4 QUALIDADE DA ENERGIA FORNECIDA AOS TERMINAIS DOS MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO .....                                           | 103        |
| 4.4.1 Índice de qualidade fornecida pelo inversor.....                                                                            | 105        |
| 4.4.2 Índice de qualidade cabo ( $I_{cabo}$ ) .....                                                                               | 105        |
| 4.4.3 Índice de qualidade no motor .....                                                                                          | 107        |
| <b>5 RESULTADOS .....</b>                                                                                                         | <b>111</b> |
| 5.1 CÁLCULO DO ÍNDICE DE QUALIDADE PROPOSTO PARA O SISTEMA INVERSOR, CABO, MOTOR .....                                            | 116        |
| <b>6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....</b>                                                                                       | <b>122</b> |
| <b>REFERÊNCIAS .....</b>                                                                                                          | <b>124</b> |

|                                                                                     |            |
|-------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>ANEXO 1 – DANOS EM ENROLAMENTOS DE MOTORES TRIFÁSICOS .....</b>                  | <b>129</b> |
| <b>ANEXO 2 – ENROLAMENTO DE MOTOR ELÉTRICO DE INDUÇÃO TRIFÁSICO-QUEIMADO .....</b>  | <b>130</b> |
| <b>APÊNDICE 1 – ARTIGO “TÉCNICA PARA ANÁLISE DE ESPECTRO DE UM SINAL PWM” .....</b> | <b>131</b> |

## 1 INTRODUÇÃO

Há mais de um século, o motor de indução tem sido utilizado em todo o mundo devido à sua simplicidade, robustez, confiabilidade, rendimento e baixo custo. O motor de indução trifásico, em particular com rotor em gaiola de esquilo, constitui o tipo de motor mais usado na indústria. No entanto, ao longo das últimas décadas, as necessidades da indústria em variar a velocidade e o binário desenvolvido pelos motores elétricos em determinados processos industriais, de forma a eliminar componentes mecânicos como embreagens e caixas redutoras, associadas ao advento do desenvolvimento da indústria de semicondutores de potência e processadores digitais de sinal, propiciaram o uso em larga escala do motor de indução trifásico alimentado por dispositivos eletrônicos variadores de velocidade, comercialmente conhecido de forma mais ampla como inversores de frequência (VAS, 1998; BEZESKY; KREITZER, 2001). Em todo este trabalho será utilizado a expressão “inversor de frequência” ou simplesmente o termo “inversor” para referenciar esses dispositivos.

A utilização de inversores de frequência como fonte de alimentação de motores em grande parte dos acionamentos elétricos veio acompanhada de fenômenos indesejáveis, tais como sobretensão nos terminais dos motores, circulação de correntes de modo comum e problemas de interferência eletromagnética. Apesar da grande confiabilidade dos motores de indução trifásicos, estes também se encontram sujeitos ao aparecimento de avarias. Estudos estatísticos realizados por diversas entidades revelam que cerca de 35%-40% do número total de avarias que ocorrem num motor de indução trifásico estão associadas ao estator do motor (ALBRECHT *et al.*, 1987; THORSEN; DALVA, 1998). As avarias relativas ao estator ocorrem nos enrolamentos, e 51% das avarias estão relacionadas aos rolamentos (THORSEN; DALVA, 1998).

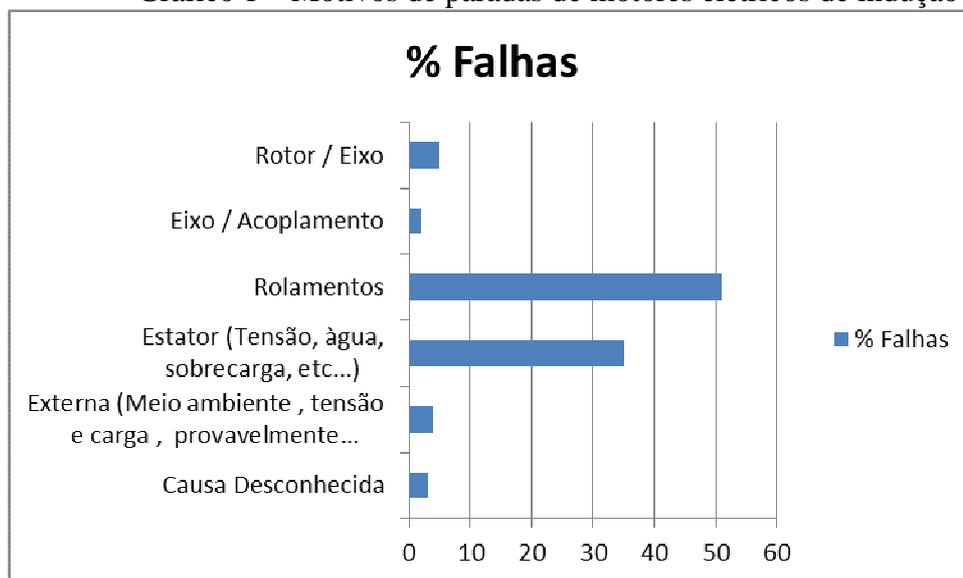
Atualmente, os inversores de frequência têm sido cada vez mais utilizados, o que tornou ainda mais frequente o estudo desse tipo de avaria nas duas últimas décadas. Os enrolamentos do estator do motor ficam sujeitos, em cada segundo, a milhares de impulsos de tensão com tempos de subida extremamente curtos (FENGER; CAMPBELL; PEDERSEN, 2003). Esses impulsos de tensão produzem uma degradação mais acelerada e eventual falha do sistema de isolamento dos enrolamentos, tanto em motores de baixa tensão (< 1000 V) como em motores de média tensão (6 kV).

Por outro lado, é pertinente referir ainda que, de acordo com alguns casos práticos documentados na literatura, os efeitos destrutivos de uma avaria inicialmente localizada nos

enrolamentos estáticos propiciam a propagação dela ao circuito magnético do motor, o que gera um aumento significativo do custo de reparação do mesmo.

Um estudo da *Electrical Apparatus Service Association* (EASA) afirma que 51% das falhas em motores elétricos podem ou estão diretamente relacionadas aos rolamentos. O Gráfico 1, na sequência, foi elaborado com dados extraídos da EASA (2003) e demonstra ser os rolamentos, dentre um conjunto de falhas, a principal causa de falhas em motores assíncronos.

Gráfico 1 – Motivos de paradas de motores elétricos de indução



Fonte: Elaborado pelo autor (2016), com base em EASA (2003).

Os custos de manutenção correspondem à parte principal dos custos operacionais das plantas industriais de manufatura e de produção, podendo, dependendo da indústria, representar entre 15% a 30% do custo dos bens produzidos (ALMEIDA, 2000). Há também outra característica determinante que é a grande distância entre os centros de controle e o local de instalação dos motores, além do uso de cabos longos que se comportam como linhas de transmissão diante dos pulsos de saída do inversor.

## 1.1 JUSTIFICATIVA

Falhas em motores elétricos de indução geralmente provocam o colapso de todo o sistema de acionamento no qual estão inseridos. Para a indústria, evitar a paralisação da produção por falhas nesses componentes significa maior índice de disponibilidade da linha de produção, além de redução nos custos de manutenção, considerando que atuar em condições

de emergência é sempre mais oneroso que de forma programada. Isso reforça a importância de se determinar a causa principal da falha, pois, se um motor falhar e a causa não for determinada, fatalmente outro motor, com as mesmas características e operando na mesma condição, também falhará, sendo novo ou não. No entanto, avaliar a qualidade de energia que alimenta os motores elétricos de indução não é uma tarefa fácil, tendo em vista que a fonte que alimenta os motores elétricos é do tipo PWM (largura de pulsos modulada). Os equipamentos que atualmente efetuam esse tipo de medição (qualímetros) são deficientes na leitura de parâmetros de tempo-frequência.

## 1.2 OBJETIVOS

### 1.2.1 Objetivos gerais

Este trabalho apresenta os seguintes objetivos gerais:

- Dissertar sobre os fatores que influenciam a queima de motores elétricos de indução alimentados por inversores de frequência.
- Analisar os fenômenos como: transitórios de modo comum, sobretensão nos terminais de alimentação dos motores, causa e efeito das ondas refletidas, amplificação harmônica, comportamento do cabo de interligação entre a fonte de tensão e o motor e falhas em rolamentos, além de estudos sobre a isolação interna do motor e dos enrolamentos.

### 1.2.2 Objetivo específico

Elaborar uma proposta de um novo índice de qualidade de energia para esse tipo de sistema, relacionado à vida útil dos motores elétricos de indução, fornecendo dados para que seja possível construir um equipamento que seja capaz de calcular esse índice.

## 1.3 DELIMITAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho propõe o estudo sobre a queima dos motores elétricos de indução alimentados por inversores de frequência, sobretudo com uma análise térmica do motor elétrico de indução de rotor tipo gaiola, levando em consideração suas características físicas, elétricas e mecânicas. Os resultados obtidos por diversos autores, nessa linha de pesquisa,

contemplam modelos térmicos satisfatórios para uma análise do sistema de isolamento de motores elétricos de indução, sobretudo uma análise sobre alguns critérios de avaliação do sistema isolante. Os métodos empregados definem que, na maioria dos casos, o sistema térmico dos motores elétricos de indução diz respeito ao material isolante utilizado, no entanto o conjunto térmico de um motor elétrico de indução é formado por vários módulos que compõem sua estrutura física, sendo definido como temperatura interna do motor um somatório desses diversos módulos. Os modelos normalmente utilizados para análise do sistema de isolamento são:

- a) *Motor como um corpo homogêneo* – Esse modelo é o mais simples, e os resultados são os menos confiáveis, pois consiste em considerar um motor elétrico de indução como um corpo homogêneo, submetido a uma única fonte de calor. Ele não permite identificar o ponto mais quente do enrolamento ou a distribuição da temperatura no seu interior.
- b) *Modelo de parâmetros concentrados* – O modelo se baseia na semelhança entre a Lei de Ohm e a Lei de Fourier. Para a condução de calor, a precisão dos resultados depende da disponibilidade dos dados de projeto e ensaios do motor para que possa ser construído um circuito térmico equivalente mais complexo, em que cada parte do motor é representada por uma fonte de calor.
- c) *Modelo de parâmetros distribuídos* – Com elevado nível de complexidade, esse modelo permite obter a distribuição de temperaturas em todas as partes do motor elétrico, entretanto, para sua solução, pode ser utilizado o método dos elementos finitos, além de vários dados do projeto que normalmente não são fornecidos pelos fabricantes.

O comportamento térmico será estimado através do modelo de parâmetros concentrados e do circuito equivalente do motor; da análise do fluxo de calor nas principais condições de operação; e da influência da variação de velocidade. Portanto, o modelo de parâmetros concentrados que representa os pontos críticos foi o método escolhido neste trabalho para uma adequada avaliação do comportamento térmico de um motor acionando uma determinada carga. Fatores mecânicos como desgaste dos rolamentos sob a influência das correntes de fuga também serão abordadas.

## 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O capítulo 1 apresenta os objetivos geral e específicos desta dissertação, bem como a justificativa que motivou sua construção.

O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica, em que serão apresentados os fenômenos presentes no sistema inversor-cabo-motor gerados pela alta taxa de variação da tensão em função do tempo ( $dv/dt$ ), nos terminais dos motores alimentados por inversores PWM-VSI (inversores de tensão imposta com modulação por largura de pulso), e as altas frequências de chaveamento dos transistores de potência (IGBTs). Além disso, mostrará a influência do comprimento do cabo que interliga o inversor ao motor, as principais topologias de mitigação que atuam sobre os fatores preponderantes associados às sobretensões (modo diferencial) e a circulação de correntes de modo comum.

A revisão ao estado da arte, em que trabalhos de pesquisa que serviram como base para o desenvolvimento deste trabalho são apresentados, será abordada no terceiro capítulo.

O capítulo 4 apresenta a metodologia utilizada para análise do fenômeno de sobretensão sobre os terminais dos motores elétricos de indução alimentados por dispositivos variadores de velocidade.

O quinto capítulo apresenta alguns resultados simulados de resposta em frequência do cabo e do motor, a simulação dos índices de qualidade propostos, assim como o procedimento adotado para previsão dos pulsos de sobretensão.

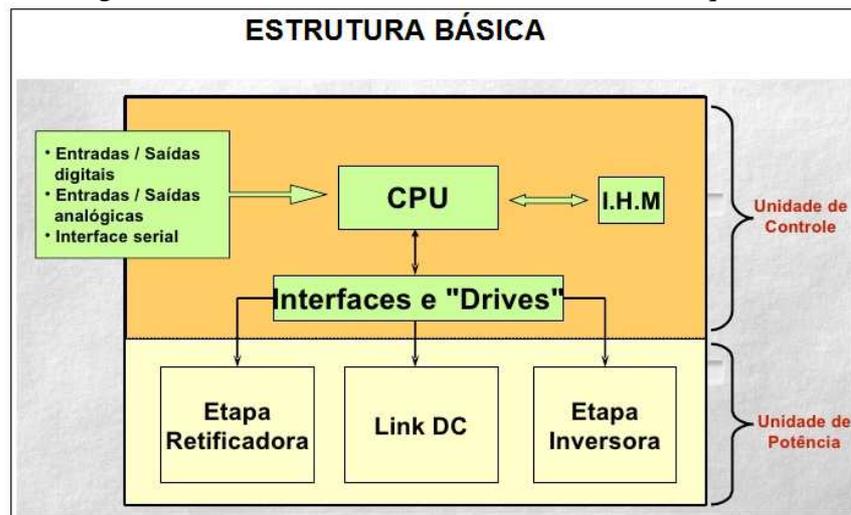
As considerações finais referentes aos estudos realizados são apresentadas no capítulo 6, bem como sugestões para trabalhos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

O inversor de frequência é um dispositivo eletrônico que transforma corrente elétrica alternada (corrente e tensão) em corrente elétrica CA variável, com um link intermediário DC, controlando a potência consumida pela carga através da variação da frequência entregue pela rede. É bastante utilizado no acionamento de motores de indução, pois permite um bom ajuste sobre a amplitude de tensão e frequência de alimentação do motor, visando ao controle de sua velocidade e torque mecânico. Normalmente, o inversor de frequência tipo fonte de tensão possui a estrutura mostrada na Figura 1, para aplicações de potência elevada com alimentação pela rede elétrica convencional.

Figura 1 – Estrutura básica de um inversor de frequência

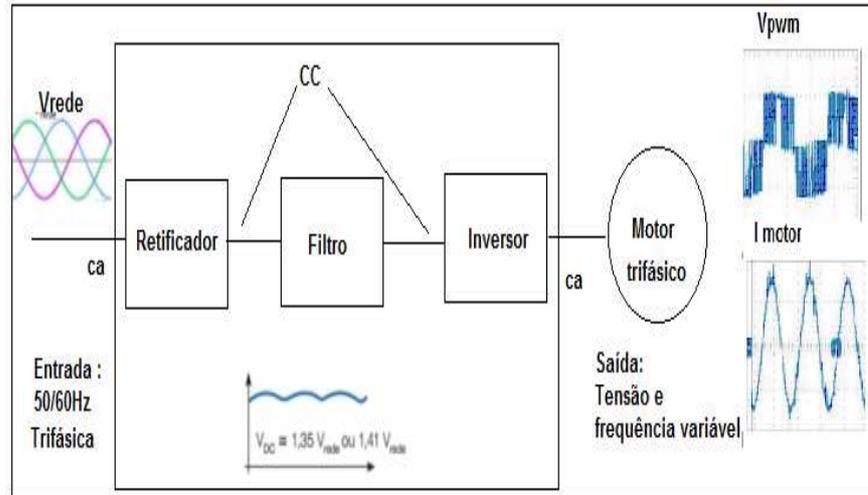


Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

#### 2.1.1 Unidade de potência

Na unidade de potência, o primeiro estágio, formado por diodos ou tiristores, é caracterizado por uma ponte retificadora, a fim de transformar a tensão alternada da rede em uma tensão contínua. A segunda etapa é denominada barramento CC ou link DC. Na etapa inversora, o sinal CC é modificado para se tornar, outra vez, um sinal alternado, porém com frequência e nível de tensão ajustados à necessidade da aplicação, conforme mostra a Figura 2, a seguir.

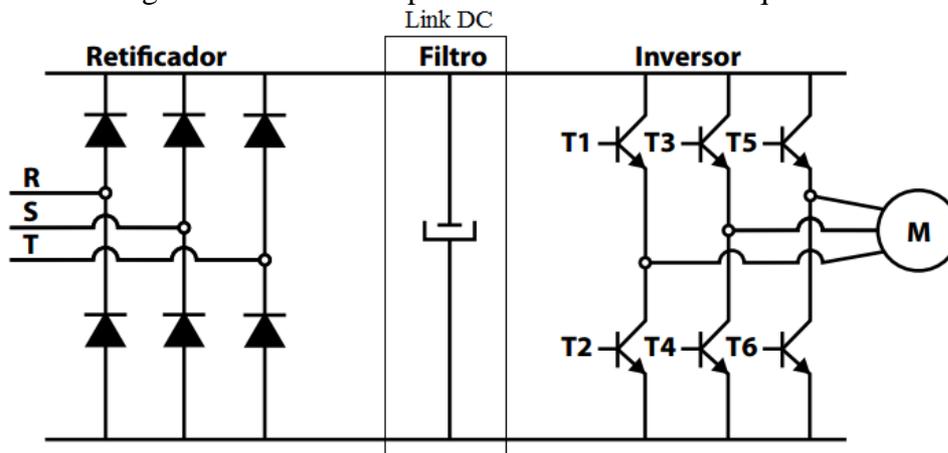
Figura 2 – Diagrama em blocos do inversor



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

O inversor trifásico é constituído por três “ramos”, onde cada um tem suas extremidades conectadas aos pontos positivo e negativo do barramento CC, e é composto por duas chaves semicondutoras. A ordem de fechamento e de abertura das chaves possibilita a variação da polaridade da tensão de saída, criando um sinal alternado a partir da tensão contínua conduzindo juntas durante mudanças de estado, podendo provocar um curto-circuito ao sistema. Devido a isso, é acrescentado propositalmente um tempo de atraso para a chave entrar em condução. Esse atraso é denominado tempo morto e permite a implementação prática do inversor do tipo *VSI* (*Voltage Source Inverter*) sem que haja o risco de curto-circuito de um ramo durante as comutações (Figura 3).

Figura 3 – Circuito de potência do inversor de frequência

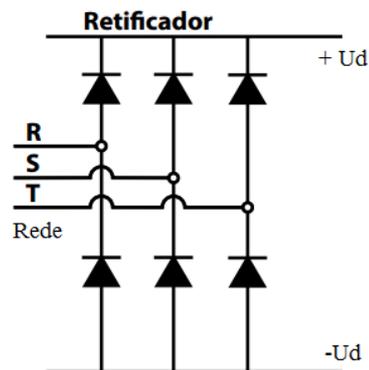


Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

### 2.1.1.1 Retificador

Retificador é uma ponte não controlada na entrada, que pode ser monofásica ou trifásica dependendo do modelo do inversor (Figura 4).

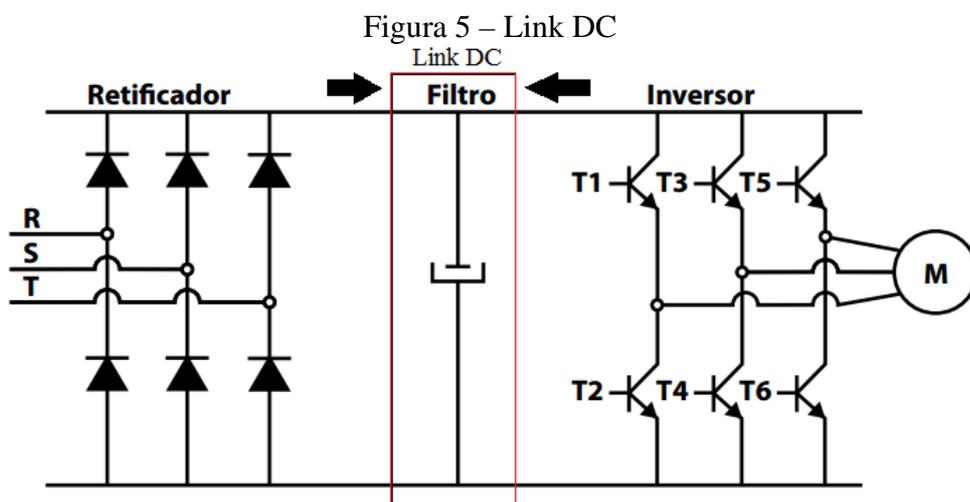
Figura 4 – Circuito retificador



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

### 2.1.1.2 Link DC

A segunda etapa, denominada barramento CC ou link DC, é composta por um capacitor e tem a função de reduzir o *ripple* de tensão do barramento CC e fornecer energia ao estágio inversor (Figura 5).

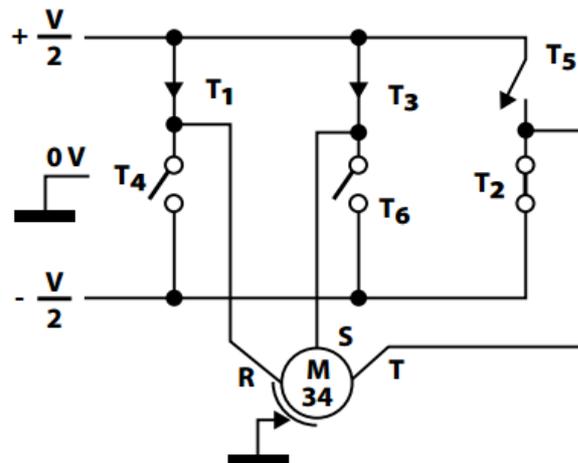


Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

### 2.1.1.3 Etapa inversora

Os transistores operam como chaves, transformam o nível de tensão CC do link em uma tensão alternada para que a mesma seja aplicada ao motor (Figura 6).

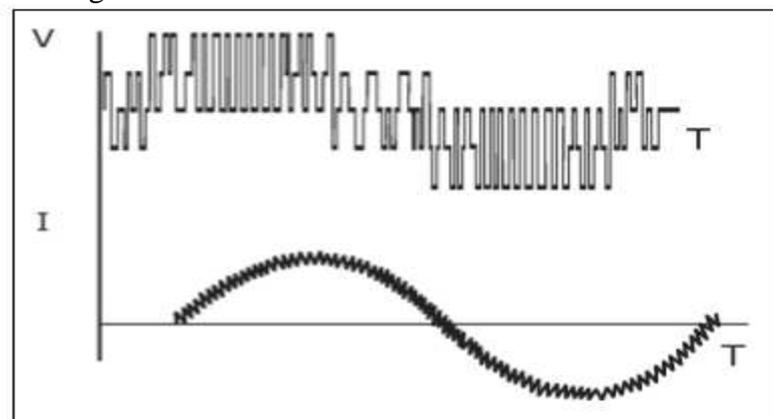
Figura 6 – Chaveamento etapa inversora



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

A Figura 7, a seguir, mostra o padrão de chaveamento da tensão e a corrente resultante numa fase do motor, quando utilizada a técnica PWM para comando dos transistores de potência.

Figura 7 – Padrão de chaveamento tensão e corrente



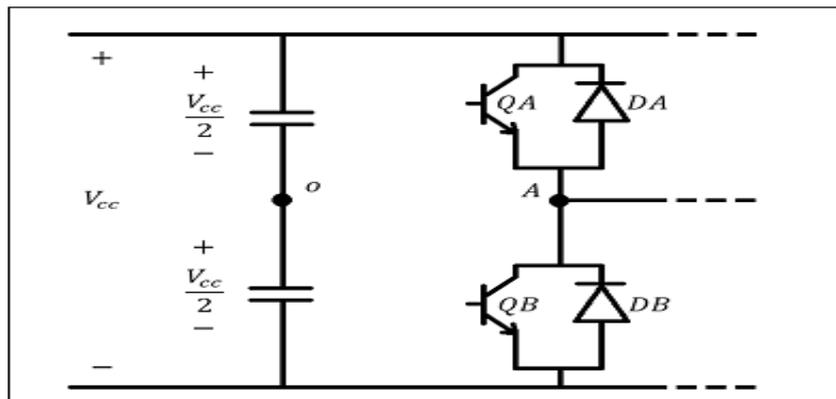
Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

## 2.1.2 Unidade de controle

### 2.1.2.1 Modulação senoidal

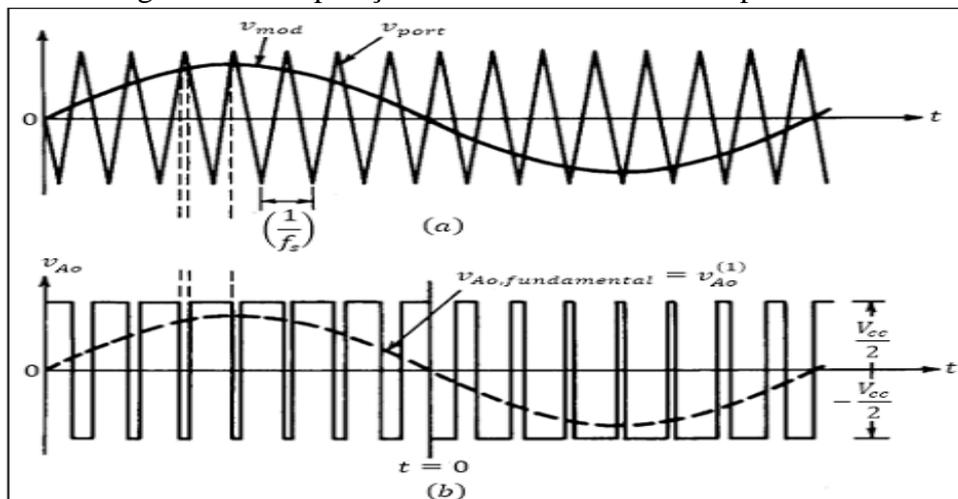
O PWM-VSI é a técnica mais adotada atualmente nas indústrias para o controle de inversores. Essa técnica consiste na variação da largura dos pulsos, o que é possível a partir da comparação de dois sinais: uma onda triangular, denominada portadora ( $v_{port}$ ), e uma onda senoidal, denominada moduladora ( $v_{mod}$ ). Cada fase possui sua própria onda moduladora, sendo as moduladoras de fases distintas defasadas de  $120^\circ$  elétricos entre si. Para o circuito da Figura 8, na sequência, é mostrado o circuito de referência para um ramo do inversor. O resultado de comparação dos sinais para uma única fase é ilustrado na Figura 9.

Figura 8 – Circuito de referência do ramo inversor



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Figura 9 – Comparação das ondas moduladora e portadora



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

- (a) Tensão de fase
- (b) Tensão de saída

### 2.1.3 Métodos de controle dos inversores de frequência

#### 2.1.3.1 Controle escalar

O funcionamento dos inversores de frequência com controle escalar está baseado numa estratégia de comando chamada “V/F constante”, que mantém o torque do motor constante, igual ao nominal, para qualquer velocidade de funcionamento do motor. O estator do motor de indução possui um bobinado trifásico que tem dois parâmetros que definem suas características. Um deles é a sua resistência ôhmica  $R$  [Ohm], e o outro é a sua indutância  $L$  [Henry]. A resistência depende do tipo de material (cobre) e do comprimento do fio com o qual é realizado o bobinado. Já a indutância depende fundamentalmente da geometria (forma) do bobinado e da interação com o rotor.

Fazendo uma análise muito simplificada, é possível dizer que a corrente que circulará pelo estator do motor será proporcional ao valor da resistência  $R$  e ao valor da reatância Indutiva  $X_L$ , que é dependente da indutância  $L$  e da frequência  $f$ .

Assim:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad [\Omega] \quad (2.1)$$

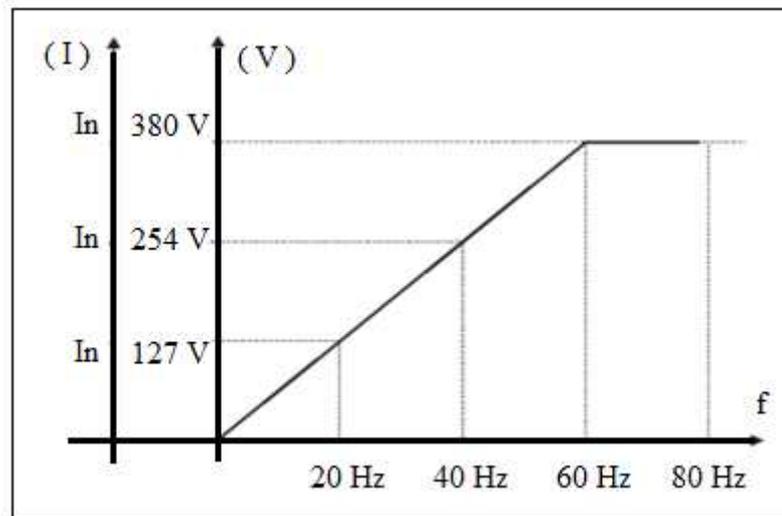
e

$$I = V / (R^2 + X_L^2)^{\frac{1}{2}} \quad [A] \quad (2.2)$$

Para valores de frequência acima de 30 Hz, o valor da resistência é muito pequeno quando comparado com o valor da reatância indutiva, por isso, nessa aproximação e para um método de controle simples como o escalar, é possível desprezá-lo. Assim, tem-se que o valor da corrente será proporcional à tensão de alimentação  $V$ , à indutância  $L$  e à frequência  $f$ . O valor de indutância  $L$  é uma constante do motor, mas a tensão e a frequência são dois parâmetros que podem ser “controlados” pelo inversor de frequência. Se para variar a velocidade do motor de indução é necessário variar a frequência da tensão de alimentação, a estratégia de controle “V/F constante” varia a tensão proporcionalmente com a variação da frequência de alimentação (e da reatância indutiva) do motor, para obter no estator uma corrente constante da ordem da corrente nominal do motor, como mostra a equação (2.3) e a Figura 10, na sequência.

$$I = V / f = Cte \quad (2.3)$$

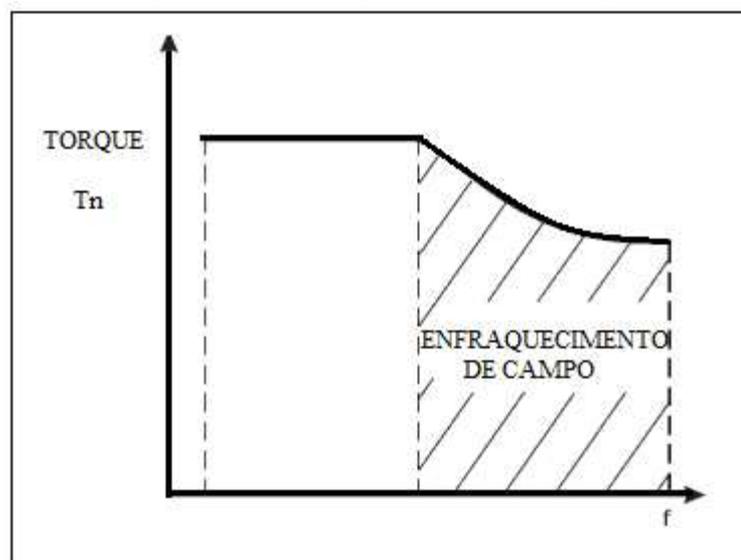
Figura 10 – Ilustração gráfica do controle escalar



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Como se pode observar na Figura 10, acima de 60 Hz a tensão não pode continuar subindo, pois já foi atingida a tensão máxima (tensão da rede). A partir desse ponto, a corrente e, conseqüentemente, o torque do motor diminuirão. Essa região (acima dos 60 Hz no exemplo) é conhecida como região de enfraquecimento de campo. A Figura 11, a seguir, mostra o gráfico do torque em função da frequência onde fica em evidência esse comportamento.

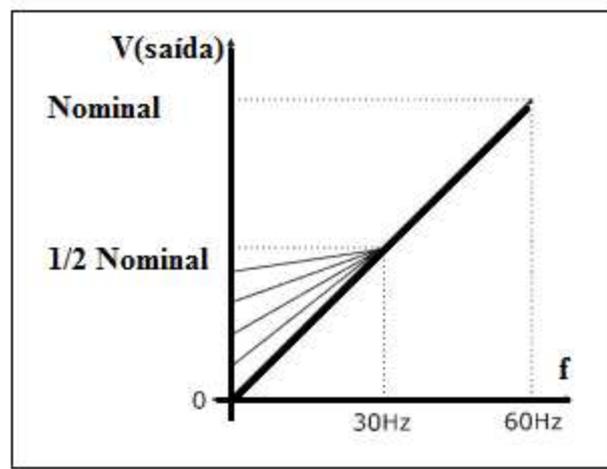
Figura 11 – Enfraquecimento do campo



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Para frequências abaixo de 30 Hz, o termo correspondente à resistência R do estator, que foi desprezado anteriormente, começa a ter influência no cálculo da corrente. É assim que, para baixas frequências, mantendo-se a proporcionalidade entre a frequência e a tensão, a corrente e, conseqüentemente, o torque do motor diminuem bastante. Para que isso seja evitado, a tensão do estator em baixas frequências deve ser aumentada, através de um método chamado de compensação I x R, conforme Figura 12, a seguir.

Figura 12 – Método de compensação I x R



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Dessa forma, deduz-se que o controle escalar em inversores de frequência é utilizado em aplicações normais que não requerem elevada dinâmica (grandes acelerações e frenagens), nem elevada precisão, nem controle de torque. Um inversor com controle escalar pode controlar a velocidade de rotação do motor com uma precisão de até 0,5% da rotação nominal para sistemas sem variação de carga, e de 3% a 5% com variação de carga de 0 a 100% do torque nominal. Pelo princípio de funcionamento e aplicação, são utilizados, na maioria das vezes, motores de indução convencionais sem nenhum sistema de realimentação de velocidade (taco gerador de pulsos acoplado ao motor) em malha fechada.

A faixa de variação de velocidade é pequena e da ordem de 1:10 (Ex.: 6 a 60 Hz). Com essas características, o inversor de frequência escalar é o mais utilizado em sistemas que não requerem alto desempenho. Este apresenta também um custo relativo menor quando comparado com outros tipos de inversores mais sofisticados, como, por exemplo, o inversor com controle vetorial (WEG, 2004).

### 2.1.3.2 Controle vetorial

Em aplicações em que se faz necessária uma alta performance dinâmica, respostas rápidas e alta precisão de regulação de velocidade, o motor elétrico deverá fornecer essencialmente um controle preciso de torque para uma faixa extensa de condições de operação. Para tais aplicações, os acionamentos de corrente contínua sempre representaram uma solução ideal, pois a proporcionalidade da corrente de armadura, do fluxo e do torque em um motor de corrente contínua proporcionam um meio direto para seu controle. Contudo, a busca por avanços tecnológicos significativos tem diminuído essa hegemonia e, gradativamente, estão aparecendo opções de novas alternativas, como o uso de acionamentos em corrente alternada do tipo controle vetorial.

O inversor com controle vetorial apresenta as seguintes vantagens:

- Elevada precisão de regulação de velocidade.
- Alta performance dinâmica.
- Controle de torque linear para aplicações de posição ou de tração.
- Operação suave em baixa velocidade e sem oscilações de torque, mesmo com variação de carga.

No motor de indução, a corrente do estator é responsável por gerar o fluxo de magnetização e o fluxo de torque, não permitindo obter um controle direto do torque. Basicamente, o circuito de potência do inversor de frequência vetorial não é diferente de um inversor de frequência  $v/f$ , sendo composto dos mesmos blocos funcionais. No inversor  $v/f$ , a referência de velocidade é usada como sinal para gerar os parâmetros tensão/frequência variável e disparar os transistores de potência. Já o inversor vetorial calcula a corrente necessária para produzir o torque requerido pela máquina, calculando a corrente do estator e a corrente de magnetização. Um vetor é uma representação matemática de uma grandeza física que possui magnitude e direção, como, por exemplo, a representação vetorial de uma força ou uma corrente elétrica.

Os inversores vetoriais recebem este nome porque:

1. A corrente que circula no bobinado estatórico de um motor de indução pode ser separada em duas componentes:  $I_d$ , ou corrente de magnetização (produtora de fluxo), e  $I_q$ , ou corrente produtora de torque.
2. A corrente total é a soma vetorial dessas duas componentes.
3. O torque produzido no motor é proporcional ao “produto vetorial” das duas componentes.

4. A qualidade com a qual esses componentes são identificadas e controladas define o nível de desempenho do inversor.

Para calcular essas correntes, é necessário resolver em “tempo real” uma equação que representa matematicamente o comportamento do motor de indução (modelo matemático do motor). Tempo real significa que esse cálculo tem que ser feito muitas vezes por segundo, tantas vezes quanto necessário para poder controlar o motor. É por isso que esse tipo de controle requer microprocessadores muito potentes que realizam milhares de operações matemáticas por segundo. Para resolver essa equação, é necessário conhecer ou calcular os seguintes parâmetros do motor:

- Resistência do estator.
- Resistência do rotor.
- Indutância do estator.
- Indutância do rotor.
- Indutância de magnetização.
- Curva de saturação.

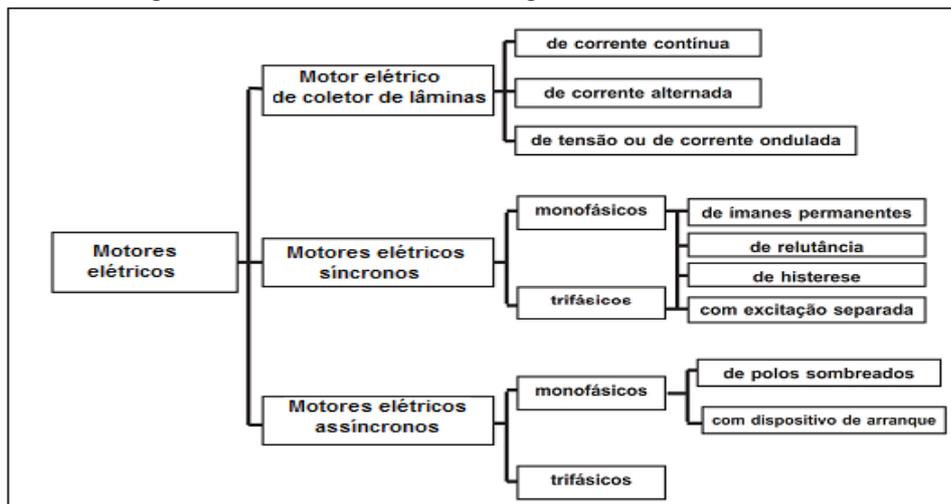
O controle vetorial representa um avanço tecnológico significativo, aliando as performances dinâmicas de um acionamento CC e as vantagens de um motor CA. Porém, em alguns sistemas que utilizam controle vetorial, é necessário o uso de um encoder (taco gerador de pulsos) acoplado ao motor, para que se tenha uma melhor dinâmica, o que torna o motor especial. Sendo assim, é possível afirmar que existem dois tipos de implementação de inversores vetoriais: o inversor “sensorless” (sem sensores) e o inversor com realimentação por encoder (controle orientado pelo campo). O inversor com realimentação por encoder é capaz de controlar a velocidade e o torque no motor, pois calcula as duas componentes da corrente do motor. Esse tipo de inversor consegue excelentes características de regulação e resposta dinâmica.

## 2.2 MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO

Motor elétrico é a máquina destinada a transformar energia elétrica em energia mecânica. O motor de indução é o mais usado de todos os tipos de motores, pois combina as vantagens da utilização de energia elétrica – baixo custo, facilidade de transporte, limpeza, simplicidade de comando – com sua construção simples e grande versatilidade de adaptação às cargas dos mais diversos tipos e melhores rendimentos. Os tipos mais comuns de motores elétricos são (GUEDES, 1993):

- *Motores de corrente contínua* – São motores de custo mais elevado e precisam de uma fonte de corrente contínua, ou de um dispositivo que converta a corrente alternada comum em contínua. Podem funcionar com velocidade ajustável entre amplos limites e se prestam a controles de grande flexibilidade e precisão. Por isso, seu uso é restrito a casos especiais em que essas exigências compensam o custo muito mais alto da instalação e da manutenção.
- *Motores de corrente alternada* – São os mais utilizados, porque a distribuição de energia elétrica é feita normalmente em corrente alternada. Os principais tipos são:
  - *Motor síncrono* – Funciona com velocidade fixa, ou seja, sem interferência do escorregamento; utilizado normalmente para grandes potências (devido ao seu alto custo em tamanhos menores).
  - *Motor de indução* – Funciona normalmente com uma velocidade constante, que varia ligeiramente com a carga mecânica aplicada ao eixo. Devido a sua grande simplicidade, robustez e baixo custo, é o motor mais utilizado de todos, sendo adequado para quase todos os tipos de máquinas acionadas, encontradas na prática. Atualmente, é possível o controle da velocidade dos motores de indução com o auxílio de inversores de frequência.

Figura 13 – O universo tecnológico de motores elétricos



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Karavasalis (2008).

### 2.2.1 Motor de indução trifásico

O motor de indução trifásico (Figura 14) é composto fundamentalmente de duas partes: estator e rotor.

O estator é constituído por:

- *Carcaça* – é a estrutura suporte do conjunto de construção robusta em ferro fundido, aço ou alumínio injetado, resistente à corrosão e normalmente com aletas.
- *Núcleo de chapas* – as chapas são de aço magnético.
- *Enrolamento trifásico* – três conjuntos iguais de bobinas, uma para cada fase, formando um sistema trifásico equilibrado ligado à rede trifásica de alimentação.

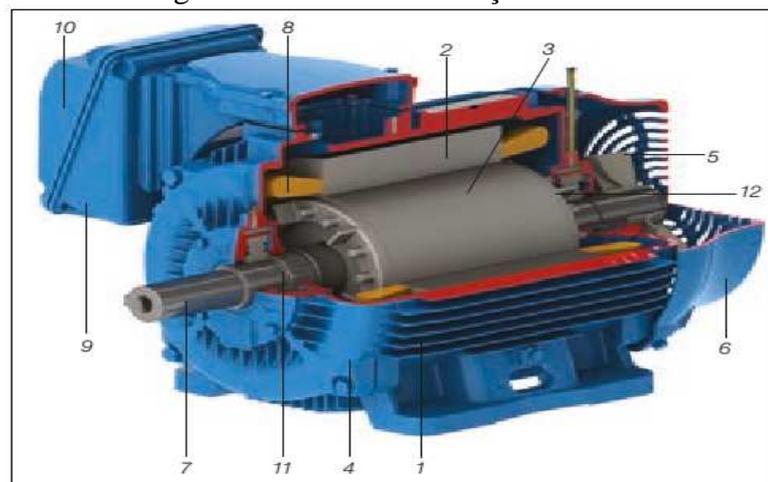
O rotor é constituído por:

- *Eixo* – transmite a potência mecânica desenvolvida pelo motor.
- *Núcleo de chapas* – as chapas possuem as mesmas características das chapas do estator.
- *Barras e anéis de curto-circuito* – são de alumínio injetado sob pressão numa única peça.

O motor de indução trifásico também apresenta outras partes:

- Tampa.
- Ventilador.
- Tampa defletora.
- Caixa de ligação.
- Terminais.
- Rolamentos.

Figura 14 – Motor de indução trifásico



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

1. Carcaça
2. Núcleo de chapas
3. Núcleo de chapas
4. Tampa
5. Ventilador

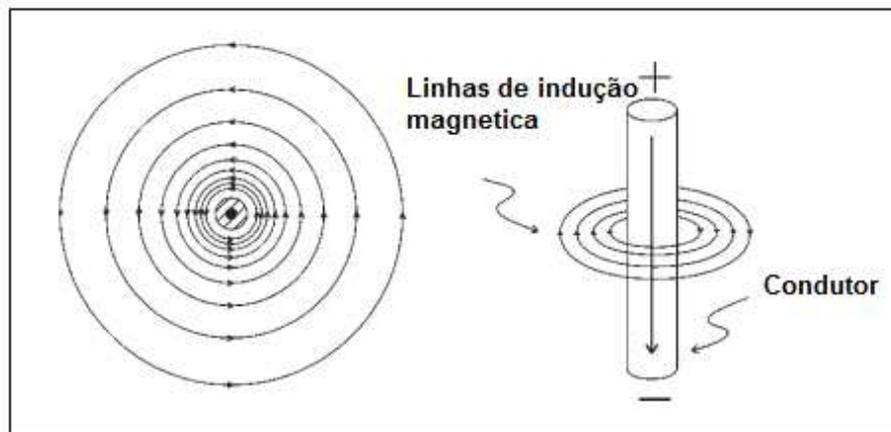
6. Tampa defletora
7. Eixo
8. Enrolamento trifásico
9. Caixa de ligação
10. Terminais
11. Rolamentos
12. Barras e anéis de curto-circuito

Nesta dissertação é dada ênfase ao “motor de gaiola”, cujo rotor é constituído de um conjunto de barras não isoladas e interligadas por anéis de curto-circuito. O que caracteriza o motor de indução é o fato de somente o estator ser ligado à rede de alimentação. O rotor não é alimentado externamente, e as correntes que circulam nele são induzidas eletromagneticamente pelo estator, de onde provém o seu nome: motor de indução.

### 2.2.2 Princípio de funcionamento do motor de indução

Uma corrente, ao circular por um condutor, produz um campo magnético, como representado na Figura 15, a seguir, pelas linhas circulares chamadas de linhas de indução magnética. No centro da figura se encontra o condutor, e as linhas circulares em volta são uma representação gráfica do campo magnético gerado pela corrente.

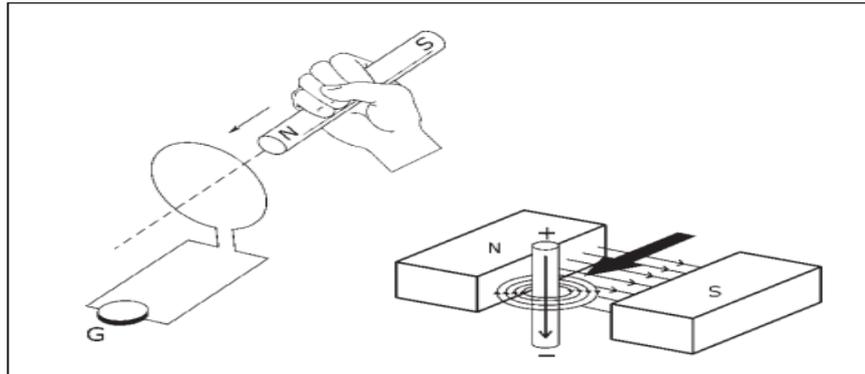
Figura 15 – Campo magnético originado pela circulação de corrente em um condutor



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Se um condutor é movimentado dentro de um campo magnético, aparecerá uma tensão induzida entre os terminais do condutor, proporcional ao número de linhas de indução cortadas por segundo (Figura 16). Se o dito condutor forma um circuito fechado, circulará por ele uma corrente elétrica.

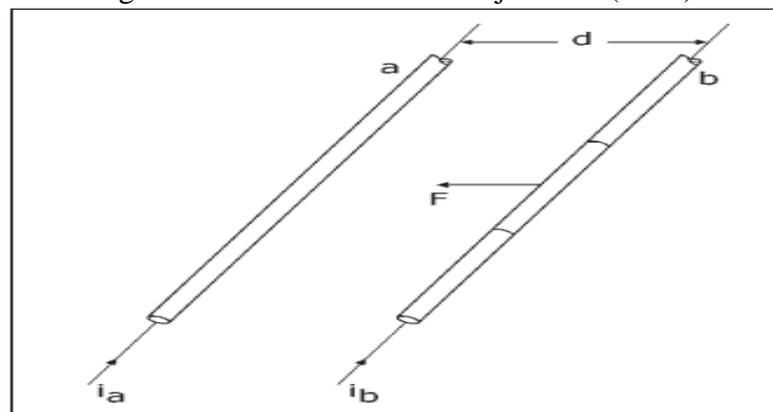
Figura 16 – Tensão induzida entre os terminais do condutor



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Dois condutores adjacentes (**a** e **b**) pelos quais está circulando uma corrente elétrica ( **$i_a$**  e  **$i_b$** ) produzem cada um deles um campo magnético (Figura 17). A interação entre esses dois campos magnéticos produzirá uma força (**F**) de atração ou repulsão entre os condutores (Figura 15), proporcional à corrente que circula por ambos condutores e a distância (**d**) entre eles.

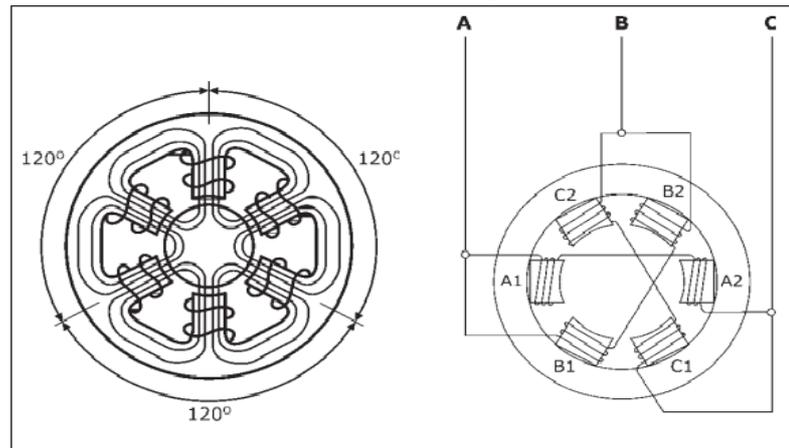
Figura 17 – Dois condutores adjacentes (**a** e **b**)



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Um bobinado polifásico, igual ao mostrado na Figura 17, alimentado por um sistema de tensões trifásico, produzirá um campo magnético girante (Figura 18). Esse princípio é similar ao visto na Figura 15, com a diferença que na Figura 18 o campo magnético é estático.

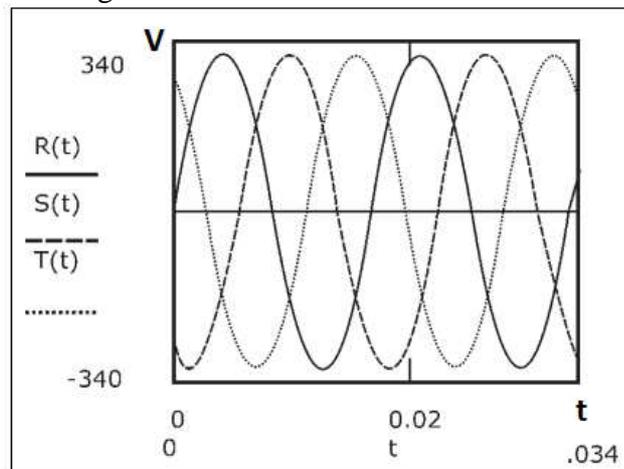
Figura 18 – Bobinado polifásico



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Na Figura 19, os pontos identificados com os números correspondem aos momentos em que a tensão de uma das três fases é igual a zero. Dessa maneira, é mais fácil fazer a composição dos vetores de indução magnética para cada instante.

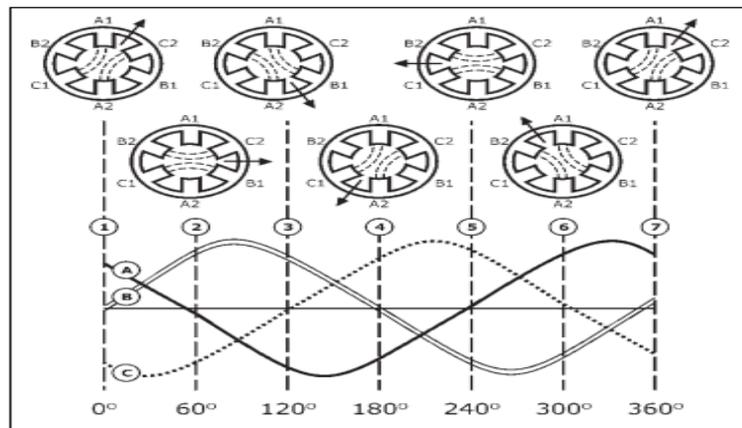
Figura 19 – Sistema de tensão trifásico



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

Na Figura 20, pode-se ver que a resultante desses vetores está girando (campo girante) com uma velocidade proporcional à frequência e ao número de polos do motor.

Figura 20 – Campo magnético girante



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2004).

### 2.2.3 Velocidade síncrona

A velocidade síncrona ( $n_s$ ) do motor é definida pela velocidade de rotação do campo girante, a qual depende do número de polos ( $2p$ ) do motor e da frequência ( $f$ ) da rede, em Hertz. Os enrolamentos podem ser construídos com um ou mais pares de polos, que se distribuem alternadamente (um “norte” e um “sul”) ao longo da periferia do núcleo magnético. O campo girante percorre um par de polos ( $p$ ) a cada ciclo. Assim, como o enrolamento tem polos ou “ $p$ ” pares de polos, a velocidade do campo é:

$$N_s = \frac{60 \cdot f}{p} = \frac{120 \cdot f}{2p} \quad [\text{rpm}] \quad (2.4)$$

Onde:

$N_s$  = Velocidade síncrona do motor.

$f$  = frequência da rede.

$P$  = polos do motor.

### 2.2.4 Escorregamento

Se o motor gira a uma velocidade diferente da velocidade síncrona, ou seja, diferente da velocidade do campo girante, o enrolamento do rotor “corta” as linhas de força magnética do campo e, pelas leis do eletromagnetismo, circularão nele correntes induzidas. Quanto maior a carga, maior terá que ser o conjugado necessário para acioná-la. Para obter um maior conjugado, terá que ser maior a diferença de velocidade, para que as correntes induzidas e os campos produzidos sejam maiores. Portanto, à medida que a carga aumenta, a rotação do

motor diminui. Quando a carga é zero, motor em vazio, o rotor girará praticamente com a rotação síncrona. A diferença entre a velocidade do motor ( $n$ ) e a velocidade síncrona ( $n_s$ ) chama-se escorregamento ( $s$ ), que pode ser expresso em rotações por minuto (rpm), como fração da velocidade síncrona, ou ainda como porcentagem desta:

$$s(\text{rpm}) = n_s - n ; \quad (2.5)$$

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} ; \quad (2.6)$$

$$s(\%) = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 ; \quad (2.7)$$

Onde :

$S$  = Escorregamento.

$n_s$  = Velocidade síncrona.

$n$  = Velocidade nominal.

### 2.2.5 Velocidade nominal

A velocidade nominal é a velocidade (rpm) do motor funcionando à potência nominal, sob tensão e frequência nominais. Conforme destacado anteriormente, depende do escorregamento e da velocidade síncrona.

### 2.2.6 Materiais e sistemas de isolamento

Sendo o motor de indução uma máquina robusta e de construção simples, sua vida útil depende quase exclusivamente da vida útil da isolamento do enrolamento. Esta é afetada por muitos fatores, como umidade, vibrações, ambientes corrosivos e outros. Dentre todos os fatores, o mais importante é, sem dúvida, a temperatura suportada pelos materiais isolantes empregados. Um aumento de 8 a 10 graus acima do limite da classe térmica da temperatura da isolamento pode reduzir a vida útil do enrolamento pela metade.

Para fins de normalização, os materiais isolantes e os sistemas de isolamento (cada um formado pela combinação de vários materiais) são agrupados em *classes de isolamento*, cada qual definida pelo respectivo limite de temperatura, ou seja, pela maior temperatura que o

material pode suportar continuamente sem que seja afetada sua vida útil. As classes de isolamento utilizadas em máquinas elétricas e os respectivos limites de temperatura seguem a norma NBR-7094.

Motores e geradores de pequeno porte e de baixa tensão utilizam fios circulares ou retangulares na fabricação de seus enrolamentos. Atualmente, os vernizes mais comuns aplicados sobre os fios circulares de enrolamentos de estatores são materiais guardados como segredo nas indústrias de motores. Esses vernizes sintéticos substituíram antigos materiais utilizados para isolamento elétrico, como a seda, o linho e o algodão, melhorando propriedades como rigidez dielétrica, resistência à abrasão e melhorando o processo de esmaltação. O processo de preparo da camada de verniz isolante sobre o fio condutor chama-se esmaltação e envolve diversas etapas de imersão do fio no verniz e sua secagem ou cura a altas temperaturas.

O fino ajuste das fieiras utilizadas no processo de fabricação do fio esmaltado garante a espessura da camada de verniz depositada sobre o fio, que pode variar de 0,05 mm a 0,1 mm, de acordo com a classificação do fio a ser produzido. O teor de sólidos recomendado para vernizes de esmaltação está entre 15% a 40%, pois valores diferentes destes podem causar fragilidade da película ou podem não ser processáveis. Durante a vida de motores e geradores, os fios constituintes das bobinas estarão sujeitos a temperaturas contínuas entre 90 °C e 180 °C. Os fios esmaltados são classificados como resistentes a temperaturas contínuas de até 220 °C.

Com o aumento do consumo de motores acionados por inversores de frequência, surgiu a necessidade de desenvolvimento de novos fios resistentes a descargas parciais geradas por esse tipo de acionamento. Nessas aplicações, os fios são expostos a sobrecargas de tensão repetitivas em um pequeno período de tempo, gerando erosão da superfície do verniz isolante. A Figura 21, na sequência, mostra o processo de impregnação de estatores durante a fabricação de estatores para motores elétricos.

Figura 21 – Processo de impregnação de estatores



Fonte: WEG (2016).

Ao especificar um motor elétrico de indução para realizar um determinado acionamento, dois pontos fundamentais, explicados na sequência, devem ser observados.

O motor deve possuir conjugado suficiente para atender todas as solicitações de carga normais da máquina acionada, bem como as possíveis sobrecargas momentâneas que possam ocorrer, sem que sua velocidade seja reduzida a valores que prejudiquem a operação da máquina. Sob todas as condições possíveis de funcionamento, a temperatura do enrolamento do estator não deverá exceder a temperatura máxima permitida para a classe do isolamento térmico dos materiais usados como isolantes, em especial o verniz ou a resina que envolve os condutores que compõem as bobinas.

A primeira condição é atendida pelo conjugado máximo do motor, isto é, seu valor deve ser maior que os possíveis valores que o conjugado resistente da máquina acionada possa alcançar, ocasionados por sobrecargas momentâneas durante sua operação. O conjugado máximo é sempre tomado em valores percentuais ou em p.u. do conjugado nominal do motor e recebe o nome de *fator de sobrecarga momentânea*, representado pela letra grega  $\lambda$ :

$$\lambda = \frac{C_m}{C_n} \quad (2.8)$$

Onde:

$\lambda$  = Fator de sobrecarga momentânea.

$C_m$  = Conjugado máximo do motor.

$C_n$  = Conjugado nominal.

A NBR-7094, que fixa os requisitos básicos a serem atendidos pelos motores de indução, estabelece valores mínimos padronizados para  $\lambda$  de acordo com sua categoria, número de polos e potência.

A segunda condição, objeto de estudo desta dissertação, será atendida através de uma escolha adequada da *classe de isolamento térmico do motor*. Para fins de normatização, os materiais isolantes e os sistemas de isolamento térmico, cada um deles formado por uma combinação de vários materiais, são agrupados em classes de isolamento térmico, definidas pelo valor máximo de temperatura que os materiais que as compõem podem suportar, continuamente, sem que sua vida útil seja afetada.

Se a temperatura de operação do motor for mantida abaixo do valor correspondente à sua classe de isolamento térmico, a vida útil do motor teoricamente será ilimitada. Esse valor limite de temperatura se refere a qualquer ponto do enrolamento, e não necessariamente ao enrolamento todo, pois basta que haja um único ponto no enrolamento em que o isolamento tenha se deteriorado para que seja totalmente condenado. A temperatura do enrolamento do motor não é a mesma em todos os seus pontos. As partes conhecidas como “coroas”, localizadas nas partes laterais do motor, estão a uma temperatura menor do que as dos lados das bobinas, que estão alojadas nas ranhuras onde o calor é mais intenso. Além disso, a parte superior do enrolamento sempre se aquece mais do que a parte inferior.

O Quadro 1, a seguir, mostra as classes de isolamento térmico dos materiais usados na fabricação dos motores elétricos de indução, conforme definidas na NBR-7094.

Quadro 1 – Classes de isolamento térmico materiais

|          |        |
|----------|--------|
| Classe A | 105 °C |
| Classe E | 120 °C |
| Classe B | 130 °C |
| Classe F | 155 °C |
| Classe H | 180 °C |

Fonte: Elaborado pelo autor (2016).

A coluna da esquerda é a classificação dos materiais isolantes por meio de letras recomendadas pelas Normas Brasileiras. Por extensão, os motores recebem a mesma classificação térmica, isto é, motores classes A, B, F, H. A coluna da direita representa os valores limites de temperatura que os materiais podem suportar. Os materiais das classes A, B, F são os mais comumente usados na fabricação dos motores elétricos de indução. Os seguintes materiais compõem essas classes:

- *Classe A* – Tecidos de algodão, papel, fibras de celulose, seda e similares, todos eles impregnados com verniz.
- *Classe B* – Mica, asbesto e fibras de vidro aglomeradas por substâncias orgânicas.

- *Classe F* – Os mesmos materiais da classe B impregnados com verniz ou outra substância sintética.

A temperatura do enrolamento do motor, durante o seu funcionamento, é resultado da soma de duas parcelas: a primeira é representada pela temperatura ambiente do local onde o motor está instalado, e a segunda, pela elevação de temperatura, acima da temperatura ambiente, provocada pelas perdas do motor.

$$\Delta t = tm - ta \quad (2.9)$$

Onde:

$\Delta t$  = elevação da temperatura.

$tm$  = temperatura do motor.

$ta$  = temperatura ambiente.

A elevação da temperatura se define, portanto, como a diferença entre a temperatura do motor e a temperatura do ambiente. Quando o motor está funcionando e sua temperatura é igual à temperatura limite de sua classe de isolamento, se diz que ele está utilizando toda a sua capacidade térmica, ou seja, que estando o motor operando em um regime contínuo e após sua temperatura ter estabilizado, o motor atingiu seu equilíbrio térmico. A soma da temperatura ambiente e da elevação de temperatura deverá ser igual ao valor limite de sua classe de isolamento. Assim, para cada classe de isolamento térmico do motor deverá ser definida uma elevação de temperatura máxima correspondente à sua condição nominal de operação e uma determinada temperatura ambiente que será tomada como referência.

A NBR-7094 estabelece como temperatura ambiente de referência o valor de 40 °C. Dessa forma, pode-se deduzir que as máximas elevações de temperatura correspondentes à condição nominal de operação do motor seriam 90 °C para os de classe B, 115 °C para os de classe F etc. Porém, como a temperatura do enrolamento do estator não é a mesma ao longo de toda sua extensão, esses valores de elevação de temperatura deverão se referir a um ponto do enrolamento que seja considerado o seu ponto mais quente. A determinação desses valores dependerá do método a ser utilizado para se medir a temperatura do enrolamento, conforme será visto no próximo capítulo.

É relatado, atualmente, por alguns autores que a expectativa de vida útil de um motor elétrico de indução varia amplamente com as condições de serviço esperadas para ele, podendo ser de 500 a 1.000 horas para certos equipamentos aeronáuticos e eletrônicos ou de 20 a 30 anos para alguns motores industriais. Em muitos casos, é possível estabelecer que a

taxa de deterioração do isolamento é uma função exponencial da temperatura e assim definir a expectativa de vida útil em anos através da seguinte expressão:

$$\alpha = Ae^{-B.T} \quad (2.10)$$

Onde:

$\alpha$  = Vida útil do motor.

A,B = Constante (determinadas experimentalmente para cada classe de isolamento).

T = Temperatura absoluta (temperatura do isolamento em Graus Ceusius (°C)).

Para a classe de isolamento A:

$$A = 7,15 \times 10^4 \quad B = 0,088$$

A partir dessa fórmula, verifica-se que se um condutor de classe A, cuja temperatura limite é 105 °C, operar à temperatura de 90 °C, terá uma expectativa de vida útil de cerca de 26 anos. Entretanto, se sua temperatura de operação for de 100 °C, a expectativa de vida útil será reduzida pela metade; e se chegar a 150 °C, será de apenas 48 dias. Contudo, vale ressaltar que a variável *temperatura* necessita ser melhor avaliada, pois é resultante de vários pontos de aquecimento no motor, além da temperatura externa. Deve ser levado em consideração também o valor da temperatura de referência estabelecido na NBR-7094.

### 2.3 FATORES QUE CONTRIBUEM PARA O SURGIMENTO DE SOBRETENSÕES NOS TERMINAIS DO MOTOR

O estudo do fenômeno dos pulsos de tensão nos terminais de motores de indução alimentados por inversores de frequência é baseado na análise da onda de reflexão característica em linhas de transmissão (MOREIRA; LIPO; VENKATARAMANAN; BERNET, 2002). A onda de tensão elétrica incidente, a qual se propaga através do cabo que conecta o inversor ao motor, poderá ser refletida no final do cabo, ou seja, no ponto de conexão entre inversor e motor, dependendo do “descasamento” da impedância característica do cabo ( $Z_0$ ) com a impedância de entrada da carga ( $Z_L$ ), nesse caso, o motor. A relação entre a onda de tensão refletida e a onda de tensão incidente é chamada de *coeficiente de reflexão* ( $G$ ). Esse coeficiente (equação 2.11) determina o quanto de reflexão de tensão ocorrerá nos terminais do motor.

$$G = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.11)$$

Onde:

$G$  = Coeficiente de reflexão.

$Z_L$  = Impedância do motor.

$Z_0$  = Impedância do cabo.

Dependendo da relação entre as impedâncias do cabo e da carga, a onda refletida poderá apresentar os seguintes casos extremos (MOREIRA; LIPO; VENKATARAMANAN; BERNET, 2002):

- a) Para  $Z_L \gg Z_0$ , pode-se imaginar as extremidades do cabo abertas, ou seja, sem nenhuma carga conectada. Nesse caso, o coeficiente de reflexão tende à unidade. Isso significa que a onda de tensão refletida terá a mesma amplitude e fase da onda de tensão incidente. A amplitude da onda de tensão nos terminais do cabo tenderá a atingir o dobro da amplitude da tensão incidente.
- b) Para  $Z_L \ll Z_0$ , pode-se imaginar um curto-circuito nas extremidades do cabo. Nesse caso, o coeficiente de reflexão tenderá para um valor unitário e negativo, ou seja, a onda refletida terá a mesma amplitude da onda incidente, porém com a fase invertida. Dessa forma, a onda de tensão refletida cancelará a onda de tensão incidente, e a tensão nas extremidades do cabo será zero.
- c) Para  $Z_L = Z_0$ , o coeficiente de reflexão tenderá para zero e, conseqüentemente, não haverá onda de tensão refletida. Nessa situação, a amplitude da tensão nas extremidades do cabo será a mesma da onda de tensão incidente.

Na maioria das aplicações de motores de indução de baixa tensão alimentados por inversores de frequência, pode-se afirmar que a impedância do motor é muito maior que a impedância característica do cabo de alimentação que conecta inversor e motor (MOREIRA; LIPO; VENKATARAMANAN; BERNET, 2002). Conseqüentemente, o coeficiente de reflexão da onda de tensão tenderá à unidade. A onda de tensão refletida nos terminais do motor retorna para os terminais do inversor e volta a propagar-se para os terminais do motor, permanecendo entre inversor e motor. Esse fenômeno ocorre devido às características de geração da tensão do próprio inversor.

Os inversores do tipo PWM-VSI possuem em seu circuito intermediário um barramento CC formado por um banco de capacitores. Esse banco de capacitores representará, para a onda refletida, um curto-circuito, uma vez que, para componentes de alta frequência, a reatância capacitiva é praticamente nula. O fenômeno de reflexão torna-se, portanto, um somatório de ondas de tensão refletidas que se propagam entre inversor e motor. As principais conseqüências desse fenômeno são os elevados pulsos de tensão que aparecem nos terminais

dos motores. Esses pulsos ao longo do tempo vão deteriorando o material isolante do motor, principalmente o isolamento do fio, e provocam a falha prematura do motor.

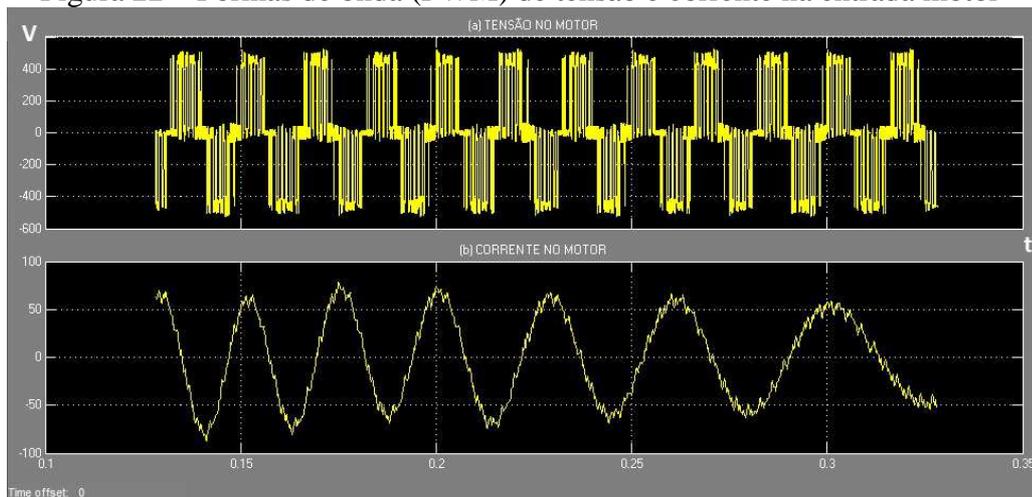
### **2.3.1 Harmônicos produzidos pelo chaveamento**

Inversores modernos operam com frequências de chaveamento suficientemente elevadas, todavia a operação do motor com velocidades próximas à nominal requer o funcionamento do inversor na região de sobremodulação, fazendo com que harmônicos de baixa frequência, da ordem  $6k \pm 1$  ( $k = 1, 2, 3, \dots, n$ ), apareçam em sua tensão de saída, resultando em pulsação e redução do conjugado (CAVALLINI *et al.*, 2011). Tomando-se como exemplo o 5° e 7° harmônicos, tem-se que o primeiro é de sequência negativa, ao passo que o último é de sequência positiva, gerando campos girantes de sentidos opostos. Dessa forma, ambos induzem no rotor frequências equivalentes ao 6° harmônico, gerando pulsações de conjugado nessa mesma frequência.

### **2.3.2 Harmônicas que afetam o desempenho do motor**

O motor de indução submetido a uma tensão PWM, proveniente de um inversor de frequência, estará sujeito a tensões harmônicas (componentes de frequência acima da frequência fundamental). Dependendo da modulação PWM empregada, da frequência de chaveamento e de outras particularidades do controle, o motor poderá apresentar aumento de perdas e temperatura, aumento dos níveis de vibração e ruído e perda de rendimento. Além disso, podem aparecer outros efeitos quando da alimentação do motor por inversores, como “stress” do sistema de isolamento e correntes pelos mancais, que, embora relevantes, não se devem especificamente às harmônicas, mas a outros fatores que serão abordados a seguir. A Figura 22, na sequência, ilustra as formas de onda de tensão (a) e corrente nos terminais do motor (b), quando sob alimentação PWM.

Figura 22 – Formas de onda (PWM) de tensão e corrente na entrada motor



Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

Percebe-se que a tensão vista pelo motor é uma tensão pulsada (PWM) e uma corrente praticamente senoidal, portanto as harmônicas de maior amplitude no motor são de tensão. Basicamente, para reduzir as harmônicas geradas por um inversor de frequência PWM, o Quadro 2, a seguir, apresenta algumas soluções.

Quadro 2 – Método de redução das harmônicas

| Método de redução das harmônicas                                            | Características da isolamento                                           |
|-----------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------|
| Instalação de filtros passivos de saída (L, LC (senoidal), dV/dt).          | Aumento do custo da instalação.                                         |
|                                                                             | Restrições para operação nos modos vetoriais.                           |
|                                                                             | Queda de tensão (redução da potência do motor).                         |
| Utilização de inversor com mais níveis.                                     | Aumento de custos.                                                      |
|                                                                             | Redução de confiabilidade do inverso.                                   |
|                                                                             | Aumento da complexidade do controle.                                    |
| Melhoria na qualidade da modulação PWM (aprimoramento do padrão de pulsos). | <i>Space Vector Modulation</i> (SVM).                                   |
|                                                                             | Não aumenta custos.                                                     |
|                                                                             | Melhoria no controle de tensão.                                         |
| Aumento da frequência de chaveamento.                                       | Maior rendimento do conjunto (motor + inversor).                        |
|                                                                             | Redução do rendimento do inversor (aumento das perdas por chaveamento). |
|                                                                             | Aumento das correntes de fuga para a terra.                             |

Fonte: Elaborado pelo autor (2016).

### 2.3.3 Considerações normativas sobre as harmônicas na saída do inversor

Não existe normalização quanto aos valores limites de distorção harmônica de tensão e corrente. No entanto, as normas consideram o aumento das perdas do motor devido ao uso de inversor. A IEC 60034-17 exemplifica o aumento das perdas do motor devido ao uso de inversor.

## 2.4 SISTEMAS DE ISOLAMENTO DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DOS MOTORES DE INDUÇÃO

No presente ponto, é importante salientar que a avaliação de um sistema de isolação é um assunto relativamente complexo, que exige tempo e dedicação para sua realização e análise. Relativamente à comparação dos sistemas de isolamento vigentes, salienta-se o fato de não serem fornecidas muitas informações importantes, visto que, naturalmente, são consideradas de segredo industrial. Por essa razão, os detalhes construtivos não são divulgados pelos respectivos fabricantes.

Os sistemas de isolamento dos enrolamentos dos motores de alta e baixa tensão consistem geralmente num conjunto diversificado de subsistemas de isolamento, tal como indicado no Quadro 3, a seguir.

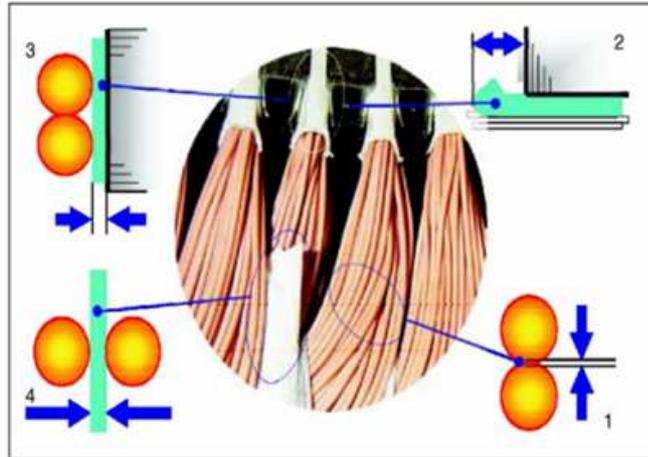
Quadro 3 – Subsistemas de isolamento dos enrolamentos de um motor de indução

| <b>Subsistema</b>                                               | <b>Causa dos esforços</b>                                                                                   |
|-----------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Isolamento entre camadas de condutores da mesma bobina.         | Tensão entre as espiras da bobina; picos de tensão provocados pela comutação de semicondutores do inversor. |
| Isolamento entre os condutores e a ranhura onde estão alojados. | Diferença de potencial entre as espiras e o terra; eventuais picos de tensão.                               |
| Isolamento entre fases distintas.                               | Diferença de potencial entre as diferentes fases; eventuais picos de tensão.                                |
| Blindagem na zona das testas das bobinas.                       | Diferença de potencial entre as espiras e o terra; eventuais picos de tensão.                               |

Fonte: Elaborado pelo autor (2016), com base em Kaufhold *et al.* (2002).

Uma representação esquemática dos principais subsistemas de isolamento dos motores de indução pode ser observada nas Figura 23 e 24, na sequência.

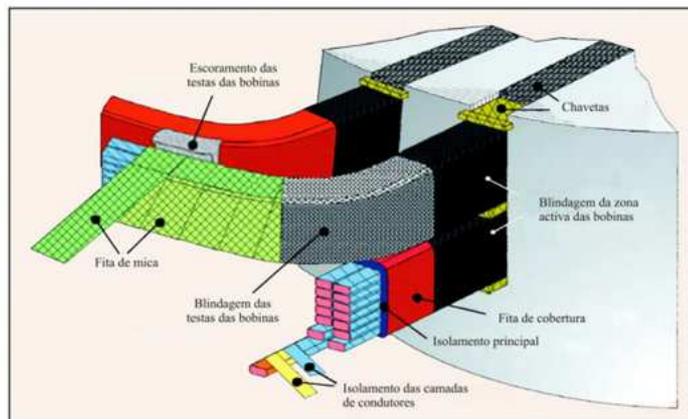
Figura 23 – Vista parcial de um sistema de isolamento dos condutores estatóricos de um motor de indução baixa tensão



Fonte: Albrecht *et al.* (1987).

1. Espaçamento entre espiras.
2. Distância entre material isolante e a cavidade do rotor.
3. Isolante entre as bobinas e o material ferro magnético.
4. Isolante entre as bobinas.

Figura 24 – Vista parcial de um sistema de isolamento dos condutores estatóricos de um motor de indução média/alta tensão



Fonte: Albrecht *et al.* (1987).

Embora o projeto dos enrolamentos estatóricos dos motores de indução trifásicos de pequena potência/baixa tensão obedçam aos mesmos princípios teóricos que o projeto dos enrolamentos de motores de média-grande potência/média-alta tensão, os processos de fabricação deles, em particular a forma como os condutores dos enrolamentos são dispostos nas ranhuras, são totalmente distintos. Assim, há que distinguir claramente duas grandes categorias de enrolamentos:

- *Enrolamentos de bobinagem aleatória (random wound windings)*, como é o caso daqueles representados na Figura 23, habitualmente usados em motores de pequena potência e baixa tensão.

- *Enrolamentos com bobinas pré-formadas (form wound coils)*, descritos no exemplo do enrolamento da Figura 24, habitualmente usados em motores de média e grande potência.

Nos enrolamentos do primeiro tipo, as espiras que compõem uma bobina são colocadas uma a uma, não havendo uma preocupação especial para que elas tenham exatamente as mesmas dimensões ou um ordenamento sequencial lógico dentro da ranhura. Por essas razões, pode acontecer que a primeira espira da bobina esteja na vizinhança da última, aumentando assim o esforço do isolamento entre espiras. Por outro lado, os condutores dessas bobinas têm habitualmente uma seção reta circular, o que faz com que, após a colocação de todos os condutores na ranhura, existam ainda espaços por preencher entre as diversas espiras. Quando um motor com um enrolamento desse tipo é alimentado por um inversor de frequência, o campo elétrico existente nesses pequenos espaços pode atingir valores da ordem dos 100 kV/mm, propiciando, dessa forma, o aparecimento de descargas parciais.

Diferentemente do que acontece com os enrolamentos de bobinagem aleatória, nos enrolamentos constituídos por bobinas pré-formadas há uma colocação sistemática e ordenada dos diversos condutores das bobinas em camadas, com isolamento elétrico entre si e entre eles e a ranhura. Cada uma dessas camadas é constituída por condutores com uma seção reta retangular, o que permite o preenchimento total da ranhura onde a bobina está alojada. Embora o processo de fabricação desse tipo de enrolamentos garanta a obtenção de um sistema de isolamento muito confiável, esses enrolamentos, geralmente usados em motores de média e alta tensão, estão também sujeitos a um conjunto de esforços que poderão culminar em avarias (KAUFHOLD *et al.*, 2002).

#### **2.4.1 Causas das avarias nos enrolamentos estatóricos**

A maioria das avarias nos motores de indução trifásicos ocorre nos enrolamentos estatóricos e resulta da interação de diversos mecanismos de fadiga de natureza térmica, elétrica, mecânica e ambiental. Alguns fatores associados ao desenvolvimento de avarias nos enrolamentos estatóricos desses motores estão relacionados com mais do que uma das categorias apresentadas, como, por exemplo, os desequilíbrios no sistema de alimentação que, simultaneamente, poderão ser considerados de natureza elétrica, mas que provocam também fadiga de natureza térmica.

Na sequência, serão apresentadas algumas causas da ocorrência de avarias nos enrolamentos estatóricos dos motores de indução, não sendo necessariamente ordenadas de acordo com seu grau de importância (BONNETT; SOUKUP, 1992; CARDOSO, 1991).

#### 2.4.2 Envelhecimento do isolamento dos enrolamentos

O envelhecimento natural dos materiais constituintes do sistema de isolamento dos enrolamentos constitui um fator de degradação das características dielétricas, físicas e mecânicas desse mesmo isolamento, tornando-o mais vulnerável a todos os outros mecanismos de fadiga, esses, sim, causadores diretos da avaria.

A temperatura de funcionamento dos enrolamentos assume aqui um papel extremamente importante, dado que o envelhecimento e a vida útil dos materiais isolantes usados são fortemente condicionados por essa variável. Pela lei de Arrhenius (GUEDES, 1993), sabe-se que um aumento de 8 a 10 °C acima do limite da classe térmica na temperatura de isolamento de um isolante pode reduzir pela metade a vida útil do isolamento da bobina.

Em máquinas médias e grandes, para monitorar e prevenir esse problema, são utilizados sensores térmicos devidamente posicionados entre as bobinas do estator (WEG, 2016). Os materiais e sistemas isolantes são classificados conforme a resistência à temperatura por longo período de tempo. A norma citada no Quadro 4, a seguir, refere-se à classificação de materiais e sistemas isolantes.

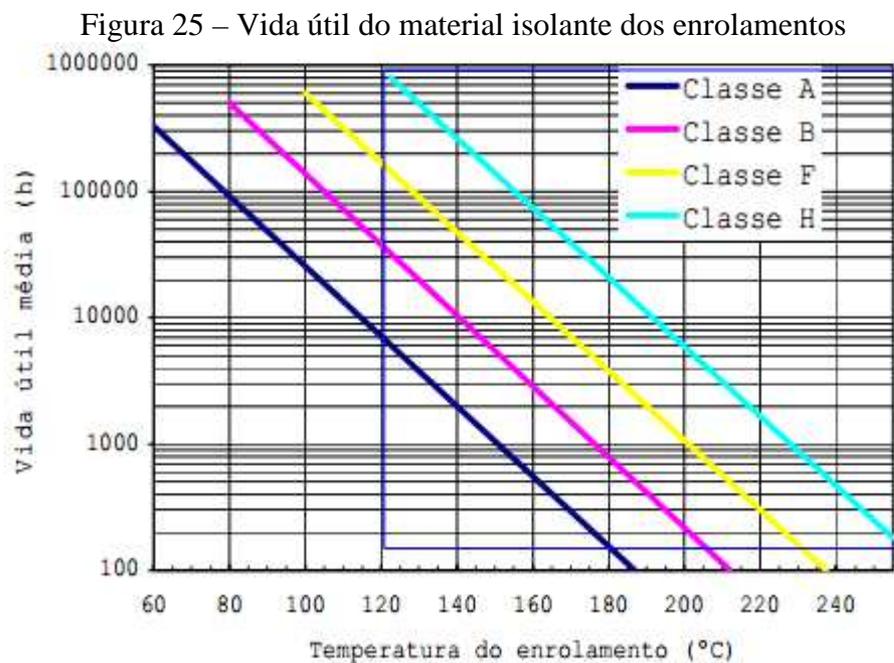
Quadro 4 – Classe térmica do material isolante

| Temperatura<br>Máxima (°C) | Classes de temperatura |
|----------------------------|------------------------|
|                            | IEC 60085              |
| 90                         | 90 °C (Y)              |
| 105                        | 105 °C (A)             |
| 120                        | 120 °C (E)             |
| 130                        | 130 °C (B)             |
| 155                        | 155 °C (F)             |
| 180                        | 180 °C (H)             |
| 200                        | 200 °C (N)             |
| 220                        | 220 °C (R)             |
| 240                        | Não existe             |
| 250                        | 250 °C (250)           |

Fonte: Elaborado pelo autor (2016), com base em Cruz (2004).

### 2.4.3 Sobrecarga térmica sobre motores de indução

As sobrecargas térmicas estão associadas a condições de funcionamento e de utilização do motor em condições fora de sua especificação, resultando num aumento da respectiva temperatura de funcionamento superior ao valor ao qual a classe térmica foi projetada para operar (BONNETT, 1997). A vida útil do material isolante dos enrolamentos, em função da temperatura e da classe do material isolante, pode ser vista na Figura 25, na sequência.



Fonte: Cruz (2004).

As sobrecargas de natureza térmica estão associadas a diversos fatores, entre os quais se destacam os seguintes (BONNETT; SOUKUP, 1992; CARDOSO, 1991):

- I. *Variações na tensão de alimentação do motor* – Os motores de indução são concebidos para operarem de modo satisfatório numa gama de tensões dentro do limite  $U_n \pm 10\%$ , onde  $U_n$  corresponde ao valor da tensão que consta na placa do motor. Caso o motor seja alimentado por uma tensão fora dessa gama, a vida útil do sistema de isolamento dos enrolamentos poderá ser reduzida.
- II. *Desequilíbrios no sistema de alimentação* – Pequenos desequilíbrios no sistema de alimentação do motor, os quais se verificam em muitas situações, causam um aumento muito significativo na temperatura dos enrolamentos. De forma

aproximada, verifica-se que um desequilíbrio de 3.5% no sistema de tensões de alimentação do motor resulta num aumento de 25% na temperatura do enrolamento da fase onde circula a corrente elétrica mais elevada. Conjugando esse valor com a redução da vida útil do enrolamento resultante desse aumento de temperatura, facilmente se conclui a importância de manter um sistema de alimentação tão equilibrado quanto possível de modo a maximizar a vida útil do sistema de isolamento dos enrolamentos do motor.

- III. *Arranques consecutivos e/ou prolongados* – Durante o período de arranque, os motores de indução absorvem um valor de corrente elétrica que está geralmente compreendido entre 5 e 8 vezes o valor da corrente nominal. Se o motor estiver sujeito a um número elevado de arranques num curto período de tempo, a temperatura dos enrolamentos aumentará rapidamente. Adicionalmente, se a carga mecânica acoplada ao motor impuser um tempo de arranque relativamente longo, a situação é ainda mais agravada. Outro efeito desses sobreaquecimentos consiste na expansão e contração do sistema de isolamento, cujos efeitos em médio prazo resultam em materiais isolantes quebradiços, portanto mais propensos a avarias. Paralelamente, os enrolamentos do motor durante o período de arranque encontram-se sujeitos a forças eletromagnéticas de grande intensidade, particularmente nas zonas das cabeças das bobinas, o que resulta esforços mecânicos bastante acentuados.
- IV. *Sobrecargas* – Os motores de indução são escolhidos de modo a que a potência da carga mecânica a ele acoplada corresponda a cerca de 85% da potência nominal do motor. No entanto, há casos em que isso não acontece, sendo utilizada toda a potência do motor. Um aumento da carga para além do valor inicialmente estimado resulta, nesse caso, numa sobrecarga. Constatando-se que a temperatura dos enrolamentos é de forma aproximada e proporcional ao quadrado do valor da carga do motor, verifica-se que essa condição de funcionamento acarreta na redução da vida útil do sistema de isolamento devido à elevação da temperatura nele.
- V. *Ventilação obstruída* – O calor gerado dentro de um motor é dissipado para o meio ambiente por fenômenos de condução e radiação. Qualquer condição que impeça a circulação normal de ar dentro ou fora do motor causará, inevitavelmente, um aumento da temperatura dos enrolamentos.

- VI. *Temperatura ambiente* – A vida útil do isolamento dos enrolamentos de um motor de indução é dependente da temperatura ambiente a que o mesmo esteja instalado. Sabendo que os motores de indução usuais são concebidos para operarem a uma temperatura ambiente máxima de 40 °C, o Quadro 5, a seguir, demonstra a grande redução na vida útil do isolamento dos enrolamentos quando tal limite é excedido.

Quadro 5 – Efeito da temperatura ambiente na vida útil do isolamento dos enrolamentos

| <b>Temperatura ambiente (°C)</b> | <b>Vida do isolamento (horas)</b> |
|----------------------------------|-----------------------------------|
| 30                               | 250.000                           |
| 40                               | 125.000                           |
| 50                               | 60.000                            |
| 60                               | 30.000                            |

Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Cruz (2004).

#### **2.4.4 Esforços dielétricos**

O sistema de isolamento dos enrolamentos de qualquer motor de indução está sujeito a esforços resultantes da necessidade de garantir um isolamento elétrico adequado entre as espiras de uma mesma bobina, entre as espiras de bobinas pertencentes a fases distintas e entre as espiras de todas as bobinas e as ranhuras onde elas estão alojadas. Quanto maior for o “esforço de isolamento” realizado pelo material isolante, menor será sua vida útil.

#### **2.4.5 Descargas parciais**

As descargas parciais são fenômenos habitualmente presentes nos sistemas de isolamento de motores com tensões nominais superiores a 3 kV. Esse fenômeno ocorre quando existem campos elétricos localizados que, devido à sua intensidade, excedem a rigidez dielétrica do meio, dando origem a uma descarga resultante da ionização desse meio. Existem três tipos de descargas parciais: descargas internas, que ocorrem em cavidades do dielétrico, descargas na superfície das bobinas dos enrolamentos e descargas das zonas onde existem campos elétricos intensos, como em locais onde os materiais formam curvaturas. A intensidade desse tipo de atividade depende de inúmeros fatores, tais como: umidade, temperatura, geometria dos materiais etc. Como resultado dessas descargas, registra-se um

sobreaquecimento das zonas adjacentes, erosão, ou reações químicas diversas, resultando todas elas numa degradação do isolamento dos enrolamentos.

Por outro lado, mesmo em motores de baixa tensão, quando estes são alimentados por inversores de frequência, registra-se igualmente o aparecimento de descargas parciais. Nesses casos, as descargas parciais provocadas pelas elevadíssimas taxas de repetição dos picos de tensão impostos pelos inversores podem provocar o rompimento do isolamento individual das espiras das bobinas num período de tempo compreendido entre 10 e 1.000 horas de funcionamento, culminando em curtos-circuitos.

#### **2.4.6 Fenômenos transitórios na tensão de alimentação**

Quando os motores estão sujeitos a fenômenos transitórios de curta duração na tensão de alimentação, verifica-se uma redução da vida útil do isolamento dos enrolamentos, podendo resultar na ocorrência de curtos-circuitos entre espiras ou entre espiras e o núcleo ferromagnético do motor. Um conjunto de fatores contribui para a existência desse tipo de fenômeno transitório, destacando-se o uso de inversores de frequência que levaram ao aparecimento de maiores esforços nos isolamentos dos enrolamentos do motor.

Maiores valores de pico da tensão de alimentação, associados a frequências de comutação dos semicondutores da ordem das dezenas de kHz, assim como tempos de comutação inferiores a 100 ns (caso dos IGBTs), aumentam os esforços elétricos do isolamento dos enrolamentos do motor. Devido à distribuição não linear da tensão ao longo desses enrolamentos, os esforços elétricos nas primeiras espiras são maiores (BONNETT; SOUKUP, 1992). Como resultado, os esforços no isolamento das espiras de cada bobina podem ser 10 vezes superiores àqueles a que estaria sujeito um motor alimentado por um sistema de tensões senoidal. Quando os motores são alimentados por inversores de frequência, registra-se a existência de picos de tensão nos terminais do motor que ultrapassam em larga escala a respectiva tensão nominal. O uso de cabos inadequados na ligação dos inversores de frequência ao motor poderá contribuir para agravar ainda mais esses fenômenos (CAVALLINI *et al.*, 2011).

Sistemas de acionamento que possuem cabos de comprimentos longos que conectam o inversor ao motor, ou seja, onde o centro de controle se encontra a partir de 20 metros da planta a ser controlada (ou em alguns casos, como as plataformas de petróleo, tal distância alcança alguns km), apresentam alguns problemas aqui analisados.

Em tais sistemas, os cabos longos se comportam como linhas de transmissão para os pulsos de saída gerados pelo inversor. Através da teoria de propagação de ondas e das análises de reflexão, pode-se determinar o pico de tensão nos terminais do motor. Os pulsos de tensão de saída do inversor possuem amplitude igual ao valor da tensão no barramento de corrente contínua. A cada chaveamento do inversor, ocorrem sobretensões transitórias nos terminais do motor que acabam por danificar seu isolamento. As amplitudes dessas sobretensões transitórias podem chegar a mais de três vezes o valor da tensão do barramento de corrente contínua ou link DC (PERSSON, 1992; VON JOUANNE; ENJETI; GRAY, 1996).

Baseando-se no comportamento de uma onda em uma linha de transmissão, pode-se fazer uma análise das reflexões de tensão no cabo. Tais reflexões têm como condição principal a diferença que existe entre a impedância de surto do cabo e a impedância do motor (impedância do motor  $\gg$  impedância do cabo), resultando em oscilações de tensão em seus terminais cuja frequência está relacionada ao tempo de viagem do pulso pelo cabo (PAULA *et al.*, 2010). Essa análise pode ser simplificada feita segundo a seguinte dinâmica: quando o pulso sai do inversor e atinge a extremidade de ligação do cabo com o motor, período considerado como um tempo de viagem, a variação de impedâncias entre os dois resulta em coeficiente de reflexão próximo da unidade. A onda refletida cresce com a mesma taxa da onda incidente, mas em direção ao inversor e com valor positivo. Assim, a onda refletida juntamente com a onda incidente faz com que o valor da tensão seja o dobro nos terminais do motor. A onda refletida propaga-se em direção ao inversor, onde sofre uma nova reflexão, e, após dois tempos de viagem, retorna ao motor com valor negativo. Além disso, em sistema com cabos muito extensos, onde se tem problemas de ondas estacionárias, a forma de onda da tensão de saída do inversor pode conter harmônicos significativos e transitórios que podem interferir nas características de desempenho do motor e no seu tempo de vida útil (BONNETT, 1996).

Além disso, curtos-circuitos que ocorrem no barramento de alimentação do motor podem originar sobretensões que chegam a atingir 3.5 vezes o valor da tensão nominal do motor, com tempos de subida extremamente curtos, ligações deficientes do motor com seu sistema de aterramento e operações de manobra de bancos de capacitores ligados aos terminais dos enrolamentos estáticos do motor para compensação do fator de potência. Nesse caso, deve ser efetuada uma menção especial às situações em que o motor e os capacitores, quando desligados do sistema de alimentação, continuam ligados entre si. Nessas situações, poderá verificar-se um fenômeno de ressonância elétrica entre as indutâncias de

fugas do motor e o banco de capacitores, originando sobretensões nos terminais dos enrolamentos estáticos e descargas atmosféricas na linha de alimentação do motor.

#### **2.4.7 Efeito do tempo de subida do pulso (*Rise Time*) e a alta taxa de variação da tensão em função do tempo ( $dv/dt$ )**

O efeito do tempo de subida do pulso de tensão ( $ts$ ) de saída do inversor também deve ser considerado neste estudo. O tempo de subida é definido como o tempo que a tensão leva para ir de 10 a 90% do seu valor em regime permanente. O tempo de subida do pulso de tensão está diretamente relacionado ao comprimento crítico ( $lc$ ) do cabo, como é possível observar na equação a seguir (PAULA *et al.*, 2010):

$$lc = \frac{ts \cdot v}{2} \quad (2.12)$$

Sendo:

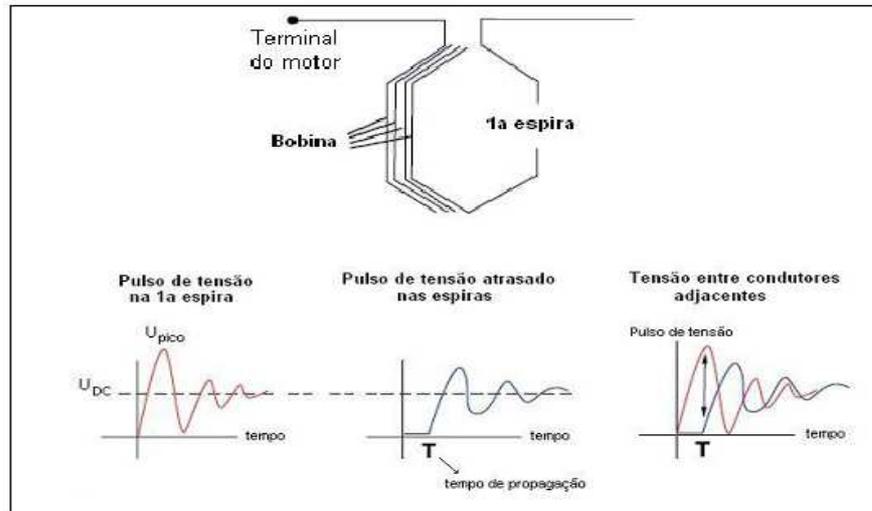
$lc$  = Comprimento crítico do cabo.

$ts$  = Tempo de subida do pulso de tensão.

$v$  = Velocidade de propagação do pulso pelo cabo.

Essa relação foi obtida igualando-se o tempo de subida do pulso a duas vezes o tempo de viagem ( $v$ ) deste pelo cabo, condição em que se observa uma reflexão plena (dobro da tensão para coeficiente de reflexão unitário). O comprimento crítico do cabo ( $lc$ ) é definido como o comprimento mínimo necessário para que uma reflexão plena ocorra. Nota-se que, com os pequenos tempos de subida impostos pelos IGBTs, a ocorrência de sobretensões acontecem para comprimentos de cabos cada vez maiores. Não somente as amplitudes das sobretensões são preocupantes, mas também a taxa de repetição com que acontecem devido às altas frequências de chaveamento dos dispositivos semicondutores do inversor. O aumento na frequência de chaveamento acarreta, portanto, no conseqüente aumento do estresse no motor (PAULA *et al.*, 2010). O tempo de crescimento do pulso de tensão (*rise time*) possui influência direta sobre o sistema isolante do motor elétrico, ou seja, quanto menor o *rise-time* maior será a d.d.p. nas primeiras espiras de cada fase do motor, conforme ilustrado na Figura 26, na seqüência, e conseqüentemente mais rápido será o processo de envelhecimento do sistema de isolamento do motor (FINLAYSON, 1998).

Figura 26 – Propagação de um pulso de tensão nos enrolamentos de um motor

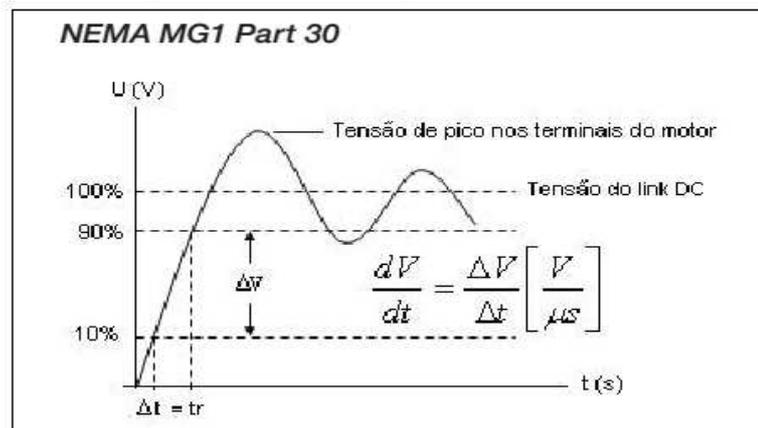


Fonte: Karavasalis (2008).

As definições de *rise time* ( $t_r$ ) dadas pela NEMA e pela IEC diferem, conforme mostrado a seguir, dando margem a divergências de interpretação e conflitos entre fabricantes e consumidores de motores e inversores de frequência (WEG, 2004).

#### 2.4.8 Cálculo da taxa de variação da tensão em função do tempo ( $dv/dt$ ) pelo critério NEMA

Figura 27 – *Rise time* pelo critério NEMA



Fonte: WEG (2016).

$T_r$  = tempo que a tensão leva para subir de 10 a 90% da tensão do link DC ( $\cong 1,41 V_{nom}$ ).

Supondo:

A tensão do motor  $V_{nom} = 460 \text{ V}$ .

$V_{link \text{ DC}} \cong 1,41 \times 460 = 648,6 \text{ V}$ .

$\Delta V = 0,8 \times 648,6 = 518,9 \text{ V}$ .

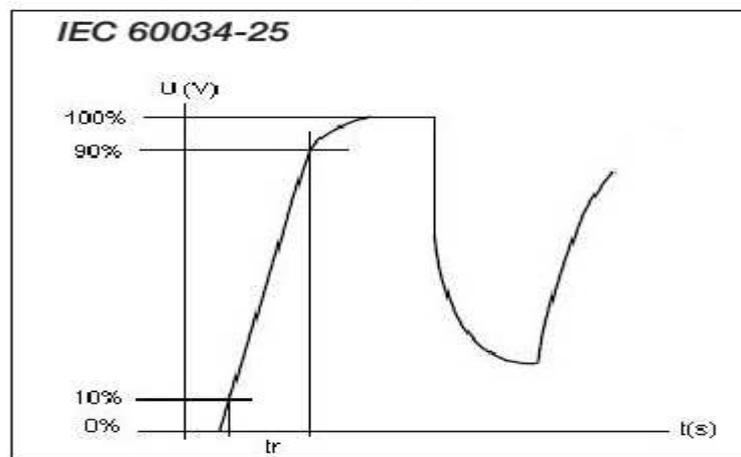
Assumindo um *rise time* de  $0,1\mu s$   $\Delta t = 0,1\mu s$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2.13)$$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{518,9}{0,1} \left[ \frac{V}{\mu s} \right]$$

#### 2.4.9 Cálculo da taxa de variação da tensão em função do tempo (dv/dt) pelo critério IEC

Figura 28 – *Rise time* pelo critério IEC



Fonte: WEG (2016).

Tr = tempo que a tensão leva para subir de 10 a 90% da tensão do link DC ( $\cong 1,41 V_{nom}$ ).

Supondo:

A tensão do motor  $V_{nom} = 460 V$  (com incidência de picos de  $1200 V$ ).

$$\Delta V = 0,8 \times 1200 = 960 V.$$

Assumindo  $tr = 0,25\mu s$ :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{960}{0,25} = 3840 \left[ \frac{V}{\mu s} \right]$$

Por efeito do cabo, o *rise time* é maior nos terminais do motor do que nos terminais do inversor. Um erro bastante comum é considerar, no cálculo do  $dV/dt$ , o *rise time* nos terminais do inversor e a tensão de pico nos terminais do motor, gerando um valor de  $dV/dt$  irreal.

Devido às diferenças existentes entre as definições de *rise time* da NEMA e da IEC, ocorrem frequentemente confusões no cálculo do  $dV/dt$ . Pelo critério NEMA, deve-se tomar o valor da tensão do link DC ( $\cong 1,41 V_{rede}$ ) como referência de 100% de tensão para a determinação do *rise time* (informado pelo fabricante do inversor) e o cálculo do  $dV/dt$ . Já

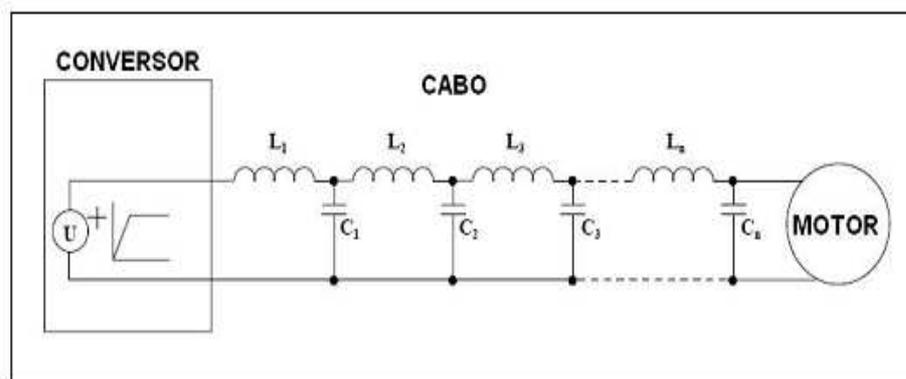
pelo critério IEC, o valor de pico da tensão nos terminais do motor é que deve ser usado como referência. Por efeito do cabo, o *rise time* a ser considerado no critério IEC será normalmente maior do que o considerado no critério NEMA (que é o valor informado pelo fabricante do inversor). Assim, percebe-se que dependendo do critério utilizado no cálculo, podem ser considerados valores de  $dV/dt$  bastante distintos para uma mesma situação.

Salientando que o *rise time* nos terminais do motor é aumentado pela impedância distribuída do cabo, o valor do  $dV/dt$  nos terminais do motor (mais ameno do que nos terminais do inversor) pode também ser calculado, mas requer a medição do pulso de tensão na entrada do motor.

## 2.5 FENÔMENO REFERENTE AO COMPRIMENTO DO CABO

Os fatores predominantes para a incidência de picos de tensão nos terminais do motor alimentado por inversor são o *rise time* (tempo de subida do pulso) e o comprimento do cabo. O cabo pode ser considerado uma linha de transmissão, ou seja, impedâncias distribuídas em seções de indutâncias/capacitâncias conectadas em série/paralelo. A cada pulso, o inversor entrega energia ao cabo, carregando essas indutâncias e capacitâncias.

Figura 29 – Diagrama do cabo composto por impedâncias distribuídas



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em WEG (2016).

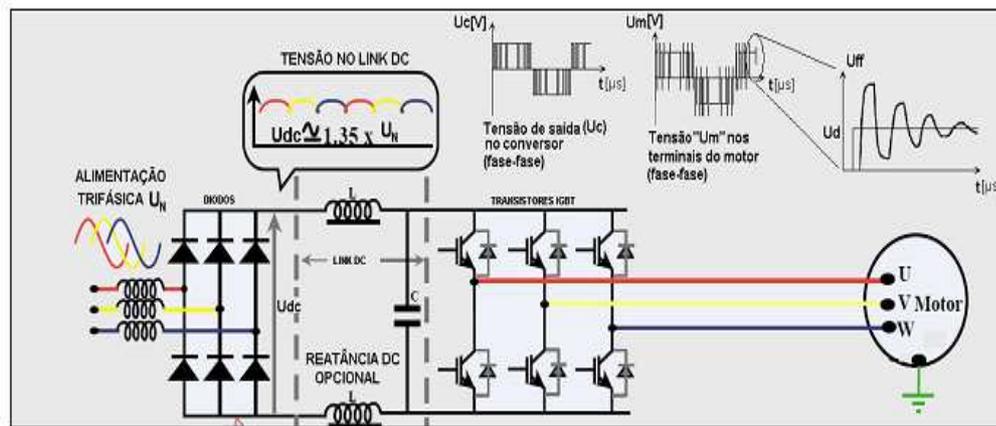
O sinal chega ao motor através do cabo e é parcialmente refletido, ocasionando sobretensão, pois a impedância de alta frequência na entrada do motor é maior do que a impedância do cabo. Comprimentos de cabo elevados geralmente aumentam o valor do *overshoot* nos terminais do motor. De acordo com o NEMA Application Guide for AC ASD Systems (2003), com os modernos IGBTs os *overshoots* começam a aparecer a partir de aproximadamente 3 m de cabo, podendo chegar a 2 vezes o valor da tensão da fonte para

comprimentos de cabo a partir de 15 m, para comprimentos de cabo acima de 120 m, por exemplo, além de o *overshoot* permanecer existindo por mais tempo nessas situações. Esse comportamento varia em função do padrão de pulsos PWM, do *rise time* e do próprio tipo de cabo.

### 2.5.1 Reflexão das ondas incidentes

Cabos longos acima de 3 m podem apresentar em função do *rise time* (tempo de crescimento do pulso  $t_r$ ) e da frequência de pulsação um comportamento tal como uma linha de transmissão, em que aparecem as ondas incidentes e refletidas de tensão (VON JOUANNE; ENJETI; GRAY, 1996).

Figura 30 – Acionamento do motor de indução através de inversor PWM



Fonte: Karavasalis (2008).

O tempo de crescimento dos pulsos de tensão nos terminais do motor depende do processo de controle do conversor, da velocidade de operação dos componentes utilizados (chaveamento) e dos comprimentos dos cabos entre motor e inversor (MOREIRA; LIPO; VENKATARAMANAN; BERNET, 2002).

### 2.5.2 Overshoot na entrada do motor devido à indutância do cabo

Considerando que o cabo alimentador entre o inversor e o motor apresenta uma indutância própria de valor  $L_c$ , pela lei de Lenz tem-se a seguinte tensão autoinduzida no cabo em função da variação da corrente.

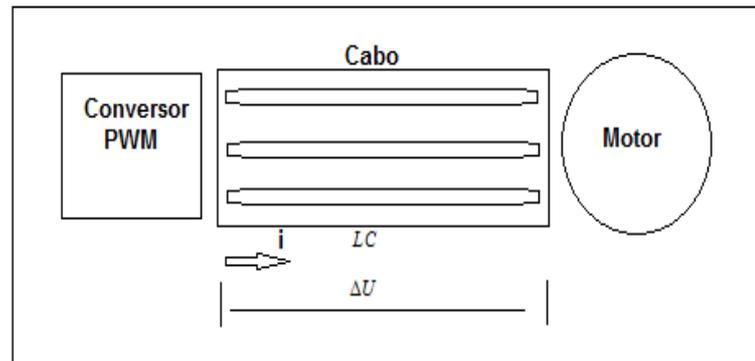
$$\Delta U = -L_c \cdot \frac{di}{dt} \quad [\text{V}] \quad (2.14)$$

Onde:

$\Delta U$  = Tensão autoinduzida no cabo.

$Lc$  = Comprimento do cabo.

Figura 31 – Tensão autoinduzida no cabo ( $\Delta U$ )



Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

### 3 ESTADO DA ARTE

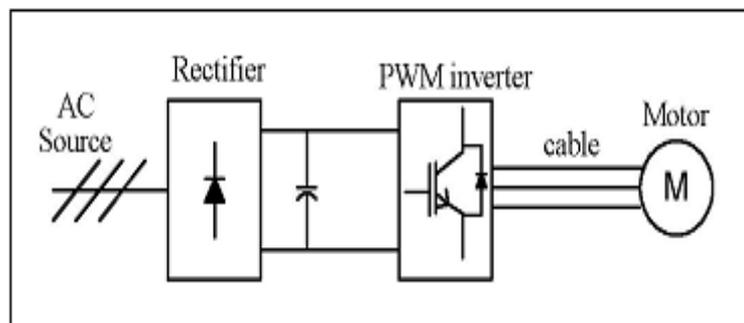
As falhas em motores elétricos devido a problemas de isolamento em função das ondas refletidas têm sido modeladas em vários trabalhos (AMARIR; AL-HADDAD, 2006; YANSHU; YUEJUN; LULU QI, 2011). Em trabalhos como o de Tallam e Leggate (2011), é oferecida uma alternativa de melhora na forma de onda dos inversores por meio de técnicas de controle. Em estudos de Skibinski *et al.* (1996), é oferecida uma solução por meio de elementos terminadores na linha de alimentação. Já Yanshu, Dianguo e Xiyu (2003) e Gubia *et al.* (2004) propõem a inserção de filtros redutores de derivadas de tensão. Contudo, estudos que tenham levantado a descoberta de novos índices da qualidade da energia que o motor recebe de inversores de frequência são desconhecidos. A partir desses autores e das obras citadas foi dado o início desta pesquisa, em busca de um índice que possa medir a qualidade da energia e, conseqüentemente, a vida útil de um motor elétrico de indução alimentado por uma fonte de um inversor de frequência.

A pesquisa de Amarir e Al-Haddad (2006) apresenta uma nova técnica para modelar as sobretensões de alta frequência e suas correntes associadas referentes à alimentação do motor fornecida pelo inversor (PWM-ASD) e ao comprimento do cabo. Fórmulas matemáticas são utilizadas para detalhar a tensão transitória e a corrente no cabo.

A modelagem leva em conta:

- Cabo físico (comprimento) e características elétricas (R, G, G, C).
- Impedância do inversor, bem como aumento de tensão e queda vezes.
- Impedância motor.

Figura 32 – Circuito típico da aplicação ilustrada pelo autor



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Amarir e Al-Haddad (2006).

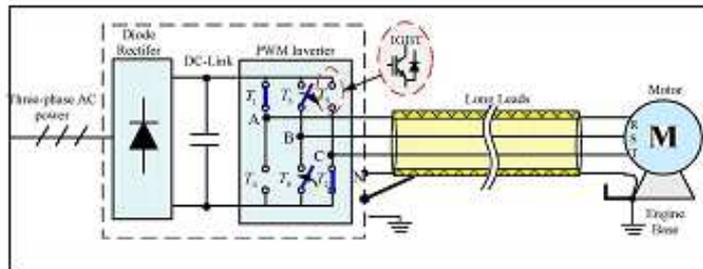
O trabalho de Yanshu; Yuejun; Lulu Qi (2011) propõe uma técnica para avaliar o risco de deterioração do isolamento do motor, que pode ser causada por sobretensões graves criada

por inversores de tensão PWM, ilustrado na Figura 33. A técnica proposta permite a coordenação entre os sistemas compostos pelo inversor e do comprimento (e tipo) de seus cabos de alimentação. Usando essa técnica, pode-se definir, para cada sistema com inversores PWM, o comprimento máximo de cabo que não deve ser excedido, a fim de proteger o motor. Também é possível definir, para cada comprimento de cabo, a voltagem CC máxima e o  $dv/dt$  que deve ser respeitado, levando-se em consideração o isolamento do motor.

A análise dos transientes ao longo do cabo ocorre em cada ponto por meio da determinação da tensão e da corrente em função do tempo, quando cada impulso é transmitido pelo inversor. Os autores apresentam uma análise teórica e uma técnica prática para modelar a onda refletida em PWM ASD. Essa técnica pode ser usada para avaliar o risco de deterioração do isolamento do motor devido a sobretensões em um sistema PWM-ASD. Trata-se, especialmente, de sobretensões inferior ou superior a 2 p.u. nos terminais do motor causadas pela comutação PWM, levando-se em consideração os parâmetros do cabo e da impedância do motor.

Os resultados apresentados em sua concepção teórica são próximos aos valores simulados, validando o sistema proposto pelos autores.

Figura 33 – Circuito típico da aplicação ilustrada pelo autor



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Yanshu, Yuejun e Lulu Qi (2011).

Yanshu, Yuejun e Lulu Qi (2011) propõem uma análise aos sistemas de acionamento de motores elétricos com modulação por largura de pulso PWM. Contempla os autores que a tensão refletida no processo de transmissão por cabo pode produzir sobretensão de alta frequência nos terminais do motor, podendo gerar o rompimento do isolamento do motor de forma precoce e ainda comprometer a estabilidade do sistema do PWM. O modelo matemático equivalente foi criado com base em um cabo trifásico. A velocidade de propagação, a oscilação frequência e a duração do impulso de oscilação no cabo é descrito pelo método matemático desenvolvido. A análise e os efeitos de cabo referente à sobretensão

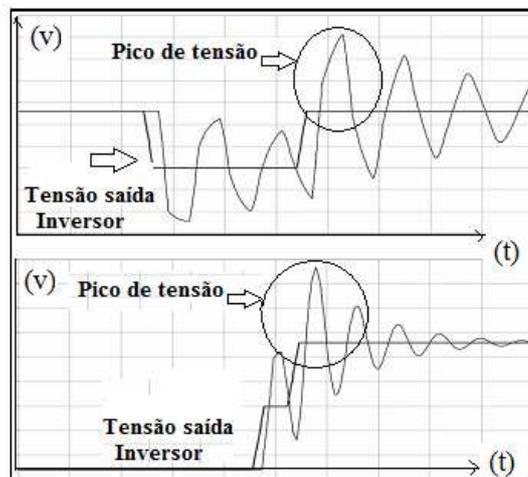
nos terminais do motor são avaliadas sob condições de alta frequência e simuladas no *software* Pspice.

Pode ser verificado, através dos experimentos dos autores, que, à medida que aumenta o comprimento do cabo, a tensão da linha da extremidade do motor aumenta gradualmente e atinge valores superiores a 2 p.u., assim como a oscilação da tensão de linha na extremidade do motor aumenta gradualmente.

Segundo os estudos de Tallam e Leggate (2011), a modulação de largura de pulso (PWM) pode gerar nos terminais do motor um aumento de duas vezes a tensão do barramento CC, devido ao fenômeno de ondas refletidas. Sob essas condições, gerar uma tensão mais que o dobro da tensão do barramento (link DC) pode comprometer o enrolamento dos motores, provocando falhas graves no sistema de isolamento. Os autores salientam que a ocorrência das sobretensões sobre os terminais do motor, ilustrado na Figura 34, pode ser evitada utilizando-se um determinado comprimento de cabo. Ressaltam que alguns tipos de filtros de saída são utilizados para limitar os picos de sobretensão nos terminais do motor, contudo os custos seriam bem mais altos. Além disso, eles avaliam um método que pode ajustar o padrão de pulsos PWM, garantindo o mesmo desempenho. Dessa forma, apresentam resultados experimentais que demonstram a eficácia do método proposto.

Na sequência, os autores propõem modificações na técnica anterior, com alterações que ajudam a manter o tempo mínimo de permanência e tempo de inversão de polaridade mesmo no modo de pulso. Os resultados experimentais foram fornecidos para mostrar que, com as modificações propostas, o pico de tensão no motor pode ser limitado a duas vezes a tensão de barramento DC, semelhante à região linear de modulação.

Figura 34 – Pico de tensão transitória no motor maior que 2 p.u.



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Tallam e Leggate (2011).

De acordo com Valenzuela (2010), motores de indução de velocidade variável autoventilados não podem ser protegidos usando relés padrão de sobrecarga. Em velocidades de operação reduzidas, a capacidade de dissipação de calor é insuficiente, e o motor pode ser submetido a um superaquecimento, mesmo operando com correntes abaixo do valor nominal. A solução prática geralmente empregada é a de sobredimensionar o motor, a fim de evitar um superaquecimento em velocidades reduzidas. É proposto pelo autor avaliar um modelo térmico de terceira ordem capaz de fazer previsões sobre o aumento de temperatura para todo o ciclo de operação de velocidade variável com carga variável arbitrária. As principais questões abordadas são a estimativa das capacitâncias térmicas do modelo e da variação da resistência térmica com a frequência de operação (velocidade). A avaliação é feita em um motor de indução experimental totalmente fechado arrefecido por ventilador equipado com termopares no enrolamento do estator e na carcaça. Os parâmetros do modelo são primeiro obtidos utilizando um algoritmo de identificação e, em seguida, o modelo é utilizado para prever o aumento da temperatura no estator e da estrutura durante a operação com velocidade variável.

Sá (1989) propõe o desenvolvimento e a implementação de um método simples e rápido que permite a especificação de motores de indução trifásicos com rotor do tipo gaiola, a partir da análise do comportamento térmico do enrolamento do estator. O método desenvolvido se aplica na especificação da maioria dos motores para acionamentos não controlados, uma vez que o comportamento térmico do enrolamento do estator é que vai definir a solicitação crítica a que o motor será submetido. O método não é válido para acionamentos com elevado tempo de partida, uma vez que, nesse caso, a solicitação térmica nas barras do rotor também deve ser analisada. A especificação de motores de indução trifásicos usados em acionamentos não controlados é feita de modo que a temperatura do enrolamento do estator não deve ultrapassar o valor limite definido pela classe de isolamento. A diferença de temperatura que se estabelece entre as superfícies superior e inferior das barras que constituem o enrolamento do rotor não deve ultrapassar o valor que pode provocar uma solicitação mecânica inadmissível. O motor deve poder fornecer o conjugado exigido pela carga nas condições normais de operação.

Bonnett e Soukup (1992) explicam que os acionamentos de motores de indução alimentados com cabos longos são amplamente utilizados em muitas aplicações industriais e agrícolas. Abordam sobre o fenômeno de sobretensão nos terminais de alimentação do MI causado pela diferença de impedância entre o cabo e o motor, os efeitos sobre o isolamento

dielétrico do motor e o modelo ideal de filtros  $dv/dt$ . Neste trabalho, é proposta uma metodologia de modelagem para a investigação da sobretensão nos terminais do MI conectados à fonte de energia através de cabos longos. Um modelo de circuito equivalente do motor alimentado por uma fonte de alta frequência foi desenvolvido para representar o comportamento da alta frequência sobre o motor na unidade de tempo e no domínio da frequência são analisados. Um modelo de cabo com seções múltiplas utilizado em alta frequência é proposto. A metodologia proposta é verificada em um sistema de acionamento do motor de 2,2 kW ABB experimental. Os transientes de sobretensão do motor previstos pelo modelo apresentado mostraram-se em concordância com os resultados experimentais.

Skibinski, Tallam, Reese, Buchholz e Lukaszewski (2006) propõem um novo modelo de linha de transmissão de 3 fases com o primeiro sucesso do uso de 2D para análise de elementos finitos (FEA), com vistas a extrair e prever parâmetros cabo R-L-C ao longo de uma ampla gama de frequências. A metodologia FEA foi mostrada porque objetiva extrair parâmetros de alta frequência, por ser mais precisa e eliminar os testes caros de cabo. Os parâmetros FEA de 3 fases também podem ser transformados para uso como modelos de linhas de transmissão de uma única linha. A abordagem FEA permite cabos assimétricos a ser estudado em um ambiente cabo-drive e simulação do motor de 3 fases. Ela previu parâmetros R-L-C medidos como função da frequência dentro de 5-10%. A análise fornecida também é aplicável a estudos transientes do sistema de energia na linha AC.

Conforme Graovac, Hoffmann, e Haltmair (2011), os efeitos negativos da largura de pulso modulada de inversores chaveados em motores elétricos, tais como falhas no isolamento de enrolamentos do motor e descargas elétricas que levam a falhas de motor, são bem conhecidos. Cabos longos entre o inversor e o motor são frequentemente encontrados, como ocorre, por exemplo, em aplicações ferroviárias, em que esses efeitos aumentam devido às reflexões dos cabos. O objetivo é apresentar uma ferramenta fácil de usar para a prática de engenheiros, fornecendo análise matemática, *design* e otimização da rede de filtragem, que tenha de modo comum o controle da razão de carga na saída do inversor. Essa topologia foi escolhida depois de uma pesquisa bibliográfica que considerava as experiências práticas com diferentes topologias de filtro de modo comum (MCHFM). Em primeiro lugar, uma operação de MCHFM é explicada. Depois disso, o filtro é analisado matematicamente com a utilização do domínio de Laplace, que conduz à definição dos critérios de otimização de filtro. No final da simulação, os resultados experimentais são apresentados. Esse procedimento foi usado em conversores em diferentes aplicações e confirmou seu valor na operação.

Vendrusculo e Pomilio (1999) propõem um método de estimativa de parâmetros de cabos válidos para estudos em alta frequência, a partir da forma de onda da corrente de saída do inversor. Apresentam um procedimento de cálculo em que, tendo-se como informação inicial apenas a frequência de ressonância do cabo (extraída da medição da corrente), obtêm-se os parâmetros de um modelo de cabo, que inclui correção para efeito pelicular. Cabe salientar que a técnica proposta utiliza um modelo que limita a correção dos parâmetros a frequências da ordem de apenas algumas poucas dezenas de kHz, sendo indicada, portanto, apenas para cabos cujo comprimento é da ordem de quilômetros, como aqueles presentes em sistemas de acionamento submarinos.

De forma semelhante, Lima, Dommel e Stephan (2000) realizam algumas simulações de um sistema submarino para extração de petróleo, utilizando a versão Micro Tran do EMTP. Resultados reais, obtidos em uma plataforma de extração de petróleo, assim como resultados provenientes de um protótipo, são utilizados para validar os resultados das simulações.

Para Lima, Stephan, Pedroso e Mourente (1996), o modelo do cabo utilizado é dependente da frequência e leva em conta não apenas a dependência das perdas com a frequência, como também a natureza distribuída dos parâmetros do cabo. Todavia, uma forte limitação de tal modelo é a estreita faixa onde se consegue uma boa representação do efeito pelicular, até cerca de 10 kHz.

Diversas alternativas para a modelagem de cabos, bem como técnicas para a simulação das sobretensões podem ser encontradas na literatura, como em Okuyama, Hitosugi e Moriyasu (2000).

A pesquisa de Moreira, Lipo, Venkataramanan e Bernet (2002) sugere um circuito que combina elementos R, L e C de forma tal que sua resistência e indutância equivalentes representem corretamente a dependência deles com a frequência. A determinação dos parâmetros desse circuito equivalente é feita a partir de um conjunto de equações que utilizam como dados de entrada apenas as medições de impedância do cabo, em aberto e em curto, na maior e na menor frequência do intervalo que se deseja estudar. Pode-se dizer que a resposta em frequência da impedância do cabo obtida a partir desse modelo aproximou-se bastante daquela medida experimentalmente. Uma desvantagem dessa proposta é a impossibilidade de se determinar os dados de entrada para a obtenção do modelo através de métodos de estimativa de parâmetros de cabos. Assim, tal método é dependente de medições, frequentemente indisponíveis.

## 4 METODOLOGIA

Este capítulo descreve a metodologia utilizada para cálculo do índice de qualidade de energia fornecida aos terminais dos motores elétricos de indução alimentados por inversores de frequência. Ao final deste trabalho, com os métodos propostos, será possível calcular um índice capaz de definir a qualidade da energia fornecida aos terminais do motor. O índice de qualidade proposto é composto por uma média harmônica entre três índices de qualidade que serão calculados de acordo com a metodologia proposta: um índice de qualidade para o inversor, um índice de qualidade para cabos e um índice de qualidade para o motor. Para que esse objetivo seja atingido, é necessário dividir os procedimentos a serem adotados em quatro partes: a primeira é o dimensionamento do motor e inversor, relacionados diretamente com a aplicação, o torque residual e a potência. A metodologia utilizada para o dimensionamento dos inversores de frequência segue as normas técnicas estabelecidas pela maioria dos fabricantes de inversores, que levam em consideração a aplicação, o tipo de conjugado resistente à carga, os dados da placa do motor, dando ênfase à corrente nominal, e a tensão de alimentação. Características dinâmicas de aceleração e frenagem são analisadas graficamente. As faixas de velocidade, fator de grande importância, em função de o sistema de ventilação dos motores estar acoplado ao eixo, ou seja, com a variação de velocidade de rotação do motor, irá variar também o sistema de resfriamento dele. Avalia-se o sistema de acoplamento entre o motor e a máquina, levando em consideração a existência ou não de redutores, a sobrecarga na partida e em operação, o ambiente onde o motor será instalado, a temperatura ambiente, a altitude e as condições climáticas. O tipo de inversor dimensionado deve estar de acordo com os itens citados, bem como com a carcaça do motor. A análise final está relacionada com as curvas de utilização (Derating) fornecida pelos fabricantes. A escolha do motor está relacionada ao torque residual, que é calculado para as condições de operação do motor na maior e menor velocidade onde são definidos o tipo de carcaça e a potência do motor, garantindo assim a estabilidade térmica necessária, sem que haja o comprometimento do sistema isolante do motor e, por consequência, seu material isolante. Na sequência, na metodologia utilizada para análise do fenômeno de ondas refletidas, foi desenvolvido um *script* de um diagrama de treliças com a utilização da ferramenta computacional Matlab/Simulink R2012, com base no método TLM (modelagem de linhas de transmissão), em que pode ser visto como o comprimento do cabo influência no efeito de reflexão das ondas incidentes. Para efeito de simplificação, foi utilizado um método conservador em que o motor foi modelado como uma carga resistiva onde pode ser visto o comportamento da onda

refletida. Caso o motor tivesse sido modelado como um circuito RC (mais próximo da condição ideal), o resultado seria ainda pior e a complexidade do *script* ainda maior. A terceira parte tem como objetivo a modelagem térmica do motor de indução. O comportamento térmico é estimado através do circuito equivalente do motor, na análise do fluxo de calor nas principais condições de operação e da influência da variação de velocidade no comportamento térmico. A quarta e última parte utiliza uma metodologia desenvolvida pelo autor para cálculo do índice de qualidade da energia fornecida aos terminais do motor elétrico de indução, sendo proposto um índice de qualidade para o inversor, outro para o cabo e um para o motor. A média harmônica destes define o índice de qualidade de energia fornecido aos terminais do motor.

Para validar o índice de qualidade proposto e efetuar uma simulação, foi necessária a utilização de dados reais retirados de manuais e artigos técnicos de um fabricante de motores e inversores, nesse caso do compilado técnico da WEG S/A.

Utilizaram-se os seguintes dados:

- Motor instalado: 10 Cv – 4 polos.
- Aplicação: Esteira.
- Variação de velocidade: 10 a 100% (180 rpm a 1.800 rpm).
- Conjugado nominal: 4,14 Kg/f/m – carcaça 132s.
- $I_{nom} = 12A$ , 92% da potência nominal.
- Ta: 40 Oc.
- Altitude  $\leq 1.000$  metros.
- Rede: 440 VCA, 60 Hz.

Para isso, considera-se que esse motor esteja operando nas condições ideais de acordo com o demonstrado acima, com um cabo interligando o inversor ao motor com aproximadamente 50 metros de comprimento com uma impedância de  $200 \Omega$ , aqui chamado de  $Z_c$ . Considera-se também que a impedância de saída do inversor seja de  $10 \Omega$  ( $R_G$ ), e que a impedância de entrada do motor seja de aproximadamente  $1.200 \Omega$  ( $Z_m$ ), sendo a saída do inversor de 440 V(E), trifásico. Para efeito de cálculo e em se tratando de fases iguais, a simulação leva em consideração, para efeito de simplificação, uma única fase. O resultado deste estudo irá indicar através do índice de qualidade proposto para o cabo se ele está em conformidade com a aplicação proposta.

Para a modelagem térmica do motor, os dados descritos a seguir foram retirados de catálogos de motores WEG.

$\tau_o$  = Elevação de temperatura ao final do período de permanência desligado [°C].

$\tau_P = 30$  °C.

$\tau_i = 80$  °C.

$\tau_{fR} = 70$  °C.

$t_P = 40$ s.

$t_i = 120$ s.

$t_{fR} = 80$ s.

Onde:

$t_o$  = Elevação de temperatura ao final do período de permanência desligado [°C].

$\tau_P$  = Elevação de temperatura ao final do processo de partida [°C].

$\tau_i$  = Elevação de temperatura ao final da operação em regime [°C].

$\tau_{fR}$  = Elevação de temperatura ao final do processo de frenagem elétrica [°C].

$t_P$  = Tempo de partida [s].

$t_i$  = Tempo de operação em regime [s].

$t_{fR}$  = Tempo de frenagem elétrica [s].

O resultado deste estudo irá indicar através do índice de qualidade proposto para o motor se ele está em conformidade com a aplicação proposta.

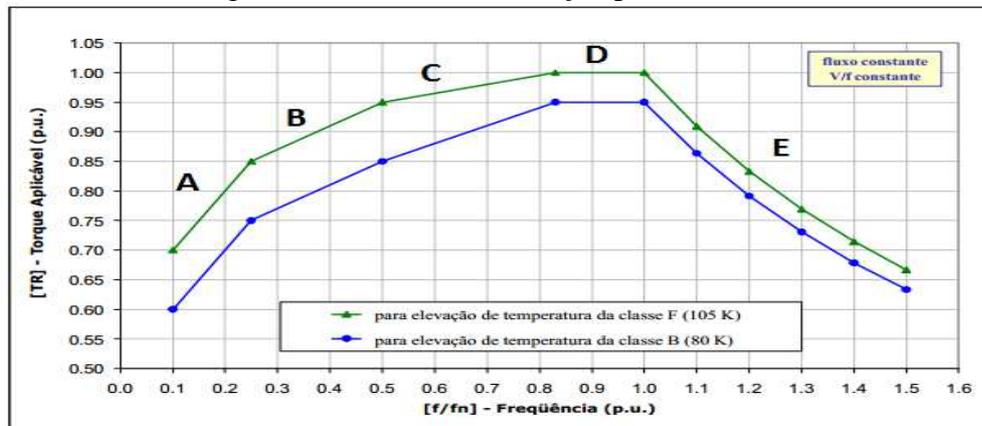
#### 4.1 DIMENSIONAMENTO DO INVERSOR

Para dimensionar um inversor, é necessário conhecer alguns pontos:

- Aplicação (tipo de conjugado resistente da carga).
- Dados da placa do motor (Inom).
- Tensão de alimentação.
- Características dinâmicas (aceleração e frenagem).
- A faixa de velocidade (velocidade máxima e mínima).
- Sistema de acoplamento entre o motor e a máquina.
- Se houver redutor, qual o fator de redução.
- Sobrecargas (na partida ou em operação).

- Ambiente (temperatura, altitude, atmosfera).

Figura 35 – Curva de utilização para a classe B



Fonte: WEG (2006).

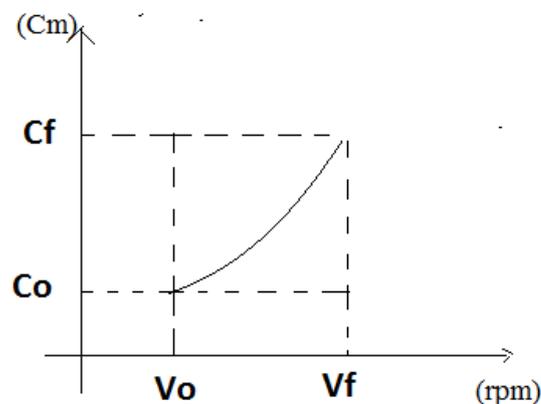
Trechos A, B, e C – são usados para determinar a carga do motor sem sistema de ventilação.

Trecho D – Ótima região de utilização.

Trecho E – Região de enfraquecimento de campo. Determina a perda efetiva de torque do motor.

A curva de utilização permite encaminhar a escolha da carcaça do motor em função do conjugado  $\times$  rotação máxima e mínima do motor. Através do cálculo do conjugado nominal, busca-se na tabela fornecida pelo fabricante a carcaça que o motor deve ter para dissipar a temperatura ao qual o motor será submetido, e através da corrente nominal de operação, escolher o melhor inversor para a aplicação. A carcaça do motor deve ser calculada levando-se em consideração a menor velocidade e a maior velocidade.

Figura 36 – Conjugado  $\times$  rotação motor



Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

$$\frac{f}{f_n} = \frac{V_o}{V_f} = LIMITE \quad (4.1)$$

$T_R = Torque\_residual$

Quadro 6 – Curva de utilização para a classe B

| TRECHO   |                                               |                           |
|----------|-----------------------------------------------|---------------------------|
|          | LIMITES                                       | OPERAÇÃO                  |
| <b>A</b> | <b><math>0 \leq f/f_n &lt; 0.25</math></b>    | $T_R = (f/f_n) + 0.50$    |
| <b>B</b> | <b><math>0.25 \leq f/f_n &lt; 0.50</math></b> | $T_R = 0.4(f/f_n) + 0.65$ |
| <b>C</b> | <b><math>0.50 \leq f/f_n &lt; 0.83</math></b> | $T_R = 0.3(f/f_n) + 0.70$ |
| <b>D</b> | <b><math>0.83 \leq f/f_n &lt; 1.0</math></b>  | $T_R = 0.95$              |
| <b>E</b> | <b><math>f/f_n &gt; 1.0</math></b>            | $T_R = 0.95 / (f/f_n)$    |

Fonte: Elaborado pelo autor (2016), com base em WEG (2006).

Para calcular o torque residual para a menor velocidade e o torque residual para a maior velocidade, utiliza-se a tabela fornecida pelo fabricante, assim pode-se definir o motor adequado ao torque requisitado, de acordo com a carcaça do motor e a potência. A escolha do inversor está relacionada aos parâmetros citados e à sua aplicação.

$$C_m = \frac{C_{cn}}{T_R \times \eta \times FAT} = KgF / m \quad (4.2)$$

Onde:

$C_m$  = Conjugado do motor.

$C_{cn}$  = Conjugado requerido.

$T_R$  = Torque residual (Curva de utilização).

$\eta$  = Rendimento.

$FAT$  = Fator de acoplamento.

#### 4.2 ANÁLISE DO FENÔMENO DE ONDAS REFLETIDAS

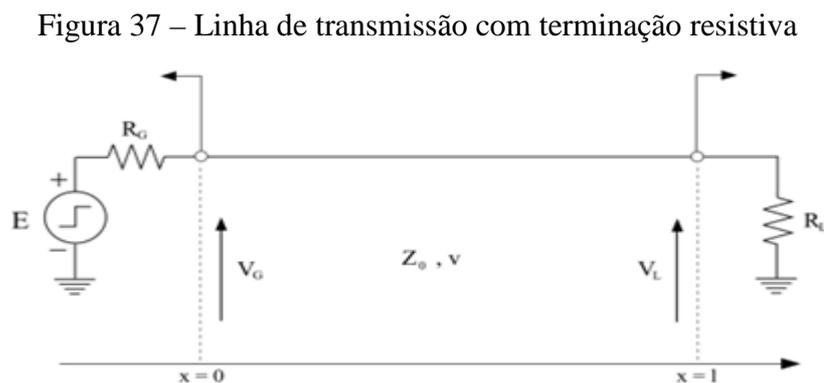
De acordo com Yanshu, Dianguo e Xiyong (2013), a tensão refletida no processo de transmissão por cabo pode produzir sobretensão de alta frequência nos terminais do motor, podendo gerar o rompimento do isolamento do motor de forma precoce e ainda comprometer a estabilidade do sistema do PWM. Ao utilizar o método do diagrama de treliças, foi

desenvolvido um *script* no Matlab para análise e cálculo dos índices de tensão refletida em função das diferenças de impedância entre inversor, cabo e motor.

A situação de um *transiente* em uma LT (Linha de Transmissão) ocorre quando uma mudança súbita na tensão ou corrente é introduzida num dos terminais de uma linha. O exemplo mais comum de transientes em uma LT é a propagação de sinais ao longo das interconexões entre circuitos digitais. A informação é transportada com zeros e uns, correspondendo a níveis de tensões. O chaveamento desses níveis envolve uma mudança do tipo degrau na tensão que se propaga ao longo da interconexão.

Cardoso (2011) refere que os fenômenos de reflexão de ondas são encontrados nas configurações de inversor, cabo e motor, ou seja, em dispositivos que operam em altas frequências, interligados por cabos longos, equivalente a uma fonte de tensão alimentando uma carga resistiva, em que suas conexões se comportam tal como uma linha de transmissão. Situações muito próximas a essa também podem ser encontradas em análises de propagação de surtos de origem atmosférica.

A Figura 37, a seguir, mostra um circuito elétrico constituído por um gerador de corrente contínua de f.e.m. ( $E$ ) e resistência interna  $R_G$ , alimentando uma carga resistiva  $R_L$  através de uma linha de transmissão de comprimento  $l$ , de impedância característica  $Z_0$  e velocidade de propagação  $v$ .



Fonte: Cardoso (2011).

Determina-se o comportamento da tensão nos terminais do gerador, nos terminais da carga e em qualquer ponto da linha de transmissão, a partir do instante  $t = 0$ , momento no qual há o degrau de tensão. As equações de tensão e da corrente em um ponto qualquer da linha são dadas por:

$$V(x, t) = V_+(x, t) + V_-(x, t) \quad (4.3)$$

$$I(x, t) = I_+(x, t) + I_-(x, t) \quad (4.4)$$

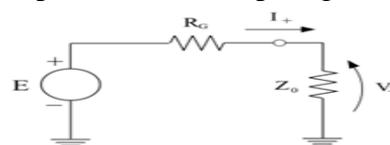
Nas quais,  $V_+(x, t)$  e  $I_+(x, t)$  são ondas de tensão e corrente, respectivamente, que se propagam no sentido dos  $x > 0$  (do gerador para a carga), com a velocidade de propagação  $v$ , doravante denominadas ondas incidentes. Já  $V_-(x, t)$  e  $I_-(x, t)$  são ondas de tensão e corrente, respectivamente, que se propagam no sentido dos  $x < 0$  (da carga para o gerador), com a mesma velocidade de propagação, denominadas ondas refletidas.

Para aplicar a formulação matemática que permite entender o comportamento da linha de transmissão nessas condições, convém entender o fenômeno físico associado. O degrau de tensão no instante  $t = 0$  é traduzido como uma perturbação introduzida no terminal inicial da linha, isto é, os elétrons situados no terminal  $x = 0$  são acelerados, de forma semelhante a um impulso dado a um conjunto de bolas de bilhar alinhadas e separadas umas das outras. Essa perturbação é transmitida ao elétron seguinte, que, por sua vez, perturba o próximo, e assim por diante, numa reação em cadeia. Essa perturbação se propaga em direção à carga com a velocidade de propagação  $v$ , cuja intensidade depende das propriedades físicas do meio isolante que separa os condutores. O elétron não se desloca a grandes distâncias, e a perturbação é propagada a grande velocidade, de forma semelhante a ondas oriundas de uma pedra jogada em um lago calmo.

Por essa razão, do instante  $t = 0_+$  até o instante  $t = \tau = \frac{l}{v}$  que é o tempo necessário para a perturbação atingir o final da linha ou, mais simplesmente, tempo de trânsito, a perturbação é unidirecional, isto é, há somente as ondas incidentes de tensão e de corrente.

Portanto, em  $t = 0_+$  tem-se  $V_- = I_- = 0$ , isto é, apenas  $V_+$  e  $I_+$  são diferentes de zero nesse instante. Como a relação entre  $V_+$  e  $I_+$ , tal que,  $\frac{V_+}{I_+} = Z_0$ , tudo se passa como se no instante  $t = 0_+$  fosse conectado nos terminais do gerador uma impedância igual à impedância característica da linha de transmissão, como mostrado na Figura 38, na sequência.

Figura 38 – impedância “vista” pelo gerador em  $t = 0_+$



Fonte: Cardoso (2011).

Nessas condições, tem-se:

$$V_+ = \frac{Z_o}{Z_o + R_G} E \quad (4.5)$$

$$I_+ = \frac{E}{Z_o + R_G} \quad (4.6)$$

Essa tensão e essa corrente permanecerão constantes nos terminais do gerador até que uma nova perturbação as altere. Isso só ocorre decorrido o intervalo de tempo  $2\tau$ , tempo suficiente para que as ondas de tensão ( $V_-$ ) e corrente refletidas ( $I_-$ ) geradas na carga no instante  $t = \tau$  alcancem novamente o gerador. Decorrido um tempo de trânsito  $\tau$ , as ondas de tensão incidentes  $V_+$  e  $I_+$  atingem a carga. Essas ondas serão perturbadas pela resistência de carga  $R_L$ , gerando ondas de tensão e corrente refletidas  $V_-$  e  $I_-$ , que viajarão em direção ao gerador, sobrepondo-se às ondas incidentes com a mesma velocidade de propagação destas últimas. A razão dessa perturbação é simples, pois as ondas de tensão e corrente incidentes  $V_+$  e  $I_+$  viajam do gerador para a carga, em um meio de impedância característica  $Z_o$  e mantendo a relação  $\frac{V_+}{I_+} = Z_o$ . No instante  $t = \tau$ , as ondas de tensão e corrente  $V_+$  e  $I_+$  encontram a resistência de carga  $R_L$  diferente de  $Z_o$ , na qual a Lei de Ohm deve ser obedecida, isto é, no instante  $t = \tau$ , a tensão na carga  $V_L$  deverá ser tal que  $\frac{V_L}{I_L} = R_L$ .

Consequentemente, serão geradas ondas de tensão e correntes de modo a ajustarem-se as condições de mudança de impedância. Assim, na carga em  $t = \tau$ , tem-se:

$$V_L = V_+ + V_- \quad (4.7)$$

$$I_L = I_+ + I_- \quad (4.8)$$

Aplicando as relações conhecidas, obtém-se, a partir da Equação 4.04:

$$\frac{V_L}{R_L} = \frac{V_+}{Z_o} - \frac{V_-}{Z_o} \quad (4.9)$$

A partir do sistema de Equações 4.7 e 4.9, é possível obter os valores de  $V_-$  e  $V_L$  em função de  $V_+$ , resultando:

$$\Gamma_L = \frac{V_-}{V_+} = \frac{R_L - Z_o}{R_L + Z_o} \quad (4.10)$$

$$\Gamma_\sigma = \frac{V_L}{V_+} = \frac{2R_L}{R_L + Z_o} \quad (4.11)$$

O termo  $\Gamma_L$  representa a fração da onda de tensão incidente  $V_+$  que é refletida e retorna ao gerador. Esse coeficiente é denominado coeficiente de reflexão na carga. O termo  $\sigma_L$  representa a fração da onda de tensão incidente  $V_+$  que é transmitida à carga. Esse coeficiente é denominado coeficiente de transmissão na carga.

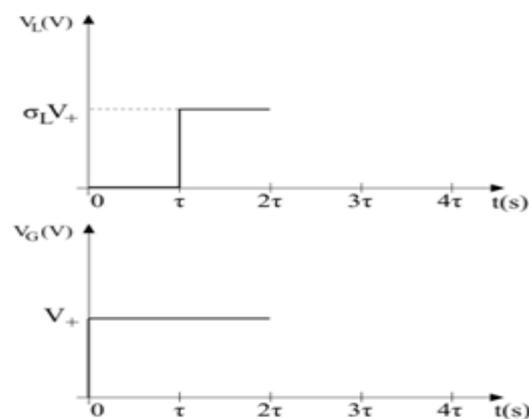
Verifica-se, sempre, que  $1 + \Gamma = \sigma$ .

Resumindo, na carga em  $t = \tau$ , observam-se as seguintes perturbações:

- A tensão na carga é alterada de Zero para  $\sigma_L V_+$ .
- Uma onda de tensão refletida de intensidade  $\Gamma_L V_+$  é gerada na carga, a qual inicia sua viagem em direção ao gerador sobreposta à onda de tensão incidente  $V_+$ .
- A tensão nos terminais do gerador permanece inalterada, com seu valor igual a  $V_+$ , pois a onda de tensão refletida na carga em  $t = \tau$  ainda não chegou a seus terminais.

A Figura 39, a seguir, mostra graficamente o comportamento da tensão nos terminais do gerador e nos terminais da carga até o instante imediatamente após  $t = \tau$ .

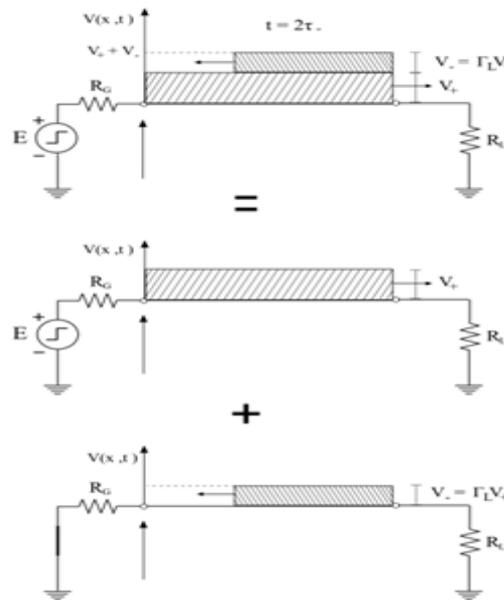
Figura 39 – Comportamento de  $V_G = V_G(t)$  e  $V_L = V_L(t)$



Fonte: Cardoso (2011).

Em  $t = 2\tau$ , a onda de tensão refletida  $V_-$  (e também a de corrente  $I_-$ ) chega no gerador causando nova perturbação na tensão em seus terminais. A Figura 40, a seguir, mostra a distribuição das tensões ao longo da linha de transmissão, imediatamente antes de a tensão refletida atingir o gerador.

Figura 40 – Comportamento de  $V_G = V_G(t)$  e  $V_+ = V_+(t)$



Fonte: Cardoso (2011).

Para avaliar a influência da chegada de  $V_-$  na tensão nos terminais do gerador no instante  $t = 2\tau$ , aplica-se o princípio da superposição, visando separar as influências de  $V_+$  e  $V_-$ . No instante imediatamente anterior à chegada de  $V_-$ , a tensão nos terminais do gerador é:

$$V_G = V_+ = \frac{Z_0}{Z_0 + R_G} E \quad (4.12)$$

Com a chegada de  $V_-$ , a tensão no gerador será alterada para  $V_G' = V_G + \Delta V_G$ , com  $\Delta V_G$  sendo uma grandeza a ser calculada em função de  $V_-$ . A aplicação do princípio da superposição é realizada admitindo-se a linha de transmissão excitada, separadamente, pela onda de tensão incidente  $V_+$  e pela onda de tensão refletida  $V_-$ . É possível notar que a f.e.m. interna do gerador, quando avaliado o efeito isolado de  $V_-$ , deve ser desativada, isto é, deve-se impor, nesse caso,  $E = 0$ . Assim, o cálculo de  $\Delta V_G$  é obtido aplicando o mesmo procedimento utilizado no cálculo da tensão na carga no instante  $t = \tau$ , ou seja, calculam-se os

coeficientes de reflexão e de transmissão no gerador. Os cálculos desses coeficientes são realizados, de forma expedita, substituindo, nas expressões 4.10 e 4.11,  $R_L$  por  $R_G$ .

Resultando:

$$\Gamma_G = \frac{V_{+NOVO}}{V_-} = \frac{R_G - Z_o}{R_G + Z_o} \quad (4.13)$$

$$\sigma_G = \frac{\Delta V_G}{V_-} = \frac{2R_G}{R_G + Z_o} \quad (4.14)$$

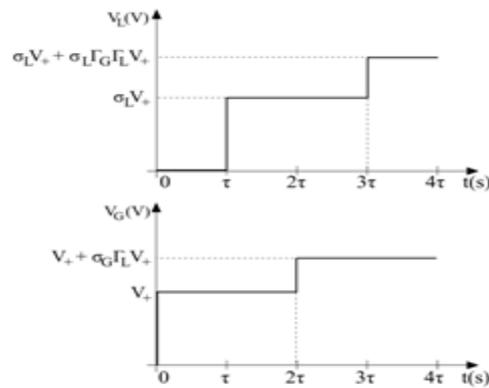
Onde:

$V_{+NOVO}$ : nova onda de tensão incidente que é gerada em  $t = 2\tau$  e que retorna, com a mesma velocidade, em direção à carga, sobreposta às anteriores.

$\Delta V_G$ : variação da tensão nos terminais do gerador no instante  $t = 2\tau$ .

A Figura 41, na sequência, mostra graficamente o comportamento da tensão no gerador e na carga até o instante imediatamente após o instante  $t = 2\tau$ .

Figura 41 – Comportamento de  $V_G = V_G(t)$  e  $V_L = V_L(t)$ .



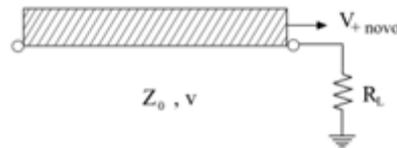
Fonte: Cardoso (2011).

O transitório de energização da linha, nome dado a esse transitório, continua com a propagação de uma nova onda de tensão incidente  $V_{+NOVO}$  em direção à carga. Essa nova onda de tensão, ao chegar na carga em  $t = 3\tau$ , produzirá nova perturbação da tensão sobre  $R_L$ .

O cálculo da variação da tensão nos terminais da carga ( $V_L$ ) é realizado aplicando-se, novamente, o princípio da superposição. Pelo princípio da superposição, sempre há a soma algébrica das tensões nos terminais da linha antes da chegada da perturbação, ou seja, no instante anterior, com as tensões produzidas pela ação isolada da onda que está chegando.

A Figura 42, a seguir, mostra a nova onda de tensão incidente  $V_{+NOVO}$ , chegando na carga no instante  $t = 3\tau$ .

Figura 42 – Circuito para análise do efeito  $V_{+NOVO}$



Fonte: Cardoso (2011).

Essa situação reproduz o que ocorreu no instante  $t = \tau$ , de modo que a avaliação da variação da tensão na carga  $\Delta V_L$  é realizada seguindo-se um procedimento idêntico àquele feito para a obtenção de  $\Delta V_G$  no instante  $t = 2\tau$ .

Consequentemente:

$$\Delta V_L = \sigma_L V_{+NOVO} \quad (4.15)$$

Deverá ser somada algebricamente a tensão anterior, resultando, portanto, em  $t = 3\tau$ , uma tensão na carga tal que:

$$V_{LNOVO} = V_L + \sigma_L V_{+NOVO} \quad (4.16)$$

ou ainda:

$$V_{LNOVO} = V_L + \sigma_L \Gamma_G V_- \quad (4.17)$$

Ao substituir  $V_L$  e  $V_-$  utilizando as Equações 4.10 e 4.11, obtém-se:

$$V_{LNOVO} = (\sigma_L + \sigma_L \Gamma_G \Gamma_L) V_+ \quad (4.18)$$

Uma nova onda de tensão refletida é gerada na carga nesse instante e inicia seu retorno ao gerador. O valor dessa nova onda de tensão refletida é calculado de acordo com o procedimento utilizado no instante  $t = \tau$ , isto é:

$$V_{-NOVO} = \Gamma_L V_{+NOVO} \quad (4.19)$$

Ou ainda:

$$V_{-NOVO} = \Gamma_L^2 \Gamma_G V_+ \quad (4.20)$$

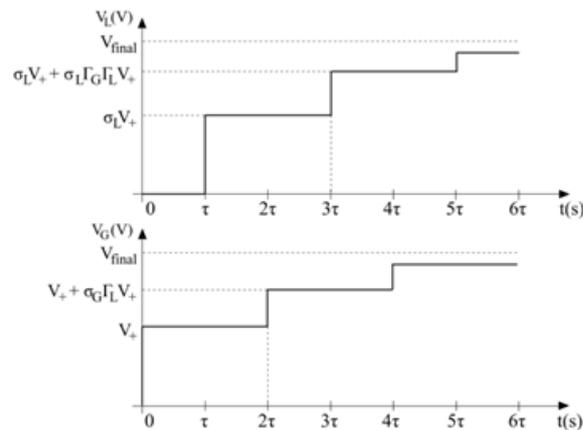
A partir desse instante, o processo é repetitivo, isto é, cada acréscimo de tensão é analisado separadamente, calculando-se a parcela da onda que é transmitida, calculada através do produto do coeficiente de transmissão pela amplitude da onda de tensão que está chegando

e acrescentando seu valor ao valor da tensão calculada no instante anterior; em seguida, calcula-se a nova onda de tensão refletida, obtida a partir do produto do coeficiente de reflexão pela amplitude da onda de tensão que está chegando, a qual será responsável pela variação da tensão no instante seguinte.

Com o decorrer do tempo ( $t \rightarrow \infty$ ), demonstra-se, como será visto nos próximos itens, que os acréscimos das tensões no gerador e na carga tendem a zero, de modo que a tensão resultante converge para um valor final, denominada tensão em regime permanente. Da mesma forma, as ondas de tensão refletidas se extinguem em regime permanente.

A Figura 43, na sequência, mostra o comportamento final da tensão no gerador e na carga.

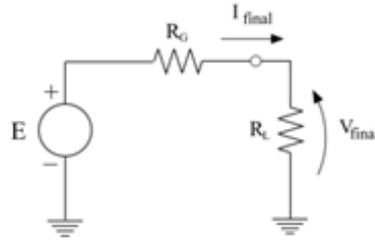
Figura 43 – Comportamento de  $V_G = V_G(t)$  e  $V_+ = V_+(t)$



Fonte: Cardoso (2011).

Nesse transitório de energização da linha de transmissão através de um gerador de corrente contínua, observa-se que, em regime permanente, os efeitos capacitivos e indutivos da linha não se apresentam. Isso significa que, em regime permanente, a indutância se comporta como um curto-circuito, e a capacitância se comporta como um circuito aberto, de modo que as tensões finais nos terminais do gerador e nos terminais da carga são idênticas e podem ser obtidas considerando-se que os condutores da linha de transmissão conectam diretamente os terminais do gerador aos terminais da carga através de uma resistência nula.

Figura 44 – Linha de transmissão excitada por gerador de corrente contínua em regime permanente



Fonte: Cardoso (2011).

Nessa situação, o cálculo da tensão final no gerador e na carga é muito simples e resulta em:

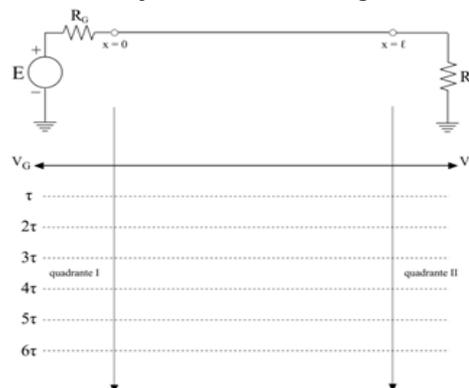
$$V_{FINAL} = V_G = V_L = \frac{R_L}{R_L + R_G} E \quad (4.21)$$

#### 4.2.1 Diagrama de treliças

A avaliação do comportamento transitório da linha de transmissão excitada por um degrau de tensão, considerando separadamente as ondas de tensão incidentes e refletidas, conforme descrito no item anterior, é bastante trabalhosa e pode levar a erros com facilidade. O procedimento gráfico, denominado diagrama das treliças, facilita o entendimento do problema.

A Figura 45, a seguir, mostra um diagrama esquemático da linha, no qual está indicado, na horizontal, o sistema de coordenadas com origem no gerador ( $x = 0$ ) e o término na carga ( $x = l$ ).

Figura 45 – Construção inicial do diagrama das treliças



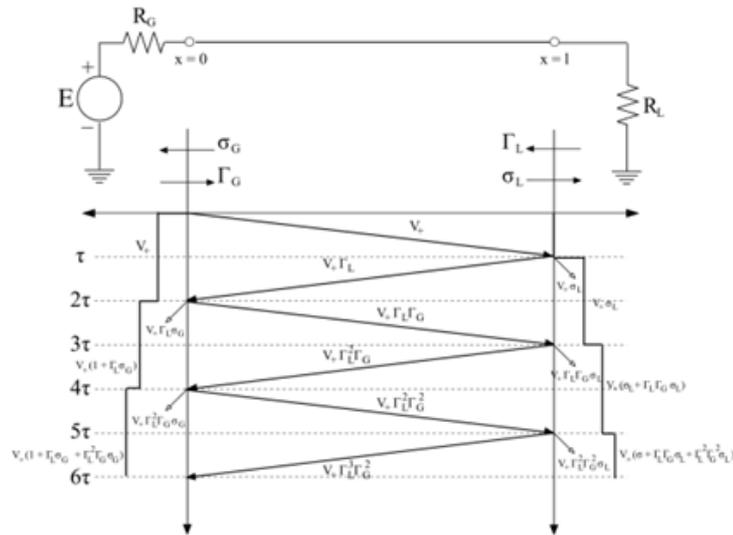
Fonte: Cardoso (2011).

Na vertical, dois eixos dos tempos estão desenhados, um no gerador e outro na carga, graduados em unidades de tempo de trânsito (I). À esquerda do eixo dos tempos no gerador, há o desenho de um eixo, descrito em volts, o qual corresponde à tensão do gerador ( $V_G$ ). Portanto, o quadrante I, delimitado pelo eixo dos tempos e o eixo das tensões no gerador, abrigará o gráfico correspondente ao comportamento da tensão do gerador em função do tempo.

À direita do eixo dos tempos na carga, há o desenho de outro eixo, descrito em volts, o qual corresponde à tensão na carga ( $V_L$ ). Assim, o quadrante II delimitado pelo eixo dos tempos e o eixo das tensões na carga abrigará o gráfico indicativo do comportamento da tensão na carga em função do tempo.

**4.2.2 Desenhando o diagrama das treliças**

Figura 46 – Diagrama das treliças para linha de transmissão excitada por degrau de tensão



Fonte: Cardoso (2011).

1. Calculando  $V_+$  e  $t_{0+}$  a partir da Expressão 4.5, a qual é repetido aqui por conveniência:

$$V_+ = \frac{Z_0}{Z_0 + R_G} E \tag{4.22}$$

2. Nota-se que  $V_+$  é a tensão nos terminais do gerador no instante  $t_{0+}$  e deve ser indicada no gráfico do quadrante I, à esquerda do eixo dos tempos. Essa tensão

permanecerá constante nos terminais do gerador por um intervalo de tempo correspondente a  $2\tau$ , intervalo de tempo este correspondente à ida da onda incidente e volta da onda refletida  $V_-$ .

3. Calculam-se os coeficientes de transmissão e reflexão na carga e no gerador, conforme indicado nas Equações 4.10 a 4.14, anotando-os no diagrama das treliças como indicado.
4. A onda de tensão  $V_+$  saindo do gerador no instante  $t = 0$  chega na carga no instante  $t = \tau$ , num movimento uniforme. Anota-se a trajetória da onda incidente juntamente com o valor da tensão correspondente, como indicado.
5. No instante  $t = \tau$ , agora no eixo dos tempos da direita, é calculado o acréscimo da tensão na carga, multiplicando a tensão que está chegando ( $V_+$ ) pelo coeficiente de transmissão na carga ( $\sigma_L$ ). Esse acréscimo deve ser somado à tensão anterior na carga, a qual antes de  $t = \tau$  é nula. Esse valor no gráfico do quadrante II deverá ser indicado. A tensão na carga do instante  $t = 0$  até o instante  $t = \tau$  é nula, pois a perturbação ainda está em trânsito, ou seja, ainda não chegou na carga. Da mesma forma que no passo 2, essa tensão permanecerá constante na carga por um intervalo de tempo correspondente a  $2\tau$ .
6. Ainda em  $t = \tau$ , calcula-se o valor da tensão refletida multiplicando a tensão que está chegando pelo coeficiente de reflexão na carga  $\Gamma_L$ . Essa tensão parte da carga em  $t = \tau$  e chega no gerador em  $t = 2\tau$ , num movimento uniforme. Anota-se a trajetória da onda refletida juntamente com o valor da tensão correspondente.
7. Em  $t = 2\tau$ , no eixo dos tempos do gerador, está chegando a tensão calculada no passo 5. Multiplica-se essa tensão pelo coeficiente de transmissão no gerador e adiciona-se seu valor ao valor anterior, calculado no passo 1. Indica-se no gráfico a tensão resultante. Essa tensão resultante corresponde à tensão nos terminais do gerador no intervalo de tempo compreendido entre  $t = 2\tau$  a  $t = 4\tau$ .
8. Ainda em  $t = 2\tau$ , calcula-se a nova tensão incidente multiplicando o valor da tensão que está chegando pelo coeficiente de reflexão no gerador ( $\Gamma_G$ ). Essa nova tensão incidente sai do gerador em  $t = 2\tau$  e chega na carga em  $t = 3\tau$ , seguindo um movimento uniforme. Desenha-se a trajetória dessa onda e anota-se seu valor como indicado na seta que simboliza a onda de tensão indo novamente do gerador para a carga.

9. Em  $t = 3\tau$ , a nova tensão incidente chega na carga, e o procedimento para o cálculo do acréscimo da tensão na carga é o mesmo indicado no passo 2.

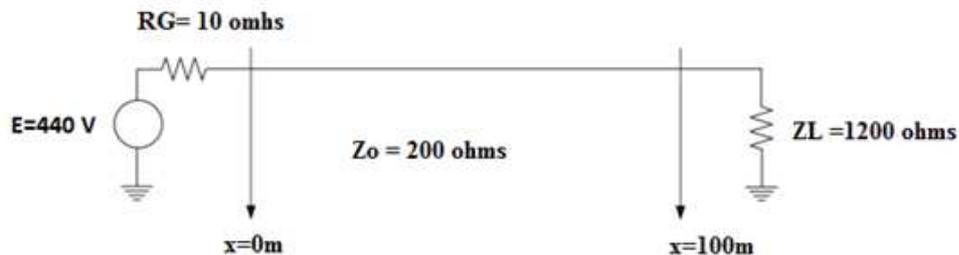
Esse procedimento de cálculo é simples, visto que sua virtude consiste na forma do armazenamento das informações passadas, evitando esquecimentos na manipulação. A implementação computacional feita através da ferramenta Matlab/Simulink torna essa tarefa muito facilitada.

Para efeito de visualização da escolha dessa metodologia e para análise da reflexão das ondas emitidas pela fonte à carga, seguem o cálculo e a simulação com valores escolhidos de forma aleatória para visualização do método proposto. Para uma tensão de uma fonte de tensão de 440 volts com resistência interna de 10 ohms, alimentando uma carga de 1.200 ohms através de um cabo de 100 m de comprimento com impedância de 200 ohms, tem-se:

Solução:

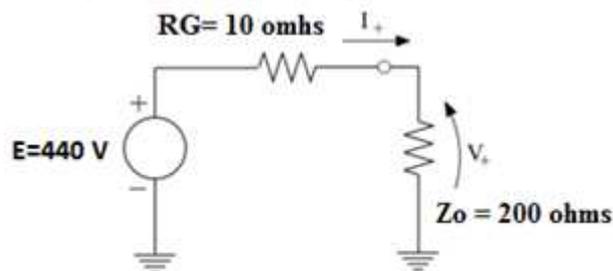
No instante  $t = 0_+$ , a fonte “enxerga” a impedância característica da linha de transmissão, assim verificam-se as equações 4.6 e 4.7.

Figura 47 – Linha de interligação entre uma fonte e uma carga a uma distância  $x$



Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

Figura 48 – Circuito equivalente em  $t_{0+}$



Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

Resulta, portanto:

$$V_+ = \frac{Z_o}{Z_o + R_G} E = 419V \quad (4.23)$$

Coefficiente de reflexão no gerador  $\Gamma_G$

$$\Gamma_G = \frac{R_G - Z_o}{R_G + Z_o} = -0,9 \quad (4.24)$$

Coefficiente de transmissão no gerador  $\sigma_G$

$$\sigma_G = \frac{2R_G}{R_G + Z_o} = 0,10 \quad (4.25)$$

Coefficiente de reflexão na carga  $\Gamma_L$

$$\Gamma_L = \frac{R_L - Z_o}{R_L + Z_o} = 0,71 \quad (4.26)$$

Coefficiente de transmissão na carga  $\sigma_L$

$$\sigma_L = \frac{2R_L}{R_L + Z_o} = 1,71 \quad (4.27)$$

Tempo de trânsito:

$$\tau = \frac{l}{v} = 33,33\mu s \quad (4.28)$$

### 4.3 MODELAGEM TÉRMICA DO MOTOR DE INDUÇÃO

Levando em consideração as características dos modelos do circuito térmico apresentados, a modelagem da máquina de indução é complexa não só pelo uso de equações diferenciais não lineares, mas pelo grande número de parâmetros ligados às condições de operação. Se forem considerados aspectos como saturação, histerese, variações dos parâmetros com a temperatura e a saturação e imperfeições de construção, a modelagem se torna ainda mais complexa, porém mais real. O comportamento térmico deve ser estimado através do circuito equivalente do motor, da análise do fluxo de calor nas principais condições de operação e da influência da variação de velocidade no seu comportamento térmico.

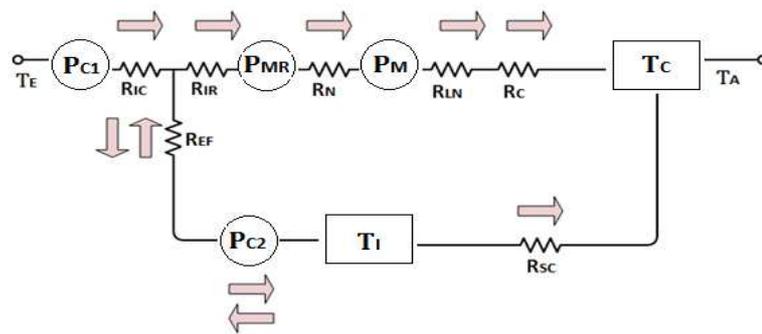
### 4.3.1 Modelo térmico do motor de indução

Para a especificação de motores elétricos, na maioria dos casos, não é necessário o conhecimento da distribuição de temperatura. Portanto, o modelo de parâmetros concentrados pode ser utilizado para representar os pontos críticos, sendo utilizado para uma adequada avaliação do comportamento térmico de um motor acionando uma determinada carga. Para justificar a escolha desse modelo, faz-se necessário uma análise do fluxo de calor em um motor elétrico, nas principais condições de operação, como apresentado a seguir.

Segundo a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), o motor opera em regime permanente ou regime contínuo, quando seu tempo de operação é suficientemente grande, de modo que a distribuição de temperaturas atinge o equilíbrio térmico (COBEI, 1986). Nessa condição, o motor aciona uma carga constante com perdas e dissipação também constantes. Portanto, cada parte constituinte do motor estará na sua temperatura de regime, e por razões econômicas essa temperatura deverá ser igual ou muito próxima aos limites da temperatura de projeto ou temperatura de operação. Com relação ao fluxo de calor de um motor de indução totalmente fechado e com ventilador externo montado no próprio eixo do motor, vários autores, como Eliassen (1980) e Sá (1989), admitem as seguintes considerações:

- Pelas características de projeto dos motores elétricos, os pontos de temperatura mais elevados se localizam nos enrolamentos do estator.
- O calor resultante das perdas na resistência nos enrolamentos do estator é transferido por condução, através do isolamento próprio dos condutores, do isolamento dos condutores e do isolamento das ranhuras para o núcleo do estator.
- O calor devido às perdas magnéticas do núcleo do estator mais o calor recebido do estator são dissipados por condução para a carcaça do motor, e daí para o meio externo com a ajuda da ventilação.
- A maior parte das perdas nos enrolamentos e no núcleo é dissipada por condução, através do próprio núcleo do rotor e do eixo do motor. Com base nessas considerações e recorrendo à analogia entre o circuito elétrico e o térmico, o circuito térmico equivalente para o estator pode ser representado pelo circuito mostrado na Figura 49, a seguir (ELIASSEN, 1980).

Figura 49 – Circuito térmico equivalente para o estator



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Sá (1989).

As setas da Figura 49 indicam a direção normal do fluxo de calor, sendo:

$T_E$  = temperatura do ponto mais quente do estator.

$P_{C1}$  = perdas no cobre do estator.

$R_{IC}$  = resistência à condução de calor do isolamento próprio dos condutores.

$R_{IR}$  = resistência à condução de calor do isolamento entre as bobinas e a ranhura.

$P_{MR}$  = perdas magnéticas nos dentes do núcleo.

$R_N$  = resistência do núcleo do estator à condução de calor.

$P_M$  = perdas magnéticas no núcleo do estator.

$R_{LN}$  = resistência térmica devido às laminações do núcleo do estator.

$R_C$  = resistência térmica total da carcaça.

$T_C$  = temperatura da superfície externa da carcaça.

$T_A$  = temperatura do meio ambiente.

$R_{EF}$  = resistência térmica à condução de calor do entreferro.

$P_{C2}$  = perdas do rotor.

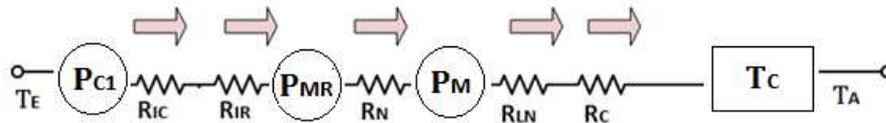
$T_I$  = temperatura do ar interno.

$R_{SC}$  = resistência térmica à condução de calor dos suportes (alojamento dos enrolamentos) do rotor e tampas da carcaça.

O fluxo de calor através do entreferro é muito pequeno, e na maioria dos casos pode ser desprezado. Essa afirmativa se justifica pela elevada resistência térmica do ar à condução de calor, e a relativa diferença de temperatura entre os enrolamentos do estator e rotor. Dessa

forma, pode-se adotar um circuito térmico equivalente desacoplado para o estator, ou seja, desprezando o fluxo de calor através do entreferro. As fontes de calor do estator e rotor não se interagem. Assim, o circuito térmico equivalente para o estator mostrado na Figura 49, é reduzido ao circuito mostrado na Figura 50, na sequência.

Figura 50 – Circuito térmico equivalente para o estator (reduzido)



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Sá (1989).

Na operação em regime permanente, o ponto crítico em relação à temperatura de trabalho se restringe à temperatura dos enrolamentos do estator, pois, caso essa temperatura atinja valores superiores à temperatura da classe de isolamento dos enrolamentos do estator, a vida útil do motor é reduzida drasticamente. Observando o circuito equivalente térmico mostrado na Figura 50, conclui-se que o fluxo de calor possui uma direção principal, do ponto mais quente do enrolamento para o meio externo. Considerando que as perdas no enrolamento do estator, normalmente, correspondem à maior parte das perdas totais do motor, tipicamente em torno de 30 a 40% das perdas totais do motor (ANDREAS, 1982), para a especificação térmica de um motor de indução de rotor tipo gaiola, é fundamental uma adequada avaliação da temperatura de operação dos enrolamentos do estator.

O aquecimento de um motor de indução, durante a partida sob tensão nominal, pode ser considerado um processo adiabático (ZOCHOLL; SCHWEITZER, 1984), pois uma quantidade de calor muito pequena é perdida quando comparada com o calor gerado. Além disso, na partida, os enrolamentos do estator aquecem centenas de vezes mais rápido do que quando o motor está operando a plena carga e com velocidade nominal. O isolamento, o cobre e o núcleo, sob essa rápida razão diferencial de expansão térmica, são submetidos a um elevado risco de danos mecânicos. Por outro lado, a alta temperatura pode destruir termicamente o isolamento elétrico, se persistir por muito tempo (NAILEN, 1971).

É necessário observar que o limite de temperatura na condição de rotor bloqueado pode ser definido pelo limite de sobrelevação da temperatura no rotor ou no estator. Para informar os usuários sobre as limitações do motor na condição de rotor bloqueado, os fabricantes são obrigados a fornecer o tempo máximo de rotor bloqueado. Contudo, esse termo é alvo de grande controvérsia, visto que, em alguns casos, sua definição está

relacionada com a instalação em ambientes sujeitos a gases explosivos em suspensão no ar. Em outra situação, sua definição é função dos limites térmicos do motor (LOBOSCO; DIAS, 1988).

A ABNT, segundo Cobei (1986), define o tempo máximo de rotor bloqueado, como o tempo necessário para que um enrolamento de corrente alternada, quando percorrido pela sua corrente de partida, atinja sua temperatura limite, partindo da temperatura atingida em serviço nominal e considerando a temperatura ambiente. Semelhantemente, Nailen (1971) define o tempo de rotor bloqueado como o máximo tempo que o motor pode ser bloqueado, quando alimentada a tensão nominal, sem perda significativa da sua vida útil. O tempo de rotor bloqueado, tipicamente, se situa na faixa de 5 a 50 segundos, e de acordo com as definições transcritas, pode-se concluir que é um parâmetro muito útil para a especificação da proteção de motores que acionam cargas de alta inércia (NAILEN, 1971; ELIASSEN, 1980). Portanto, de acordo com o desempenho do motor elétrico de indução em regime permanente e na partida, como descrito anteriormente, e para o objetivo deste trabalho, o modelo térmico de parâmetros concentrados permite estimar a temperatura média dos enrolamentos do estator para qualquer condição de operação.

#### 4.3.2 Determinação da constante de tempo térmica do motor

O modelo apresentado por Assunção (1990) propõe uma metodologia para estimar a temperatura no enrolamento do estator, empregando a constante de tempo térmica e as perdas no estator. De acordo com a teoria de aquecimento de um corpo homogêneo, considerando inicialmente que as condições de ventilação são constantes e admitindo os enrolamentos do estator como um corpo homogêneo, a constante térmica do motor pode ser calculada por (4.29):

$$\tau_N = \frac{m \times c}{B_n} \quad (4.29)$$

Sendo:

$\tau_N$  = constante térmica de aquecimento (seg.).

$m$  = massa de cobre do estator (Kg).

$c$  = calor específico do cobre (J/KG/°C).

$B_n$  = fator de dissipação de calor para condições nominais de ventilação (W/°C).

Como neste estudo serão utilizados os dados de catálogo de fabricantes de motores elétricos e os medidos, e considerando que se não houvesse dissipação de calor o motor atingiria sua temperatura máxima, seguindo sua constante de tempo, tem-se:

$$\tau_N = \frac{m \times c \times \theta_n}{P_{C1}} \quad (4.30)$$

Sendo:

$P_{C1}$  = perdas, por fase, no enrolamento do estator (W), obtidas a partir de (4.31).

$\theta_n$  = temperatura do enrolamento do estator em regime nominal de funcionamento.

$$P_{C1} = R_1 \times I_1^2 = \frac{\rho \times l}{S^2} I_1^2 = \frac{\rho \times V}{S^2} I_1^2 \quad (4.31)$$

Como  $\gamma$  = peso específico do cobre e  $\frac{I_1}{S} = I_1 D =$  densidade de corrente do estator, a constante térmica de aquecimento pode ser calculada por (4.32) (ASSUNÇÃO, 1990):

$$\tau_N = \frac{\gamma \times c \times \theta_n}{\rho \times I_1^2 D} \quad (4.32)$$

As características do cobre são:  $\gamma = 8940$  (Kgf/m<sup>3</sup>);  $c = 385$  (J/Kg °C);  $\rho = 0,0239$  (ohms m) a 120 °C. Considerando a variação da resistividade ( $\rho$ ) com a mudança de temperatura ( $t$ ) (ASSUNÇÃO, 1990):

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha(t - t_0)) \quad (4.33)$$

Para o cobre, o coeficiente de temperatura ( $\alpha$ ) é igual a 0,004 (°C<sup>-1</sup>) e  $\rho_0$  = resistividade a temperatura  $t_0$ . Portanto, a constante térmica de aquecimento é (ASSUNÇÃO, 1990):

$$\tau_N = \frac{\theta_n}{0,0055[1 + 0,004(t - 120)] \times I_1^2 1D_N} \quad (4.34)$$

A densidade de corrente não consta nos dados fornecidos pelo fabricante, porém é disponível o tempo limite de rotor bloqueado a quente e a corrente de partida. Assim, para o cálculo da densidade de corrente, pode-se recorrer a (4.35) (ASSUNÇÃO, 1990):

$$I_1^2 1D_N = \frac{\theta_{LIM} - \theta_{CLASSE}}{0,005525 \times tb \times \left(\frac{I_p}{IN}\right)^2} \quad (4.35)$$

Sendo:

$\theta_{LIM}$  = temperatura limite do isolamento dos condutores; sem perda significativa da vida útil (°C) durante um tempo igual a  $tb$ .

$\theta_{CLASSE}$  = limite de temperatura em regime da classe de isolamento (°C).

$I_p$  = corrente de partida do motor (A).

$I_N$  = corrente nominal do motor (A).

$tb$  = tempo máximo de rotor bloqueado a quente (seg.).

Os valores de  $\theta_{LIM}$  e  $\theta_{CLASSE}$  são facilmente encontrados na literatura (ASSUNÇÃO, 1990; SÁ, 1989). Considerando a influência da variação de velocidade ( $n$ ) no comportamento térmico do motor, a constante térmica e o fator de dissipação de calor variam, como mostrado em (4.36) e (4.37):

$$\tau = \tau_N [0,3 + 0,7 \times (\frac{n}{nN})^{0,7}]^{-1} \quad (4.36)$$

$$B = B_N [0,3 + 0,7 \times (\frac{n}{nN})^{0,7}] \quad (4.37)$$

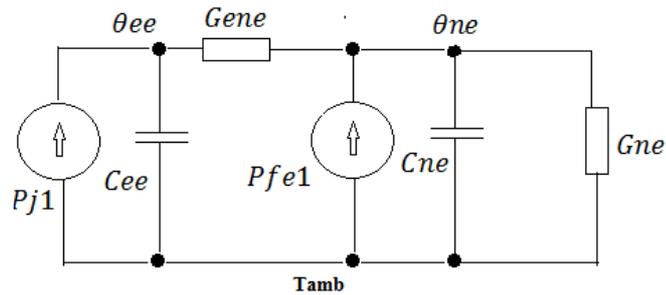
Sendo:

Índice  $N$  = valor nominal.

### 4.3.3 Influência da temperatura do núcleo do estator na temperatura do enrolamento do estator

Considerando a teoria do aquecimento de um corpo homogêneo e admitindo o núcleo do estator como uma das fontes de calor, mais as perdas no enrolamento do estator, assim como o fato de o rotor e o estator estarem termicamente isolados, devido à baixa condutividade térmica do ar, e baseando-se na semelhança do comportamento térmico com a descarga de um capacitor, pode-se representar o circuito térmico do estator do motor de indução através do circuito elétrico equivalente, como na Figura 51, na sequência.

Figura 51 – Circuito equivalente térmico do estator



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Avólio (1992).

Sendo:

$P_{j1}$  = Perdas no enrolamento do estator (W).

$P_{fe1}$  = Perdas no ferro do estator (W).

$\theta_{ee}$  = Elevação de temperatura média no enrolamento do estator ( $^{\circ}\text{C}$ ).

$\theta_{ne}$  = Elevação de temperatura média no núcleo do estator ( $^{\circ}\text{C}$ ).

$C_{ee}$  = Capacitância térmica do enrolamento do estator ( $\text{J}/^{\circ}\text{C}$ ).

$C_{ne}$  = Capacitância térmica do núcleo do estator ( $\text{J}/^{\circ}\text{C}$ ).

$G_{ee}$  = Condutância representando a transmissão de calor entre o enrolamento e o núcleo do estator ( $\text{J}/^{\circ}\text{C}$ ).

$G_{ne}$  = Condutância representando a transmissão de calor entre o núcleo e o meio ambiente ( $\text{J}/^{\circ}\text{C}$ ).

Através do circuito elétrico equivalente da Figura 51, são obtidas as Equações (4.38) e (4.39):

$$\frac{d\theta_{ee}}{dt} = \frac{1}{C_{ee}} [P_{j1} - G_{ee}(\theta_{ee} - \theta_{ne})] \quad (4.38)$$

$$\frac{d\theta_{ne}}{dt} = \frac{1}{C_{ne}} [P_{fe1} + G_{ee}(\theta_{ee} - \theta_{ne}) - G_{ne} \times \theta_{ne}] \quad (4.39)$$

As capacitâncias térmicas do circuito elétrico equivalente podem ser calculadas através do calor específico e da massa do material, sendo assim:

$$C_{ee} = C_{ee} \times M_{ee} \quad (4.40)$$

$$C_{ne} = C_{ne} \times M_{ne} \quad (4.41)$$

A precisão dos valores de massa e calor específico influenciam diretamente a constante de tempo do sistema. No trabalho Sá (1989), há tabelas que permitem estimar os valores das massas das diversas partes do motor, em função de sua potência nominal. Considerando que a capacidade de transmissão de calor entre as partes do motor não varia com a mudança de temperatura, pode-se calcular as condutâncias  $G_{ne}$  e  $G_{ee}$  em regime permanente, ou seja, quando a temperatura atingida pelo motor é máxima e não varia.

$$\text{Portanto, } \frac{d\theta}{dt} = 0.$$

São obtidas do circuito elétrico equivalente da Figura 51 as seguintes equações:

$$G_{ne} = \frac{P_{j1}}{\theta_{ee} - \theta_{ne}} = \frac{P_{j1}}{\Delta\theta_e} \quad (4.42)$$

$$G_{ee} = \frac{P_{j1} - P_{fe1}}{\theta_{ne}} = \frac{P_{j1}N + \frac{1}{2}P_{fe}N}{\theta_{isol} - \Delta\theta_e} \quad (4.43)$$

Sendo:

$P_{j1}N$  = Perdas no enrolamento do estator, em regime permanente (W).

$\Delta\theta_e$  = Diferença de temperatura entre o ponto mais quente e a temperatura média do enrolamento do estator (°C).

$P_{fe}N$  = Perdas totais no ferro (W) =  $3 \cdot feNI^2 \cdot feN$ , considerando as perdas no núcleo do estator igual às perdas no núcleo do rotor.

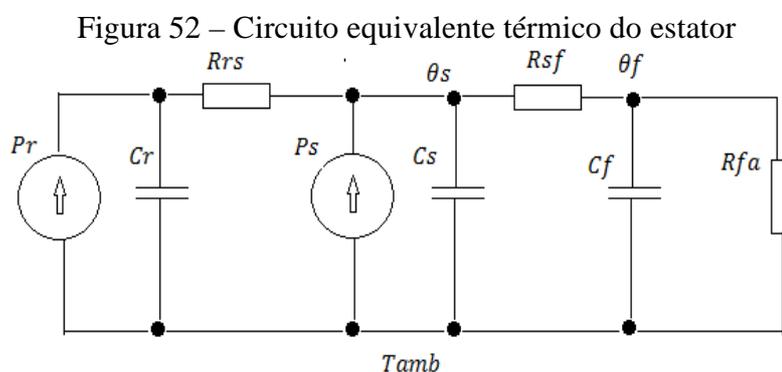
$\theta_{isol}$  = Elevação de temperatura média admissível no enrolamento do estator (°C). A constante  $\theta_{isol}$ , assim como outras constantes relacionadas à temperatura da classe de isolamento do motor, pode ser obtida em tabelas que relacionem a classe de isolamento e a temperatura (ASSUNÇÃO, 1990; SÁ, 1989).

Considerando a influência da variação de velocidade na capacidade de transmissão de calor, torna-se necessário fazer um ajuste nas condutâncias  $G_{ne}$  e  $G_{ee}$ , usando o fator de correção  $K_V$ , dado por:

$$K_V = 0,3 + 0,7 \times \left(\frac{n}{nN}\right)^{0,7} \quad (4.44)$$

#### 4.3.4 Influência da temperatura da carcaça e do rotor na temperatura do enrolamento do estator

Como apresentado por Valenzuela (2010), e considerando a teoria de aquecimento de um corpo homogêneo e que as perdas no enrolamento do estator são uma das fontes de calor, mais as perdas no enrolamento do rotor, além da influência da temperatura da carcaça e sua capacidade de transmissão de calor, o circuito elétrico equivalente da Figura 52 pode ser utilizado para se estimar a temperatura em alguns pontos do motor.



Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Avólio (1992).

Sendo:

$P_r$  = Perdas no rotor do motor (W).

$P_s$  = Perdas no estator do motor (W).

$\theta_r$ ;  $\theta_s$ ;  $\theta_f$  = Elevação de temperatura média ( $^{\circ}\text{C}$ ) no rotor, estator e carcaça do motor, respectivamente.

$C_r$ ;  $C_s$ ;  $C_f$  = Capacitância térmica ( $\text{J}/^{\circ}\text{C}$ ) do rotor, estator e carcaça do motor, respectivamente.

$R_{rs}$  = Resistência representativa da dificuldade da transmissão de calor entre o rotor e o estator do motor ( $\Omega$ ).

$R_{sf}$  = Resistência para representar a dificuldade da transmissão de calor entre o estator e a carcaça do motor ( $\Omega$ ).

$R_{fa}$  = Resistência para representar a dificuldade da transmissão de calor entre a carcaça e o ambiente do motor ( $\Omega$ ). Do circuito elétrico equivalente da Figura 52, são obtidas as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
\frac{d\theta_r}{dt} &= \frac{1}{Cr} \left( Pr - \frac{\theta_r - \theta_s}{Rrs} \right) \\
\frac{d\theta_s}{dt} &= \frac{1}{Cs} \left( Ps - \frac{\theta_r - \theta_s}{Rrs} - \frac{\theta_s - \theta_f}{Rrf} \right) \\
\frac{d\theta_f}{dt} &= \frac{1}{Cf} \left( Ps - \frac{\theta_r - \theta_f}{Rrf} - \frac{\theta_f}{Rra} \right)
\end{aligned}
\tag{4.45}$$

#### 4.3.5 Cálculos da temperatura nos enrolamentos do estator

As tabelas utilizadas para estimar as massas das partes constituintes dos motores elétricos são aproximadas e foram levantadas em 1989 por Sá. Com a evolução da tecnologia de fabricação dos motores, essas tabelas deixam de ser confiáveis, pois podem ser não adequadas à realidade atual. Portanto, é necessária uma forma alternativa para o cálculo das capacitâncias térmicas, como mencionado em Cobei (1986). O valor da capacitância térmica que determinará a constante de tempo do sistema deve ser o mais próximo do real. Assim, a influência da temperatura do núcleo no estator não foi levada em consideração, já a influência da temperatura do rotor no enrolamento do estator pode ser simplificada e dependente de dados de fácil obtenção, como, por exemplo, parâmetros elétricos do motor (obtidos de ensaios simples) e dados de catálogo de fabricantes.

Ao adotar o circuito equivalente da Figura 52 como base do desenvolvimento de uma metodologia para estimar a temperatura nos enrolamentos do estator e monitorando a temperatura da carcaça do MIT, não é necessário o cálculo da variação de temperatura. Sendo assim, o sistema fica independente da capacitância térmica  $Cf$  e da resistência à condução de calor  $Rfa$ . Portanto, do sistema de equações (4.45) tem-se:

$$\begin{aligned}
\frac{d\theta_r}{dt} &= \frac{1}{Cr} \left( Pr - \frac{\theta_r - \theta_s}{Rrs} \right) \\
\frac{d\theta_s}{dt} &= \frac{1}{Cs} \left( Ps - \frac{\theta_r - \theta_s}{Rrs} - \frac{\theta_s - \theta_f}{Rrf} \right)
\end{aligned}
\tag{4.46}$$

Para o cálculo das resistências  $Rrs$  e  $Rsf$ , considera-se que a capacidade de transmissão de calor entre as partes do motor não varia com a mudança de temperatura, portanto, para o regime permanente:

$$Rrs = \frac{\theta_r - \theta_s}{Pr} \quad (4.47)$$

$$Rrf = \frac{\theta_s - \theta_f}{Pr + Ps} \quad (4.48)$$

Os valores de temperatura no estator e no rotor, em regime permanente, são obtidos através da classe de isolamento do motor, e a temperatura da carcaça, pela medição direta. A temperatura em regime permanente do rotor pode ser estimada subtraindo-se a diferença de temperatura entre o ponto mais quente e a temperatura média da temperatura admissível da classe de isolamento do motor (AVÓLIO, 1992).

Como apresentado em Valenzuela (2010) e Sá (2016), a constante de tempo térmica do motor pode ser calculada com os valores das capacitâncias e resistências térmicas do motor, sendo assim, o inverso também se aplica. Dessa forma, para o cálculo das capacitâncias  $C_r$  e  $C_s$ , utiliza-se a constante de tempo térmica, ou seja:

$$C_r = \frac{\tau_r}{Rrs} \quad (4.49)$$

$$C_s = \frac{\tau_s}{Rprf} \quad (4.50)$$

A resistência utilizada para o cálculo da constante de tempo deve ser aquela vista pela capacitância com todas as fontes desligadas.

Sendo assim:  $Rprf = Rrs // Rsf$ .

A constante de tempo térmica do estator, calculada por (4.34), é uma aproximação para  $\tau_r$ , pois foi considerado o motor como um corpo homogêneo, e seu cálculo emprega dados de fácil obtenção, como parâmetros elétricos do mesmo, que podem ser obtidos em catálogos do fabricante. Destaca-se que a constante de tempo térmica do enrolamento estator e do rotor são muito próximas (ANDREAS, 1982; ZOCHOLL; SCHWEITZER, 1984). Como será usada a temperatura medida na carcaça, e os cálculos serão realizados na forma discreta, o sistema de equações resulta:

$$\frac{\theta_r(t) - \theta_r(t-1)}{\Delta t} = \frac{1}{Cr} \left( Pr - \frac{\theta_r(t) - \theta_s(t)}{Rrs} \right)$$

$$\frac{\theta_s(t) - \theta_r(t-1)}{\Delta t} = \frac{1}{C_s} \left( P_s + \frac{\theta_r(t) - \theta_s(t)}{R_{rs}} - \frac{\theta_s(t) - \theta_f(t)}{R_{rf}} \right) \quad (4.51)$$

Reordenando e isolando a variável de interesse em (4.51), chega-se a um sistema de equações, que permite estimar a temperatura nos enrolamentos do estator.

$$\begin{aligned} \theta_r(t) &= \frac{\theta_r(t-1) + \Delta t \frac{P_r}{C_r} \frac{d\theta_s(t)}{dt}}{1 + \frac{\Delta t}{C_r R_{rs}}} \\ \theta_s(t) &= \frac{\theta_r(t-1) + \Delta t \frac{P_s}{C_s} + \Delta t \frac{\theta_f(t)}{C_s R_{rf}} + \Delta t^2 \frac{C_r}{C_s(C_r R_{rs} + \Delta t)}}{1 + \frac{\Delta t}{C_r R_{rs}} + \frac{\Delta t}{C_s R_{rf}} - \Delta t^2 \frac{C_r}{C_s(C_r R_{rs} + \Delta t)}} \dots \frac{\frac{P_r}{C_r} + \theta_r(t-1)}{1 + \frac{\Delta t}{C_r R_{rs}} + \frac{\Delta t}{C_s R_{rf}} - \frac{\Delta t^2}{C_s(C_r R_{rs} + \Delta t)}} \end{aligned} \quad (4.52)$$

Ainda, substituindo a expressão de  $\theta_r$  do sistema de equações (4.52) na expressão de  $\theta_s$  do mesmo sistema de equações, é obtida a seguinte equação:

$$\theta_s(t) = \frac{\theta_r(t-1) + \Delta t \frac{P_s}{C_s} + \Delta t \frac{\theta_f(t)}{C_s R_{rf}} + \Delta t^2 \frac{C_r}{C_s(C_r R_{rs} + \Delta t)}}{1 + \frac{\Delta t}{C_r R_{rs}} + \frac{\Delta t}{C_s R_{rf}} - \frac{\Delta t^2}{C_s(C_r R_{rs} + \Delta t)}} \dots \frac{\frac{P_r}{C_r} + \theta_r(t-1)}{1 + \frac{\Delta t}{C_r R_{rs}} + \frac{\Delta t}{C_s R_{rf}} - \frac{\Delta t^2}{C_s R_{rs}(C_r R_{rs} + \Delta t)}} \quad (4.53)$$

Sendo assim, é obtido um modelo para estimação da temperatura no enrolamento do estator, a partir de dados de simples obtenção e considerando a influência da temperatura da carcaça e do rotor no enrolamento do estator. É importante ressaltar que o referido modelo não pode ser utilizado para a partida do motor, uma vez que a constante térmica de tempo e o modelo foram levantados e simplificados para serem utilizados em regime permanente (COBEI, 1986; ELIASSEN, 1980).

#### 4.4 QUALIDADE DA ENERGIA FORNECIDA AOS TERMINAIS DOS MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO

Para a análise da qualidade de tensão fornecida aos terminais dos motores elétricos de indução alimentados por dispositivos variadores de velocidade, considera-se a evolução dos semicondutores de potência e, por consequência, a criação de chaves mais eficientes e rápidas. As elevadas frequências de chaveamento das chaves eletrônicas empregadas nos inversores

atuais, comumente transistores IGBTs, acarretam algumas consequências indesejáveis, tais como o aumento de emissão eletromagnética e a provável incidência de picos de tensão, bem como elevados valores de  $dV/dt$  (taxa de variação da tensão no tempo ou *rise time*) nos terminais dos motores alimentados por inversores. As características construtivas dos cabos de interligação entre os inversores aos motores e as diferenças de impedâncias entre os dispositivos citados fazem parte da complexidade das variáveis que compõem a resultante de energia fornecida aos terminais dos motores. Portanto, propor um índice de qualidade para a energia fornecida aos motores elétricos de indução tipo gaiola não é uma tarefa fácil, por isso este trabalho vem propor a criação de um índice que possa estabelecer as condições ideais de funcionamento de um conjunto inversor, cabo e motor. Um equacionamento foi proposto seguindo os seguintes critérios:

- Dispositivo variador de velocidade (inversor).
- Cabos de interligação entre o inversor e o motor.
- Motores elétricos de indução.

$$\text{Índice} = \frac{n}{\frac{1}{I_{\text{inversor}}} + \frac{1}{I_{\text{cabo}}} + \frac{1}{I_{\text{motor}}}} \quad (4.54)$$

Sendo:

$I_{\text{inversor}}$  = Índice de qualidade de energia fornecida pelo inversor.

$I_{\text{cabo}}$  = Índice de qualidade cabo.

$I_{\text{motor}}$  = Índice de qualidade do motor.

$n$  = Número de variáveis que compõem o índice de qualidade.

Para medir a qualidade da energia nessa configuração, se faz necessário levar em consideração os índices de qualidade descritos, ou seja,  $I_{\text{inversor}}$ ,  $I_{\text{cabo}}$  e  $I_{\text{motor}}$ . Se propõe, assim, uma formulação harmônica em função do grau de importância de todos os índices descritos para a formulação do índice de qualidade desenvolvido neste trabalho, para tanto serão descritos na sequência os procedimentos adotados para o devido entendimento.

Os estudos efetuados se baseiam em obras de autores renomados, descritos na revisão bibliográfica e no estado da arte deste trabalho. Não foi encontrada na literatura nenhuma obra que tenha proposto um índice de qualidade de energia para essa configuração, sendo o índice proposto de inteira responsabilidade do autor.

#### 4.4.1 Índice de qualidade fornecida pelo inversor

O torque residual foi utilizado neste trabalho como um índice de qualidade associado ao inversor de frequência em função de esse estar diretamente relacionado ao dimensionamento do inversor. A escolha correta do motor se deu em função das características da aplicação, conforme Quadro 6.

$$I_{inversor} = T_R$$

$T_R$  de 0,2 a 0,82 = Conjugado dentro dos limites de aquecimento (Bom).

$T_R$  de 0,83 a 1,0 = Conjugado nominal constante (Ótimo).

$T_R$  acima de 1,0 = Enfraquecimento do conjugado (Péssimo).

- Limites de 0,2 a 0,82: Usado para determinar a carcaça do motor sem sistema de ventilação.
- Limite de 0,83 a 1,0: Região ótima de utilização.
- Limite acima de 1,0: Região de enfraquecimento de campo. Determina a perda efetiva de torque do motor.

#### 4.4.2 Índice de qualidade cabo ( $I_{cabo}$ )

Da teoria das linhas de transmissão abordada nos capítulos anteriores, sabe-se que a amplitude da onda refletida é função do coeficiente de reflexão, o qual depende da diferença entre as impedâncias nos pontos de conexão. No presente caso, esse coeficiente refere-se à diferença entre as impedâncias do inversor e cabo em uma das extremidades, e entre cabo e motor, na extremidade oposta. A nomenclatura adotada a seguir foi propositadamente alterada para melhor entendimento. O coeficiente de reflexão na extremidade do motor, assim como as amplitudes das tensões refletida e resultante em seus terminais, quando uma tensão incidente atinge esse ponto, são dados, respectivamente, por:

$$K_R = \frac{Z_m - Z_C}{Z_m + Z_C} \quad (4.55)$$

$$V_R = V_I \times V_R \quad (4.56)$$

$$V_P = V_I \times V_R \quad (4.57)$$

Onde:

$K_R$  = É o coeficiente de reflexão.

$Z_m$  = É a impedância de entrada do motor, na frequência equivalente ao pulso de tensão.

$Z_C$  = É a impedância característica do cabo.

$V_I$  e  $V_R$  = São as tensões incidente e refletida, respectivamente.

$V_P$  = É a tensão resultante no ponto, no caso, os terminais do motor.

Com relação aos conceitos expostos acima, cabe destacar três situações particulares, com respeito à relação entre  $Z_m$  e  $Z_C$ , já descritas no Capítulo 2:

- $|Z_m| \square |Z_C|$ : Neste caso, o cabo será considerado como estando em aberto, e o coeficiente de reflexão tenderá à unidade. Isso significa que a tensão refletida terá a mesma amplitude e fase da tensão incidente, e a tensão resultante no ponto (terminais do motor) tende a dobrar ( $v_p = 2$  p.u.).
- $|Z_m| = |Z_C|$ : Como nesse caso o coeficiente de reflexão é igual ao número zero, não há geração de onda refletida. O perfil de distribuição de tensão ao longo do cabo é exatamente aquele de uma linha de comprimento infinito, e a tensão nos terminais do motor seria igual à tensão incidente.
- $|Z_m| \square |Z_C|$ : O cabo será considerado como estando em curto-circuito, e o coeficiente de reflexão tenderá a  $-1$ . Assim, a tensão refletida terá a mesma amplitude da tensão incidente, mas em fase invertida. Desse modo, a tensão resultante nos terminais do motor seria zero.

A impedância de entrada do motor é muito maior que a do cabo, embora varie muito com a potência e estrutura do motor. Devido à predominância da indutância de seu enrolamento, a impedância característica de motores pequenos (menores que 25 cv) pode ser de 10 a 100 vezes maior que a impedância característica do cabo alimentador (MELHORN; TANG, 1997; JOUANNE *et al.*, 1996).

À medida que a potência do motor aumenta, a capacitância equivalente de seus enrolamentos eleva-se, enquanto a sua indutância reduz-se, resultando numa menor impedância equivalente (MELHORN; TANG, 1997). Motores menores apresentam

coeficientes de reflexão elevados, da ordem de 0,9/0,95, enquanto que em máquinas maiores essa grandeza gira em torno de 0,6 (SAUNDERS *et al.*, 1996; PERSSON, 1992). Motores de mesma potência, mas com estrutura diferente, apresentam variação significativa em seu coeficiente de reflexão.

Foi adotado como  $I_{cabo}$  (índice de qualidade cabo) o coeficiente de reflexão no cabo, levando-se em consideração  $Z_m$  (impedância de entrada do motor, na frequência equivalente ao pulso de tensão) a partir da expressão (4.56).

$$I_{cabo} = \frac{Z_m - Z_C}{Z_m + Z_C} \quad (4.58)$$

Sendo:

$I_{cabo}$  de 0,2 a 0,5 = Coeficiente de reflexão tensão  $\leq 2$  p.u (Bom).

$I_{cabo}$  de 0,6 a 0,8 = Coeficiente de reflexão unitário = 1 p.u (Ótimo).

$I_{cabo}$  de 0,9 a 1,0 = Coeficiente de reflexão tensão acima de 2 p.u. (Péssimo).

#### 4.4.3 Índice de qualidade no motor

O objetivo da criação do  $I_{motor}$  (índice de qualidade do motor) é o desenvolvimento e a implementação de um método simples que permita a especificação de motores de indução trifásicos com rotor do tipo gaiola, a partir da análise do comportamento térmico do enrolamento do estator. O método desenvolvido se aplica na especificação da maioria dos motores para acionamentos não controlados, uma vez que o comportamento térmico do enrolamento do estator define a solicitação crítica a que o motor será submetido. O método não é válido para acionamentos com elevado tempo de partida, pois, nesse caso, a solicitação térmica nas barras do rotor também deve ser analisada.

A especificação de motores de indução trifásicos usados em acionamentos controlados é feita de modo que as seguintes condições sejam atendidas:

- A temperatura do enrolamento do estator não deve ultrapassar o valor limite definido pela classe de isolamento.
- O motor deve poder fornecer o conjugado exigido pela carga nas condições normais de operação.

A equação básica do aquecimento do enrolamento do estator é:

$$P_J dt = C dt + A \times \tau dt \quad (4.59)$$

Onde:

$P_J$  = Perdas no estator [W].

$C$  = Capacidade térmica do enrolamento do estator [W . S/°C].

$A$  = Fator de transmissão de calor [W/°C].

$\tau$  = Elevação de temperatura [°C].

$t$  = Tempo [s].

A solução da equação, considerando uma elevação inicial de temperatura  $t_o$ , é:

$$\tau = \tau_o e^{-\frac{t}{T_A}} + \frac{P_J}{A} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_A}} \right) \quad (4.60)$$

Onde:

$t_o$  = Elevação inicial de temperatura [°C].

$T_A$  = Constante de tempo de aquecimento [s].

$$T_A = \frac{C}{A} \quad (4.61)$$

Se o motor for desligado, a elevação de temperatura (no caso, redução de temperatura), será definida por:

$$\tau_o = \tau e^{-\frac{t}{T_R}} \quad (4.62)$$

Onde:

$\tau$  = Elevação de temperatura do enrolamento do estator no instante do desligamento.

$T_R$  = Constante de tempo de resfriamento.

A equação para determinar o perfil de temperatura do enrolamento do estator pode ser feita admitindo-se o regime de operação do motor, cíclico e aleatório. O Gráfico 2, na sequência, ilustra o perfil de elevação de temperatura alcançado.



$$\frac{\tau_{fR}}{t_{fR}} \leq 1 \quad (4.64)$$

Da mesma forma, o tempo de frenagem elétrica  $t_{fR}$  [s] não pode ser menor que a constante de elevação de temperatura  $\tau_{fR}$  [°C] ao final do processo de frenagem elétrica.

$$\frac{\tau_P}{t_P} \leq 1 \quad (4.65)$$

Além disso, o tempo de partida  $t_P$  [s] não pode ser menor que a constante de temperatura  $\tau_P$  [°C] ao final do processo de partida.

$$\frac{\tau_O}{t_d} \leq 1 \quad (4.66)$$

O tempo de permanência desligado  $t_P$  [s] não pode ser menor que a constante de elevação da temperatura  $\tau_O$  [°C] ao final do período de permanência desligado. Os dados de entrada e determinação das elevações de temperatura devem ser obtidos em catálogos de fabricantes a partir do tipo de operação que o motor vai desenvolver. Convém salientar que os dados da carga, bem como os do motor que se deseja utilizar, devem ser considerados (SÁ, 1989). A determinação dos parâmetros das equações para a definição das elevações de temperatura e os tempos de funcionamento ( $t_f = t_P + t_i + t_{fR}$ ) e de permanência desligado podem ser obtidos a partir de Sd (número de ligações por hora) e ED (fator de intermitência), que são definidos pelo tipo de operação do motor.

Conclui-se ser ou não adequado o tipo de motor escolhido em função da carga, de acordo com as equações de (4.63) a (4.66). Portanto,

$$I_{motor} = \frac{\frac{\tau_{fR}}{t_{fR}} + \frac{\tau_P}{t_P} + \frac{\tau_i}{t_i}}{3} \leq 1 \quad (4.67)$$

Sendo:

$I_{motor}$  de 0,2 a 0,49 = Temperatura dentro dos limites material isolante (Bom).

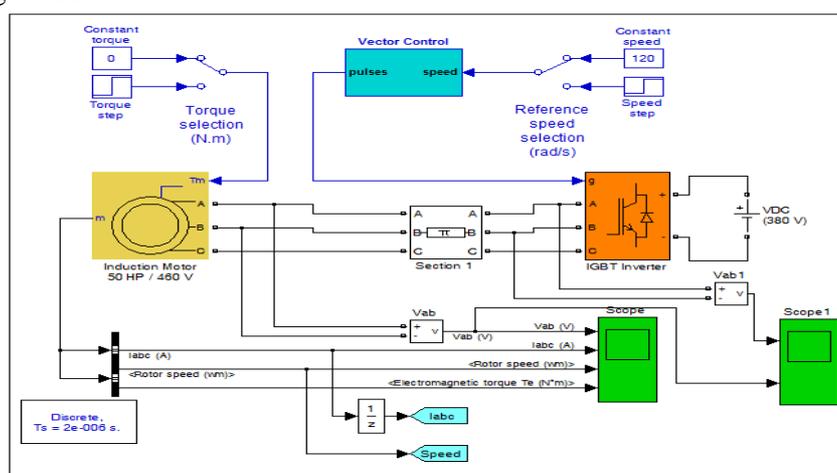
$I_{motor}$  de 0,5 a 1,0 = Temperatura abaixo do limite do material isolante (Ótimo).

$I_{motor}$  acima de 1,0 = Temperatura acima do limite material isolante (Péssimo).

## 5 RESULTADOS

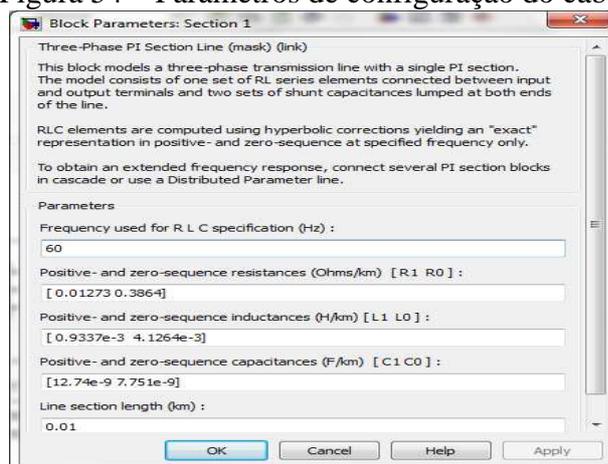
As sobretensões sobre os terminais dos motores elétricos com o sistema inversor + cabo + motor apresentaram uma sobretensão acima de 02 p.u. com cabos a partir de 50 metros de distância entre motor e inversor. Conforme ilustrado na revisão bibliográfica deste trabalho, ao utilizar a ferramenta computacional Matlab/Simulink, esse fenômeno será representado desta forma:

Figura 53 – Modelo sistema motor + cabo + inversor no Matlab



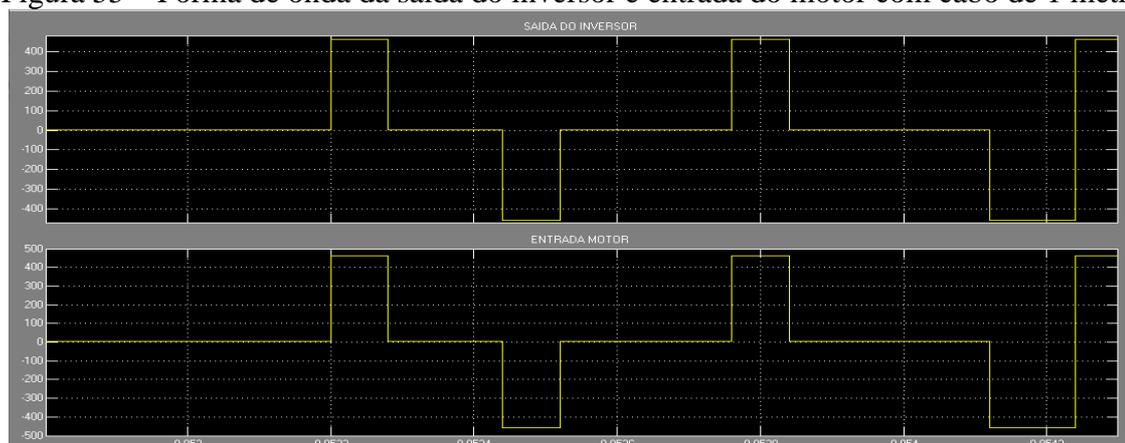
Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

Figura 54 – Parâmetros de configuração do cabo.



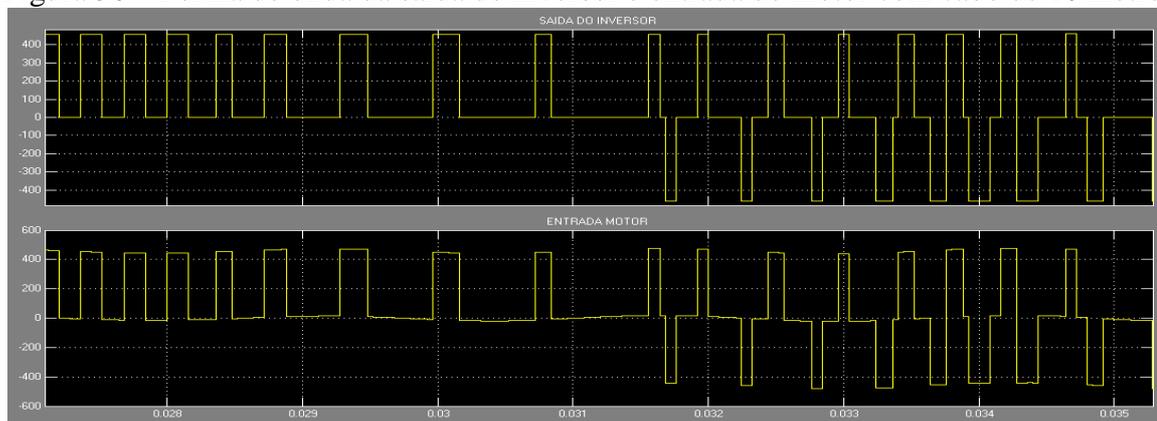
Fonte: Dados de simulação fornecidos pelo autor (2016).

Figura 55 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 1 metro



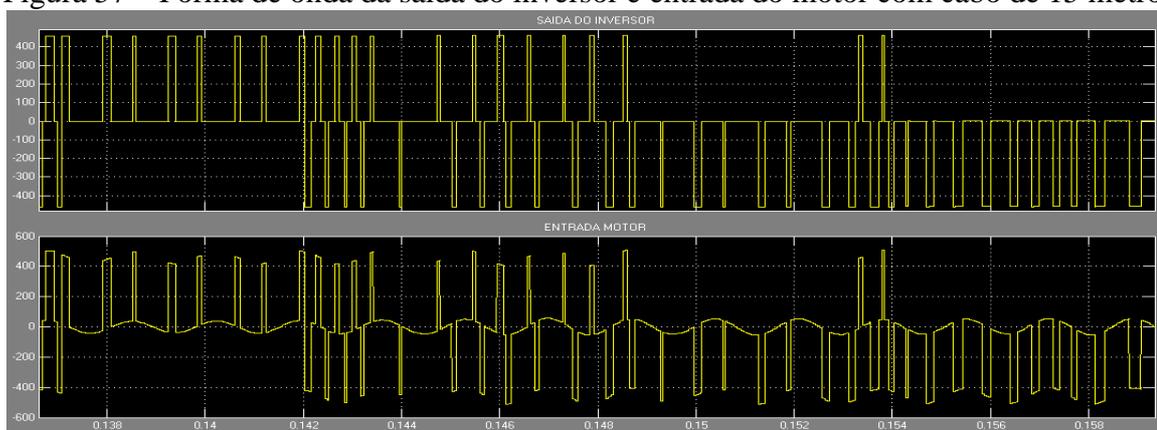
Fonte: Dados simulados pelo autor (2016).

Figura 56 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 10 metros



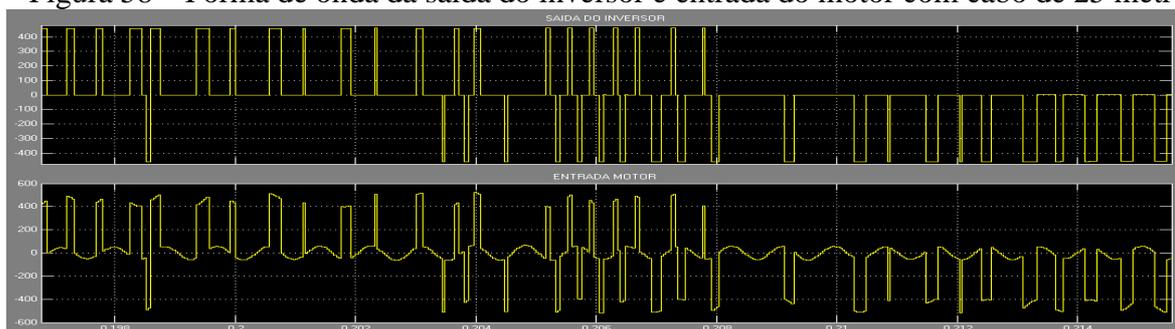
Fonte: Dados simulados pelo autor (2016).

Figura 57 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 15 metros



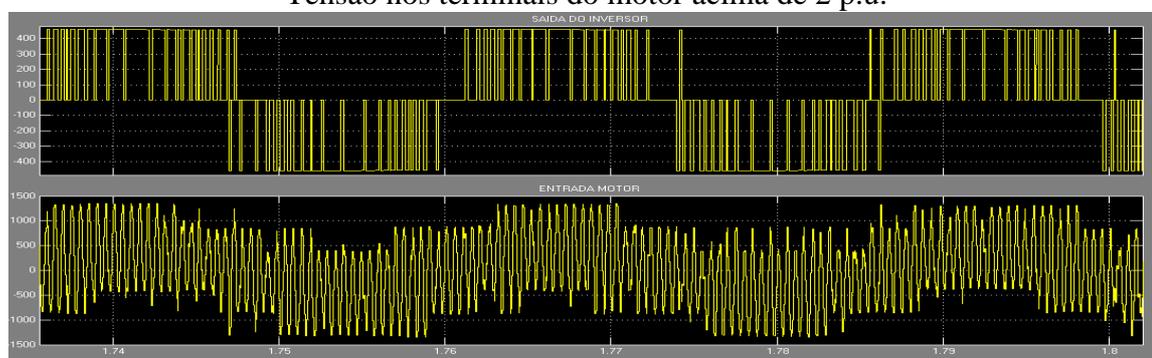
Fonte: Dados simulados pelo autor (2016).

Figura 58 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 25 metros



Fonte: Dados simulados pelo autor (2016).

Figura 59 – Forma de onda da saída do inversor e entrada do motor com cabo de 50 metros. Tensão nos terminais do motor acima de 2 p.u.



Fonte: Dados simulados pelo autor (2016).

Tabela 1 – Sobretensões em função do comprimento do cabo

| Comprimento cabo<br>(m) | Tensão motor<br>(V) | Sobretensão<br>(p.u.) |
|-------------------------|---------------------|-----------------------|
| 1,00                    | 440,0               | 1,00                  |
| 10,00                   | 440,0               | 1,00                  |
| 15,00                   | 445,0               | 1,01                  |
| 25,00                   | 500,0               | 1,14                  |
| 50,00                   | 1250,0              | 2,84                  |

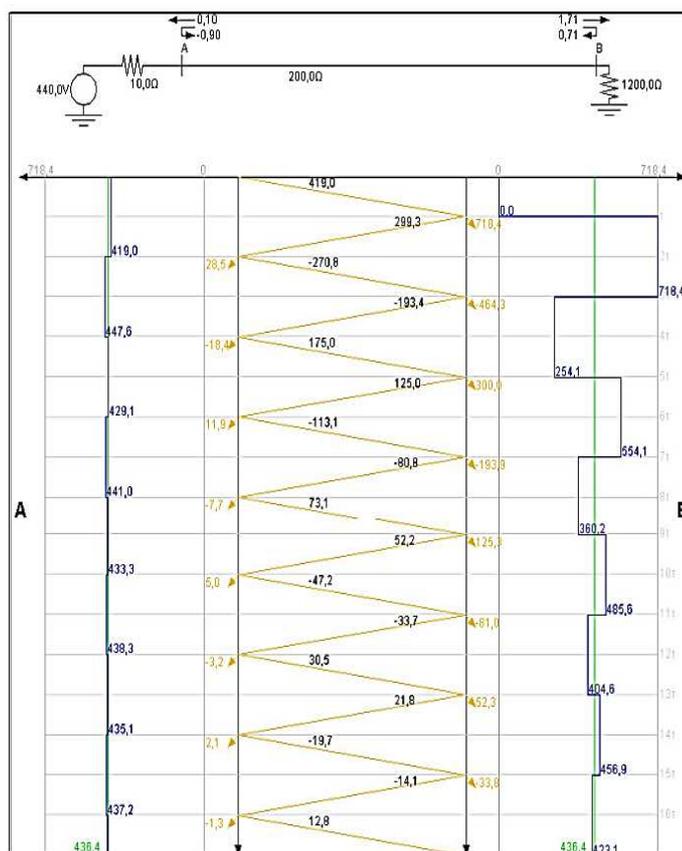
Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

Confirmando os estudos efetuados por Tallam e Leggate (2011), destaca-se que a modulação de largura de pulso (PWM) pode gerar nos terminais do motor um aumento de duas vezes a tensão do barramento CC, devido ao fenômeno de ondas refletidas em função das diferenças de impedância entre o inversor, motor e o comprimento do cabo.

A avaliação do comportamento transitório da linha de transmissão foi efetuada com auxílio da ferramenta computacional Matlab/Simulink, conforme definido previamente na metodologia deste trabalho. Foi utilizado como excitação um degrau de tensão, considerando separadamente as ondas de tensão incidentes e refletidas. Esse procedimento é bastante

trabalhoso e pode levar a erros com facilidade. O procedimento gráfico, denominado diagrama das treliças, facilita o entendimento do problema. Os dados para formulação do problema foram escolhidos de forma aleatória, obedecendo os critérios de diferenças de impedância abordados nos capítulos anteriores.

Figura 60 – Diagrama de treliças simulado



Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

Tabela 2 – Resultados do diagrama de treliças

|               | Barra A    |  | Barra B       |            |
|---------------|------------|--|---------------|------------|
| Tempo $\mu s$ | Tensão (V) |  | Tempo $\mu s$ | Tensão (V) |
| 0,00          | 419,0      |  | 0,00          | 0,00       |
| 66,66         | 447,6      |  | 33,33         | 718,40     |
| 133,32        | 429,1      |  | 99,99         | 254,10     |
| 199,98        | 441,0      |  | 166,65        | 554,10     |
| 266,64        | 433,3      |  | 233,31        | 360,20     |
| 333,30        | 438,3      |  | 299,97        | 485,60     |
| 399,96        | 435,1      |  | 366,63        | 404,60     |
| 466,62        | 437,2      |  | 433,29        | 423,10     |

Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

Convém, nesta etapa, mostrar os primeiros passos utilizados na construção do diagrama das treliças da Figura 60.

No instante  $t = 0_+$  é gerada a onda de tensão incidente  $v_+$ , de amplitude 419,04 V, a qual se desloca em direção ao equipamento com a velocidade de propagação igual à da luz. Assim, no instante  $t = 0_+$ , essa onda de 419,04 V atinge o equipamento. A parcela correspondente ao produto do coeficiente de transmissão na carga ( $\sigma_L = 1,71$ ) pela tensão incidente de 419,04 V, que resulta, nesse caso, igual a 718,4 V, é transmitida à carga.

Assim sendo, a tensão no equipamento, que era nula até esse instante, assume o valor de 718,4 V, em  $t = \tau = 33,33\mu s$ , permanecendo nesse valor por um intervalo de tempo igual a  $2\tau = 66,66\mu s$  (tempo de ida e volta da onda de tensão), como mostrado no diagrama das treliças. Ainda no instante  $t = \tau = 33,33\mu s$ , no qual a tensão na carga passa de zero para 718,4 V, é gerada uma onda de tensão refletida, cujo valor corresponde ao produto da tensão incidente de 419,04 V pelo coeficiente de reflexão na carga,  $\Gamma_L = 0,71$ , resultando, nesse caso, o valor de 299,3 V, por sua vez, atinge o gerador no instante  $t = 2\tau = 66,66\mu s$ . A variação da tensão obtida do produto  $\sigma_L = 1,71$  dessa tensão refletida de 299,3 V pelo coeficiente de transmissão no gerador corresponde ao acréscimo da tensão no gerador nesse instante e deve ser adicionada, algebricamente, à tensão anterior, de modo que, no instante  $t = 2\tau = 66,66\mu s$ , a nova tensão do gerador passa a ser  $419,04 + 299,3V = 718,4V$ , como indicado no diagrama das treliças.

Novamente em  $t = 2\tau = 66,66\mu s$  é gerada uma nova onda de tensão incidente, cuja amplitude é dada pelo produto da tensão refletida de 299,3 V pelo coeficiente de reflexão no gerador  $\Gamma_G = -0,9$ , resultando -270,8 V, os quais atingirão a carga no instante  $t = 4\tau = 133,32\mu s$ , produzindo efeito semelhante àquele relatado no instante  $t = \tau$ . A sequência desse procedimento é evidente e dispensa descrição maior. É importante observar que, à medida que o tempo decorre, as variações das tensões, tanto na carga quanto no gerador, reduzem e convergem para um valor final.

A evolução da tensão no meio da linha (cabo) é obtida de modo muito semelhante àquele utilizado para a obtenção da tensão no gerador ou na carga. Para isso, basta traçar um outro eixo dos tempos, paralelo aos anteriores, exatamente no meio da linha, como está indicado na Figura 60. O gráfico da tensão, na horizontal, é construído somando-se, algebricamente, as tensões que vão chegando nesse ponto com o decorrer do tempo. Essas tensões são aquelas indicadas no diagrama e que cortam o eixo dos tempos. Nesse caso, para

$t = \frac{\tau}{2}$  no meio da linha, a tensão de 419,04 V, correspondente à tensão incidente  $V_+$ ; em  $t = \frac{3\tau}{2}$  chegam mais 299,3 V, correspondentes à tensão refletida na carga em  $t = \tau$ , elevando a tensão no meio da linha para 440 V. Esse procedimento se repete com o decorrer do tempo.

É relevante ressaltar que esse equipamento foi dimensionado para uma operação nominal com  $V_{FINAL}$  dada por:

$$V_{FINAL} = V_G = V_L = \frac{R_L}{R_L + R_G} E = 423,10V \quad (5.1)$$

Dessa maneira, durante o transitório de energização, a tensão em seus terminais pode atingir valores de 718,4 V, como pode ser observado no diagrama das treliças da Figura 61. Essa sobretensão de, aproximadamente, 1,63 p.u da tensão nominal deve ser suportada pela carga durante  $66,66\mu s$ , corresponde a  $2\tau$ .

Os estudos de Tallam e Leggate (2011) destacam que a modulação de largura de pulso (PWM) pode gerar nos terminais do motor um aumento de duas vezes a tensão do barramento CC, devido ao fenômeno de ondas refletidas. Sob essas condições, gerar uma tensão mais que o dobro da tensão do barramento (link DC) pode comprometer o enrolamento dos motores, provocando falhas graves no sistema de isolamento.

## 5.1 CÁLCULO DO ÍNDICE DE QUALIDADE PROPOSTO PARA O SISTEMA INVERSOR, CABO, MOTOR

Para validar o índice de qualidade proposto e efetuar uma simulação, foi necessário a utilização de dados reais retirados de manuais e artigos técnicos de um fabricante de motores e inversores, nesse caso do compilado técnico da WEG S/A.

Em uma fábrica qualquer, está instalado um motor de 10 Cv de 4 polos instalado em uma esteira transportadora que sempre parte a vazio. Deseja-se variar a velocidade de 10 a 100% da velocidade nominal. Analisando a corrente do motor em regime, foi observado que o ele trabalha em 12A, o que corresponde a 92% da potência nominal, considerando a temperatura ambiente de 40 °C e altitude menor que 1.000 metros. A rede de alimentação é 440 VCA, 60 Hz, e o objetivo é dimensionar o inversor e verificar se há a necessidade de trocar o motor. O resultado desse estudo irá indicar através do índice de qualidade proposto para o inversor se ele e o motor estão em conformidade com a aplicação proposta. Esse índice deverá ser menor ou igual a 1. Utilizou-se os seguintes dados:

- Motor instalado: 10 Cv – 4 polos.

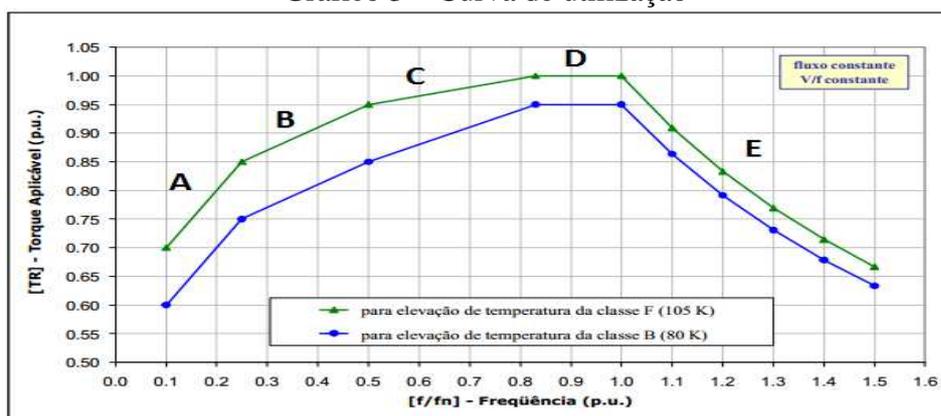
- Aplicação: Esteira.
- Variação de velocidade: 10 a100% (180 rpm a 1.800 rpm).
- Conjugado nominal: 4,14 Kg/f/m – carcaça 132s.
- $I_{nom} = 12A$  , 92% da potência nominal.
- Ta: 40 Oc.
- Altitude <= 1.000 metros.
- Rede: 440 VCA, 60 Hz.

Para velocidade mínima:

$$\frac{f}{f_n} = \frac{180}{1800} = 0,1 \quad (5.2)$$

O Gráfico 3, na sequência, apresenta a curva de utilização.

Gráfico 3 – Curva de utilização



Fonte: WEG (2006).

Quadro 7 – Limites de Operação

| TRECHO | LIMITES                  |                           |
|--------|--------------------------|---------------------------|
|        | LIMITES                  | OPERAÇÃO                  |
| A      | $0 \leq f/f_n < 0.25$    | $T_R = (f/f_n) + 0.50$    |
| B      | $0.25 \leq f/f_n < 0.50$ | $T_R = 0.4(f/f_n) + 0.65$ |
| C      | $0.50 \leq f/f_n < 0.83$ | $T_R = 0.3(f/f_n) + 0.70$ |
| D      | $0.83 \leq f/f_n < 1.0$  | $T_R = 0.95$              |
| E      | $f/f_n > 1.0$            | $T_R = 0.95 / (f/f_n)$    |

Fonte: Elaborado pelo autor (2016), com base em WEG (2006).

Com base no Gráfico 3 e no Quadro 7, tem-se:

$$T_R = \left( \frac{f}{f_n} \right) + 0,5 = 0,1 + 0,5 = 0,6 \quad (5.3)$$

$$C_n = 4,14 \text{Kg} / f / m$$

$$92\% = 3,8 \text{kg} / f / m$$

$$C_m = \frac{C_n}{T_R \times \eta_{AC} \times FAT} = \frac{3,8}{0,6 \times 1,0 \times 1,0} = 6,33 \text{Kg} / f / m \quad (5.4)$$

Conforme WEG (2006), a carcaça do motor é 160M, referente ao motor de 20 Cv. Ou seja, para essa aplicação o motor de 10 Cv não é o adequado em função da carcaça não ter condições de dissipar o calor produzido pelo tipo de aplicação solicitada, quando o motor estiver operando com a velocidade mínima.

Para velocidade máxima:

$$\frac{f}{f_n} = \frac{1800}{1800} = 1,0 \quad (5.5)$$

De acordo com a Figura 62:

$$T_R = 0,95$$

$$C_m = \frac{C_n}{T_R \times \eta_{AC} \times FAT} = \frac{3,8}{0,95 \times 1,0 \times 1,0} = 4,0 \text{Kg} / f / m \quad (5.6)$$

Conforme WEG (2006), a carcaça do motor é 132s, referente ao motor de 10 Cv.

Conclui-se que, quando opera em velocidade máxima, o motor é adequado para esse tipo de aplicação, mas quando opera em velocidade mínima, o motor não tem condições de dissipar a temperatura em que ele vai operar. A solução para essa situação é a troca do motor.

O inversor apropriado é representado por:

$$\text{CFW110031T4SZ}, 20\text{CV} \quad I_{nom} = 25\text{A}$$

O índice de qualidade do inversor  $I_{inversor}$  está diretamente relacionado com a aplicação e a carcaça do motor escolhido e/ou já utilizado na aplicação. Portanto, para esse tipo de aplicação, o  $T_R = I_{inversor}$  deve estar operando dentro de uma faixa de qualidade de 0,8 a 1,0.

$$I_{inversor} = T_R \quad (5.7)$$

Sendo:

$T_R$  de 0,2 a 0,79 = Sobreaquecimento (Ruim).

$T_R$  de 0,80 a 1,0 = Conjugado nominal constante (Ótimo).

$T_R$  acima de 1,0 = Enfraquecimento do conjugado (Péssimo).

Para isso, considera-se que esse motor esteja operando nas condições ideais de acordo com o demonstrado acima, com um cabo interligando o inversor ao motor com aproximadamente 50 metros de comprimento com uma impedância de  $200 \Omega$ , aqui chamado de  $Z_C$ . Considera-se também que a impedância de saída do inversor seja de  $10 \Omega$  ( $R_G$ ) e que a impedância de entrada do motor seja de aproximadamente  $1.200 \Omega$  ( $Z_m$ ), sendo a saída do inversor de 440 V( $E$ ), trifásico. Para efeito de cálculo e em se tratando de fases iguais, a simulação leva em consideração, para efeito de simplificação, uma única fase.

$$I_{cabo} = \frac{Z_m - Z_C}{Z_m + Z_C} \quad (5.8)$$

$$I_{cabo} = \frac{1200 - 200}{1200 + 200} = 0,71 \quad (5.9)$$

Sendo:

$I_{cabo}$  de 0,2 a 0,5 = Coeficiente de reflexão tensão  $\leq 2$  p.u. (Bom).

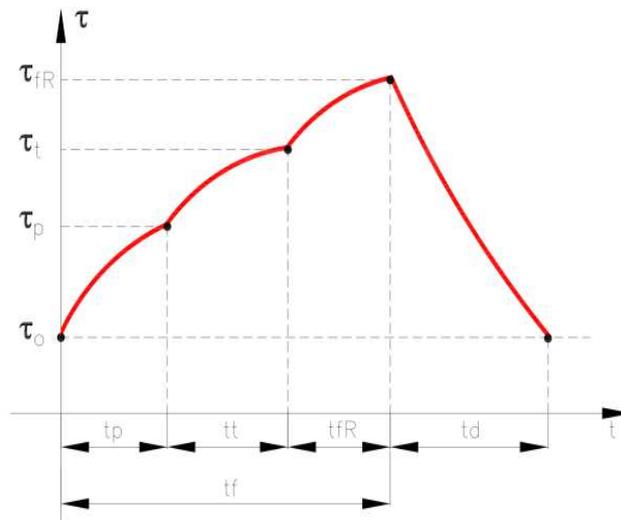
$I_{cabo}$  de 0,6 a 0,8 = Coeficiente de reflexão unitário  $\cong 1$  p.u. (Ótimo).

$I_{cabo}$  de 0,9 a 1,0 = Coeficiente de reflexão com tensão acima de 2 p.u. (Péssimo).

O índice de qualidade do cabo  $I_{cabo}$  deve ser, aproximadamente, unitário, para que não haja o efeito de ondas refletidas.

$$I_{motor} = \frac{\frac{\tau_{fR}}{t_{fR}} + \frac{\tau_P}{t_P} + \frac{\tau_t}{t_t}}{3} \leq 1 \quad (5.10)$$

Para o cálculo do índice de qualidade proposto para o motor, considerando as etapas demonstradas anteriormente, a ênfase está na análise térmica deste. Para tanto, os dados descritos a seguir foram retirados de catálogos de motores WEG.

Figura 61 – Temperatura  $\times$  equilíbrio

Fonte: Elaborada pelo autor (2016), com base em Sá (2012).

Onde:

$t_0$  = Elevação de temperatura ao final do período de permanência desligado [°C].

$\tau_p = 30$  °C.

$\tau_t = 80$  °C.

$\tau_{fR} = 70$  °C.

$t_p = 40$ s.

$t_t = 120$ s.

$t_{fR} = 80$ s.

$t_d$  - Tempo de permanência desligado [s].

$$I_{motor} = \frac{\frac{\tau_{fR}}{t_{fR}} + \frac{\tau_p}{t_p} + \frac{\tau_t}{t_t}}{3} \leq 1 \quad I_{motor} = \frac{\frac{70}{80} + \frac{30}{40} + \frac{80}{120}}{3} = 0,76 \quad (5.11)$$

Sendo:

$I_{motor}$  de 0,2 a 0,49 = Temperatura dentro dos limites do material isolante (Bom).

$I_{motor}$  de 0,5 a 1,0 = Temperatura abaixo do limite do material isolante (Ótimo).

$I_{motor}$  acima de 1,0 = Temperatura acima do limite do material isolante (Péssimo).

$$\acute{I}ndice = \frac{n}{\frac{1}{I_{inversor}} + \frac{1}{I_{cabo}} + \frac{1}{I_{motor}}} \quad (5.12)$$

Sendo:

$I_{inversor}$  = Índice de qualidade de energia fornecida pelo inversor.

$I_{cabo}$  = Índice de qualidade do cabo.

$I_{motor}$  = Índice de qualidade do motor.

$n$  = Número de variáveis que compõem o índice de qualidade.

$$\acute{I}ndice = \frac{3}{\frac{1}{0,6} + \frac{1}{0,76} + \frac{1}{0,71}} = 0,68 \quad (5.13)$$

$\acute{I}ndice$  de 0,2 a 0,79 = Conjunto Inversor, cabo e motor (Ruim).

$\acute{I}ndice$  de 0,8 a 1,0 = Conjunto Inversor, cabo e motor (Ótimo).

$\acute{I}ndice$  acima de 1,0 = Conjunto Inversor, cabo e motor (Péssimo).

O resultado final  $\acute{I}ndice = 0,68$  representa condição insatisfatória. Com base nos estudos efetuados nesta dissertação, o reflexo do comportamento do índice de qualidade da escolha do motor e inversor para as condições de aplicação simuladas tem como finalidade demonstrar que a qualidade de energia fornecida aos terminais do motor elétrico de indução, em função do dimensionamento e da escolha do motor, irá comprometer seu sistema isolante, bem como a degradação do material isolante e, por consequência, reduzir a vida útil do motor.

## 6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

O rápido avanço da eletrônica de potência tem permitido que motores de indução, tradicional solução para acionamentos de velocidade contínua, sejam utilizados com sucesso em aplicações que exijam variação de velocidade. A utilização de motores de indução com inversores eletrônicos apresenta grandes vantagens, tanto energéticas quanto econômicas, quando comparadas com outras soluções existentes para aplicações industriais de velocidade variável. No entanto, o uso de inversor traz consequências as quais os fabricantes de motores precisam estar atentos. Assim, o crescente número de aplicações com motores de indução operando em regime de velocidade variável – acionados por inversores PWM – exige o bom entendimento do sistema de potência como um todo e das interações que ocorrem entre as partes que o compõem (rede – inversor – motor – cabos – carga).

Esta dissertação abordou aspectos relacionados à aplicação de motores de indução de gaiola em conjunto com inversores estáticos de frequência, apresentando fundamentos teóricos e critérios práticos para tópicos específicos, provenientes de estudos e trabalhos propostos por diversos autores. Artigos técnicos também são citados e discutidos. Deve ser ressaltado que os critérios aqui apresentados não são permanentes, pois mudam à medida que novos materiais são desenvolvidos e novas experiências são executadas, como qualquer tecnologia. Dessa forma, podem acontecer alterações nos critérios de aplicação, por isso é importante estar atento aos novos trabalhos que surgem sobre os fenômenos de sobretensão descritos neste trabalho.

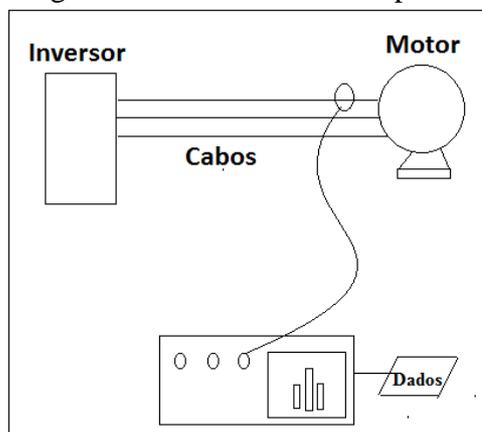
Os fenômenos de sobretensão foram amplamente abordados. A responsabilidade de cada módulo, Inversor, Cabo e Motor, e suas características elétricas e construtivas foram estudadas, sendo que diversos trabalhos científicos foram citados e utilizados para justificar os métodos aplicados nesta dissertação.

A vida útil dos motores elétricos de indução está diretamente relacionada à degradação dos materiais isolantes que compõem o sistema de isolamento dos motores. A classe térmica é referenciada ao material isolante, e não ao sistema de isolamento que compõe o motor, sendo na maioria dos casos utilizada de forma equivocada em relação ao comportamento térmico desses motores, não sendo amplamente referenciada no comportamento térmico. A temperatura ambiente, o dimensionamento da carga utilizada e as características de operação nominais influem de forma direta na análise térmica dessas máquinas. Do ponto de vista do autor deste trabalho, os fenômenos de sobretensão estudados se apropriam das condições e características estabelecidas no projeto e no dimensionamento da carga na utilização dos

motores elétricos de indução, que, por consequência, acabam queimando em função da degradação do sistema de isolamento por sobreaquecimento. Nesse sentido, os fenômenos amplamente estudados e abordados neste trabalho se encarregam de se apropriar da degradação do sistema isolante, atuando de forma pontual no processo de queima dos motores, ou seja, os fenômenos de sobretensão atuam como consequência, e não como causa principal. A proposta de um índice que possa medir a qualidade de energia entregue aos terminais dos motores elétricos de indução foi construída e sugerida neste trabalho em função da interação entre os módulos estudados, resumidamente: inversor – cabo – motor. Para cada um desses módulos foi proposto um índice de qualidade, e a média harmônica desses índices compõem o índice de qualidade de energia fornecida aos terminais dos motores elétricos de indução. A média harmônica proposta para esses índices se deve ao fato de que a tolerância entre as médias deve seguir um critério harmônico entre os módulos, onde não podem ocorrer disparidades entre o que foi estabelecido como índice ideal para cada parte analisada, obedecendo a critérios estabelecidos na metodologia.

Como sugestão de trabalhos futuros, os dados aqui simulados computacionalmente poderiam ser verificados por meio de ensaios em bancadas e/ou em campo. As informações de problemas em bobinados já comprometidos pelo efeito das sobretensões podem ser analisadas através de um analisador de espectro a ser construído a partir das informações contidas nesta pesquisa. Pinho, Wojichowski e Crovato (2016) apresentam uma sugestão, conforme Apêndice 1, para a análise dos problemas apresentados pelos motores elétricos de indução através do espectro da forma de onda da corrente, conforme Figura 62, com o motor em funcionamento, o que teria grande aceitação na indústria, pois os problemas associados a paradas de motores seriam eliminados.

Figura 62 – Analisador de espectro



Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

## REFERÊNCIAS

- ALBRECHT, P. *et al.* Assessment of the Reliability of Motors in Utility Applications. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. EC-2, n. 3, p. 396-406, 1987.
- ALMEIDA, M.T. **Manutenção preditiva: confiabilidade e qualidade**. 2000. Disponível em: <<http://www.mtaev.com.br/download/mnt1.pdf>>. Acesso em: 6 abr. 2011.
- AMARIR, S.; AL-HADDAD, K. Wave Modeling Technique for PWM ASD-Motors. **IEEE-ISIE International Symposium on Industrial Electronics**, July 9-13 2006, Montreal, Canada, p. 2510-2515, 2006
- ANDREAS, J.C. **Energy-Efficient Electric Motors Selection and Application**. New York: Marcel Dekker, Inc., 1982.
- ASSUNÇÃO, J.T. **Análise e especificação de motores de indução trifásicos com rotor tipo gaiola controlados através do valor eficaz e frequência da tensão do estator**. 1990. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Itajubá, 1990.
- AVÓLIO, E. **Uma contribuição ao estudo do comportamento térmico e do desempenho elétrico de motores de indução com rotor em gaiola**. 1992. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1992.
- BEZESKY, D.M.; KREITZER, S. NEMA Application Guide for AC adjustable speed drive systems. Record of Conference Papers. **IEEE incorporated Industry Applications Society**. Forty-Eighth Annual Conference. Petroleum and Chemical Industry Technical Conference (Cat. No.01CH37265), p. 73-82, 2001.
- BONNETT, A.H. comparison between insulation systems available for pwm-inverter-fed motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 5, p. 1331-1341, 1997.
- \_\_\_\_\_. Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 2, p. 386-392, 1996.
- BONNETT, A.H.; SOUKUP, G.C. Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 4, p. 921-937, 1992.
- BULGARELLI, R. **Proteção térmica de motores de indução trifásicos industriais**. 2006. 136 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2006.
- CARDOSO, J.R. **Engenharia eletromagnética**. Rio de Janeiro: Elsevier, 1991.

CAVALLINI, A. *et al.* The influence of PWM voltage waveforms on induction motor insulation systems: Perspectives for the end user. **SDEMPED 2011 – 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives**, p. 288-293, 2011.

COBEI – Comitê Brasileiro de Eletricidade. **Dicionário Brasileiro de Eletricidade**: conforme normas brasileiras. Rio de Janeiro: O Comitê, 1986.

CRUZ, S.M.A. **Diagnóstico e análise de avarias nos enrolamentos estatóricos de motores de indução trifásicos através da aplicação do método dos referenciais múltiplos**. Tese (Doutorado em Engenharia Eletrotécnica) – Universidade de Coimbra, Coimbra, 2004.

DOMMEL, H.W. **Electromagnetic transients program reference manual (EMTP theory book)**. Vancouver: Department of Electrical Engineering – The University of British Columbia, 1986.

EASA. **The effect of repair/rewinding on motor efficiency**. Technical report, Electrical Apparatus Service Association. The 6th International Forum on Strategic Technology, 2003.

ELIASSEN, A.N. High-inertia drive motors and their starting characteristics. **IEEE Transactions on Power Apparatus Systems**, v. 99, n. 4, p. 1472-1482, 1980.

FENGER, M.; CAMPBELL, S.R.; PEDERSEN, J. Motor winding problems caused by inverter drives. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 9, n. 4, p. 22-31, 2003.

Disponível em:

<http://www.irispower.com/pdf/techpapers/Inverter%20Fed%20Drives/ia%20mag%2003%20-%20motor%20winding%20problems%20caused%20by%20inverter%20drives.pdf>. Acesso em: 10 set. 2016.

FINLAYSON, P.T. Output filters for PWM drives with induction motors. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 4, n. 1, p. 46-52, 1998.

GRAOVAC, D.; HOFFMANN, T.; HALTMAIR, A. A Transfer Function Approach to a Common Mode Filter (CMMF) Optimization in the PWM Inverter Supplied Motor Drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2011.

GUBIA, E.; SANCHIS, P.; URSLIA, A.; MARROYO, L. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. **Annals...** 2004.

GUEDES, M.V. **O motor de indução trifásico – Modelização**. 1993. Disponível em: [http://paginas.fe.up.pt/maquel/AD/MI\\_model.pdf](http://paginas.fe.up.pt/maquel/AD/MI_model.pdf). Acesso em: 10 ago. 2016.

JOUANNE, A.V. *et al.* Filtering Techniques to Minimize the Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 4, p. 919-926, July/August 1996.

KARAVASILIS R.G. **Estudo de motores acionados por conversores de frequência e influências no sistema isolante**. 2008. 133 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

KAUFHOLD, M. *et al.* Interface phenomena in stator winding insulation-Challenges in design, diagnosis, and service experience. **IEEE Electrical Insulation Magazine**, v. 18, p. 27-36, 2002.

KOTNIK, R. An equivalent thermal circuit for nonventilated induction motors. **Transactions on Power Apparatus Systems**, v. 73, n. 2, p. 1604-1608, 1980.

LIMA, A. C. S.; DOMMEL, H.W.; STEPHAN, R.M. Modeling adjustable-speed drives with long feeders. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 3, p. 549-556, 2000.

LIMA, A. C. S.; STEPHAN, R.; MOURENTE, J. Analysis of a long distance drive for induction motors. **Proceedings of the IEEE International Symposium on**, 1996.

LOBOSCO, O.S.; DIAS, J.L.P.C. **Seleção e aplicação de motores elétricos**. São Paulo: McGraw-Hill: Siemens S.A., 1988.

MELHORN, C.J.; TANG, L. Transient Effects of PWM Drives on Induction Motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 4, p. 1065-1072, July/August 1997.

MINICURSO Motores de Indução de Gaiola Alimentados por Inversores de Frequência. Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto – WEG Equipamentos Elétricos S.A. – Motores Apostila 2015.

MOREIRA, A.F.; LIPO, T.A.; VENKATARAMANAN, G.; BERNET, S. High frequency modelling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives. **IEEE Transaction on Industry Applications**, v. 38, n. 5, 2002.

NAILEN, R.L. Safe locked rotor time how safe it. **IEEE Transactions on IAG**, v. 7, n. 6, p. 708-712, 1971.

NEMA (National Electrical Manufacturers Association). **MG1 – Motors and Generators**. 2003.

OKUYAMA, Y.; HITOSUGI, K.; MORIYASU, S. Surge Propagation and Overvoltages for PWM-Inverter-Driven Motors. **ICEM**, p. 1192-1196, August 2000.

PAULA, H. *et al.* **Uma proposta para a modelagem de inversores para o estudo de correntes de modo comum em sistemas de acionamento de motores**. 2010. Disponível em: [https://www.researchgate.net/publication/224226691\\_Uma\\_proposta\\_para\\_a\\_modelagem\\_de\\_inversores\\_para\\_o\\_estudo\\_de\\_correntes\\_de\\_modos\\_comuns\\_em\\_sistemas\\_de\\_acionamento\\_de\\_motores](https://www.researchgate.net/publication/224226691_Uma_proposta_para_a_modelagem_de_inversores_para_o_estudo_de_correntes_de_modos_comuns_em_sistemas_de_acionamento_de_motores). Acesso em: 10 set. 2016.

PERSSON, E. Transient effects in application of PWM inverters to induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 5, p. 1095-1101, 1992.

PINHO, G.L.G.; WOJICHOWSKI, G.S.; CROVATO, C.D.P. Tool for power quality assessment of motor fed by variable speed electric drivers. **IEEE PES ICHQP 2016**, October, 2016.

SÁ, J.; COGO, J.R.; ARANGO, H. **Um método rápido para análise do comportamento térmico do enrolamento do estator de motores de indução trifásicos do tipo gaiola**. 2012. Disponível em: [http://gsiconsultoria.com.br/publicacoes\\_gsi/52%20-%20ART643-07%20\(Comportamento%20termico\).pdf](http://gsiconsultoria.com.br/publicacoes_gsi/52%20-%20ART643-07%20(Comportamento%20termico).pdf). Acesso em: 15 jul. 2016.

SÁ, J. **Contribuição a análise do comportamento térmico de motores de indução trifásicos com rotor do tipo gaiola**. Dissertação (Doutorado em Engenharia) – Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1989.

SKIBINSKI, G. Installation Considerations for IGBT AC Drives. **IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives**, Charlotte, NC, May 6-7, 1997.

\_\_\_\_\_. Design methodology of a cable terminator to reduce reflected voltage on AC motors. **IEEE Industry Applications Society Conference**, 1996.

SKIBINSKI, G.; KERKMAN, R.; LEGGATE, D.; PANKAU, J.; SCHLEGEL, D. Reflected Wave Modeling Techniques for PWM AC Motor Drives. **IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives**, 1998.

SKIBINSKI, G.; SAUNDERS, L.A.; EVON, S.T.; KEMPKE, D.L. Riding the Reflected Wave – IGBT Drive Technology Demands New Motor and Cable Considerations. **IEEE 43rd IAS Annual Meeting**, p. 75-84, September 1996.

SKIBINSKI, G.; TALLAM, R.; REESE, R.; BUCHHOLZ, B.; LUKASZEWSKI, R. Conference Record of the 2006. **IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting**, Oct. 2006, v. 2, p. 880-888.

STEPHAN, R.M.; HANITSCH, R. Acionamento eletrônico de motores elétricos: história e tendências. In: IV ENIE – ENCONTRO NACIONAL DE INSTALAÇÕES ELÉTRICAS. **Anais...** São Paulo, 1995.

TALLAM, R.M.; LEGGATE, D. Control of PWM voltage source inverter in the pulse dropping region to reduce reflected wave motor over-voltage. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION: ENERGY CONVERSION INNOVATION FOR A CLEAN ENERGY FUTURE, ECCE, 2011, Proceedings. **Annals...** 2011.

THORSEN, O.V.; DALVA, M. Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 4, p. 810-818, 1999.

\_\_\_\_\_; \_\_\_\_\_. Failure identification and analysis for high voltage induction motors in petrochemical industry. **IEEE Industry Applications Society**, v. 1, p. 291-298, 1998.

VALENZUELA, M.A. Simple and reliable model for the thermal protection of variable speed self ventilated induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 12, 2010.

VAS, P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. **Power**, v. 1, p. 768, 1998.

VENDRUSCULO, E.A.; POMILIO, J.A. Power Cables Parameters Estimation in Long Distance Driving of Electrical Machines. **IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives**, p. 410-412, May 1999.

VON JOUANNE, A.; ENJETI, P.; GRAY, W. Application issues for PWM adjustable speed AC motor drives. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 2, n. 5, p. 10-18, 1996.

WEG. **Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM**. 2016. <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>. Acesso em: 15 jul. 2016.

\_\_\_\_\_. Technical Guide, **Induction Motors fed by PWM frequency converters**. Research and Development of Product Department – WEG Equipamentos Elétricos S.A., Motors Division, Revision: September 2006.

\_\_\_\_\_. **Guia de aplicação de inversores de frequência**. 2. ed. 2004. Disponível em: [http://www.mundoeletrico.com/downloads/Guia\\_de\\_Aplicacao\\_de\\_Inversores\\_de\\_Frequencia.pdf](http://www.mundoeletrico.com/downloads/Guia_de_Aplicacao_de_Inversores_de_Frequencia.pdf). Acesso em: 15 jul. 2016.

YANSHU, J.; DIANGUO, X.; XIYOU, C. A Novel Inverter Output Dv/Dt Suppression Filterproc. In: 29th ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY IECON '03. **Annals...** 2003.

YANSHU, J.; YUEJUN, L.; LULU QI, R.Z. **Novel Approach to Analyze Over-Voltages Due to PWM Switching Patterns in Long Cable PWM Drive-School of Automation**. Harbin University of Science and Technology, Harbin, 2011.

ZOCHOLL, S.O.; SCHWEITZER, A.A.Z. Thermal protection of induction motor enhanced by interactive electrical and thermal models. **IEEE Transactions on Power Apparatus Systems**, v. 103, n. 7, p. 1749-1755, 1984.

## ANEXO 1 – Danos em enrolamentos de motores trifásicos

### Danos em Enrolamentos



#### Motores Trifásicos

A especificação correta do motor (tensão, frequência, polaridade, grau de proteção, entre outros) para sua aplicação é o primeiro requisito básico para que o tempo de vida útil do motor seja alto. Porém, não é apenas isto que irá garantir o correto funcionamento. A instalação, manutenção e operação corretas são imprescindíveis. Caso ocorra a queima de um motor elétrico, a primeira providência a se tomar é identificar a causa (ou possíveis causas) da queima, mediante a análise do enrolamento danificado. É fundamental que a causa da queima seja identificada e eliminada, para evitar eventuais novas queimas do motor. Para auxiliar na análise, as fotos e o quadro abaixo apresentam as características de alguns tipos de queimas de enrolamentos e suas possíveis causas.

Curto de espiras



Bobina curto-circuitada



Curto entre fases



Pico de tensão



Curto na conexão



Curto na saída da ranhura



Curto interior da ranhura



Desbalanceamento de tensão



Sobreaquecimento



Falta de fase ligação estrela



Falta de fase ligação triângulo



Rotor travado

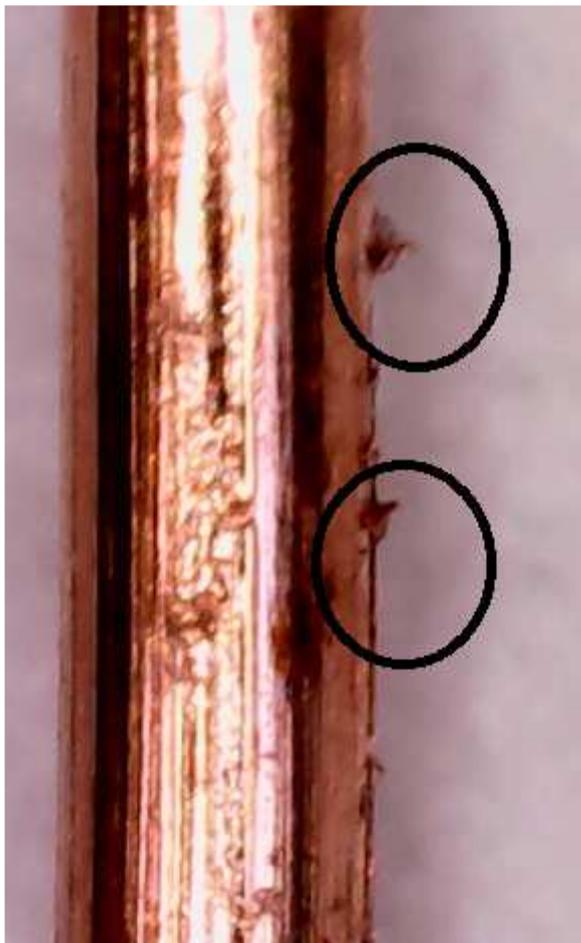


Tabela de características da queima e possíveis causas

| Característica da queima                                                                 | Possíveis causas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
|------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Curto entre espiras ou Bobina curto-circuitada                                           | Contaminação interna do motor;<br>Falha do esmalte de isolamento do fio;<br>Falha do verniz de impregnação;<br>Rápidas oscilações na tensão de alimentação.                                                                                                                                                                                                                                                                                              |
| Curto entre fases                                                                        | Contaminação interna do motor;<br>Degradação do material isolante por ressecamento, ocasionada por excesso de temperatura;<br>Falha do material isolante.                                                                                                                                                                                                                                                                                                |
| Curto na conexão                                                                         | Contaminação interna do motor;<br>Falha do material isolante;<br>Sobreaquecimento da conexão devido a mau contato.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| Curto na saída da ranhura ou Curto no interior da ranhura                                | Contaminação interna do motor;<br>Degradação do material isolante por ressecamento, ocasionada por excesso de temperatura.<br>Falha do esmalte de isolamento do fio;<br>Falha do verniz de impregnação;<br>Falha do material isolante;<br>Rápidas oscilações na tensão de alimentação.                                                                                                                                                                   |
| Pico de tensão                                                                           | Motor acionado por inversor de frequência com alguns parâmetros incorretos (amplitude do pulso de tensão, rise time, dV/dt, distância entre pulsos, frequência de chaveamento);<br>Oscilação violenta na tensão de alimentação, por exemplo, descargas atmosféricas;<br>Surto de manobra de banco de capacitores.                                                                                                                                        |
| Desbalanceamento de tensão                                                               | Desequilíbrio de tensão e/ou de corrente entre as fases;<br>Falha em banco de capacitores;<br>Maus contatos em conexões, chaves, contatores, disjuntores, etc.;<br>Oscilações de tensão nas três fases.                                                                                                                                                                                                                                                  |
| Rotor Travado                                                                            | Excessiva dificuldade na partida do motor, devido a elevada queda de tensão, inércia e torque de carga muito elevados;<br>Travamento do eixo da carga.                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |
| Sobreaquecimento                                                                         | Cabos de alimentação muito longos e/ou muito finos;<br>Conexão incorreta dos cabos de ligação do motor;<br>Excessivo número de partidas em tempo curto;<br>Excesso de carga na ponta de eixo (permanente ou eventual/períodico);<br>Sobretensão ou subtensão na rede de alimentação (permanente ou eventual/períodico);<br>Ventilação deficiente (tampa defletora danificada ou obstruída, sujeira sobre a carcaça, temperatura ambiente elevada, etc.). |
| Falta de fase:<br>Estrela (Y): queima de duas fases<br>Triângulo (Δ): queima de uma fase | Mau contato em chave, contator ou disjuntor;<br>Mau contato em conexões;<br>Mau contato nos terminais de uma fase do transformador;<br>Queima de uma fase do transformador de alimentação;<br>Queima de um fusível;<br>Rompiimento de um cabo alimentador.                                                                                                                                                                                               |

Cód.: 00000055 | Rev.: 01 | Data: (mês) / (ano) / (dia) - Sujeito a alterações sem aviso prévio. As informações constam sob valores de referência.

Fonte: WEG (2006).

**ANEXO 2 – Enrolamento de motor elétrico de indução trifásico-queimado**

Fonte: Elaborada pelo autor (2016).

## APÊNDICE 1 – Artigo “Técnica para análise de espectro de um sinal PWM”

# Tool for power quality assessment of motor fed by variable speed electric drivers

G. L. G. de Pinho; G. S. Wojichowski, and C. D. P. Crovato

**Abstract**– This paper proposes the development of a power quality analyzer for induction motors operated under pulse width modulation voltage waveforms. Two power quality indexes (PQIs) for voltage are proposed: the first index considers the peak of overshoot and variable speed driver switching frequency; the second is related to the deviation of the energy spectra from an ideal pulse with the modulation waveform. It is difficult to establish a PQI for current, and therefore, only spectral tracking is recommended to identify possible mechanical issues or power quality voltage problems caused by source-feed-load interaction or by interactions between motors in parallel. A simple “per-block” spectral tracking technique is proposed based on several and overlapped long time fast Fourier transforms.

**Index Terms**– Induction Motor, Power Quality Analyzer, Variable Speed Driver.

### I. INTRODUCTION

THE traditional concept of power quality monitoring is related to voltage and current events and variations in the mains network [1], which results in the so-called power quality indexes (PQI) defined in standards [2]. In addition, there are standards [3] that establish limits for these indexes to protect the loads from malfunction or damage. Therefore, the traditional concepts of power quality and monitoring are related to load susceptibility.

Loads connected to the mains network have undergone significant changes in the last few decades. In the past, loads such as lamps, isolated transformers, induction motors (IM), and heating resistances were connected directly to the mains network [4]. For a long time, the main concern of the industry that uses induction motors was electrical energy failure and fluctuations of the root mean square (RMS) mains voltage outside the range defined by standards [5]. Nowadays, it is very common to connect loads to the mains network via electronic devices [6] such as variable-speed electric drives (VSDs). VSDs can (theoretically) deal with mains events and variations beyond the limits established by the standards

without introducing disturbances in their output. The functional structure of VSD is shown in Fig. 1.

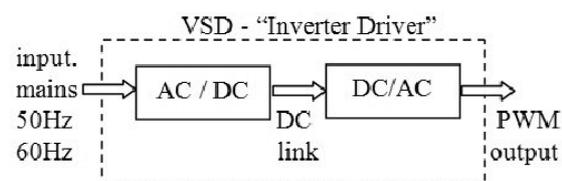


Fig. 1. Functional structure of VSD

However, the system shown in Fig. 1 produces poor power quality at the output of the motor regardless of the power quality at the input because of the source-feed-load interactions; this is a new concern related to power quality.

This paper proposes a criterion to develop a new tool for power quality assessment of a VSD-fed IM, which is derived from theoretical nonhazardous pulse width modulated (PWM) signals considering the source-feed-load relationship. This tool is called the IM power quality analyzer (IMPQA). Fig. 2 shows the typical application of the IMPQA.

This paper explores the foundation to build a real IMPQA. To the best of our knowledge, there are no similar studies in the literature. It is important to note that this work is not intended to be an in-depth study; only a few points are discussed, and the authors agree that there is need for further exploration.

The remainder of this paper is organized as follows. Section II presents the source-feed-load relationship; section III discusses the spectral analysis and presents the special requirements; Section IV discusses the hardware and software requirements, and finally, the conclusion is presented in Section V.

G. L. G. Pinho is with Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade do Vale do Rio dos Sinos – Unisinos – São Leopoldo, RS, Brazil (e-mail: eng.gersonpinho@gmail.com).

G. S. Wojichowski is with Embrasul Indústria Eletrônica Ltda., Porto Alegre, RS, Brazil (e-mail: guilherme@embrasul.com.br).

C. D. P. Crovato is with Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade do Vale do Rio dos Sinos – Unisinos – São Leopoldo, RS, Brazil; Universidade Feevale, Novo Hamburgo, RS, Brazil (e-mails: ccrovato@unisinos.br, cesare@feevale.br)

## II. SOURCE-FEED-LOAD RELATIONSHIP

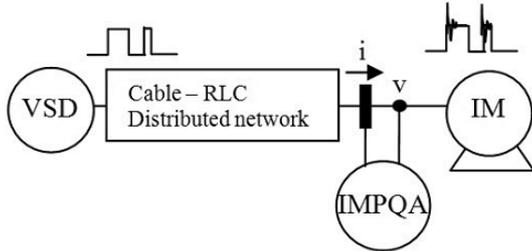


Fig. 2. System under analysis using the IMPQA (unifilar)

The VSD can deliver a PWM voltage to the IM with a variable amplitude and desired frequency. However, the IM insulation is subjected to several adverse factors that can degrade its dielectric integrity, or may cause breakage of the insulating dielectric, thus resulting in premature failure. The degradation of the insulating system can occur because of thermal, electrical, or mechanical causes or a combination of these factors. The pulse rise time (rise time), incident waves, reflected waves among others [7].

Failure due to the reflected waves in electric motors has been modeled [8]-[9], and improvements on the VSD waveform through control techniques [10] have also been suggested. Further, terminator elements in the feed line and the insertion of reducing derived voltage filters is proposed in [11].

### A. Voltages

An IMPQA should be capable of analyzing voltage spectra at VSD output to measure the deviation from idealized PWM spectra. It is well known that the PWM signal is rich in spectral components; however, this characteristic does not necessarily contribute to poor power quality for the motor.

A healthy motor will ideally not produce active power at current harmonics because the stator inductance acts as a filter. In general, other active power spectral components appear only in the case of mechanical damage. In practice, a small number of current harmonics can appear in a healthy motor, because the stator and the feed cable are not perfect filters for the PWM voltage waveform.

Primarily, the IMPQA should generate a PQI related to voltage not only in terms of spectral components, but in terms of overvoltage at the motor terminals, which is a factor related directly to poor power quality for the motor.

Similar to any other power system, the VSD, cable, and IM can interact to produce poor PQ for the IM. Three main “phenomena” produce high overvoltage at motor terminals:

- a. Reflecting waves (mismatching impedance)
- b. Harmonics amplification (parallel resonance)
- c. IM “parasitic” high-order behavior (acting as an underdamped system)

For simplicity, in many studies [8–12], a 2 p.u. overvoltage is considered dangerous for the IM isolation despite the

insulation class used on stator coils or the isolation insulation class of the cage. On the other hand, the VSD switching frequency can derate the insulation of the motor even under 2 p.u., because a high-switching frequency is equivalent to the high rate of overvoltage on the IM terminal. Consequently, this would cause a rise in the temperature and finally lead to possible damage of the coil’s insulation.

For the voltage, the proposed PQI is given by

$$PQI_v = V_{overs} \cdot f_{VSD\_switching} \cdot V_{overs} > 1.2 p.u. \quad (1)$$

where  $V_{overs}$  is the maximum peak of voltage (overshoot) from the voltage pulses during a certain observation time (e.g., 1 min) and  $f_{VSD\_switching}$  is the VSD nominal frequency of switching.

The limits of acceptance for  $PQI_v$  must be determined by searching in certain regions of the graphic such as those shown in Fig. 3; however, this graphic itself must be created using some practical data, which will be part of a future study. The focus now is only on the criterion to develop a new tool. Therefore, Fig. 3 appears here only for didactic purposes and exemplification.

The  $PQI_v$ , like other PQI, does not provide information about the share of responsibility by poor power quality at IM.

We discussed earlier that the presence or absence of several components cannot give objective information about power quality. However, this information can be used for applications such as damage detection. The deviation from the idealized PWM waveform can be a “secondary” PQI:

$$TD_{pwm} = \frac{100}{\sum_{n=0}^{\infty} V_{pwm_n}^2} \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} V_n^2 - \sum_{n=0}^{\infty} V_{pwm_n}^2} \quad (2)$$

where  $TD_{pwm}$  is the “total distortion” relative to an ideal PWM signal. Therefore, this is a PQI related to energy from the difference between the measured PWM signal and an ideal PWM signal. The ideal PWM signal spectrum can be estimated using the technique presented in [13].

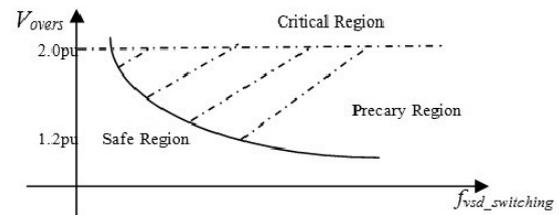


Fig. 3. Curve of admissibility for  $PQI_v$

To perform spectral analysis, the fast Fourier transform (FFT) is the most widely used tool. In order to overcome some unnecessary data processing proposed by [2] (e.g.,

synchronous sampling frequency, grouping, subgrouping, non-overlapping), the IMPQA will perform FFT using the Hanning window and interpolate the module and angle using the classic method presented in [14]. This will be sufficient to obtain the necessary spectral resolution.

### B. Currents

The current through IM is used for signature analysis to identify mechanical issues. This method is attractive because of the simplicity of signal recording under operational conditions, which makes it possible to create an inexpensive and reliable diagnostic system. The idea of these methods is the correspondence of equipment damages to certain spectral components in electrical current signals spectra [15]. The presence of these components may only be related to mechanical issues, and not necessarily poor power quality at input terminals. However, several IMs connected to a single VSD can have mutual influence. The mechanical issues from a single IM can produce spectral components in the current capable of producing a corresponding spectral component on the voltage applied to the other IM, and this can produce overshoot voltage or non-filtered current component flowing into other IMs. Then, the IMPQA will track the current spectral components for both mechanical and power quality issues.

## III. SPECTRAL ANALYSIS CONSIDERATIONS FOR IM

Electrical signals spectra analysis techniques are very popular for electromechanical equipment diagnostics. We follow a brief review of the mathematics related to the mechanical issues to provide some insight into the need for frequency resolution in IMPQA.

### A. Rotor Bar Breaks

In the case of broken bars, the disturbance induces fundamental sidebands of the supply frequency and of the winding factor in the electrical signals [16].

$$f_{bb} = f_o(1 \pm 2ks), k = 1, 2, 3, \dots \quad (3)$$

where  $f_o$  is the supply fundamental frequency and  $s$  is the motor slip.

### B. Air gap eccentricity

There are three types of air-gap eccentricities: static, dynamic, and mixed [16].

$$f_{eccen\_fun} = f_o \pm k \left( \frac{1-s}{p} \right), k = 1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

$$f_{eccen\_harm} = \left( (kR \pm n_d) \left( \frac{1-s}{p} \right) + h \right) f_o \quad (5)$$

where  $p$  is the number of pole pairs,  $R$  is the number of rotor

slots,  $k$  is the positive integer number,  $n_d$  is an integer due to dynamic eccentricity, and  $h$  is the harmonic present in the motor supply.

### C. Bearing damage

Bearing damage leads to vibrations. Because bearings support the rotor, the vibrations from their turning cause air gap fluctuations. These variations lead to stator current frequencies given by [16]

$$f_{brg} = \lfloor f_o \pm kf_{vibr} \rfloor, k = 1, 2, 3, \dots \quad (6)$$

where  $f_{vibr}$  is one of the characteristic vibration frequencies related to bearing dimensions.

$$f_{vibr} = \frac{n}{2} f_v \left( 1 \pm \frac{bd}{pd} \cos(\beta) \right) \quad (7)$$

where  $n$  is the number of bearing balls;  $f_v$  is the mechanical rotor velocity in hertz;  $bd$  is the ball diameter;  $pd$  is the bearing pitch diameter; and  $\beta$  is the contact angle of the ball on the races.

As can be seen in equations (3)–(7), all reviewed fault types can be determined by spectral analysis, regardless of other necessary and auxiliary (commonly spectral too) techniques to differentiate one damage from another. It becomes important for an IMPQA to track spectral components continuously with special attention to those components around the spectral background floor noise in order to achieve early damage detection. To detect spectral components corresponding to the defects listed above, a very good spectral resolution is required, which can be obtained, for example, by a sufficiently long sampling time. Further, it is important that the spectral components do not vary their frequencies during the sampling time so that leakage can be minimized.

The FFT decomposes the time domain into components of different frequencies. Motor stator current acts as an excellent transducer for detecting faults in motors [17]. We need to establish a simple criterion to define what a spectral component is at every FFT calculation and during “noise,” for registration into a database. The frequency resolution of a FFT bin is given by

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (8)$$

where  $f_s$  is the sampling frequency (sampling rate), and  $N$  is the number of points at every FFT calculation.

For a traditional power quality analyzer,  $\Delta f$  must be 5 Hz [2], which is insufficient for the IMPQA. For at least 0.01 Hz of resolution on FFT bins, and a sampling rate according to a 4 kHz band of interest [2], the number of points for FFT must be at least 800,000 points—equivalent to 100 s of “observation” time. For continuously monitoring several  $k$ , “observation” can be overlapped with user-defined fixed step, given redundant information at short intervals, as shown in Fig. 4. The  $k$  is also

named “iteration” here.

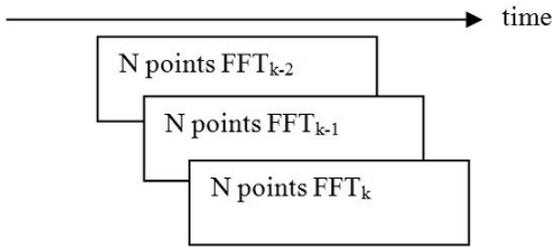


Fig. 4. Overlapping of  $k$  consecutive FFT

As a consequence of the interpolation method of bins [14], the final resolution will be better than the bin’s resolution.

The fundamental frequency  $f_o$  is by definition the spectral component carrying the highest energy. For all other  $M$  spectral components, we can calculate the “component spectral order,” which is an extrapolated concept from “harmonic order.”

$$o_m = \frac{f_m}{f_o}, m = 0, 1, 2, 3 \dots M \quad (9)$$

where  $o_m$  is an array containing the component spectral order (could be a non-integer number),  $m$  is an index of the array for every interpolated component, and  $M$  is the total number of interpolated components excluding the fundamental  $f_o$ .

The actual  $k$   $o_m$  (also called  $o_{m,k}$ ) will be compared to the previous  $k-1$   $o_m$  (also called  $o_{m,k-1}$ ) to verify the continuity of all previously detected components, and to verify if some components are new. Some components are “borderline” and their amplitude is typically low near the noise spectral floor, they often appear and disappear, and this type of component must be considered “noise” and cannot be in database.

Considering equations (3)–(7), it is possible that the component spectral order of some inter-harmonics could be slightly different from one FFT to another, even with constant  $f_o$ ; however, this variation must be tracked.

Further, it is possible that some source VSD inter-harmonics do not change their frequencies even when the fundamental  $f_o$  is changed.

It is relatively easy to find and track harmonics of  $f_o$  even under frequency time-varying conditions because the order of that SC remains an integer. The inter-harmonics need special treatment. Fig. 5 shows an example for clarification. A spectral component (SC) is a triplet: module, angle, and frequency. Figs. 5a and 5b represent the module of every SC detected on  $k-1$  and  $k$  FFT iteration (as show in Fig. 4) respectively, removing the integer spectral order components.

Each SC detected in the previous iteration  $k-1$  has an index  $p$  and each SC detected in the current iteration  $k$  has an index  $i$ . For each  $SC_p$  searched a  $SC_i$ , which corresponds to the shortest distance being the order of  $p$  and order of  $i$ , are

marked on Fig. 5b as  $d0$ ,  $d1$ , and  $d2$  corresponding to the index  $i = 1, 3$ , and  $4$ , respectively. However, a second analysis must be performed. If the SC order  $i$  is outside the dash range shown in Fig. 5b, that SC should be discarded because it is not a continuation of the corresponding order  $p$ . In the given example, SC with  $i = 4$  is out of the SC  $p = 2$  range, and therefore, it must be discarded. Further, a last analysis must be performed: if there is more than one SC on  $k$  within the range of a given SC on  $k-1$ , the SC whose amplitude difference between the SC from  $k-1$  and SC  $k$  is the smallest. In the example given, for SC  $p = 1$ , the spectral component whose amplitude is closest is SC with  $i = 2$ , the criteria of similarity of amplitudes superpose the others.

Thus, the SC with  $p = 0$  and  $i = 1$  are the same phenomena. SC with  $p = 1$  and  $i = 3$  are the same phenomena too. SC with  $p = 2$  does not have any continuation and it ceases to exist. Fig. 5c shows the remaining SC. Ultimately, these are new SC starting at iteration  $k$ .

The described procedure can be carried out using

$$\Gamma_p \in (o'_{p,k-1} I < o'_{m,k} < o'_{p,k-1} S), \forall p \quad (10)$$

$$i_p @ |M_{\Gamma_p} - M_p|_{\min} \quad (11)$$

where  $o'_{p,k-1}$  is an array of all current  $k$  SC order (prior removing all integer orders);  $o'_{p,k-1}$  is the order of an individual  $p$  SC (from the last  $k-1$  iteration, prior to removing all integers orders);  $\Gamma_p$  is a set of SC on  $k$  iteration with order in valid range around the  $p$  SC  $k-1$  iteration;  $I$  is the range’s inferior limit;  $S$  is the range’s superior limit (we propose 0.99 and 1.1 respectively);  $M_{\Gamma_p}$  is a set of modules of  $\Gamma_p$  SC;  $M_p$  is the individual module of  $p$  SC; and  $i_p$  is the index of SC in  $k$  iteration, corresponding to new and actual values of SC in  $p$ , i.e., the index at (@) the minimal module difference.

From a database perspective, if a new SC is detected, a new SC\_TABLE is created, and the LIST\_OF\_SC\_TABLES is updated. Further, if an SC vanishes, the LIST\_OF\_SC\_TABLE is updated. If an SC is simply a continuation of the previous SC, then the corresponding SC\_TABLE is updated.

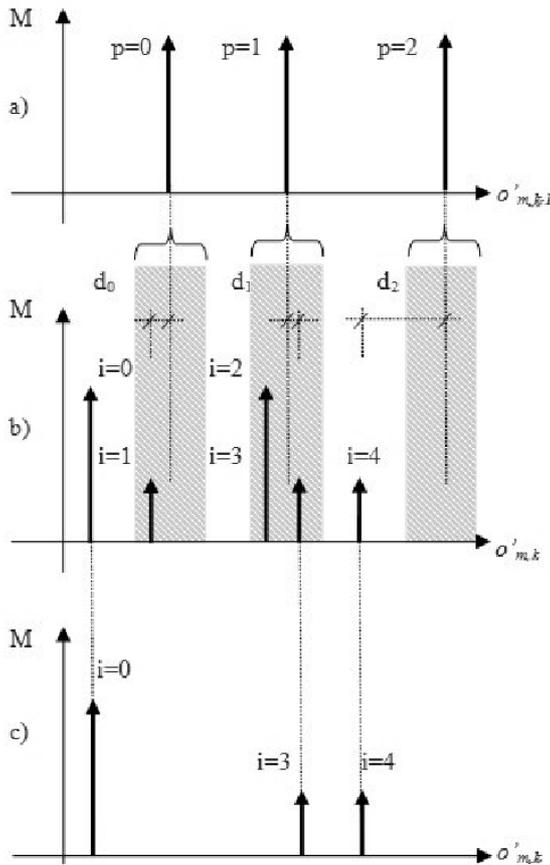


Fig. 5. Define started, stopped, and continued SC

#### IV. BASIC HARDWARE AND SOFTWARE REQUIREMENTS

The IMPQA can measure all channels of voltage and current present at IM terminals. It would be useful to determine common mode voltage and current, and to detect leakage current. The nature of PWM signals generated can also be harmful DC voltages and current; therefore, the inputs must detect signals from DC to  $\geq 4$  kHz for low-speed inputs, and to  $\geq 2$  MHz for high-speed inputs. The low-speed input is used for traditional spectral tracking, whereas the high-speed input is used for detecting (or estimating) the peak of overshoot voltage. In addition, the high-speed input can be “interrupt driven,” and continuous monitoring is not necessary.

The software must deal with both real-time and not-real-time requirements, and a relational database will be useful.

#### V. CONCLUSIONS AND FUTURE WORK

This paper presented an initial discussion about the foundation to develop a simple power quality analyzer from the point of view of IMs fed by inverter drivers. Because there are not many PQIs for this specific condition, many points remain open and depend mostly on lab experiences, which will

executed in future work. Further, the hardware and software requirements were briefly discussed. The authors know that this study is only a preliminary work towards the development of an IMPQA, and believe that this is a starting point for future development.

#### VI. ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank FINEP, Quarkx Tecnologia, Embrasul Indústria Eletrônica Ltda., Unisinos University, and Feevale University for the financial support.

#### VII. REFERENCES

- [1] M. H. Bollen, and I. Gu, *Signal Processing of Power Quality Disturbances*. Piscataway, NJ: Wiley-IEEE Press, 2006.
- [2] *IEC 61000-4-30:2015 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement*. Available: [methodshhttps://webstore.iec.ch/publication/21844](https://webstore.iec.ch/publication/21844)
- [3] *BS EN 50160:2010+A1:2015 Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks*. Available: <http://shop.bsigroup.com/ProductDetail/?pid=00000000030320121>
- [4] A. V. Anunciada, and H. Ribeiro, “A New Concept of Power Quality Monitoring,” in *Proc. International Conf. on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ*, Sevilha, Spain, March, 2007.
- [5] A. V. Anunciada, and H. Ribeiro, Power quality as a reliability problem for electronic equipment. *ICREPO5*, Spain, 2005.
- [6] A. J. P. Ramos, H. de S. Bronzeado, and D. P. C. Lira, “Practical Aspects of Sensitive Loads Monitoring for Power Quality in Electric System Conference,” in *VI Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação e Expansão Elétrica - SEPOPE*, 1998
- [7] A. H. H. Bonnet, Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, n. 2, pp. 386-392, 1996.
- [8] S. Amarir, and K. Al-haddad, “A New Reflected Wave Modeling Technique for PWM ASD-Motors,” in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, Montreal, Que., pp. 2510-2515.
- [9] J. Yanshu, X. Dianguo, and C. Xiyu, “A Novel Inverter Output Dv/Dt Suppression Filterproc,” in *29th Annual Conference Of The Ieee Industrial Electronics Society Iecon '03*. 2003.
- [10] R. M. Tallam, D. Leggate, “Control Of Pwm Voltage Source Inverter,” in *The Pulse Dropping Region To Reduce Reflected Wave Motor Over-Voltageieee Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future*, ECCE, Proceedings, 2011.
- [11] A. F. Moreira, “Modeling and design of filter networks for high power converters utilizing fast hard switching devices,” Ph.D. dissertation, University of Wisconsin-Madison, 2002.
- [12] R. Kerkman, D. Leggate, and G. Skibinski, “Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients,” in *Industry Applications Conference, Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96*, Conference Record of the 1996 IEEE, San Diego, CA, 1996, vol.1, pp. 143-152.
- [13] A. W. Leedy, and R. M. Nelms, “Harmonic Analysis of a Space Vector PWM Inverter Using the Method of Multiple Pulses,” in *Industrial Electronics, IEEE International Symposium on*, Montreal, Que., pp. 1182-1187, 2006.
- [14] C. Offelli, and D. Petri, “Interpolation techniques for real-time multifrequency waveform analysis,” in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, n. 1, pp. 106-111, 1990.
- [15] M. Zagirnyak, D. Mamchur, and A. Kalinov, “A comparison of informative value of motor current and power spectra for the tasks of induction motor diagnostics,” in *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, 2014 16th International, Antalya.
- [16] M. E. H. Benbouzid, “A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, n. 5, pp. 984-993, Oct. 2000.
- [17] Z. Wang, C. S. Chang, and Y. Zhang, “A feature based frequency domain analysis algorithm for fault detection of induction motors,” in

*Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference.*

### VIII. BIOGRAPHIES



**Gerson Luis Garcia de Pinho** was born in Canoas, Brazil, in 1965. He received his B.S. degree in Electrical Engineering from Lutheran University of Brazil (ULBRA). Currently, he is pursuing the M.S. degree in Electrical Engineering from the Universidade do Vale do Rio dos Sinos in systems and control, after majoring in projects, execution, and control in the IPOG institute, Porto Alegre. He is currently working as a manager for the electronic equipment projects in Mgf informatica Ltda, a

Computer company. His main research interests include the energy quality and embedded systems.



**Guilherme Soares Wojichowski** was born in Porto Alegre, Brazil in 1984. In 2007, he completed his B.S. degree in Electrical Engineering from Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Porto Alegre, Brazil. He is currently working at Embrasul Indústria Eletrônica Ltda, a Power Quality Solutions company. His main research interests are power quality and embedded systems.



**César David Paredes Crovato** was born in Asunción, Paraguay in 1978. In 2001, 2004, and 2010, he respectively completed his B.S., M.S., and Ph.D. in Electrical Engineering from Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Porto Alegre, Brazil. He is currently working at Quarkx Technologies (Brazil), an Electronics Solutions company. He is also a part-time Professor in Feevale University and Unisinos University. His main research interests are digital signal processing, power quality,

and embedded systems.