

**RENATO GUALDA KARAVASILIS**

**ESTUDO DE MOTORES ACIONADOS POR  
CONVERSORES DE FREQUÊNCIA E INFLUÊNCIAS  
NO SISTEMA ISOLANTE**

**FLORIANÓPOLIS**

**2008**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO DE MOTORES ACIONADOS POR  
CONVERSORES DE FREQUÊNCIA E INFLUÊNCIAS  
NO SISTEMA ISOLANTE**

**Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica**

**RENATO GUALDA KARAVASILIS**

**Florianópolis, Julho de 2008.**

# ESTUDO DE MOTORES ACIONADOS POR CONVERSORES DE FREQUÊNCIA E INFLUÊNCIAS NO SISTEMA ISOLANTE

RENATO GUALDA KARAVASILIS

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina'.



João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat  
Orientador

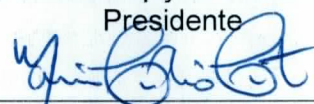
Kátia Campos de Almeida, Ph.D.

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

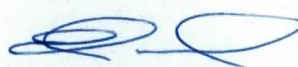
Banca Examinadora:



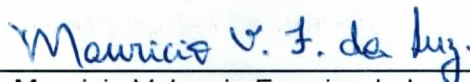
João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat  
Presidente



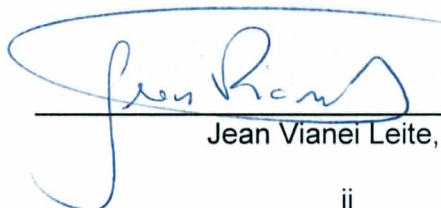
Mário Célio Contin, Dr.  
Co-Orientador



Ênio Valmor Kassick, Dr.



Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.



Jean Vianeí Leite, Dr.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

# **ESTUDO DE MOTORES ACIONADOS POR CONVERSORES DE FREQUÊNCIA E INFLUÊNCIAS NO SISTEMA ISOLANTE**

**RENATO GUALDA KARAVASILIS**

Julho/2008

Orientador: João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat

Área de Concentração: Máquinas Elétricas Girantes.

Palavras-chave: motor elétrico, sistema isolante, conversor de frequência.

Número de Páginas: 133

**RESUMO:** O presente trabalho apresenta os diversos fatores aos quais o sistema de isolamento dos motores de indução são submetidos ao serem acionados por conversores de frequência. Também são apresentadas soluções que fabricantes de motores elétricos e fornecedores de fios e materiais isolantes têm buscado com o objetivo de obter boas interações entre o motor elétrico e o conversor de frequência. Foram realizados testes de um motor de indução de 2.500 CV, 4.160V, 04 pólos, 60Hz sendo acionado direto na rede e, também através de um inversor de frequência. Parâmetros tais como elevação de temperatura, distorção harmônica total da corrente, fator de potência e rendimento foram registrados para ambas as condições. Os resultados obtidos mostraram para uma das fases do motor elevação de temperatura de até 9,8% superior na situação com conversor de frequência. Para o caso com conversor de frequência a distorção harmônica total da corrente apresentou-se 9,3% e 4,8% superior quando operando com o motor a vazio e com carga nominal respectivamente, comprovando então a condição mais severa em que o sistema de isolamento do motor é submetido quando acionado por conversor de frequência.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfilment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

# **STUDY OF MOTORS FED BY FREQUENCY CONVERTERS AND INFLUENCES ON THE INSULATION SYSTEM**

**RENATO GUALDA KARAVASILIS**

July /2008

Advisor: João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat

Area of Concentration: Electrical Rotating Machines.

Keywords: electrical motor, insulation system, frequency converter

Number of Pages: 133

**ABSTRACT:** This work presents the several factors related to induction motor insulation systems when fed by frequency converters. It also presents some solutions to electric motors manufacturers and wire suppliers. Insulating materials are sought in order to obtain good iteration between the electric motor and the frequency converter. Tests of a 2500 CV, 4160V, 04 poles, 60 Hz induction motor were accomplished when started directly from the electric network as well as driven by frequency converter. Parameters as temperature rise, total harmonic distortion for the current, power factor and efficiency were registered for both conditions. The obtained results showed that the temperature rise for one of the phases of the motor is around 9.8% superior when the motor was started by frequency converter. For the case with frequency converter the total harmonic distortion for the current was 9.3% and 4.8% superior when running without and with nominal load respectively. It shows that the most severe condition occurs, for the insulation system, when the motor is driven by frequency converter.

# Sumário

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Capítulo 1 – Introdução.....</b>  | <b>01</b> |
| 1.1 Os Motores Elétricos na Indústria.....   | 01        |
| 1.2 A Eletrônica de potência no Acionamento de Máquinas Elétricas.....   | 04        |
| 1.2.1 Evolução dos dispositivos semicondutores de potência e da microeletrônica .....                            | 06        |
| 1.2.2. Motores elétricos acionados por conversores de frequência .....   | 09        |
| <br>   |           |
| <b>Capítulo 2 – Fundamentação Teórica da Influência do Conversor sobre o sistema de isolamento do motor.....</b> | <b>14</b> |
| 2.1 Influência do tempo para o crescimento dos pulsos (“rise time”) .....  | 15        |
| 2.2 Parâmetros e grandezas equivalentes.....   | 18        |
| 2.3 Influência do cabo alimentador entre inversor e motor.....   | 21        |
| 2.3.1 Estudo do efeito do cabo alimentador entre o conversor de frequência e o motor.....                        | 23        |
| 2.3.2 Processo de reflexão das ondas de tensão e corrente no cabo.....   | 26        |
| 2.4 Influência da frequência de pulsação da tensão.....  | 31        |
| 2.5 Tempo mínimo entre pulsos consecutivos.....  | 34        |
| 2.6 Larguras dos pulsos.....   | 35        |
| 2.7 Esforço elétrico nos sistemas de isolamento dos enrolamentos das máquinas.....                               | 37        |
| 2.7.1 Gradiente de potencial contra a massa (núcleo magnético / carcaça).....                                    | 38        |
| 2.7.2 Gradiente de potencial entre espiras.....  | 39        |
| 2.7.3 Gradiente de potencial entre fases.....  | 40        |
| 2.8 Descargas Parciais.....  | 41        |
| 2.9 Vibração e forças nas “Cabeças de Bobinas”.....  | 46        |
| 2.10. Influência devido à presença de harmônicos.....  | 46        |
| <br>   |           |
| <b>Capítulo 3 – Estratégias para solucionar o problema e considerações de projetos .....</b>                     | <b>48</b> |
| 3.1 Fabricação de Fios.....  | 48        |
| 3.2. Fabricação de Motores.....  | 51        |
| 3.3. Aspectos construtivos utilizados na WEG S.A. ....   | 52        |
| 3.3.1 Desenvolvimento de Materiais Isolantes.....  | 52        |
| 3.3.2 Normalização e Considerações de Projeto.....   | 53        |
| 3.4 Métodos preventivos alternativos.....  | 57        |

|  |            |
|--|------------|
| 3.4.1 Reatores de Saída.....   | 58         |
| 3.4.2 Filtros dV/dt de Saída.....  | 59         |
| 3.4.3 Filtros Senoidais.....   | 60         |
| 3.4.4 Filtros RC.....  | 61         |
| <b>Capítulo 4 – Resultados Experimentais.....</b>  | <b>63</b>  |
| 4.1 O motor elétrico utilizado.....  | 63         |
| 4.2 O conversor de frequência utilizado.....   | 64         |
| 4.3 Os testes.....   | 65         |
| 4.3.1. O Motor elétrico sendo acionado diretamente na rede de alimentação.....   | 65         |
| 4.2.2.O Motor elétrico sendo acionado por conversor de frequência (sem a instalação de filtros em sua saída).....  | 73         |
| 4.2.3.Comparativo dos resultados obtidos em ambas as situações: motor acionado direto na rede e motor acionado através de conversor de frequência.....                             | 80         |
| <b>Capítulo 5 – Conclusões e sugestões.....</b>  | <b>89</b>  |
| Referências Bibliográficas.....  | 124        |
| <b>Anexo 1 – Descrição do processo de reflexão de ondas de tensão no cabo entre o motor elétrico e o conversor de frequência utilizando a teoria de linhas de transmissão.....</b> | <b>94</b>  |
| <b>Anexo 2 – Materiais dielétricos para máquinas elétricas girantes.....</b>   | <b>100</b> |

## Lista de Figuras

|   |    |
|---|----|
| Figura 1.1: Distribuição do consumo de energia elétrica no mercado brasileiro.....  | 02 |
| Figura 1.2: Distribuição do consumo de energia elétrica no mercado brasileiro considerando a carga aplicada.....  | 03 |
| Figura 1.3: Distribuição da família de motores elétricos.....   | 04 |
| Figura 1.4: Evolução dos semicondutores de potência.....  | 06 |
| Figura 1.5: Principais aplicações de Eletrônica de Potência, em função da tensão de bloqueio e corrente de condução exigida dos componentes semicondutores.....     | 08 |
| Figura 1.6: Perdas nos semicondutores durante os intervalos de comutação.....   | 09 |
| Figura 1.7: Curvas ( $\tau \times \omega$ ) dos motores de indução de corrente alternada mantendo a relação entre tensão e frequência de alimentação constante..... | 10 |
| Figura 1.8: Esforços no dielétrico dos enrolamentos versus desenvolvimento dos transistores.....  | 11 |
| Figura 2.1: Esquema básico de acionamento de motor de indução através de inversor PWM, com a respectiva sequência característica das tensões elétricas....          | 15 |
| Figura 2.2: Propagação de um pulso de tensão através dos enrolamentos do motor elétrico.....  | 16 |
| Figura 2.3: Diferentes definições de “rise-time” .....  | 17 |
| Figura 2.4: Circuito equivalente para propagação dos pulsos no motor.....   | 19 |
| Figura 2.5: Circuito equivalente simplificado, para propagação dos pulsos.....  | 20 |



|   |    |
|---|----|
| Figura 2.6: Indutâncias e Capacitâncias distribuídas do cabo.....   | 22 |
| Figura 2.7: Gráfico com efeitos das reflexões em função dos comprimentos dos cabos.....   | 25 |
| Figura 2.8: Propagação idealizada do pulso no cabo entre o conversor de frequência e o motor.....   | 28 |
| Figura 2.9: Características de forma de onda de um pulso típico nos terminais do motor – comprimento de cabo 42 m.....  | 29 |
| Figura 2.10: Formas de onda de tensão nos terminais do motor para diferentes comprimentos de cabo: (a) comprimento do cabo = 0,5 m; (b) comprimento do cabo = 4m; (c) comprimento do cabo = 42 m (note que aqui a escala é modificada)..... | 30 |
| Figura 2.11: Tensão fase-fase nos terminais do motor.....   | 32 |
| Figura 2.12: Efeito da taxa de repetição do pulso no comportamento da falha da isolação entre espiras.....  | 33 |
| Figura 2.13: Tempo entre pulsos consecutivos e a superposição de sinais.....  | 35 |
| Figura 2.14: Tensão de pico entre espiras de uma bobina, devido a dois efeitos.....   | 36 |
| Figura 2.15: a) Exemplo de um projeto de enrolamento randômico; b) exemplo de um projeto com bobinas pré-formadas.....  | 38 |
| Figura 2.16: Distribuição da tensão na primeira bobina x “rise time” da onda de tensão incidente.....   | 40 |
| Figura 2.17: Descargas parciais.....  | 42 |

|   |    |
|---|----|
| Figura 2.18: Descarga parcial ocorrendo no semi-ciclo positivo da forma de onda de tensão.....  | 42 |
| Figura 2.19: A descarga parcial deixa de ocorrer quando o valor da tensão volta a decrescer na continuidade do ciclo.....   | 42 |
| Figura 2.20: Descarga parcial ocorrendo no semi-ciclo negativo da forma de onda de tensão.....  | 43 |
| Figura 2.21: a)Relação entre o pico de tensão aplicado e o número de pulsos, b)Relação entre o pico de tensão aplicado e a probabilidade de ocorrência de DPs.....  | 44 |
| Figura 3.1: Comparação da performance de resistência à pulsos de fios a 180°C, 20 kHz, 2kV (p-p) e 25 ns.....   | 49 |
| Figura 3.2: Comparação da performance de resistência à pulsos de fios a 180°C, 8 kHz, 2-2.5 kV (p-p) e 116 ns.....  | 50 |
| Figura 3.3: Comparação da performance de resistência à pulsos de fios a 130°C, 8 kHz, 2,5 kV (p-p) e 0,116 µs.....  | 50 |
| Figura 3.4: Comparação da resistência térmica e de tensão de espiras isoladas com esmalte e outras com mica, ambas numa situação sob a frequência nominal da rede de alimentação e noutra sob uma tensão PWM (14 kHz). Testes realizados a 3 kV (pico) e 155°C..... | 51 |
| Figura 3.5: Bobina com fio circular.....  | 56 |
| Figura 3.6: Bobina pré-formada.....   | 57 |
| Figura 3.7: (a) Sinal de entrada e (b) sinal de saída obtido com a utilização de um reator de saída.....  | 59 |

|   |    |
|---|----|
| Figura 3.8: Filtro R-L-C instalado nas proximidades dos terminais do motor.....   | 60 |
| Figura 3.9: (a) Sinal de entrada e (b) sinal de saída obtido com a utilização de um filtro dV/dt de saída.....  | 60 |
| Figura 3.10: (a) Sinal de entrada e (b) sinal de saída obtido com a utilização de um senoidal.....  | 61 |
| Figura 3.11: (a) Sinal de entrada e (b) sinal de saída obtido com a utilização de um filtro RC no terminal do motor.....  | 62 |
| Figura 4.1: Motor modelo HGF utilizado para a realização dos testes.....  | 64 |
| Figura 4.2: Conversor de frequência de média tensão utilizado para a realização dos ensaios.....  | 65 |
| Figura 4.3: Comportamento do fator de potência (a) e do rendimento do motor (b) em função da variação do torque de carga aplicado ao eixo do motor.....   | 69 |
| Figura 4.4: Tensão de Modo Comum (Vneutro-Terra), motor de 2.500 CV acionado direto da rede. 20 V / Div ; 2 mS/Div:(a) condição sem carga e (b) condição com 100% de carga aplicada ao eixo do motor..... | 70 |
| Figura 4.5: (a) Corrente de linha do Motor operando sem carga e, acionado direto na rede.( 50 A / Div ; 2 mS / Div); (b) Análise Harmônica da Corrente a vazio (THD = 3,86%).....                         | 71 |
| Figura 4.6: (a) Corrente de linha do Motor operando com torque nominal e acionado direto na rede.( 200 A / Div ; 2 mS / Div); (b) Análise Harmônica da corrente com torque nominal (THD = 1,01%).....     | 72 |
| Figura 4.7: Diagrama considerado para a realização dos testes.....  | 74 |

|   |    |
|---|----|
| Figura 4.8: Comportamento do fator de potência (a) e do rendimento do motor (b) em função da variação do torque de carga aplicado ao eixo do motor.....   | 76 |
| Figura 4.9: Tensão de Modo Comum ( $V_{\text{neutro-Terra}}$ ), motor de 2.500 CV acionado com Inversor com Ponto Médio NÃO ATERRADO.(a) Sem carga aplicada na ponta de eixo (100 V / Div ; 2 mS / Div ) e (b) condição com 100% de carga aplicada ao eixo do motor. (200 V / Div ; 2 mS / Div )..... | 77 |
| Figura 4.10: (a) Corrente de linha do Motor operando sem carga e acionado por Conversor de Freqüência (Ponto Médio NÃO ATERRADO) 50 A / Div ; 2 mS / Div; (b) Análise Harmônica da Corrente a vazio (THD = 13,16%).....   | 78 |
| Figura 4.11: (a) Corrente de linha do Motor operando com torque nominal e acionado por Conversor de Freqüência (Ponto Médio NÃO ATERRADO) 200 A / Div ; 2 mS / Div; (b) Análise Harmônica da corrente com torque nominal (THD = 5,77%).....   | 79 |
| Figura 4.12: Comparativo dos valores de fator de potência apresentado pelo motor quando o mesmo é acionado direto na rede e quando é acionado através de conversor de freqüência.....   | 81 |
| Figura 4.13: Comparativo dos valores de rendimento apresentados pelo motor quando o mesmo é acionado diretamente na rede de alimentação, através de conversor de freqüência e do conjunto motor+conversor+transformador.....  | 82 |
| Figura 4.14: Análise harmônica da corrente para motor operando sem carga: (a) acionado direto na rede (THD = 3,86%) e (b) acionado através de conversor de freqüência (THD = 13,16%).....   | 83 |
| Figura 4.15: Análise harmônica da corrente para motor operando com carga nominal: (a) acionado direto na rede (THD = 1,01%) e (b) acionado através de conversor de freqüência (THD = 5,77%).....  | 84 |

Figura 4.16: Tensão de Modo Comum ( $V_{\text{neutro-Terra}}$ ), motor de 2.500 CV condição sem carga : (a) acionado direto da rede (20 V / Div ; 2 mS/Div); (b) acionado com Inversor com Ponto Médio NÃO ATERRADO (100 V / Div ; 2 mS / Div ).....85

Figura 4.17: Tensão de Modo Comum ( $V_{\text{neutro-Terra}}$ ), motor de 2.500 CV condição com 100% de carga aplicada ao eixo do motor: (a) acionado direto da rede (20 V / Div; 2 mS/Div), (b) acionado com Inversor com Ponto Médio NÃO ATERRADO (200 V / Div ; 2 mS / Div ).....86

Figura 4.18: Motor elétrico sendo testado em laboratório.....88

## Lista de Tabelas

|   |    |
|---|----|
| Tabela 3.1: Características apresentadas pelo sistema de isolamento WISE.....   | 52 |
| Tabela 4.1: Características técnicas do motor WEG utilizado para a realização dos testes.....   | 63 |
| Tabela 4.2: Valores de elevação de temperatura obtidos com o motor conectado diretamente à rede de alimentação através de contactor e transformador de 4 MVA com secundário em 4.160V e para uma condição de 100% de carga aplicada na ponta de eixo do motor.....  | 67 |
| Tabela 4.3: Valores de elevação de temperatura obtidos com o motor conectado diretamente à rede de alimentação através de contactor e transformador de 4 MVA com secundário em 4.160V e para uma condição de 90% de carga aplicada na ponta de eixo do motor.....   | 67 |
| Tabela 4.4: Valores das condições de operação do motor com o mesmo conectado diretamente à rede de alimentação através de contactor e transformador de 4 MVA com secundário em 4.160V, para diferentes condições de carga aplicada na ponta de eixo do motor.....   | 68 |
| Tabela 4.5: Valores de elevação de temperatura obtidos com o motor acionado através de conversor de frequência com retificador de 12 pulsos sendo alimentado por transformador defasador para uma condição de 100% de carga aplicada na ponta de eixo do motor.....   | 75 |
| Tabela 4.6: Valores das condições de operação do motor com o mesmo sendo acionado através de conversor de frequência com retificador de 12 pulsos sendo alimentado por transformador defasador, para uma condição de 100% de carga aplicada na ponta de eixo do motor, para diferentes condições de carga aplicada na ponta de eixo do motor..... | 75 |

Tabela 4.7: Comparativo da elevação de temperatura obtido com o motor acionado diretamente na rede de alimentação e com o conversor de frequência MVW 01.....80

Tabela 4.8: Valores de fator de potência com o motor acionado diretamente na rede de alimentação e através de conversor.....80

Tabela 4.9: Valores de rendimento com o motor acionado diretamente na rede de alimentação, através de conversor de frequência e rendimento do conjunto motor-conversor-transformador.....81

## **CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO**

Neste trabalho apresenta-se no Capítulo 1 introdução sobre como a necessidade cada vez maior de conservação energética, o desenvolvimento de tecnologias menos agressivas ao meio ambiente e a rápida evolução dos dispositivos semicondutores fizeram com que a utilização dos mesmos para o acionamento de máquinas elétricas tornasse um processo irreversível. No Capítulo 2 apresenta-se um estudo sobre o impacto das diversas influências do rápido chaveamento dos dispositivos semicondutores sobre o sistema de isolamento dos motores elétricos. Estratégias e técnicas utilizadas com o objetivo de solucionar o problema apresentam-se no Capítulo 3. Os dados obtidos com testes de um motor de média tensão acionado diretamente pela rede de alimentação e com o mesmo motor acionado por um conversor de frequência de média tensão, bem como o comparativo dos resultados em ambas as situações, apresenta-se no Capítulo 4. No Capítulo 5 descrevem-se as conclusões obtidas com o estudo e sugestões para a realização de novos testes e trabalhos.

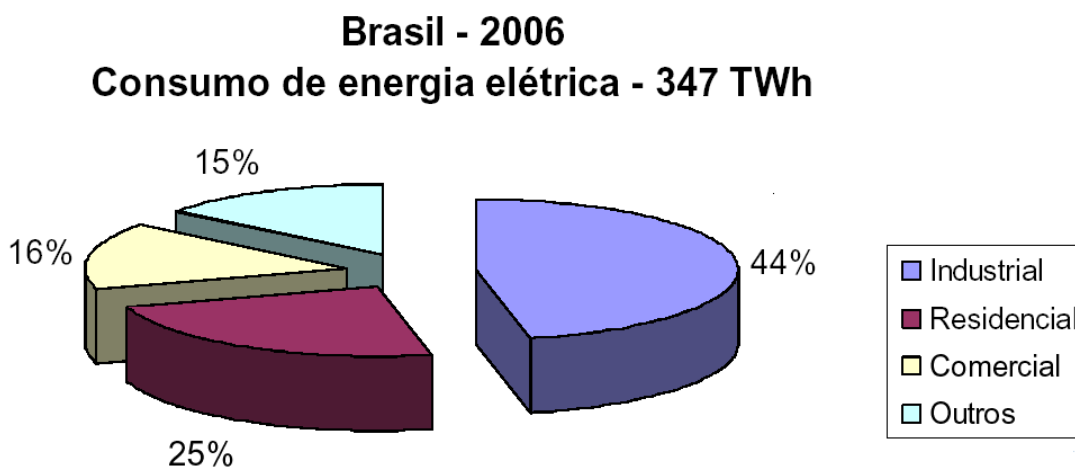
### **1.1 Os Motores Elétricos na Indústria**

A correta seleção de motores elétricos para realizar um acionamento, principalmente nas plantas industriais, constitui um dos mais importantes problemas da eletrotécnica aplicada, pelos aspectos técnicos e econômicos envolvidos. Ao longo de muitos anos, o fato da energia elétrica ter sido um insumo relativamente barato na composição dos custos dos produtos industriais, criou entre muitos técnicos uma cultura de relativa indiferença quanto a uma correta seleção dos motores elétricos para realizar um determinado acionamento. Desde que o acionador colocasse a máquina em operação na velocidade correta, fornecendo a potência necessária, outros aspectos do problema, tais como o superdimensionamento do motor, teriam importância secundária. Porém com o custo da energia elétrica sendo componente cada vez mais significativo nos custos de produção, principalmente nas regiões onde ela é gerada a partir de combustíveis fósseis, a preocupação dos Engenheiros Eletricistas com um melhor



rendimento dos motores elétricos, foi se tornando um fator relevante no aspecto do acionamento industrial.

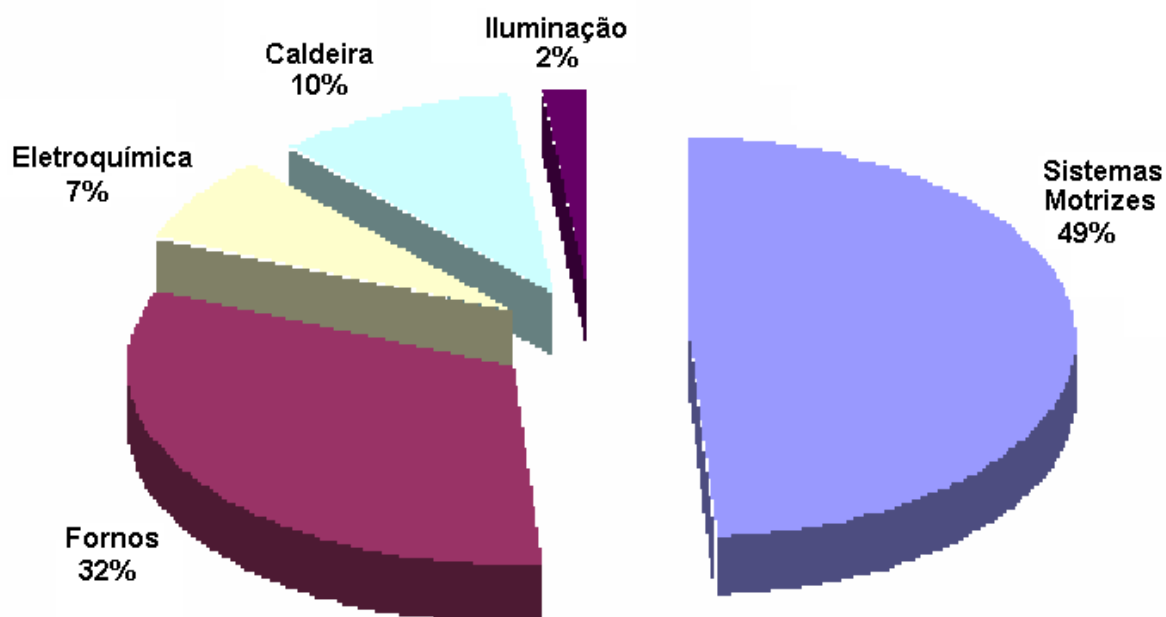
Atualmente a energia elétrica produzida no Brasil é consumida como apresentada na distribuição da Figura 1.1.



**Figura 1.1:** Distribuição do consumo de energia elétrica no mercado brasileiro.

Os motores elétricos são a principal carga industrial ligada ao sistema elétrico de potência.

Em termos globais de recente levantamento estatístico, o mercado brasileiro de consumo de energia elétrica considerando-se a carga aplicada, apresenta-se como descrito pela Figura 1.2.



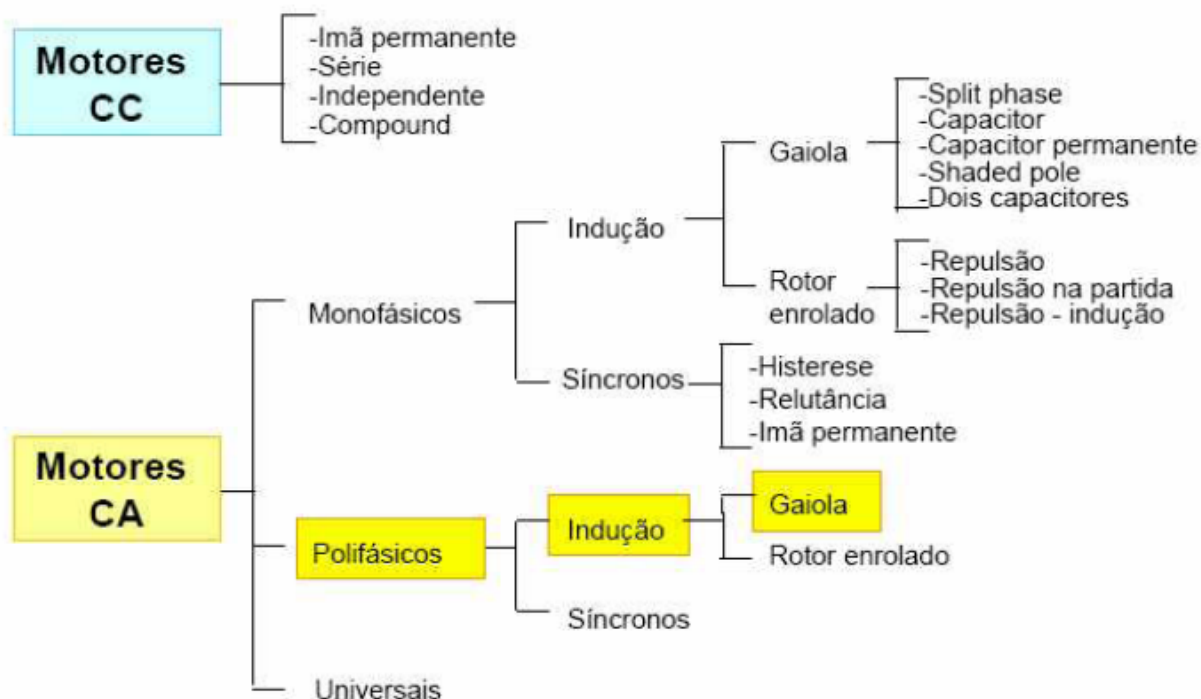
Fonte: BEU/MME - 1995

**Figura 1.2:** Distribuição do consumo de energia elétrica no mercado brasileiro considerando a carga aplicada.

Dos diversos tipos de motores elétricos existentes, cerca de 85-90% são constituídos de motores de corrente alternada (CA), trifásicos, de indução com gaiola de esquilo. Tal preferência por este tipo de motor deve-se ao fato dos mesmos serem robustos, estruturalmente simples, confiáveis e, relativamente com baixo custo para a sua aquisição e manutenção.

A Figura 1.3 apresenta a distribuição da família de motores elétricos atualmente existentes, com destaque para os motores de indução com rotor de gaiola, extensivamente utilizados nas mais diversas aplicações.

### Família dos motores elétricos



**Figura 1.3:** Distribuição da família de motores elétricos.

Desta forma, a implementação de tecnologias com o objetivo de otimizar o consumo de energia elétrica pelos motores nas aplicações industriais e residenciais faz-se cada vez mais necessária.

## 1.2 A Eletrônica de potência no Acionamento de Máquinas Elétricas

A importância da eletrônica de potência na automação industrial, geração de energia e conservação e, de uma forma indireta, na redução da poluição do meio ambiente, é enorme. Com o avanço da tecnologia no desenvolvimento de semicondutores e uma conseqüente redução do custo, a eletrônica de potência está se expandindo em diversas aplicações como sistemas UPS (Uninterruptible Power Supplies), filtros ativos, sistemas HVDC (High Voltage Direct Current), sistemas foto-voltaicos, acionamentos de máquinas com freqüência variável. O acionamento de motores possivelmente se constitui na maior área de atuação da eletrônica de potência, onde estas aplicações incluem periféricos de

computadores, bombas e ventiladores, sistemas de geração eólica, propulsão de navios, dentre outras [1].

A melhoria da eficiência no processo de conversão da energia consumida pelos equipamentos eletro-eletrônicos contribui, com o apoio da eletrônica de potência, para a redução do consumo e, de uma forma indireta, reduz a poluição do meio ambiente com a redução nos níveis de geração de energia elétrica. De acordo com [1], é estimado que entre 15% a 20% do consumo de energia elétrica pode ser evitado com o uso extensivo da eletrônica de potência.

O custo adicional associado à inserção dos conversores eletrônicos para o acionamento dos motores pode ser recuperado com o tempo de utilização dos mesmos, de acordo com a utilização de parcelas menores de consumo de energia elétrica. A idéia básica é a mesma associada à utilização de motores gaiola de alto rendimento alimentados por fontes de tensão convencionais a frequência constante nas situações em que a eficiência aumentada na operação próxima ao ponto nominal resulta na redução das perdas. Esta redução de perdas permite recuperação dos custos para a aquisição de um motor mais caro após um determinado tempo de utilização do mesmo.

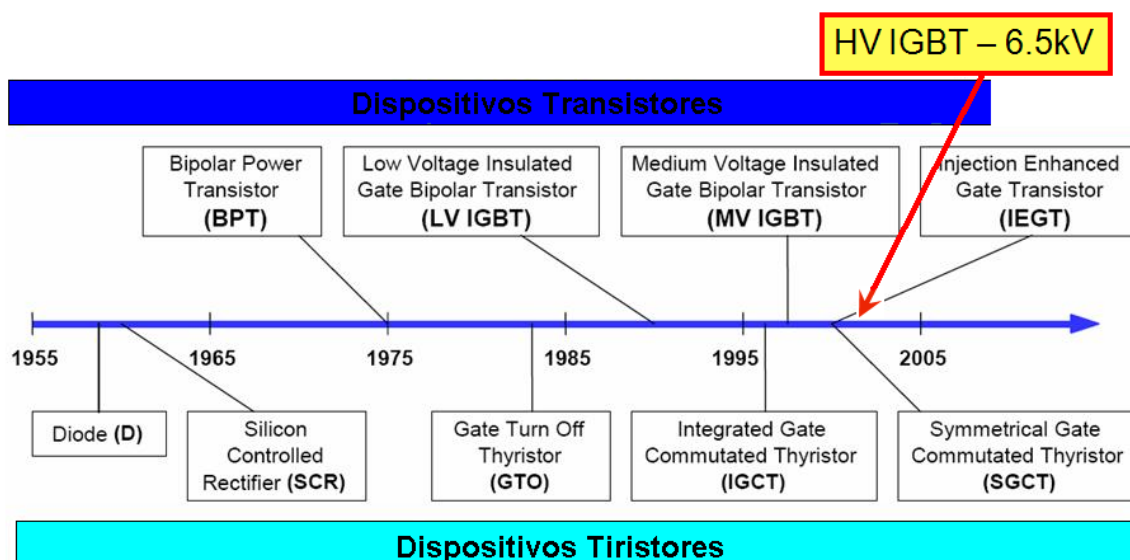
Em um contexto diferente, de aumento muito maior na eficiência do acionamento ou na recuperação da eficiência em condições de operação em faixa muito maior de variação de velocidade, o uso de conversores eletrônicos para o acionamento de motores de indução nos processos industriais pode também resultar na recuperação, após determinado período de tempo, dos custos relativamente maiores com a aquisição do motor e do acionamento associado. Por exemplo, a aplicação da eletrônica de potência ao acionamento de compressores de condicionador de ar pode gerar redução de até 30% no consumo global de energia elétrica. O potencial de redução de consumo é tanto que no Japão 70% dos equipamentos de ar-condicionado usados nas residências usam acionamentos de velocidade variável para economizar energia [3].

Assim, a necessidade de uma engenharia menos agressiva ao meio ambiente e uma maior consciência de conservação energética, fizeram com que a eletrônica de potência, juntamente com outras áreas da ciência, evoluísse surpreendentemente fazendo com que o uso da mesma no acionamento de

motores de indução tornasse um processo irreversível e de vital importância no mundo atual.

### 1.2.1. Evolução dos dispositivos semicondutores de potência e da microeletrônica

Em 1958, a disponibilidade comercial dos tiristores representou o início de uma nova era para o acionamento de máquinas de corrente contínua. A limitação do tiristor para o acionamento de máquinas de corrente alternada está no fato de ser um semicondutor de controle parcial, ou seja, apenas o seu disparo pode ser controlado. O bloqueio é feito através do comportamento transitório do próprio circuito controlado. Até o final da década de 70, diodos, transistores bipolares e tiristores eram os componentes básicos dos conversores. Desde então, estes dispositivos têm passado por grandes avanços e mudanças, várias outras chaves surgiram, e atualmente são as mais utilizadas. Nas décadas de 70 e 80 surgiram os semicondutores de potência com capacidade de disparo e bloqueio, tornando assim viável o uso destas chaves para o acionamento de máquinas de corrente alternada.



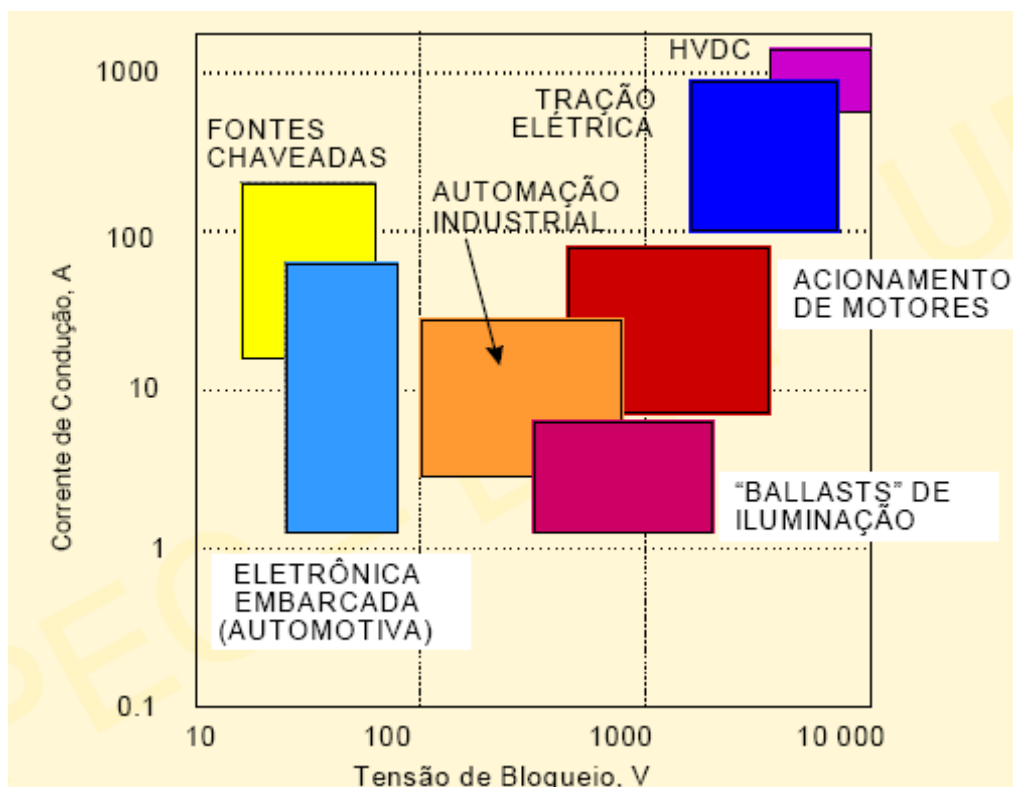
**Figura 1.4:** Evolução dos semicondutores de potência.

Os tiristores inauguraram a era dos semicondutores controlados de potência enquanto os IGBTs consistem numa tecnologia mais recente. Os IGBTs substituíram transistores bipolares em aplicações industriais, e têm substituído os

tiristores em conversores de média e alta tensão. Alguns destes componentes ocupam faixas bastante específicas de aplicações e níveis de potência. Os tiristores, por exemplo, ainda reinam absolutos em aplicações de alta potência e baixa frequência como na transmissão HVDC (High Voltage Direct Current). Os IGBTs têm sido aplicados em frequências intermediárias (menor que 50kHz) em potências cada vez maiores (módulos de 6,5kV, 600A). Os IGBTs são usados hoje em conversores em acionamentos de motores industriais de média e alta potência e inversores para sistemas de geração distribuída. O IGCT concorre com o IGBT em aplicações de média potência. Os MOSFETs, por outro lado, têm sido utilizados em baixas potências e altas frequências (50 a 600 kHz), tipicamente em fontes chaveadas com comutação não dissipativa, periféricos de computadores, eletrônica automotiva e fontes de potência para aquecimento indutivo e sistemas fotovoltaicos.

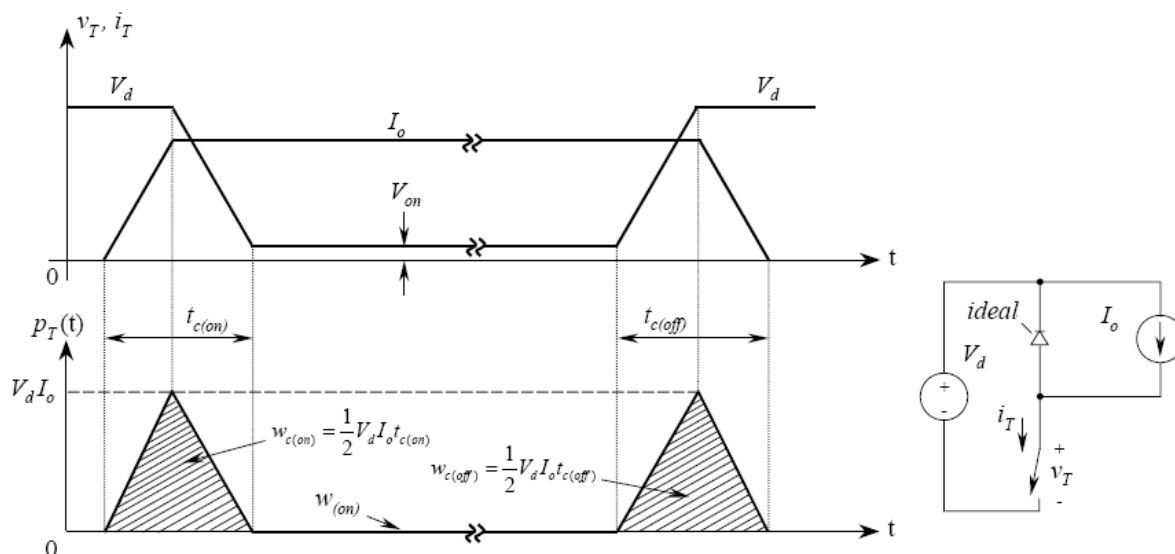
A figura 1.4 apresenta a evolução dos semicondutores de potência enfatizando o início da utilização do IGBT de 6.5 kV, o qual proporcionou o desenvolvimento de alguns conversores de média tensão atualmente utilizados para o acionamento de motores elétricos.

A Figura 1.5 mostra as principais aplicações de Eletrônica de Potência, em função da tensão de bloqueio e corrente de condução exigida dos componentes semicondutores.



**Figura 1.5:** Principais aplicações de Eletrônica de Potência, em função da tensão de bloqueio e corrente de condução exigida dos componentes semicondutores.

Com relação à perda de energia destes semicondutores, pode-se dizer que se concentra primordialmente nos instantes em que ocorrem as mudanças de estado de condução (*turn-on*) e bloqueio (*turn-off*). Nestes instantes, a tensão e corrente presentes sobre o semicondutor geram uma perda não desprezível, como pode ser observado na Figura 1.6. Entende-se aí a importância de dispositivos que apresentem baixas perdas durante a comutação, ou seja, dispositivos semicondutores que possam operar com frequências de chaveamento mais elevadas são desejáveis, pois o tempo de comutação será menor e, conseqüentemente as perdas também o serão.



**Figura 1.6:** Perdas nos semicondutores durante os intervalos de comutação.

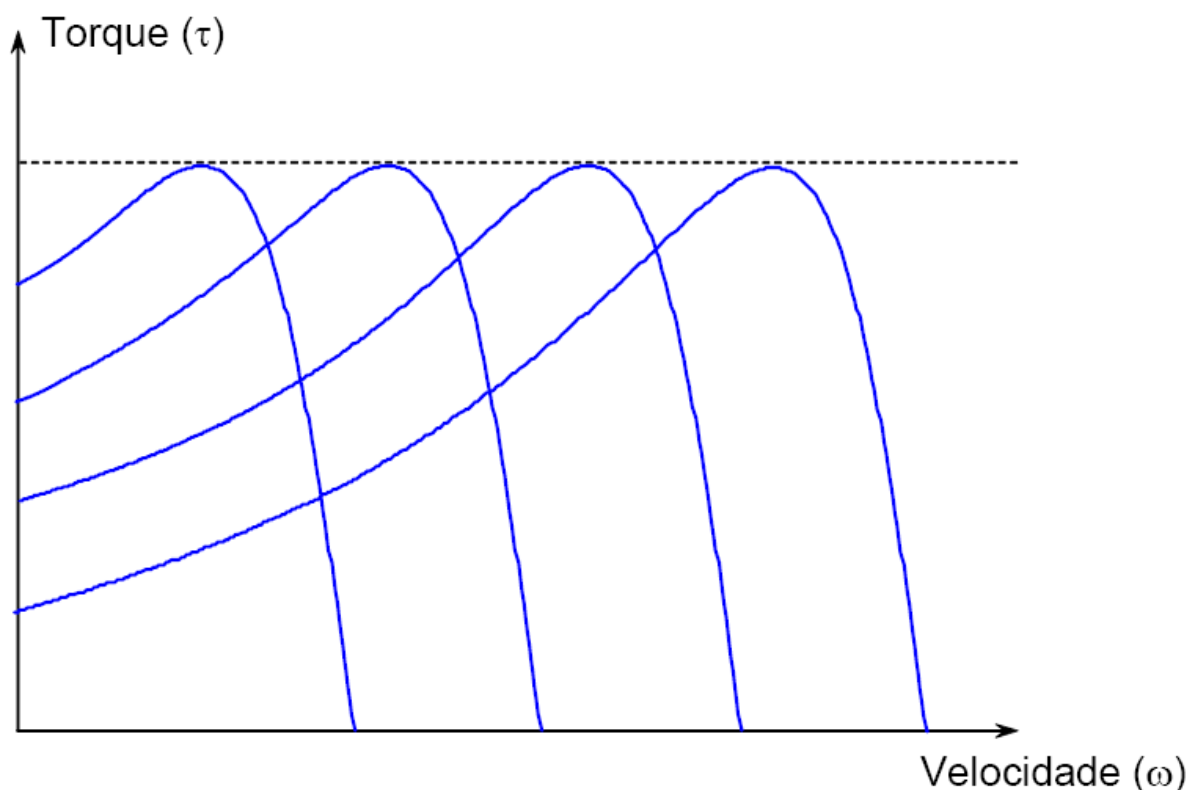
As pesquisas continuam com o objetivo de aprimorar estes dispositivos eletrônicos. De acordo com [2], atualmente deposita-se uma grande expectativa nos semicondutores à base de diamantes e acredita-se que esta será uma nova geração de semicondutores de potência.

### 1.2.2. Motores elétricos acionados por conversores de frequência

Basicamente, os conversores para o acionamento de motores CA surgiram com o desenvolvimento dos semicondutores da chamada 2ª geração (1975-1985), ou seja, com o desenvolvimento dos BPTs, MOSFETs de potência e GTOs. A partir daí, os motores CA, que eram vistos como de difícil controle, passaram a ser usados em acionamentos com ampla variação de velocidade, ocupando o espaço dos motores CC [3].

A variação coordenada da tensão ( $u$ ) e da frequência ( $f$ ) de alimentação do motor permite hoje o controle de velocidade sem perda da capacidade de conjugado ( $\tau$ ). A Figura 1.7 apresenta as curvas ( $\tau \times \omega$ ) características de um motor de indução de corrente alternada, com a possibilidade adicional da variação da frequência e da tensão de alimentação.





**Figura 1.7:** Curvas ( $\tau \times \omega$ ) dos motores de indução de corrente alternada mantendo a relação entre tensão e freqüência de alimentação constante.

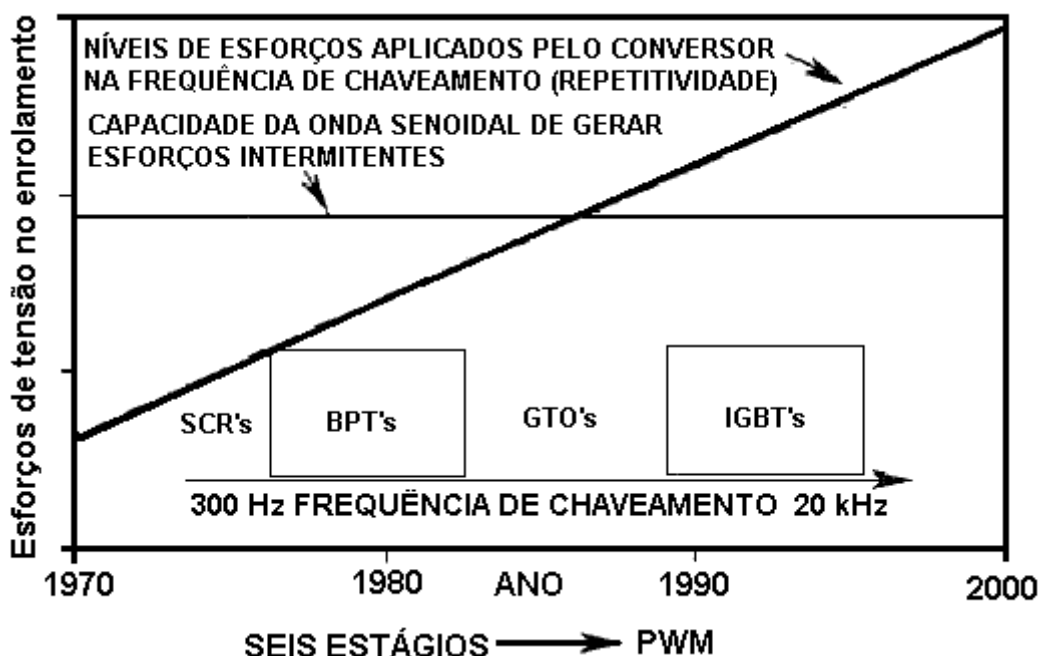
A conjunção dos fatores aqui já descritos, ou seja, a grande demanda de energia elétrica para a alimentação de motores; a necessidade crescente de obtenção de equipamentos ambientalmente amigáveis, neste caso com a redução do consumo de energia elétrica; a acentuada evolução da eletrônica de potência, com o conseqüente decréscimo dos custos dos equipamentos com tal tecnologia, aliada às sensíveis melhorias no controle e desempenho operacional têm fomentado a utilização dos conversores de freqüência para o acionamento de motores elétricos.

No entanto, os conversores de freqüência modernos utilizam transistores (atualmente IGBTs) de potência cujos chaveamentos (kHz) são muito elevados. Para atingirem tais chaveamentos, os transistores possuem tempos de início de condução (turn-on) muito rápidos, o que resulta em pulsos de tensão com elevado  $dV/dt$  (taxa de variação da tensão no tempo). Quando esses conversores são utilizados em conjunto com um motor de indução de gaiola, os pulsos, em combinação com as impedâncias do cabo e do motor, geram sobretensões

"overshoots" nos terminais do motor. Esses overshoots são repetitivos. Eles ocorrem continuamente (trem de pulsos) e podem reduzir a vida do sistema isolante.

Desde que a tecnologia dos IGBTs foi introduzida, há um aumento de registros de falhas na isolação de motores elétricos, normalmente causado por um curto entre espiras ou uma fuga para a massa. Uma inspeção rigorosa nestes tipos de falhas indica como sendo a mais comum, uma avaria na isolação dielétrica entre espiras adjacentes. Em alguns casos, era evidente que o efeito corona estava presente na forma de descargas parciais, o qual causou a falha na isolação [5].

A Figura 1.8 apresenta uma relação entre a evolução dos semicondutores de potência, desde os SCR's operando a 300 Hz até os atuais IGBT's operando na faixa de 20kHz, com o aumento dos esforços no sistema de isolação dos motores [20].



**Figura 1.8:** Esforços no dielétrico dos enrolamentos versus desenvolvimento dos transistores.

Enrolamentos que foram originalmente projetados e fabricados para operar com uma alimentação senoidal em 60 Hz, terão a vida do dielétrico significativamente reduzida quando forem alimentados por uma tensão PWM. Ou de outra forma: um motor operando com uma alimentação senoidal terá uma expectativa de vida maior para seus enrolamentos que um motor idêntico alimentado por uma tensão PWM, se todos os outros fatores de stress dos enrolamentos forem mantidos constantes [5].

A preocupação com a definição de parâmetros para a utilização de motores aptos a serem acionados através de inversores de frequência tem estimulado a elaboração de normas que regem o projeto, fabricação e testes de tais motores.

Assim, é consenso que o sistema de isolamento de motores acionados através de conversores de frequência, necessita de atenção especial naquilo que diz respeito à sua capacidade de suportar o stress provocado em função das características de tensão impostas pelo conversor. Atualmente para os motores produzidos pela WEG Máquinas, considera-se um sobredimensionamento em 12%. Para os motores de alta tensão (maiores que 1.000V), tal sobredimensionamento ocorre em função do aumento do volume do material isolante utilizado no motor. Não é totalmente conhecida a possibilidade de otimização da quantidade de material isolante. No entanto, o sobredimensionamento em 12% tem-se mostrado eficiente para a utilização com os diversos conversores de frequência de média tensão (com as diversas características de tensão de saída) atualmente disponíveis no mercado. Um estudo dedicado à quantidade necessária de acréscimo de isolante, talvez otimizasse o projeto reduzindo conseqüentemente os custos envolvidos, fazendo com que o valor de venda de tais motores apresentem-se ainda mais competitivos.

Embora a ampla disseminação dos conversores de frequência constitua um processo irreversível, os acionamentos eletrônicos de velocidade variável exigem, por parte dos fabricantes de conversores estáticos de frequência e de máquinas elétricas, uma compreensão e um entendimento maior dos elementos que compõem este sistema, assim como, a interação entre eles.

Desta forma, faz-se necessário um estudo dedicado ao entendimento dos fenômenos existentes na relação motor-conversor de frequência, proporcionando a elaboração de normas técnicas onde se estabeleça os critérios mínimos a serem atendidos na busca do desenvolvimento de projetos cada vez mais otimizados, principalmente no que diz respeito o sistema de isolamento dos motores elétricos.

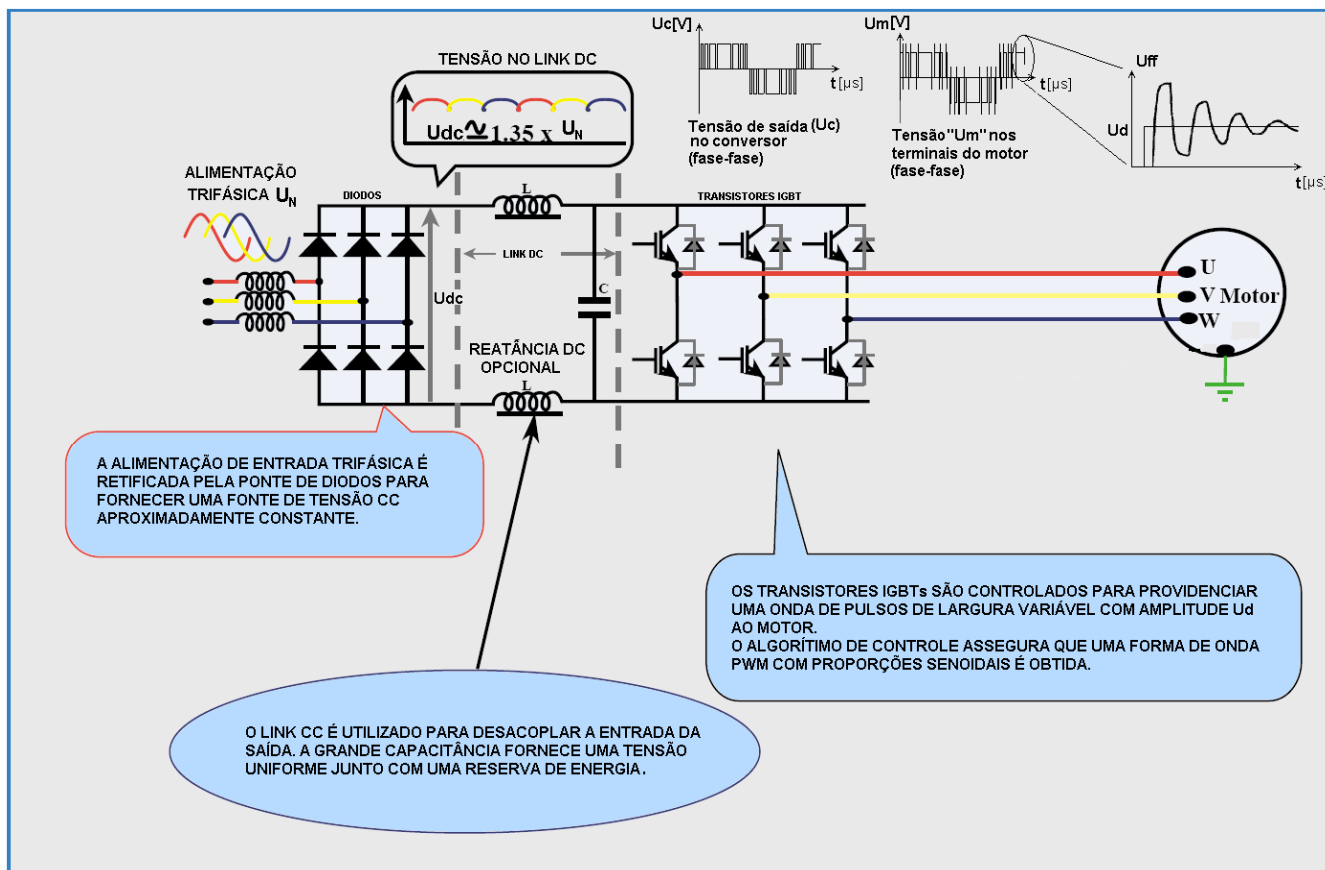
## **CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DA INFLUÊNCIA DO CONVERSOR SOBRE O SISTEMA DE ISOLAÇÃO DO MOTOR**

Quando se considera aspectos tais como custos de fabricação, manutenção e vida útil, o sistema de isolamento do motor elétrico torna-se um dos mais importantes componentes das máquinas elétricas girantes.

A característica da tensão aplicada aos terminais de um motor elétrico acionado através de conversor de frequência, é determinada por um universo de fatores que combinados entre si ou, agindo de maneira independente, poderão provocar o envelhecimento acelerado do sistema de isolação levando o mesmo a uma falha prematura. Fatores como, a linha de tensão onde o conversor de frequência está operando; a arquitetura e o regime de controle do conversor, a presença de filtros entre o conversor e o motor, comprimento e características do cabo entre o conversor e o motor, projeto do enrolamento do motor e sistema de aterramento, poderão ser listados como variáveis que podem impactar diretamente na integridade do sistema de isolação do motor elétrico.

Assim, um estudo dirigido para o entendimento dos fenômenos presentes no sistema de isolação do motor elétrico quando este é acionado por um conversor de frequência, torna-se necessário.

A figura 2.1 apresenta esquematicamente as formas de onda da tensão sobre o conjunto motor-inversor. A interação entre as impedâncias do cabo (entre o conversor de frequência e o motor) e do motor origina as sobretensões nos terminais do motor.



**Figura 2.1:** Esquema básico de acionamento de motor de indução através de inversor PWM, com a respectiva seqüência característica das tensões elétricas.

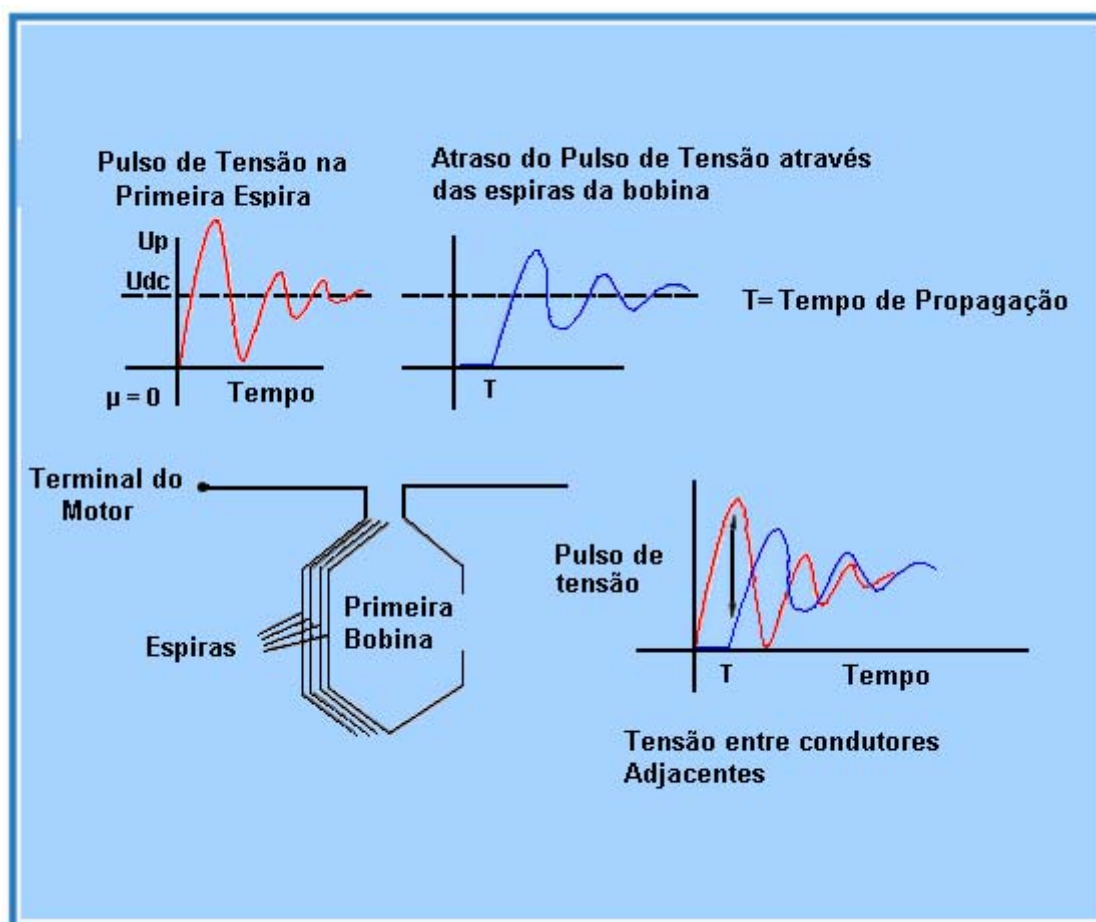
A seguir serão apresentadas algumas possíveis influências dos inversores de freqüência no sistema de isolamento dos motores de indução.

## 2.1 Influência do tempo para o crescimento dos pulsos (“rise time”)

Em função da grande velocidade de operação dos dispositivos de chaveamento na saída do conversor, os quais produzem tensão e freqüência variáveis a partir do link CC (Ver figura 2.1), os pulsos de tensão resultantes possuem uma elevada taxa de crescimento em função do tempo ( $dV/dt$ ). Tais pulsos de tensão após percorrerem o cabo de alimentação entre o conversor de freqüência e o motor, atingem os terminais do motor. Como a impedância do motor elétrico é muito superior àquela apresentada pelo cabo, a velocidade de propagação dos pulsos de tensão é atenuada nos enrolamentos do motor. Ainda

devido a essa grande diferença de impedância entre o motor elétrico e o cabo, a tensão nos terminais do motor poderá ser somada a uma componente de reflexão, sendo que o comprimento do cabo é fator determinante nas características desta reflexão, como é apresentado pela Seção 2.3. Desta forma, o pulso de tensão ao atingir o motor, faz com que as primeiras espiras das primeiras bobinas de cada fase, fiquem submetidas a uma grande diferença de potencial (d.d.p.). Portanto, 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 e, conseqüentemente mais rápido será o processo de envelhecimento do sistema de isolamento do motor [6],[21].

A Figura 2.2 ilustra como espiras adjacentes das primeiras bobinas de uma dada fase ficam submetidas à presença de uma acentuada d.d.p. em função dos pulsos de tensão que chegam aos terminais do motor elétrico.



**Figura 2.2:** Propagação de um pulso de tensão através dos enrolamentos do motor elétrico.

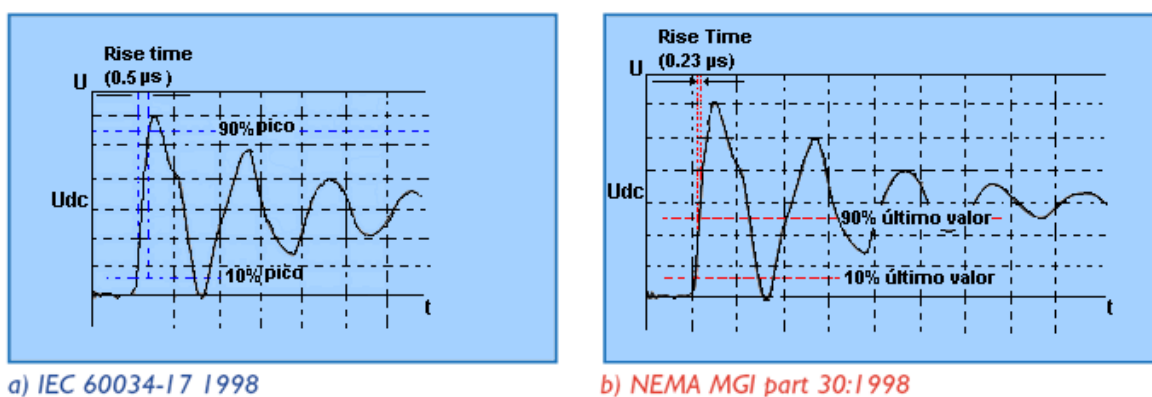
Como a eletrônica de potência está em constante e intensa evolução, os dispositivos de chaveamento (Tiristores *SCR*, Tiristores *GTO*, Transistores *IGBT*) utilizados pelos conversores de frequência, apresentam velocidades de operação cada vez maiores, fazendo com que o “rise-time” dos pulsos de tensão diminua e, os sistemas de isolamento dos motores elétricos sejam cada vez mais exigidos [21].

Uma vez que os pulsos de tensão que chegam aos terminais do motor não possuem uma forma trapezoidal, não há uma definição auto-explicativa para o “rise-time”. As duas instituições normativas, IEC e NEMA, possuem diferentes métodos de definições para “rise-time”. A Figura 2.2 ilustra a aplicação de cada método para a mesma amostra de forma de onda.

De acordo com a IEC60034-17 1998 [17] a definição de “rise-time” é o tempo que um determinado pulso leva para elevar sua tensão de 10% a 90% do valor de pico do referido pulso, esta definição é aplicada nos picos dos pulsos de tensão presentes nos terminais do motor.

Já de acordo com a NEMA MGI part 30:1998 [15], a definição de “rise-time” é o tempo que um determinado pulso leva para ter sua tensão elevada de 10% à 90% da magnitude final a ser atingida pelo pulso, ou seja, o valor no qual o pulso de tensão irá se estabilizar. A definição apresentada pela NEMA é aplicada nos picos dos pulsos de tensão presentes nos terminais do conversor de frequência.

Portanto, de acordo com tais análises, verifica-se que o método considerado pela IEC resulta num valor de aproximadamente duas vezes àquele calculado utilizando a definição da NEMA [10],[22].



**Figura 2.3:** Diferentes definições de “rise-time”.



As normas IEC60034-17 1998 e NEMA MGI part 30:1998 também estabelecem características mínimas que os sistemas de isolamento de motores elétricos quando alimentados por conversores de frequência, devem suportar em seus terminais, considerando o valor de “rise-time” do pulso em questão.

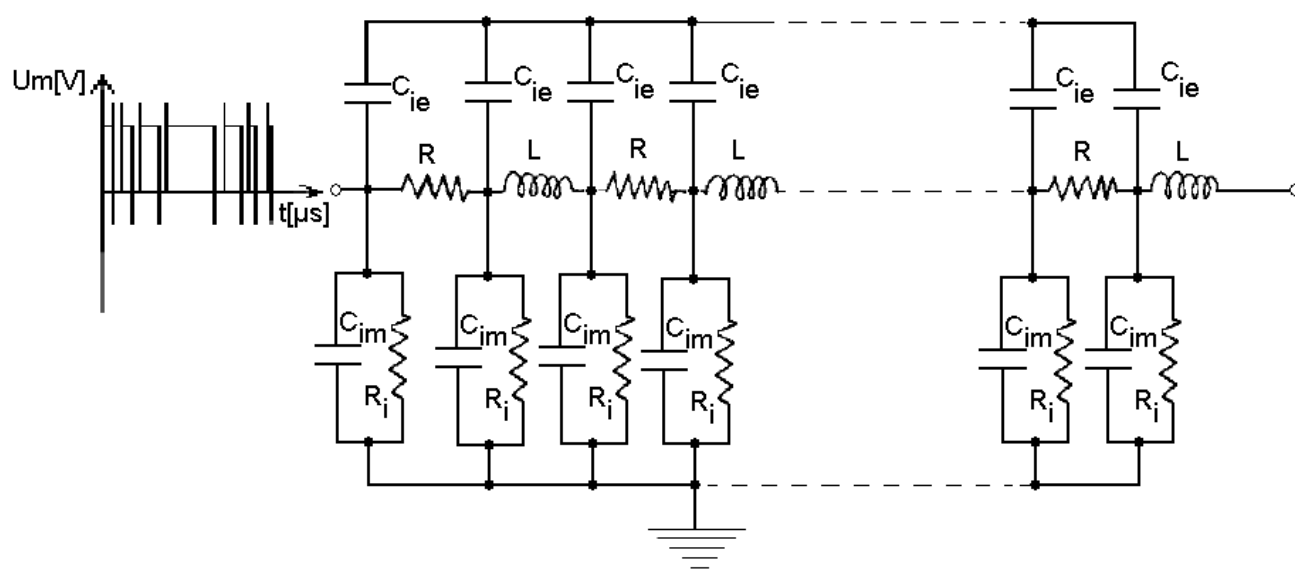
## 2.2 Parâmetros e grandezas equivalentes [21]

Os pulsos repetitivos (trem de pulsos), mesmo sendo cada um individualmente de curta duração, causam um efeito acumulativo, o qual dependendo do projeto do sistema de isolamento do motor pode abreviar substancialmente a vida útil deste. Tendo em vista a significância do assunto, particularmente porque ele afeta a vida útil do isolamento, há a necessidade de um estudo dirigido para as relações entre indutâncias distribuídas, capacitâncias distribuídas, impedâncias características, e assim por diante, tudo que é importante para o entendimento das tensões impulsivas originadas [19].

O enrolamento estatórico por fase é uma estrutura distribuída, isto é, há uma repetição de elementos similares ao longo de seu comprimento. O enrolamento é então composto de indutores distribuídos formando reatâncias em série ao longo do comprimento e capacitâncias distribuídas contra a massa (terra) e entre espiras, formando reatâncias em paralelo. Adicionalmente existem ainda as resistências elétricas próprias dos enrolamentos distribuídas em série, bem como as resistências elétricas do sistema isolante distribuídas em paralelo. Além disso, há as reatâncias mútuas entre as bobinas componentes deste enrolamento por fase, bem como entre as fases do enrolamento. Um circuito equivalente por fase poderá ser conforme o apresentado na Figura 2.4, onde:

- $L = L_u \Delta x$  = Indutância distribuída para um comprimento  $\Delta x$  do enrolamento, [H].
- $R = R_u \Delta x$  = Resistência elétrica própria distribuída para um comprimento  $\Delta x$  do enrolamento, [ $\Omega$ ].

- $C_{im} = C_{im_u} \Delta x$  = Capacitância de isolamento contra a massa distribuída para um comprimento  $\Delta x$  do enrolamento, [F].
- $C_{ie} = C_{ie_u} \Delta x$  = Capacitância de isolamento entre espiras, distribuída para um comprimento  $\Delta x$  do enrolamento, [F].
- $R_i = R_{i_u} \Delta x$  = Resistência elétrica do sistema isolante distribuída para um comprimento  $\Delta x$  do enrolamento, [ $\Omega$ ].



**Figura 2.4:** Circuito equivalente para propagação dos pulsos no motor.

As grandezas por unidade de comprimento e por fase do enrolamento do motor estão definidas da seguinte forma:

- $L_u$  = Indutância do enrolamento (por fase) por unidade de comprimento, [H/m].
- $R_u$  = Resistência elétrica própria do enrolamento (por fase) por unidade de comprimento, [ $\Omega$ /m].
- $C_{im_u}$  = Capacitância de isolamento contra a massa (por fase), por unidade de comprimento, [F/m].

- $Cie_u$  = Capacitância de isolamento entre espiras (por fase), por unidade de comprimento, [F/m].
- $Ri_u$  = Resistência elétrica do sistema isolante (por fase), por unidade de comprimento, [ $\Omega$  /m].

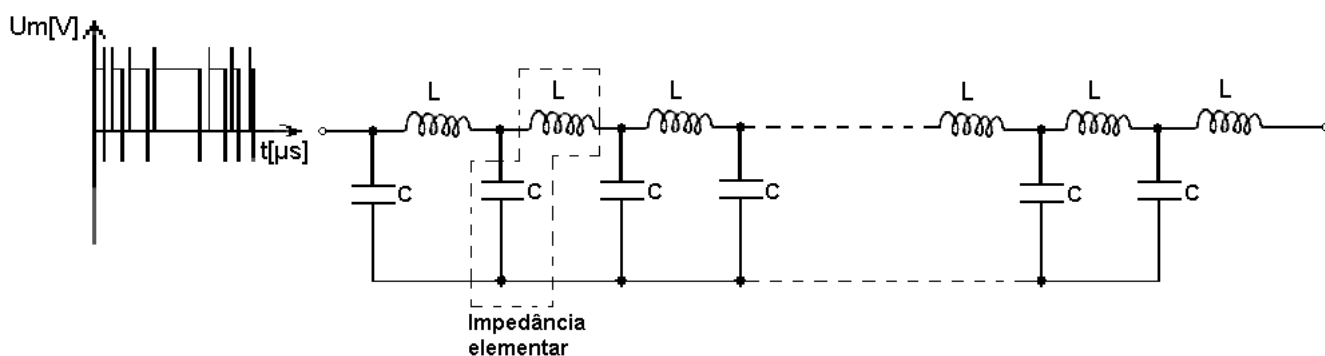
É importante assinalar que as reatâncias distribuídas por unidade de comprimento são diferentes nas regiões das ranhuras e nas cabeças de bobinas, por causa da diferença na configuração destas regiões, bem como devido a que a porção dentro das ranhuras está embebida no ferro, o que lhe confere maior indutividade. Para efeitos de simplificação, seja considerado que a resistência em série ( $R$ ) é muito pequena comparada com a reatância em série ( $L$ ) e que a resistência elétrica do sistema isolante em paralelo seja muito maior do que a reatância capacitiva contra a massa. Ainda para simplificação, seja considerada uma capacitância resultante entre “ $Cie$ ” e “ $Cim$ ”,

$$C = 2(Cie + Cim) = 2(Cie_u \Delta x + Cim_u \Delta x)$$

$$C = 2\Delta x(Cie_u + Cim_u)\Delta x C_u \quad (2.1)$$

onde:  $C_u$  = Capacitância resultante para o enrolamento do motor (por fase), por unidade de comprimento, [F/m].

O circuito equivalente resultante será então conforme a Figura 2.5.



**Figura 2.5:** Circuito equivalente simplificado, para propagação dos pulsos.

Com isto a impedância característica  $Z_0$  (ou impedância de surto) do motor, resultante de um grande número de impedâncias elementares ligadas consecutivamente em série, pode ser calculada em função de somente um elemento [19]. Desta forma ter-se-á a equação

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_u \Delta x}{C_u \Delta x}} = \sqrt{\frac{L_u}{C_u}} \quad (2.2)$$

A velocidade de propagação dos pulsos que entram nos terminais do motor, através do enrolamento será

$$V = \frac{1}{\sqrt{L_u C_u}} \quad (2.3)$$

Portanto, a impedância característica  $Z_0$  (ou impedância de surto), composta de um grande número de impedâncias elementares (formadas por indutâncias e capacitâncias elementares) conectadas consecutivamente em série, pode ser relacionada com somente uma destas impedâncias elementares. Visto que a estrutura elétrica (circuito equivalente) é construída por elementos repetitivos de comprimentos  $\Delta x$ , dentro do enrolamento do motor por fase, sua impedância resultante  $Z_0$  que consiste de impedâncias em série e paralelo, tende a se aproximar de um valor limite dado pela equação (2.2).

### 2.3 - Influência do cabo alimentador entre inversor e motor

Para o sucesso de uma instalação, que tem como objetivo desempenho e durabilidade é muito importante considerar o cabo entre o inversor e o motor como sendo parte do sistema.

O cabo pode ser considerado uma linha de transmissão, i.e. uma longa matriz de seções de indutâncias e capacitâncias conectadas em série/paralelo, como apresentado pela Figura 2.6.

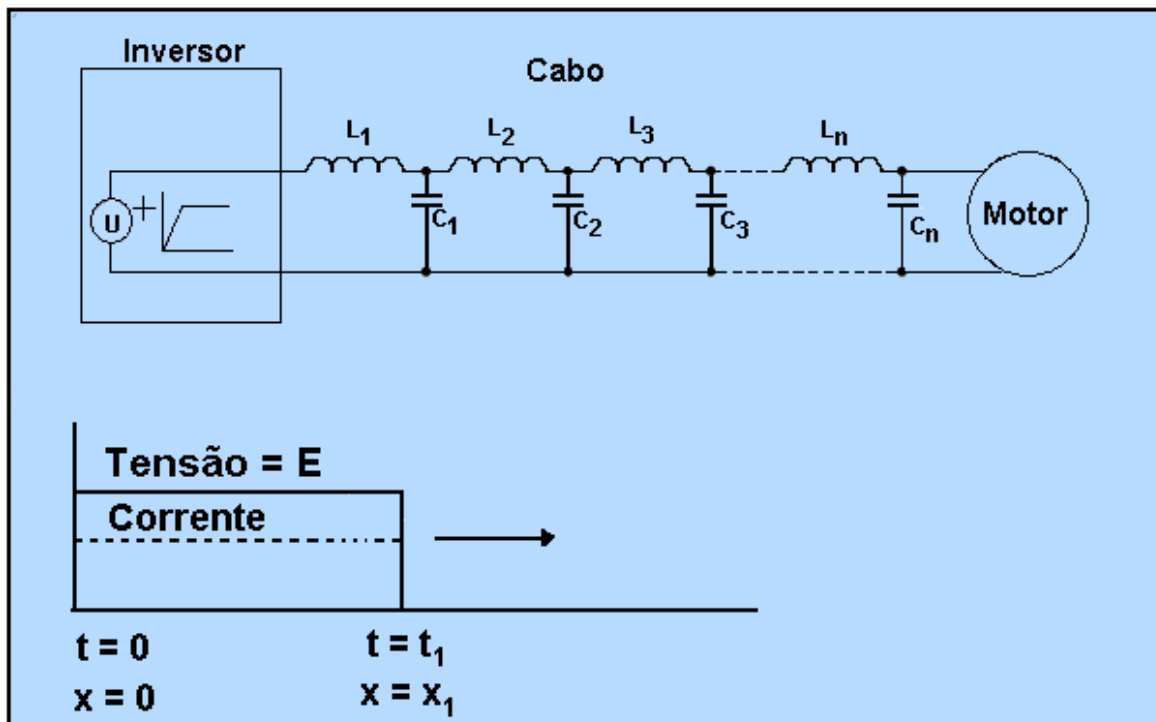


Figura 2.6: Indutâncias e Capacitâncias distribuídas do cabo.

Dependendo do comprimento do cabo entre o inversor PWM e o motor CA, pode ocorrer uma reflexão da onda de tensão nos terminais do motor de até duas vezes a tensão aplicada (2 pu). A impedância de um motor típico é predominantemente indutiva e apresenta-se como um circuito aberto sob altas frequências de chaveamento. Assim, há chances de um grande incidente quando uma forma de onda viaja aos terminais do motor, apresentando a possibilidade de sérios danos à isolamento. Essa condição é acentuada quando o “**rise time**” é menor que  $0,1\mu\text{s}$ .

Este efeito pode ser corrigido ou minimizado pela seleção de uma ou mais das seguintes opções: selecionar um inversor com um “**rise time**” maior, utilizar um motor com um melhor grau de isolamento, adicionar filtros, reduzir o comprimento do cabo. A seleção do tipo de cabo/circuito pode ter uma influência na duração da onda [8].

### 2.3.1 Estudo do efeito do cabo alimentador entre o conversor de frequência e o motor

A verdadeira indutância e capacitância de um cabo estão distribuídas como pequenos elementos ao longo do comprimento do cabo como apresentado pela figura 2.6. Quando um pulso de tensão com rápido “rise-time” é aplicado na extremidade do cabo, uma corrente elétrica começa a fluir através do primeiro indutor e, começa a carregar o primeiro capacitor a uma tensão  $E$ . Isto faz com que uma corrente flua para o próximo indutor e, também carregue o próximo capacitor a uma tensão  $E$ . A resposta transiente resultante pode ser caracterizada como uma onda viajando através do cabo cujo movimento ocorre na proporção em que cada pequeno capacitor se torna carregado na tensão  $E$ . Conforme a onda viajante alcança qualquer ponto  $x_1$  no cabo, a capacitância na direção do lado da fonte está carregada à tensão  $E$  e, a capacitância na direção do motor está ainda descarregada. Na teoria de transmissão, esta onda viajante é referida como onda incidente.

Como a onda de energia se move para a extremidade do cabo onde se localiza o motor, o último capacitor  $C_n$ , se torna carregado à tensão  $E$ , mas a corrente está ainda fluindo através do último indutor,  $L_n$ . Uma vez que a impedância do motor é muito maior comparada à impedância do cabo, a corrente de  $L_n$  continua a fluir para  $C_n$  até a maioria de a energia magnética estocada ter sido transferida para  $C_n$ . Isto resulta em uma sobretensão em  $C_n$  até um valor máximo teórico de  $2E$ . Como  $C_n$  se torna carregado no seu valor máximo,  $2E$ , a corrente elétrica é revertida e flui de volta na direção da fonte, carregando cada capacitor ao longo do caminho de volta para uma tensão mais alta.

Isto gera uma onda refletida viajante que se move ao longo do cabo na direção da extremidade onde se localiza o conversor e, onde tal onda é mais uma vez refletida, mas desta vez com um fator de reflexão do inversor que é sempre -1. Uma nova onda viajante, mas desta vez uma onda negativa, é gerada e se move uma vez mais para os terminais do motor. Se esta segunda onda negativa alcançar o motor enquanto a primeira reflexão está ainda se formando, a mesma será subtraída da primeira reflexão e resulta em menos do que uma sobretensão nos terminais do motor. Isto leva à definição do “comprimento crítico do cabo” que

diz que “se o tempo de propagação da onda viajante do conversor para o motor é maior que  $\frac{1}{2}$  do tempo para o crescimento (“rise time”) do pulso, uma reflexão completa de tensão ocorrerá” [6], ou seja,

$$l_c (\text{crítico}) = \frac{V_c \cdot t_r}{2} \quad (2.4)$$

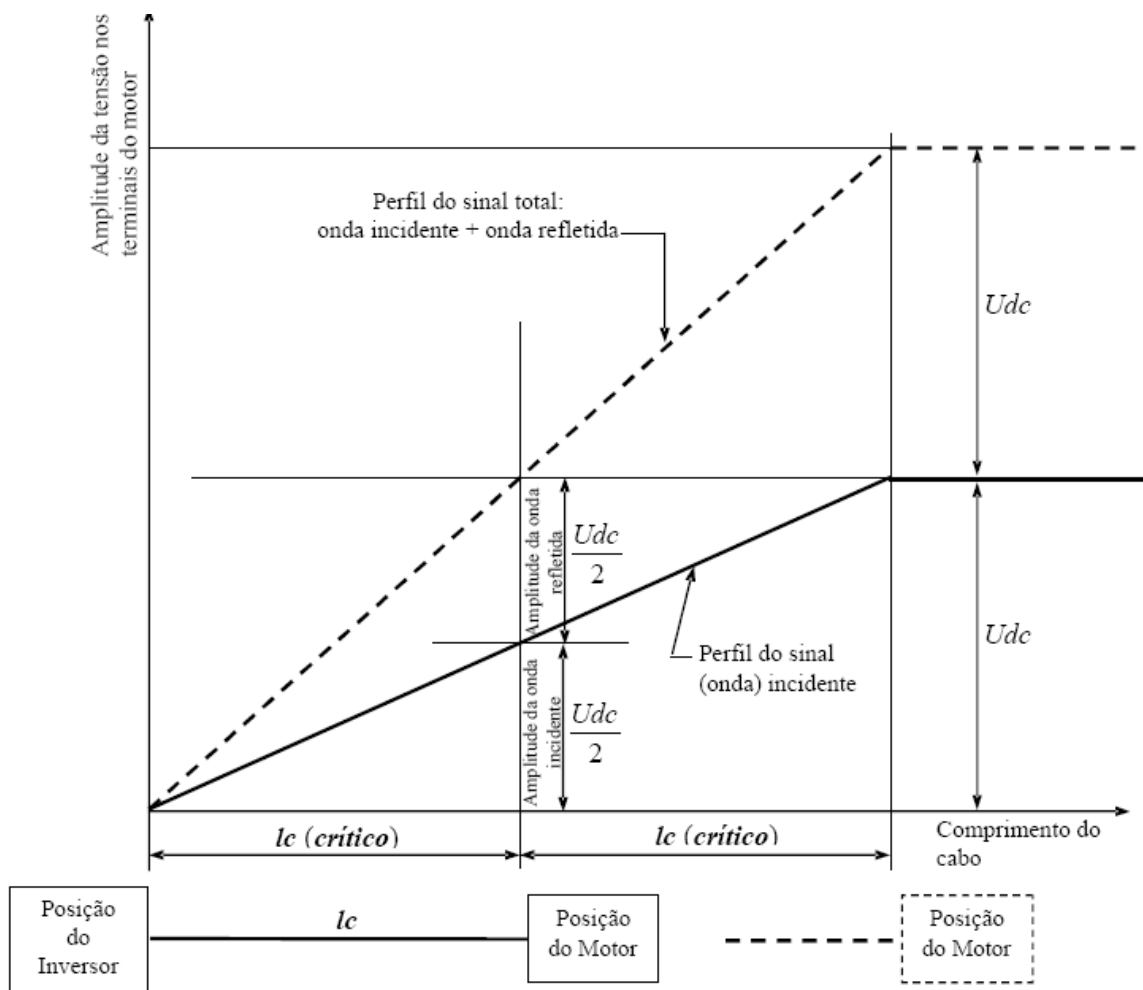
onde,

$l_c$  = comprimento do cabo, [m]

$V_c$  = Velocidade da onda no cabo, [m/ $\mu$ seg]

$t_r$  = Tempo para crescimento dos pulsos de tensão (“rise time”).

Este comprimento crítico para o cabo, conforme dado pela equação (2.4), pode ser analisado através do gráfico da Figura 2.7. Conforme pode ser visto naquela figura, para um cabo com o comprimento crítico “ $l_c$  (crítico)”, com a metade da amplitude nominal do pulso incidente formado nos terminais do motor mais a reflexão (total), considerando que a desigualdade entre os valores das impedâncias (cabo e motor) crie esta condição de máxima reflexão, ter-se-á como tensão resultante nos terminais do motor, um valor igual à amplitude total nominal de um pulso dado por  $U_{dc}$ . Por isto, este comprimento de cabo é considerado crítico, pois a partir deste comprimento a amplitude resultante da tensão nos terminais do motor será maior do que o valor nominal do pulso  $U_{dc}$ , podendo chegar até ao dobro com comprimentos maiores de cabos, conforme mostrado na Figura 2.7 [21].



**Figura 2.7** – Gráfico com efeitos das reflexões em função dos comprimentos dos cabos.

A velocidade de propagação da onda viajante no cabo ( $V_c$ ) é uma função das características do cabo e obedece a equação 2.3. No entanto ela é apresentada abaixo por conveniência de leitura e também pelo fato de estar relacionada com grandezas diferentes. Assim, usando a teoria clássica de linha de transmissão, pode-se mostrar que o pulso viaja a uma velocidade igual a

$$V_c = \left( \frac{1}{\sqrt{LC}} \right) m/s \quad (2.5)$$

onde  $L$  = (Henries) e  $C$  = (Faradays) são as indutâncias e capacitâncias por metro, respectivamente.

A impedância característica do cabo ( $Z_{0c}$ ) é dado por:

$$Z_{0c} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.6)$$



A magnitude da onda de tensão refletida como uma função da onda incidente é dada por:

$$V_2 = V_1 \frac{Z_0 - Z_{0c}}{Z_0 + Z_{0c}} \quad (2.7)$$

onde  $V_2$  = a tensão refletida (adicionada à onda incidente);  $V_1$  = a tensão incidente;  $Z_0$  = impedância característica do motor; e  $Z_{0c}$  = a impedância característica do cabo.

Com os pulsos de rápidos “rise-time” a impedância do motor apresenta-se predominantemente indutiva, mas muito menor do que a capacitância característica do cabo e, então o motor apresenta-se quase que como um circuito aberto e, resulta numa onda de tensão refletida de até  $2V_1$ .

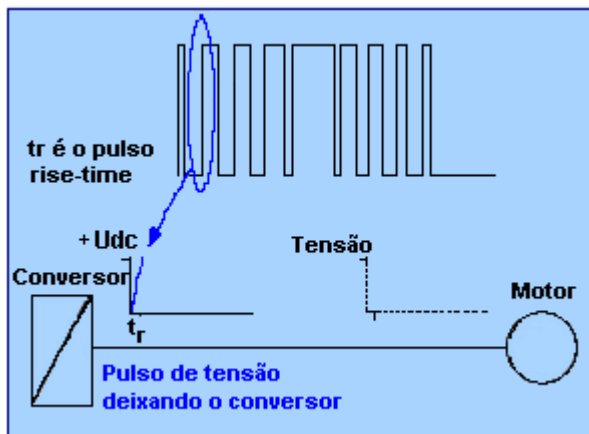
A descrição do processo de reflexão das ondas de tensão nos cabos de alimentação utilizando a teoria de linhas de transmissão é detalhada pelo Anexo 1.

### 2.3.2 Processo de reflexão das ondas de tensão e corrente no cabo

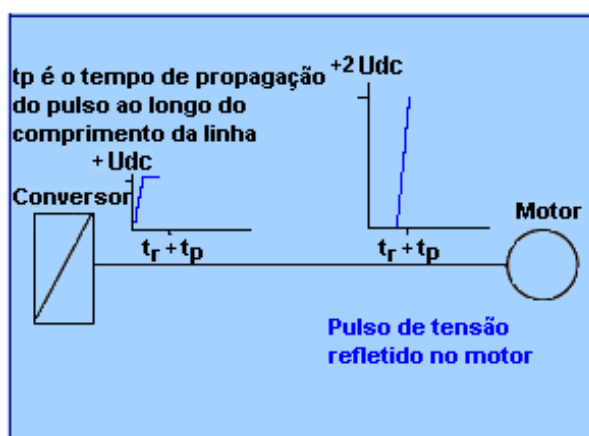
Para melhor analisar o processo de como ocorre a propagação de um pulso de tensão no cabo entre o conversor de frequência e o motor elétrico, será considerada a Figura 2.8.

A Figura 2.8(a) apresenta o pulso de tensão deixando o conversor de frequência e iniciando sua viagem através do cabo em direção ao motor elétrico. Cada pulso de tensão é representado por uma “borda” na forma de onda PWM. Os pulsos são aplicados no cabo na extremidade conectada ao conversor de frequência no tempo  $t=0$  e crescem até a tensão  $U_{dc}$  no tempo  $t_r$  (tempo de crescimento do pulso “rise time”). Neste exemplo,  $t_r$  é menor que  $t_p$  (tempo para o pulso se propagar ao longo do comprimento do cabo).

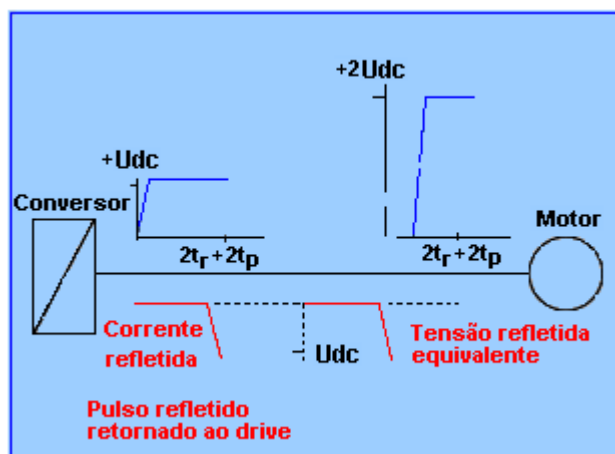
Na Figura 2.8(b) o pulso viaja do conversor de frequência para o motor através do cabo. Quando o pulso alcança o motor ele é refletido porque a impedância do motor em altas frequências é maior que a do cabo. Neste instante a tensão nos terminais do motor passa a possuir duas componentes, o pulso incidente e o pulso refletido, ambos com a mesma magnitude  $+U_{dc}$ . Assim, a



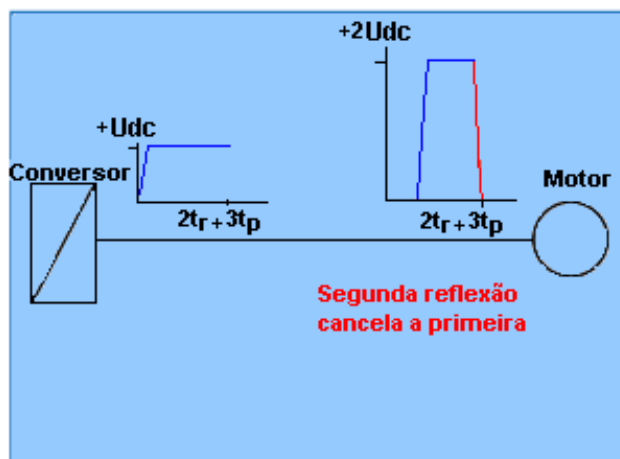
a) Tempo  $t=t_r$  (i.e. no final do tempo de subida “rise time” do pulso).



b) Tempo  $t=t_r+t_p$  (i.e. depois do tempo de propagação do pulso no cabo).



c) Tempo  $t=2t_r+2t_p$  (i.e. depois de duas vezes a propagação do pulso no cabo).



d) Tempo  $t=2t_r+3t_p$  (i.e.depois de três vezes a propagação do pulso no cabo).

**Figura 2.8:** Propagação idealizada do pulso no cabo entre o conversor de frequência e o motor.

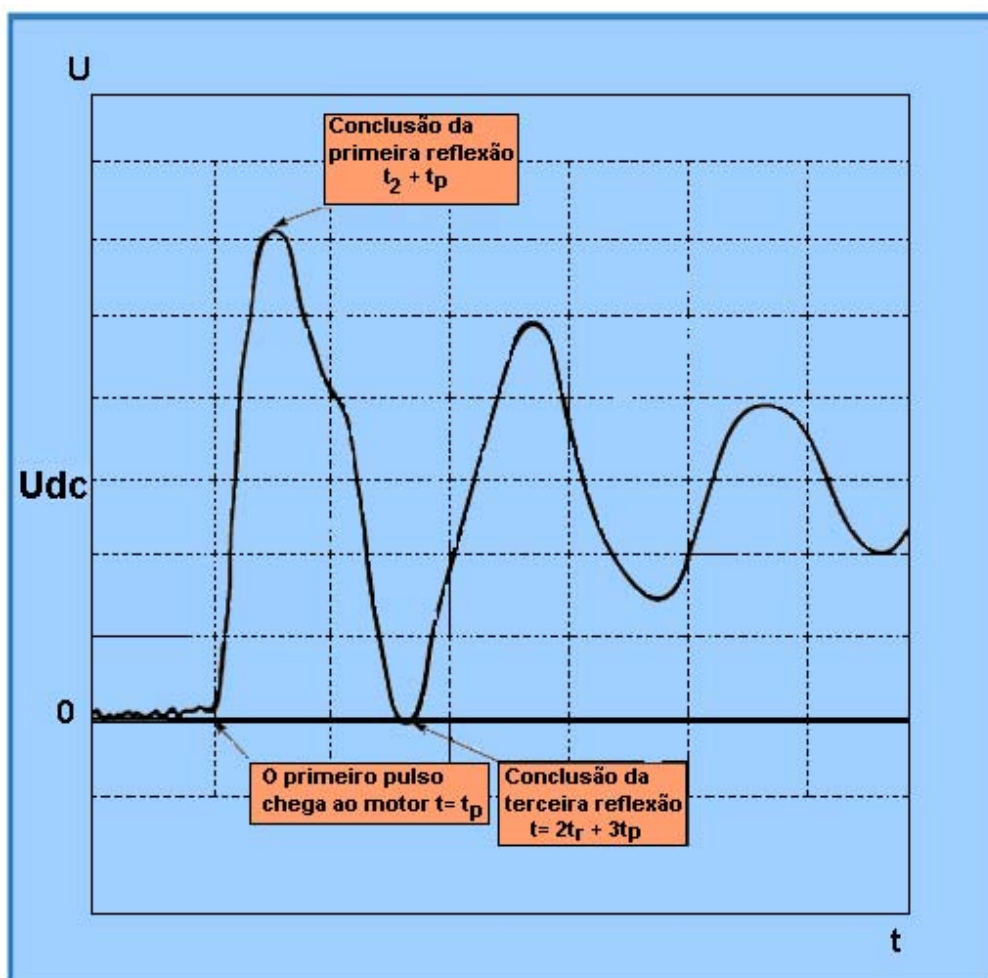
tensão nos terminais do motor elétrico é elevada para duas vezes o valor do pico de tensão original ( $+2U_{dc}$ ).

A Figura 2.8 (c) apresenta o retorno do pulso refletido para o conversor de frequência. Como a impedância do conversor é muito baixa, o pulso é refletido no sentido negativo. Esta reflexão não aparece na forma de onda de tensão nos terminais do conversor de frequência, porque o conversor retém a tensão em  $U_{dc}$ . Um pulso negativo de corrente resulta, o qual é transformado num pulso negativo de tensão conforme ele retorna ao longo do cabo em direção ao motor.

Na Figura 2.8 (d) pode-se observar a segunda reflexão, a qual retorna do conversor de frequência com polaridade invertida e, também é refletida como anteriormente apresentado no estágio “b” da Figura 2.8, dobrando o valor da tensão nos terminais do motor elétrico. Assim, a segunda onda refletida nos terminais do motor, cancela o acréscimo original de tensão nos terminais do motor elétrico. Se o cabo é curto de maneira que  $2t_p$  é menor que  $t_r$ , a tensão nunca alcança  $U_{dc}$ . No entanto, com um cabo mais longo como ilustrado nesta Seção, a reflexão chega muito tarde para reduzir o pico.

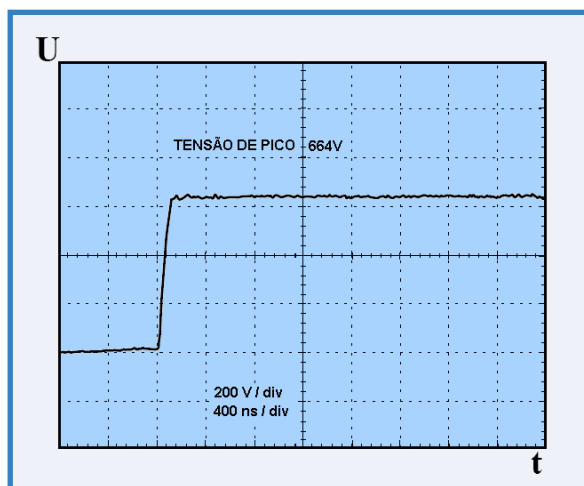
No caso idealizado, as reflexões fariam com que a tensão oscilasse indefinidamente. Na prática, o tempo de crescimento do pulso de tensão (“rise-time”) é aumentado devido às perdas de alta frequência no cabo, e as formas de onda tornam-se particularmente arredondadas não tão bem definidas como as

formas de onda idealizadas ilustradas na Figura 2.8. Também devido às perdas em alta frequência, as oscilações das tensões de pico em um ciclo de pulso, decaem progressivamente e estabilizam-se no valor da tensão do “Link” CC, ou seja, no valor nominal do pulso de tensão ( $U_{dc}$ ). Para exemplificar, a Figura 2.9 apresenta a forma de onda nos terminais de um motor para um comprimento de cabo de 42 m, com um conversor com frequência de modulação 2 kHz e com tensão de alimentação de 460Vca. O valor da tensão nos terminais do motor é de 1.360 V na conclusão da primeira reflexão, ou seja, aproximadamente duas vezes o valor nominal do pulso de tensão ( $U_{dc}$ ) que, para o exemplo aqui apresentado é de 664V. As principais características apresentadas pela forma de onda da Figura 2.9 são derivadas do processo descrito pela Figura 2.8 [6],[10].

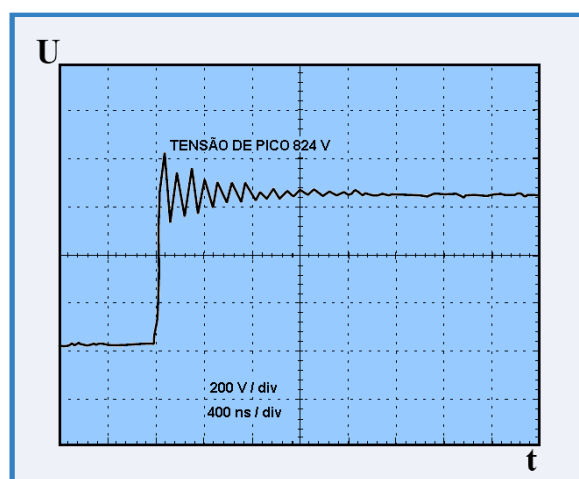


**Figura 2.9:** Características de forma de onda de um pulso típico nos terminais do motor – comprimento de cabo 42 m.

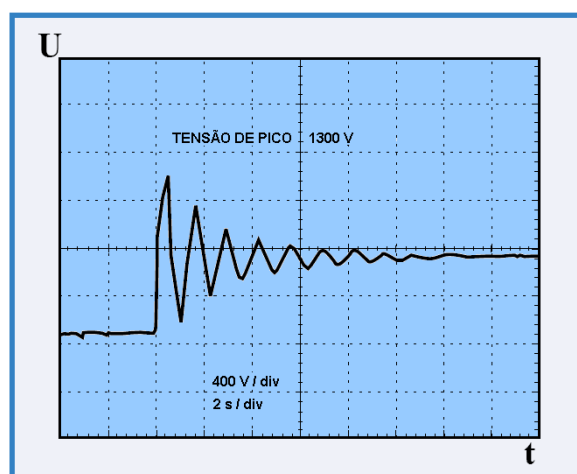
A figura 2.10 também exemplifica as formas de onda de tensão nos terminais do motor para diferentes comprimentos de cabos.



a)



b)



c)

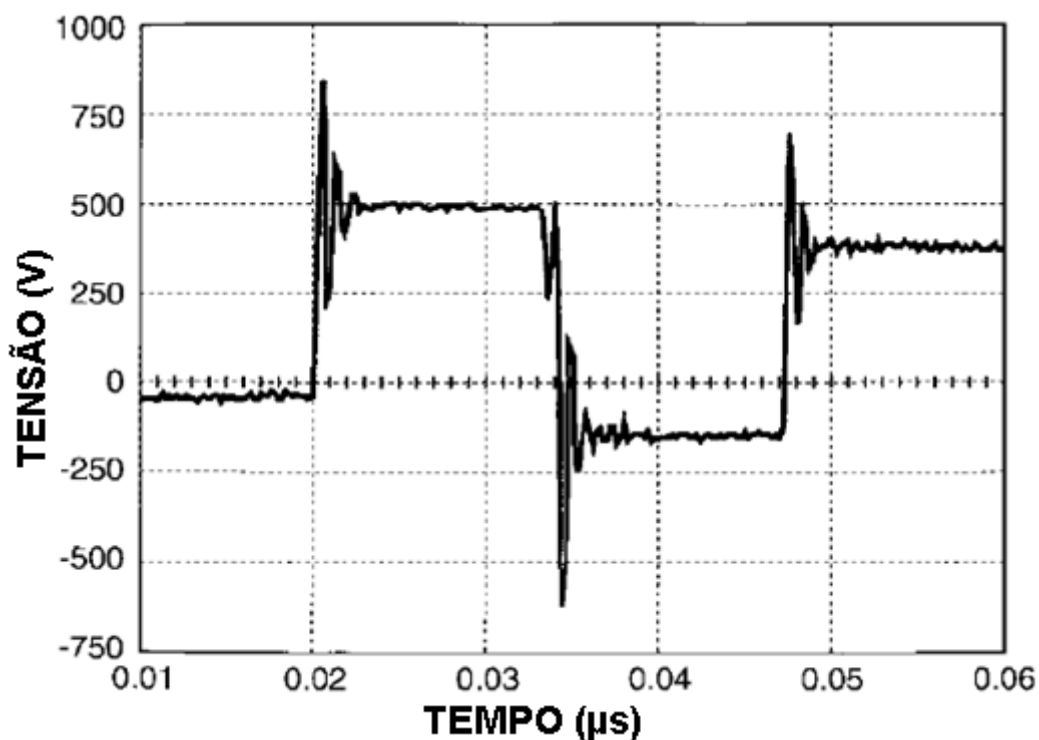
**Figura 2.10:** Formas de onda de tensão nos terminais do motor para diferentes comprimentos de cabo: (a) comprimento do cabo = 0,5 m; (b) comprimento do cabo = 4m; (c) comprimento do cabo = 42 m (note que aqui a escala é modificada).

Na figura 2.10 (a) para um comprimento de cabo muito curto, a tensão nos terminais do motor apresenta-se exatamente como a tensão de saída do conversor de frequência, ou seja, não há a ocorrência de oscilações ou sobretensões. Com um comprimento de cabo maior, conforme apresentado pela figura 2.10 (b), pode-se observar a característica oscilante da forma de onda de tensão nos terminais do motor com a presença de sobretensões, especialmente quando a primeira reflexão é concluída. A condição torna-se ainda mais crítica na proporção em que cabos mais longos são utilizados, como na figura 2.10 (c) [6],[10].

## **2.4 Influência da frequência de pulsação da tensão**

Diferentemente das eventuais sobretensões na rede de alimentação em virtude de manobras que ocorrem na mesma ou ainda, sobretensões provenientes de descargas atmosféricas, as sobretensões provenientes dos chaveamentos dos dispositivos semicondutores dos conversores de frequência apresentam-se de maneira intermitente ao longo de todo o tempo de operação do motor [21].

A frequência dos pulsos de tensão dos conversores de frequência pode alcançar atualmente 20kHz e com a real tendência de elevação deste valor em função da rápida evolução que a eletrônica de potência tem apresentado. A condição torna-se ainda mais inóspita para o sistema de isolamento uma vez que para cada pulso de tensão emitido pelo conversor de frequência, as sobretensões nos terminais do motor poderão ocorrer no início e no fim do mesmo conforme apresentado pela Figura 2.11.

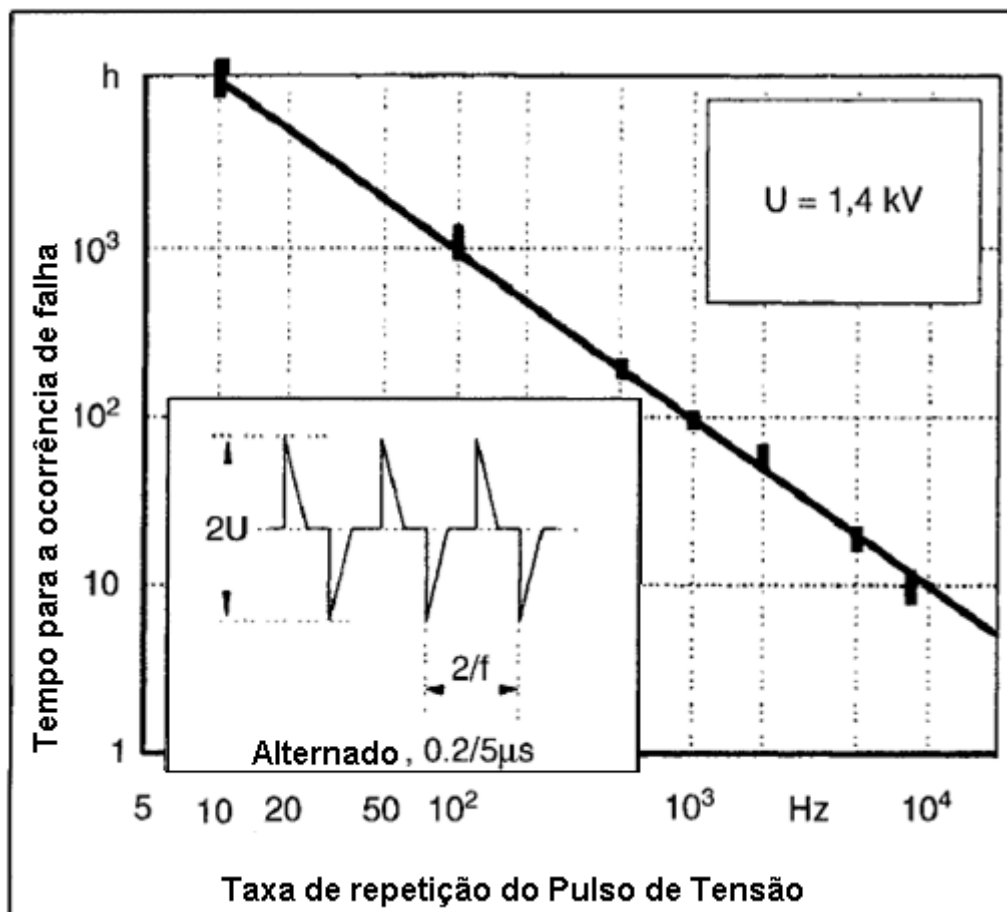


**Figura 2.11:** Tensão fase-fase nos terminais do motor.

Desta forma, a velocidade com que ocorre a deterioração e o tempo de vida de um determinado sistema de isolamento está diretamente relacionado com o número de pulsos de tensão a que tal isolante é submetido. O decréscimo da vida útil do isolante com o número de pulsos de tensão ocorre em função da erosão provocada pelas Descargas Parciais (DP) cujo fenômeno será abordado com mais detalhes no item 2.8. É importante ainda salientar que a integridade do isolante torna-se comprometida somente na ocorrência de cada pulso de tensão, ou seja, o intervalo de tempo entre cada pulso não contribui para a deterioração do isolante uma vez que o mesmo não estará sendo submetido ao esforço provocado pelo pulso. Assim, quanto maior a frequência de pulsação e conseqüentemente maior o número de pulsos de tensão num dado intervalo de tempo, mais rapidamente ocorrerá a falha no sistema de isolamento.

A Figura 2.12, cujos resultados provêm de estudos conduzidos pela Universidade de Dresden na Alemanha [18], ilustra que o tempo de vida do isolante é inversamente proporcional à taxa de repetição dos pulsos de tensão ao qual o mesmo é submetido. Isto significa que um conversor de frequência, o qual introduz DPs na isolamento do motor irá ocasionar a falha do mesmo num período

de tempo dez vezes menor em situações nas quais estiver operando com frequências de chaveamento dez vezes maiores.



**Figura 2.12:** Efeito da taxa de repetição do pulso no comportamento da falha da isolamento entre espiras.

Para a realização dos testes que resultaram nos dados apresentados na figura 2.12, foi utilizado como modelo de isolamento uma bobina impregnada com 2 cm de diâmetro, consistindo de dois fios esmaltados e enrolados paralelamente com 2 metros de comprimento. Estas bobinas foram utilizadas com as extremidades abertas e o esforço no material isolante foi realizado com a aplicação de tensão nos terminais das mesmas. Foram analisados fios com diversas espessuras de material isolante e também fios com diversos diâmetros. O sistema de isolamento utilizado é típico para motores padrões com tensões de operação de até 1.000 V. Um gerador de pulsos com semicondutores de rápido



chaveamento para trem de pulsos unipolares e alternados, bem como um conversor IGBT foram utilizados como fonte de potência para os testes. Sendo as descargas parciais de difícil medição elétrica, foi utilizado um tubo foto multímetro como detector de DPs. Comparando as medições de DPs do modelo de isolamento sob tensão alternada, comprovou-se que a sensibilidade do sistema de detecção óptico não é inferior ao obtido com a tecnologia de medição elétrica convencional [18].

## 2.5 Tempo mínimo entre pulsos consecutivos [21]

O sistema de controle dos inversores PWM faz o ajuste de velocidade dos motores (tensão e frequência), através da variação da largura dos pulsos e do tempo entre estes pulsos. As sobretensões (“overshoots”) estarão potencialmente na pior condição para ocorrerem (maiores amplitudes), quando o tempo entre os pulsos consecutivos for o mínimo. Esta condição pode ocorrer principalmente durante os picos da onda fundamental da tensão de saída e durante condições transitórias tais como a aceleração e desaceleração [16].

Se o tempo entre pulsos consecutivos “ $t_{pc}$ ” for menor do que 3 vezes o tempo do período de ressonância do cabo “ $t_c$ ” (tempo para o trajeto através do cabo), conforme ilustrado na figura 2.13, ocorrerá uma superposição do primeiro sinal (1) com o segundo sinal (2), os quais são pulsos consecutivos [16]. Com esta superposição a amplitude resultante será maior (nos terminais do motor), pois se poderá ter o sinal do segundo pulso somado com a sua própria reflexão mais o sinal do primeiro pulso também somado à sua própria reflexão. Para evitar este efeito de superposição dos picos das ondas de dois pulsos consecutivos, a seguinte regra deve ser considerada:

$$t_{pc} > (3 t_c) \quad (2.8)$$

onde:

$t_{pc}$ = Tempo entre pulsos consecutivos, [ $\mu$ s].

$t_c$ = Período de ressonância do cabo alimentador entre inversor e motor, [ $\mu$ s].

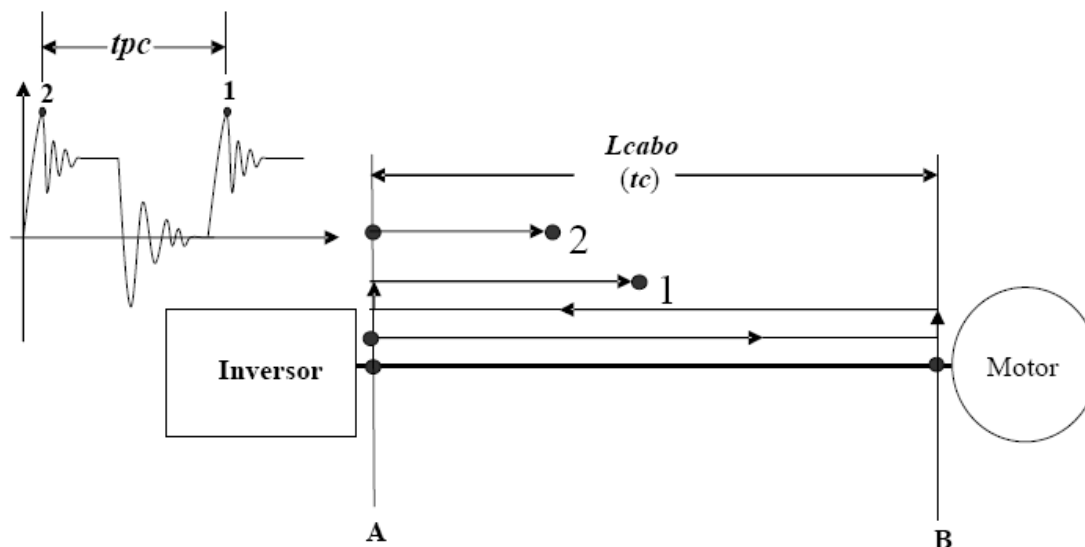
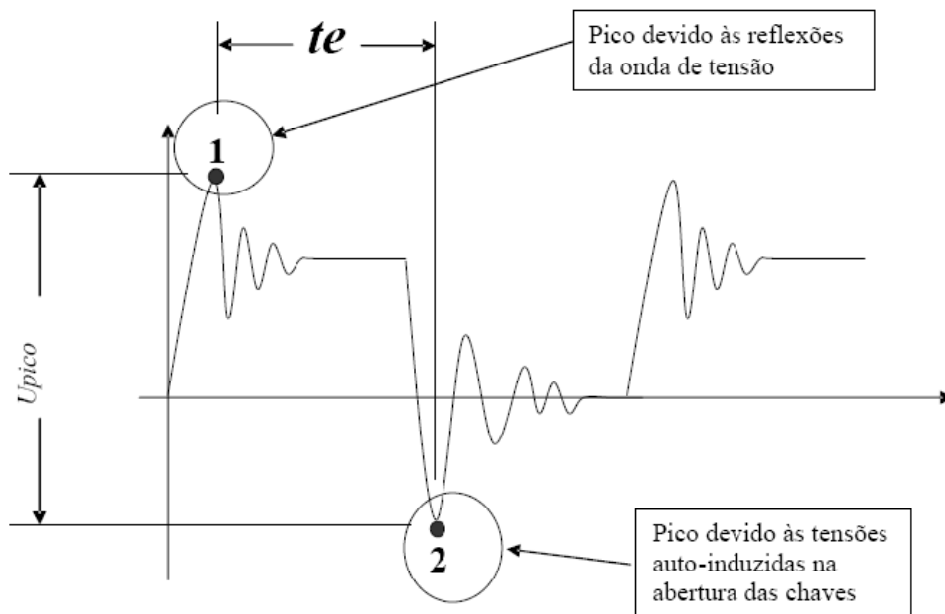


Figura 2.13 – Tempo entre pulsos consecutivos e a superposição de sinais.

## 2.6 Larguras dos pulsos [21]

Para definir melhor as *ddps* (diferenças de potenciais) que podem surgir entre as espiras de uma mesma bobina, no interior de uma dada ranhura, seja considerado o tempo “*tb*” necessário para os pulsos percorrerem esta bobina. Conforme mostrado na figura 2.14, a maior tensão de pico “ $U_{pico}$ ”, devido à *ddp* que poderá surgir na bobina, entre as espiras, em função do tempo *tb*, pode ser formada pelos picos de dois fenômenos distintos: a superposição de sinais, devido à reflexão da onda de tensão (seção 2.3), e o efeito da tensão de auto-indução, devido à comutação (abertura) da chave (transistor). Da mesma forma que na seção 2.2, tendo em vista o grande amortecimento produzido pelo enrolamento, pode-se dizer que este efeito combinado ocorre basicamente sobre a primeira bobina, ou seja, a bobina de entrada do sinal. Ainda sobre a primeira bobina, pode-se dizer que o fenômeno ocorre sobre as primeiras espiras, devendo-se ter em conta ainda os efeitos aleatórios das posições espaciais de cada espira num enrolamento randômico.



**Figura 2.14** – Tensão de pico entre espiras de uma bobina, devido a dois efeitos.

Para evitar a ocorrência dos efeitos simultaneamente (reflexão e auto-indução) sobre uma mesma bobina, o que pode originar uma altíssima tensão entre espiras, principalmente tratando-se de bobina de construção randômica, deve-se ter tempos  $t_b$ , para o trajeto das ondas de tensão através da bobina, sempre menores do que os tempos “ $t_e$ ”, entre os picos dos dois fenômenos, para os pulsos que penetram nesta bobina.

Portanto, para evitar o efeito simultâneo, da superposição de sinais sobre uma mesma bobina, devido às reflexões das ondas de tensão e às tensões de auto-indução, devido à interrupção brusca da corrente nas operações de abertura das chaves (*IGBT*), a seguinte regra deve ser seguida:

$$t_e > t_b \quad (2.23)$$

onde:

$t_e$  = Tempo decorrido entre o pico de tensão devido à reflexão de onda e o pico de tensão devido ao efeito de auto-indução na interrupção da corrente, [ $\mu$ s].

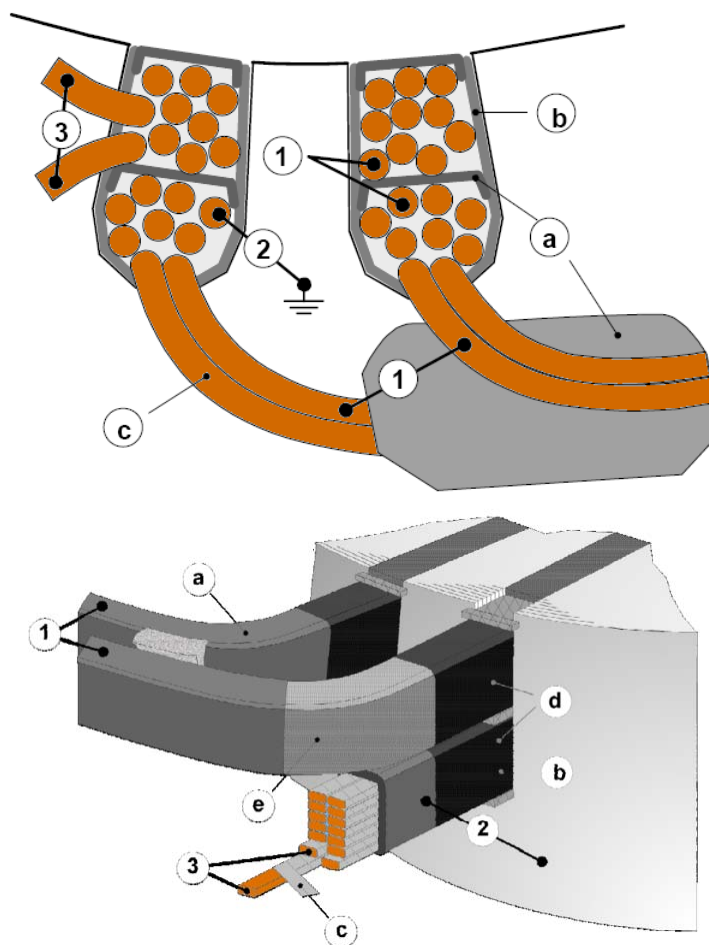
$t_b$  = Período de tempo necessário para os pulsos percorrerem o caminho através de uma bobina, [ $\mu$ s].

Assim sendo, para a formação do sinal da tensão de saída, o qual corresponde à harmônica fundamental na frequência nominal do motor, as larguras dos pulsos individuais formadores deste sinal, não podem ser muito pequenas, para evitar, conseqüentemente, valores muito pequenos para o tempo  $t_e$ .

## **2.7 Esforço elétrico nos sistemas de isolamento dos enrolamentos das máquinas**

Quando o enrolamento de uma máquina elétrica é submetido a impulsos de tensão com elevada taxa de crescimento no tempo ( $dV/dt$ ) e com acentuada magnitude, ter-se-á um esforço de alta tensão nas regiões entre condutores de fases diferentes (fase-fase), entre um condutor e o terra (fase-terra) e, entre espiras adjacentes (entre espiras) conforme apresentado pela figura 2.15 [12].

Com isto, as taxas de crescimento da onda de tensão relativamente às distâncias de isolamento, ou seja, os gradientes de potencial nas diversas partes do sistema isolante assumem uma proporção muito grande, tornando-se decisivos, visto que os tempos para ocorrer a degradação dos materiais isolantes e conseqüentemente a vida útil, dependem grandemente destes gradientes [21].



|   |                 |
|---|-----------------|
| a - isolamento de fase / isolamento da cabeça de bobina | 1-fase- fase    |
| b – isolamento contra a massa                           | 2-fase – terra  |
| c – isolamento entre espiras                            | 3-entre espiras |
| d – proteção contra efeito corona (ranhura)             |                 |
| e - proteção contra efeito corona                       |                 |

**Figura 2.15:** a) Exemplo de um projeto de enrolamento randômico; b) exemplo de um projeto com bobinas pré-formadas.

### 2.7.1 Gradiente de potencial contra a massa (núcleo magnético / carcaça)

Este gradiente ocorre principalmente no interior das ranhuras, sendo devido à diferença de potencial entre os condutores e a massa (pacote de chapas ou carcaça). O sistema de isolamento para este caso é composto pelo filme isolante que envolve a parte interior da ranhura mais a espessura do isolante em torno dos fios condutores. Na prática e principalmente para um sistema de

enrolamentos randômicos (baixa tensão), pode ser acrescentado ainda algum trecho do sistema isolante composto também pelo material impregnante, ou até por algum indesejável espaço de ar [21].

### 2.7.2 Gradiente de potencial entre espiras

O esforço de tensão na isolação da espira é determinado pelo salto nos valores de tensão fase-terra (amplitude e  $dV/dt$ ) e pelo projeto do enrolamento, ou seja, número de bobinas, número e comprimento de espiras. Se esta tensão não é conhecida, ela pode ser estimada sendo, a diferença de tensão fase-terra dividida pelo número de espiras (para um enrolamento randômico) ou pelo número de camadas (para um enrolamento de bobinas pré-formadas). Ao gradiente de potencial entre espiras deve ainda ser somado o efeito da onda de tensão viajando ao longo do condutor [13].

A figura 2.16 apresenta os resultados de um estudo direcionado para determinar a máxima queda de tensão através das primeiras espiras das primeiras bobinas. É importante entender que a teoria de falhas na primeira ou última espira é atribuída considerando que as outras demais bobinas possuem rigidez dielétrica similares, ou seja, não são “*links*” mais fracos. 85% das falhas podem ocorrer na primeira espira dependendo do  $dV/dt$  [5].

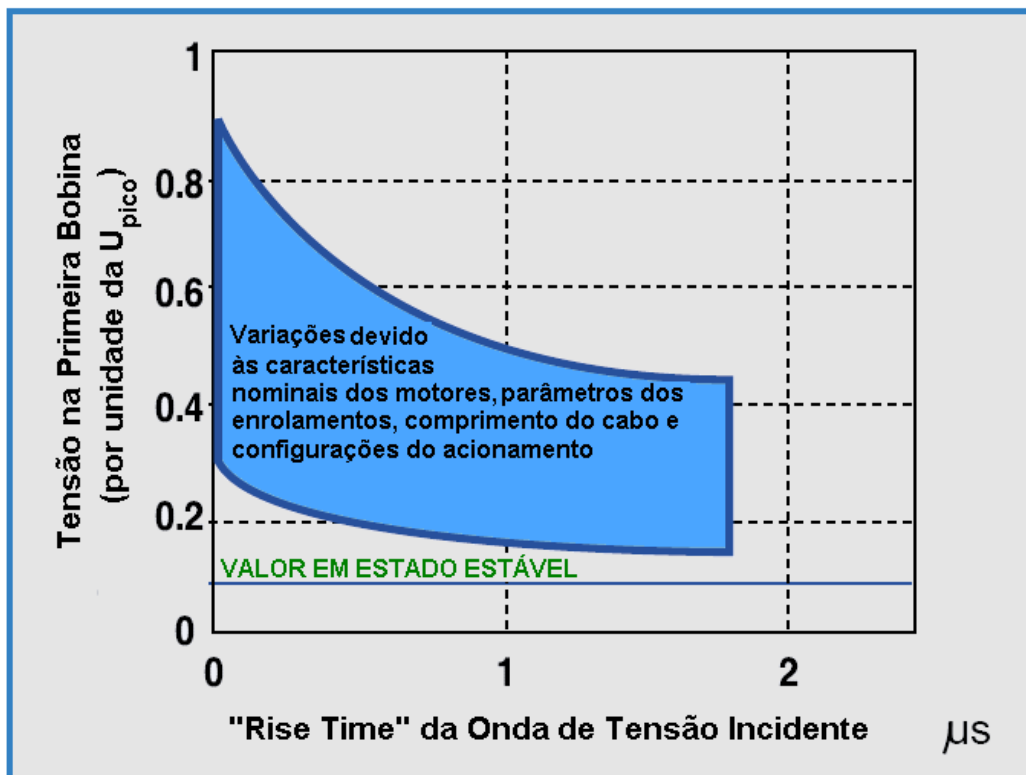


Figura 2.16: Distribuição da tensão na primeira bobina x “rise time” da onda de tensão incidente.

### 2.7.3 Gradiente de potencial entre fases

Neste caso o gradiente de potencial depende da diferença de potencial entre os condutores adjacentes de cada fase. Ocorre principalmente nas cabeças de bobinas onde a proximidade entre as fases é maior, sendo separadas em alguns casos somente por um filme isolante específico para o caso de máquinas com enrolamento randômico [21]. Para máquinas de média tensão (>690 V) com bobinas pré-formadas, normalmente é utilizado um espaçador o qual é também constituído de material dielétrico e, após o processo de impregnação irá também auxiliar na sustentação mecânica das cabeças de bobinas evitando danos provenientes de vibrações. O máximo “*stress*” de tensão na isolação fase-fase é determinada pelo projeto do enrolamento e pelas características de tensão fase-fase [12].

## 2.8 Descargas Parciais

Dependendo da homogeneidade da impregnação do enrolamento do estator, podem ocorrer espaços vazios (“*Voids*”) na resina de impregnação. É em tais espaços vazios que o processo de falha na isolação entre espiras ocorre. Este mecanismo de falha é um complexo fenômeno chamado de descargas parciais (DP). A DP é uma descarga de energia que ocorre quando as seguintes condições existem:

- O valor da tensão de pico aplicada é menor do que a atual tensão de ruptura da isolação;
- A intensidade do campo elétrico local que é criado no espaço vazio ou cavidade é suficiente para exceder a rigidez dielétrica do ar (Partial Discharge Inception Voltage-PDIV);

Quando submetido a descargas parciais contínuas, o sistema de isolação degrada progressivamente, com o envelhecimento prematuro do material isolante. O processo de envelhecimento resulta de uma erosão do material isolante, reduzindo sua espessura nos locais em que as descargas ocorrem até sua capacidade de tensão de ruptura ser reduzida a níveis abaixo da tensão de pico aplicada; neste estágio ocorre a falha da isolação [10].

As figuras 2.17, 2.18, 2.19 e 2.20 ilustram este conceito, ou seja, quando o valor do nível de tensão aplicado excede a rigidez dielétrica do ar contido nos indesejáveis espaços vazios no sistema isolante, uma descarga elétrica ocorrerá nos mencionados espaços preenchidos com ar. Tais descargas elétricas poderão ocorrer nos semi-ciclos positivos e negativos da forma de onda e quanto maior o valor do nível de tensão aplicado, maior será a velocidade de degradação do sistema de isolação do motor elétrico e, conseqüentemente menor será a vida útil do mesmo.



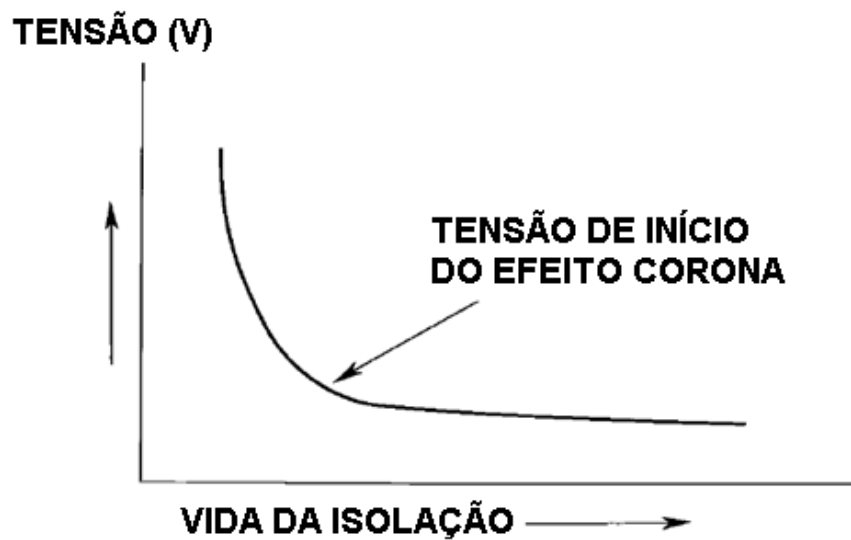


Figura 2.17: Descargas parciais.

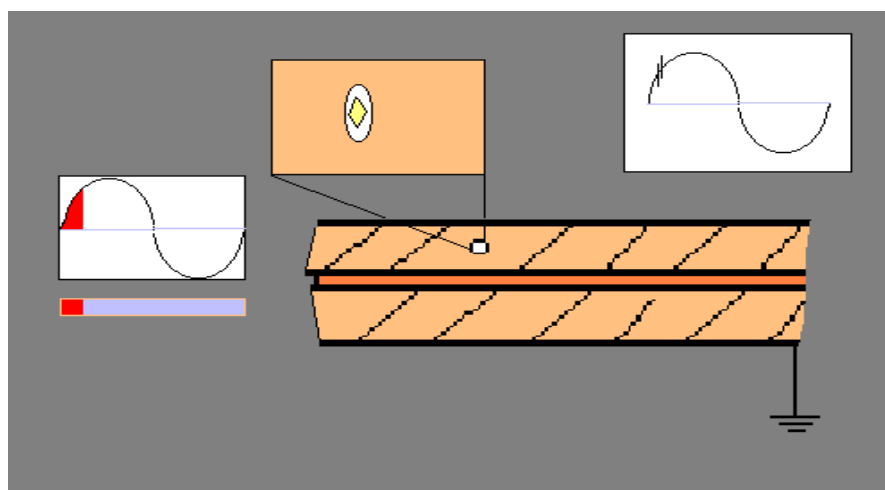


Figura 2.18: Descarga parcial ocorrendo no semi-ciclo positivo da forma de onda de tensão.

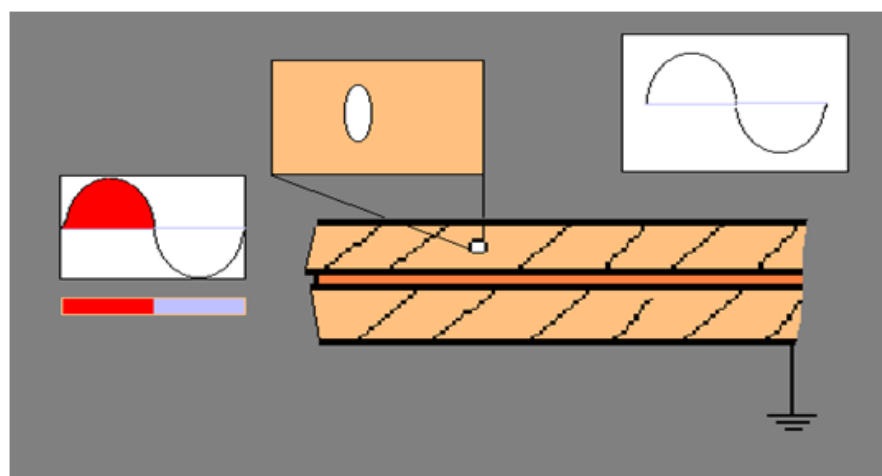
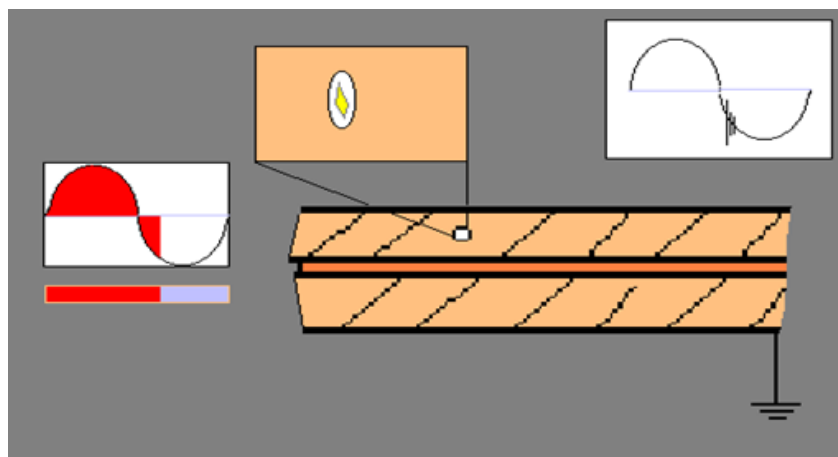


Figura 2.19: A descarga parcial deixa de ocorrer quando o valor da tensão volta a decrescer na continuidade do ciclo.



**Figura 2.20:** Descarga parcial ocorrendo no semi-ciclo negativo da forma de onda de tensão.

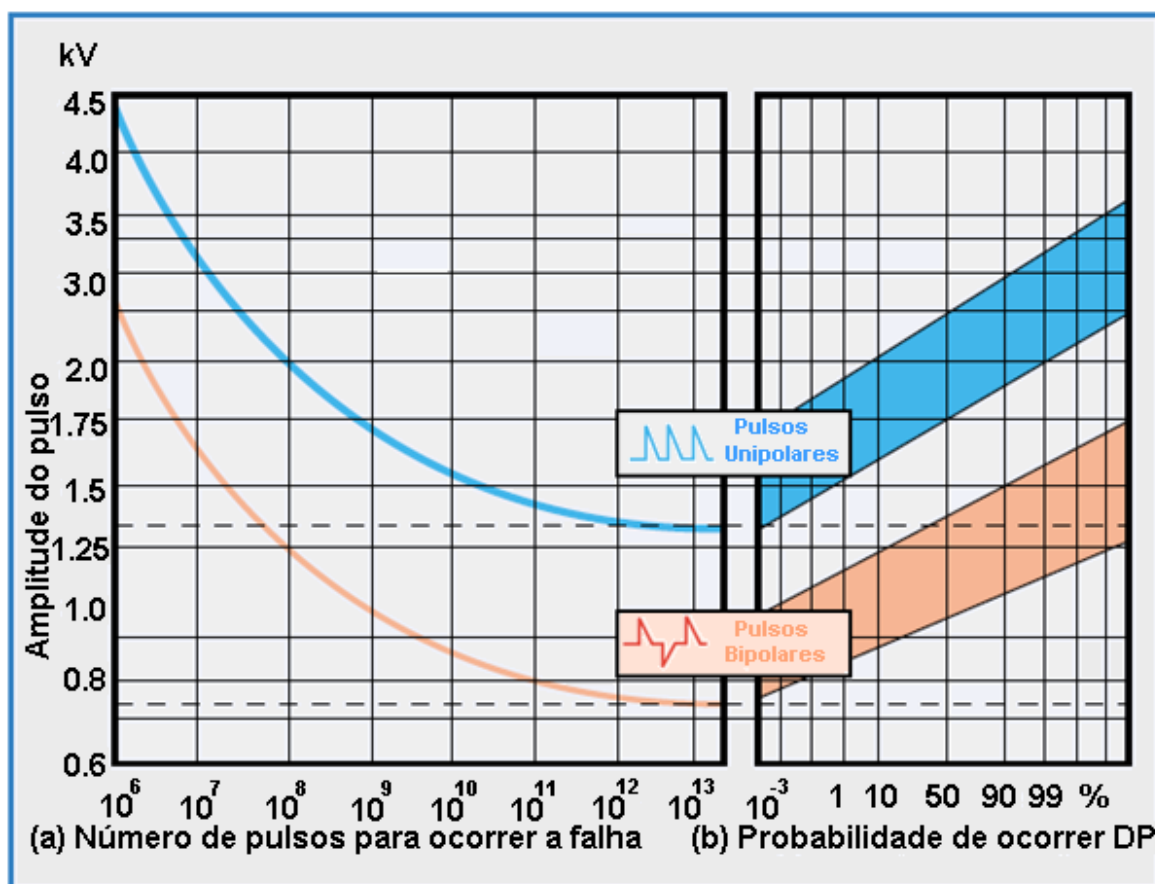
As DPs desempenham uma função importante no processo de envelhecimento e de falhas dos sistemas isolantes e freqüentemente apresentam-se como a primeira etapa, ou uma etapa intermediária, antes da ocorrência de uma falha. Nos sistemas de isolamento dos enrolamentos de máquinas girantes de alta tensão, as DPs podem ocorrer através de diversas formas tais como, descargas internas, descargas superficiais, descargas nas cabeças de bobina, descargas nas ranhuras, descargas entre barras de fases diferentes e/ou interfaces dos condutores de cobre e, descargas entre espiras [11].

Um determinado nível de DPs interno (alguns nC) pode ser admissível em máquinas girantes de alta tensão sem influenciar significativamente nas propriedades de isolamento, isto porque o isolante é apto à DPs durante longos períodos. No entanto, pequenas separações dentro da isolamento principal ou nas interfaces entre os condutores de cobre e a isolamento principal, são pontos críticos para a ocorrência de DPs. Geralmente, DPs internas deteriora o material isolante provocando o seu envelhecimento químico e térmico [11].

Os principais fatores que influenciam as DPs são: a tensão, freqüência, temperatura, a pulsação da tensão, umidade, geometria, espessura do dielétrico e, o tempo de crescimento do pulso [5].

Quando um sistema de isolamento é submetido a um campo elétrico cujo valor é acima do nível de ocorrência das descargas parciais, ocorre a erosão mecânica desse sistema de isolamento devido ao ataque das descargas parciais. Se a sobretensão estiver abaixo do nível de ocorrência das DPs, nenhuma maior degradação irá ocorrer [5].

Recentes investigações, particularmente na Universidade de Dresden [10] têm fornecido para modelos de sistemas de isolamento, relações entre o pico de tensão aplicado, tempos de crescimento do pulso (“rise time”), a probabilidade da DP e o tempo de vida da isolamento. Os resultados são mostrados na Figura 2.21 para uma temperatura de 20°C com um típico sistema de isolamento de um motor elétrico de indução padrão, apto para acionamento através de inversor, para tensões nominais de alimentação de até 500V (CA).



**Figura 2.21:** a) Relação entre o pico de tensão aplicado e o número de pulsos; b) Relação entre o pico de tensão aplicado e a probabilidade de ocorrência de DPs.

A Figura 2.21 (a), a qual é baseada nos resultados de Dresden, mostra o número de pulsos acumulativo (tempo de crescimento do pulso 0.1  $\mu$ s, duração de 5  $\mu$ s) em que a isolamento sobreviveria. A Figura 2.21 (b) apresenta a probabilidade de DP ocorrerem, ambas plotadas contra uma amplitude do pulso da tensão aplicada. A PDIV é influenciada pela temperatura. O aumento de temperatura é ocasionado devido às perdas normais no motor, combinada com

algumas perdas associadas à alta frequência, característico dos pulsos de tensão aplicados. Um aumento na temperatura de 80K pode reduzir a PDIV de aproximadamente 10%. Nas circunstâncias em que estas DPs estão ocorrendo, esta redução no nível de tensão em que as DPs passam a acontecer, resultará numa aceleração do envelhecimento do sistema de isolamento [10].

Se o sistema de isolamento do motor é operado de tal forma que o pico de tensão aplicado é menor que o PDIV, ou à uma tensão onde a probabilidade de DP é baixa e, o número de pulsos para a ocorrência de falha excede à  $10^{12}$ , pela Figura 2.21, conclui-se que não há uma redução esperada no tempo de vida útil do motor.

Para uma avaliação experimental que possa conduzir a uma previsão da vida útil esperada do motor, podem ser usados ensaios de DP. Nestes ensaios são medidas as tensões limiaries para início e extinção das descargas e é feita a contagem do número de cargas (normalmente em pico Coulombs), provenientes destas descargas em função de diferenças de potencial previamente estabelecidas (1,25; 1,5; 2,0; 2,5 kV), aplicadas no sistema isolante contra a massa (núcleo magnético e carcaça). O ensaio é feito com cada fase individualmente; quando uma dada fase estiver sendo ensaiada as demais permanecem aterradas (em contato com o núcleo magnético e carcaça). Desta forma o ensaio verifica também a interação entre as fases, detectando as descargas correspondentes [21].

As cabeças de bobinas, particularmente na curva logo após a parte reta que sai das ranhuras (Núcleo), em função desta configuração diferente, apresentam um ponto de fraqueza por onde pode dar início às descargas parciais. Isto se deve à rápida variação da geometria na região da curva, logo após a parte reta, por onde se originam grandes gradientes de potencial contra a massa (núcleo magnético). Para evitar isto é necessário alongar suficientemente o comprimento da parte reta e ainda para casos mais críticos, particularmente para motores de alta tensão (>600V), pode tornar-se necessário evitar curvas bruscas, fazendo-as então com adequados valores de raios geométricos [21].

Para maiores altitudes (acima de 1.000m) o ar torna-se mais rarefeito, reduzindo conseqüentemente as tensões limiaries para início das descargas

parciais [18]. É necessário, portanto, considerar a altitude, visto que a rigidez dielétrica do ar diminui à medida que a altitude aumenta.

## **2.9 Vibração e Forças nas “Cabeças de Bobinas”**

Há um longo tempo tem se estabelecido que vibrações possam ter um impacto significativo na vida da isolação se as forças nas cabeças de bobinas não são apropriadamente contidas. Este fato torna-se ainda mais importante quando os motores são acionados por inversores de frequência, uma vez que as vibrações podem resultar em erosão e, tal erosão pode resultar numa falha prematura em níveis maiores de “stress” no dielétrico associados com o acionamento PWM e descargas parciais. As forças nas cabeças de bobina devem também ser compreendidas com o objetivo de se configurar um sistema satisfatório, que pode suportar o esforço mecânico associado com as formas de onda PWM. Estas forças são proporcionais ao quadrado da corrente. Portanto, elas atingem seu valor máximo no instante de uma partida direta na rede. Se o conversor for utilizado como uma partida suave, estas forças durante a partida são acentuadamente reduzidas, mas continuam existindo durante a operação.

Tais forças causam uma vibração com duas vezes a frequência da rede ou do conversor e podem ser radial ou tangencial. Sob condições severas, estas forças podem fazer com que os enrolamentos se soltem e atritem com partes adjacentes [5].

## **2.10. Influência devido à presença de harmônicos**

O estágio retificador do conversor gera componentes harmônicas de baixa ordem, cujo espectro é definido pelo número de pulsos do retificador. As harmônicas de baixa ordem têm como efeito principal, a distorção da tensão na barra que alimenta o conversor e a redução do fator de potência do mesmo. Já o estágio inversor do conversor de frequência, gera as componentes harmônicas de alta ordem (kHz), cujas correntes serão atenuadas pelo motor. Tais componentes harmônicas são relevantes para o tema abordado por este trabalho.

Dentre o universo de efeitos causados no motor elétrico devido à presença dos harmônicos na forma de onda da tensão e corrente, em função da modulação PWM imposta pelo conversor de frequência, a elevação de temperatura certamente é a que impacta de maneira mais acentuada na integridade do sistema de isolamento do motor. Tal elevação de temperatura é consequência das perdas adicionais no ferro (Histerese e Foucault) e no cobre (Joule) em função do conteúdo harmônico apresentado ao motor. Estudos apresentam que uma distorção harmônica total de tensão de 2,5% pode causar um aumento adicional na temperatura de motores de indução de 4°C [8].

Com o aumento da temperatura a permissividade elétrica dos materiais isolantes aumenta, permitindo a presença de campos elétricos de maiores intensidades nos espaços de ar entre as partes isolantes. Paralelamente, com a elevação de temperatura, a rigidez dielétrica do ar diminui devido à redução de sua densidade de massa. Assim, a tensão limiar para o início da ocorrência de descargas parciais diminui [21].

## **CAPÍTULO 3 – ESTRATÉGIAS PARA SOLUCIONAR O PROBLEMA E CONSIDERAÇÕES DE PROJETOS**

Desde que a tecnologia de acionamentos elétricos com variação de velocidade utilizando chaves (tiristores) eletrônicas para o controle da forma de onda de tensão foi introduzida no mercado, o grande desafio de engenheiros tem sido a busca de soluções para tornar a relação entre o conversor de frequência e o motor elétrico amigável. Uma vez que se tem observado um aumento nas falhas prematuras na isolação de motores elétricos acionados por conversores de frequência, um dos fatores a serem trabalhados nesta relação “conversor de frequência-motor elétrico” é o desenvolvimento de sistemas isolantes para o motor elétrico, aptos a suportarem os elevados, rápidos e frequentes picos de tensão originados pelo chaveamento dos dispositivos eletrônicos nos conversores de frequência. Assim, esforços em pesquisas têm se intensificado por parte de fabricantes de motores elétricos, de materiais isolantes e de fios utilizados no bobinamento de motores, com o objetivo de desenvolver sistemas isolantes mais robustos e aptos à utilização com conversores de frequência.

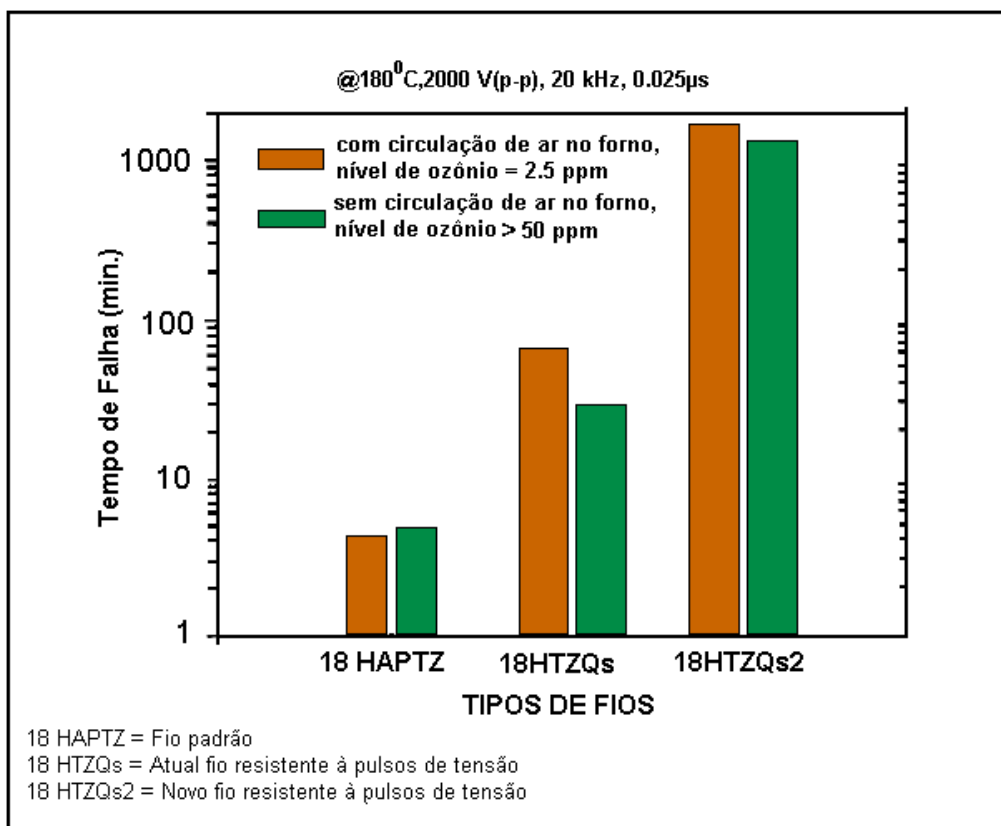
Na seqüência serão apresentados os resultados de pesquisas e considerações feitas por fabricantes de fios e motores elétricos no projeto bem como a implementação de sistemas de isolação para motores elétricos a serem acionados por conversores de frequência. Também serão apresentadas algumas técnicas comuns utilizadas na instalação entre o conversor de frequência e o motor elétrico, com o objetivo de modificar as formas de onda de tensão apresentada aos terminais do motor.

### **3.1 Fabricação de Fios**

Trabalho intenso tem sido feito na melhoria de confecção de fios. Um novo tipo de fio foi projetado com isolação resistente às descargas parciais e aos surtos de tensão os quais podem estar acima do valor inicial de tensão para a ocorrência das descargas [9]. A isolação apresenta alta estabilidade térmica, dissipando rapidamente os pontos de aquecimento, para prevenir os danos causados pelo

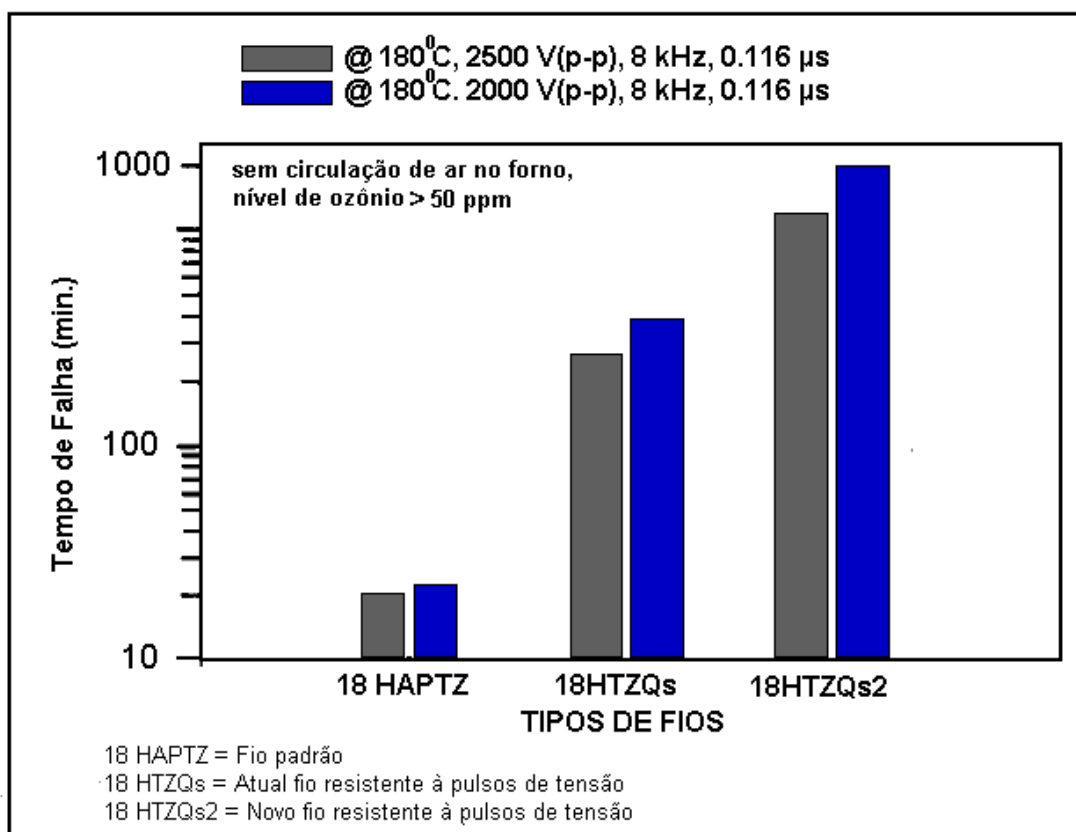
aquecimento do dielétrico resultante dos pulsos com elevado “rise time” e alta frequência. A isolação ainda possui funções de dissipação de carga para eliminar as cargas espaciais que se originam durante os pulsos com rápidos “rise time”. Entretanto, dimensionalmente, esta isolação mantém-se com os mesmos valores de um fio convencional, fator importante para manter a eficiência dos projetos dos motores, principalmente naquilo que se refere ao projeto e enchimento das ranhuras.

As Figuras 3.1, 3.2 e 3.3 apresentam os resultados obtidos com o novo fio resistente à pulsos desenvolvido por seu fabricante. Os resultados são respectivamente comparados com os atuais fios com isolamento padrão e isolamento resistente à pulsos, fornecidos pela empresa. O nível de ozônio, a temperatura e a circulação de ar são controlados durante a realização dos ensaios, pois tais variáveis impactam diretamente no valor limiar de tensão em que as descargas parciais irão ocorrer. O desenvolvimento de fios com sistemas de isolação apresentando melhores características de suportabilidade é vital para a integridade do motor elétrico quando acionado por conversor de frequência.

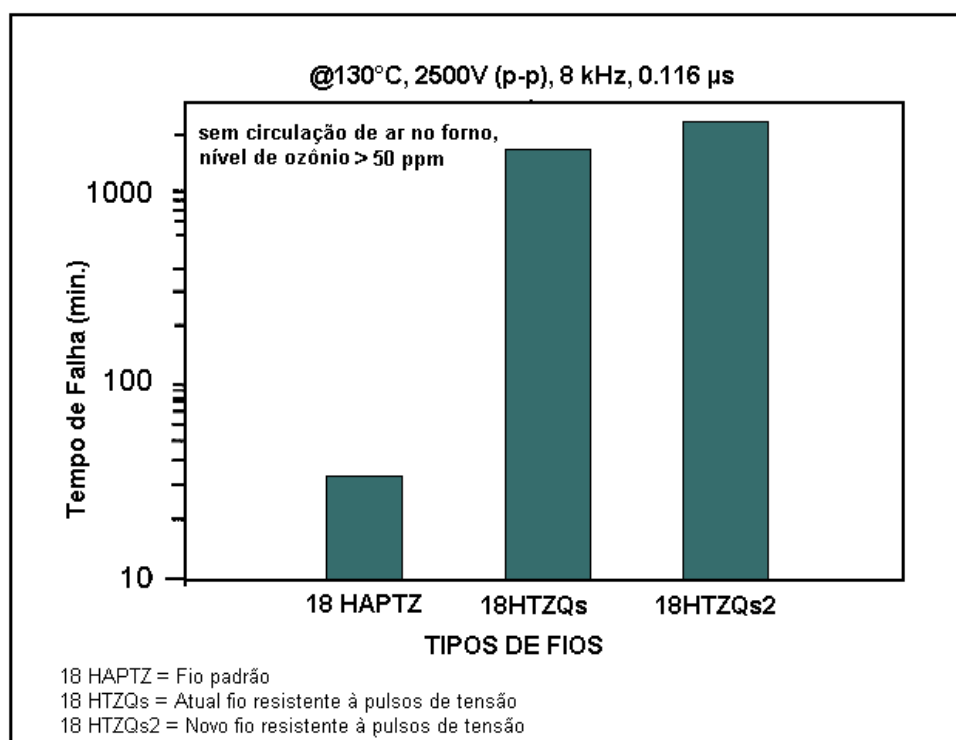


**Figura 3.1:** Comparação da performance de resistência à pulsos de fios a 180°C, 20 kHz, 2kV (p-p) e 25 ns.





**Figura 3.2:** Comparação da performance de resistência à pulsos de fios a 180°C, 8 kHz, 2-2,5 kV (p-p) e 116 ns.



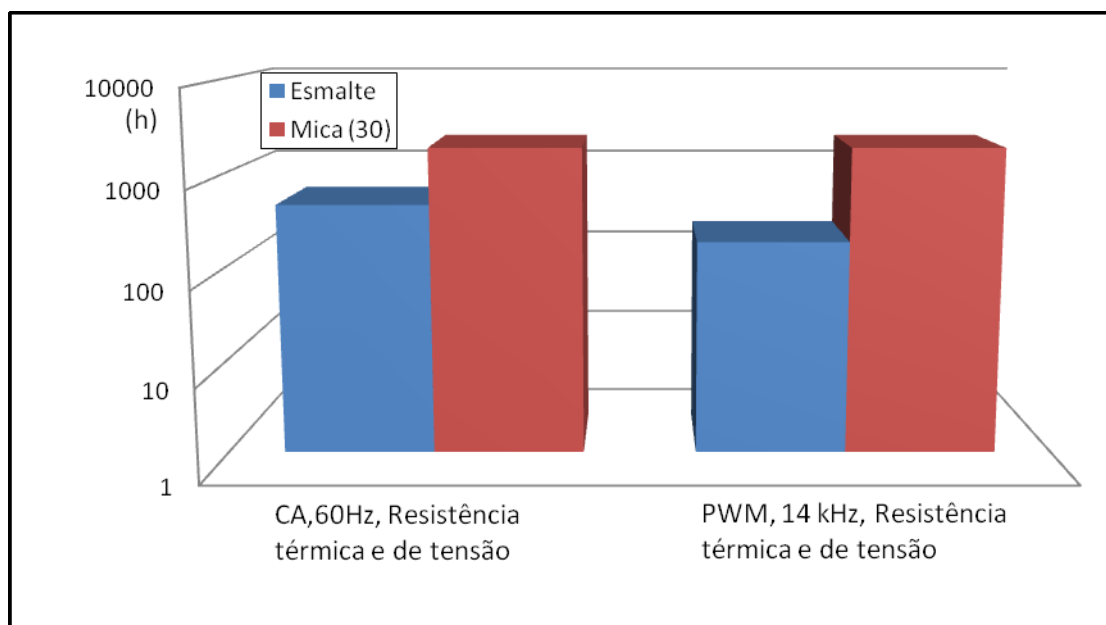
**Figura 3.3:** Comparação da performance de resistência à pulsos de fios a 130°C, 8 kHz, 2,5 kV (p-p) e 0,116 μs.

Conforme apresentado pelas Figuras 3.1, 3.2 e 3.3, o novo fio resistente à pulsos de tensão demonstra de maneira consistente nos testes de envelhecimento acelerado, uma performance superior sob altas temperaturas e alto esforço elétrico.

### 3.2. Fabricação de Motores

A importância de melhorar a robustez do isolamento de motores acionados através de conversores de frequência tem sido reconhecida e o tema foi estudado por fabricantes motores como por [4]. Critérios especiais de projeto e práticas de fabricação foram desenvolvidos para motores para tal aplicação.

A Figura 3.4 apresenta a comparação do envelhecimento térmico e de tensão para um isolamento com esmalte e outro com mica, ambos com o mesmo dielétrico de pico de tensão. Assim o fabricante tem utilizado em seus motores de média tensão a serem acionados por conversores de frequência, um isolamento à base de mica nas espiras dos enrolamentos. A fita de mica utilizada ( $30 \text{ g/m}^2$ ) possui 20% mais volume que o apresentado pelo fio esmaltado, no entanto, a vida da isolação é aumentada em 10 vezes sob condições de acionamentos com conversores PWM.



**Figura 3.4:** Comparação da resistência térmica e de tensão de espiras isoladas com esmalte e outras com mica, ambas numa situação sob a frequência nominal da rede de alimentação e noutra sob uma tensão PWM (14 kHz). Testes realizados a 3 kV (pico) e 155°C.

O fabricante tem também se esforçado para encontrar uma solução em termos de isolação apta a trabalhar com inversor de frequência e simultaneamente, sem o acréscimo de volume de material. Tal aumento no volume do motor projetado é indesejável, pois há a necessidade de utilizar quantidade adicional de material ao produzir o motor, conseqüentemente os custos de fabricação serão maiores e a competitividade comercial do produto poderá ser comprometida. Assim, um novo material isolante, com classe térmica H, foi desenvolvido para ser utilizado em motores a serem acionados através de conversores de frequência com tensão nominal de até 13,8 kV.

### 3.3. Aspectos construtivos utilizados na WEG S.A.

#### 3.3.1 Desenvolvimento de Materiais Isolantes

Tem-se realizado incessantes estudos e investimentos em pesquisas e desenvolvimentos de novos sistemas de isolação para os motores elétricos, capazes de suportar às exigências dos conversores de frequência.

Recentemente a WEG anunciou ao mercado um novo sistema de isolação para motores de Baixa Tensão comercialmente denominado WISE (WEG Insulation System Evolution). Tal sistema de isolação, composto pelo isolante do fio, filmes isolantes, sistema e materiais de impregnação, pode suportar tensões de pico e valores de  $dV/dt$  conforme os descritos pela tabela 3.1.

**Tabela 3.1:** Características apresentadas pelo sistema de isolação WISE

| Tensão nominal do motor (VNOM)          | Tensão de Pico         | $dV/dt$                            |
|---|------------------------|------------------------------------|
| $VNOM \leq 460 \text{ V}$               | $\leq 1.430 \text{ V}$ | $\leq 5.200 \text{ V}/\mu\text{s}$ |
| $460 \text{ V} < VNOM \leq 575\text{V}$ | $\leq 1.780 \text{ V}$ | $\leq 6.500 \text{ V}/\mu\text{s}$ |
| $575 \text{ V} < VNOM \leq 690\text{V}$ | $\leq 2.140 \text{ V}$ | $\leq 7.800 \text{ V}/\mu\text{s}$ |

Para o enrolamento estático de máquinas com tensão nominal de 1kV a 15 kV, utilizam-se fios com seções transversais retangulares isolados com esmalte, ou com mica ou ainda, com uma combinação desses dois isolantes, sendo que, o nível dos pulsos de tensão nos terminais do motor e os critérios de

projeto, irão definir o(s) isolante(s) a ser(em) utilizado(s). Tais fios podem apresentar boa rigidez dielétrica e resistência ao efeito corona.

### **3.3.2 Normalização e Considerações de Projeto**

A normalização até então oficialmente publicada pelos órgãos competentes, estabelece parâmetros para testes e avaliação de materiais de sistemas de isolamento utilizados em motores elétricos CA acionados diretamente na rede de alimentação [14]. Ou seja, tais normas não consideram as causas e os efeitos quando tais sistemas de isolamento são submetidos à multiplicidade de fatores apresentada quando o motor é acionado através de conversor de frequência.

No entanto, muito se tem feito com o objetivo de normalizar procedimentos de testes para a qualificação de materiais e desenvolver regras de projetos e de processos de sistemas de isolamento de motores elétricos, os quais sejam capazes de apresentar requisitos mínimos para a operação com inversores de frequência. Algumas instituições normativas estão em processo de elaboração, votação e análise dos textos que irão compor tais normas [12] e [13].

Tem-se ainda desenvolvido normas internas descrevendo o método de ensaio a ser empregado para determinar a resistência ao desgaste de fios circulares esmaltados, quando submetidos à uma taxa elevada de descargas parciais.

Não há uma norma nacional que regule o uso de conversores eletrônicos utilizados para o acionamento de motores elétricos CA. Atualmente tem-se algumas normas internacionais [15],[16],[17] abordando o assunto e, quando se trata especificamente do sistema de isolamento de motores a serem acionados por conversores de frequência, outras ainda estão sendo elaboradas [12] e [13].

Desta forma, considerando o resultado de análises laboratoriais, bem como o resultado de experiências no campo, normas internas à WEG foram desenvolvidas para o regulamento da utilização de motores acionados por conversores de frequência com tensão de alimentação de até 690 V, bem como os critérios de bobinagem e de isolamento de tais motores.

De modo similar, outros documentos internos com o procedimento para a isolamento e com critérios de projeto de motores de média tensão (com tensão

nominal acima de 1 kV e até 13,8 kV), a serem acionados por conversores de frequência, estão também sendo elaborados.

Assim, as seguintes considerações são de relevante importância no projeto de motores de grande porte (carcaças IEC 280 a 1250) e acionados por conversores de frequência:

➤ **Folga Térmica**

Alguns conversores de baixa tensão, com tensões nominais entre 220V a 690V, são cada vez mais projetados com o objetivo de otimização dos custos envolvidos. Desta forma, raramente estes conversores apresentarão uma topologia ou filtros de saída para a minimização da THD (Total Harmonic Distortion). Assim, o valor da THD pode ser considerável, resultando num aquecimento adicional do motor elétrico de 8°C a 10°C. Portanto, para que o motor mantenha uma elevação de temperatura de 80K, seu projeto deve ser compensado de forma a apresentar uma elevação de temperatura de aproximadamente 70K quando acionado por uma forma de onda senoidal. Tal projeto é obtido, sobredimensionando-se o motor, ou seja, considerando a utilização de uma maior quantidade de material ativo (chapas de aço e cobre).

Normalmente, os conversores de frequência de média e alta tensão (com tensões nominais maiores de 1.000 V), apresentam circuitos com uma melhor topologia e/ou a presença de filtros em sua saída. Portanto, as formas de onda de tensão apresentadas por esses conversores possuem menores THD quando comparados com os conversores de baixa tensão e os motores por eles acionados irão apresentar elevação de temperatura da ordem de 3°C a 5°C devido à presença de tais harmônicos. Estes valores de THD são bastante similares às instalações industriais típicas e para estes casos, não se faz necessário o sobredimensionamento do motor durante a etapa de projeto.

➤ **Sistema de isolamento do motor elétrico**

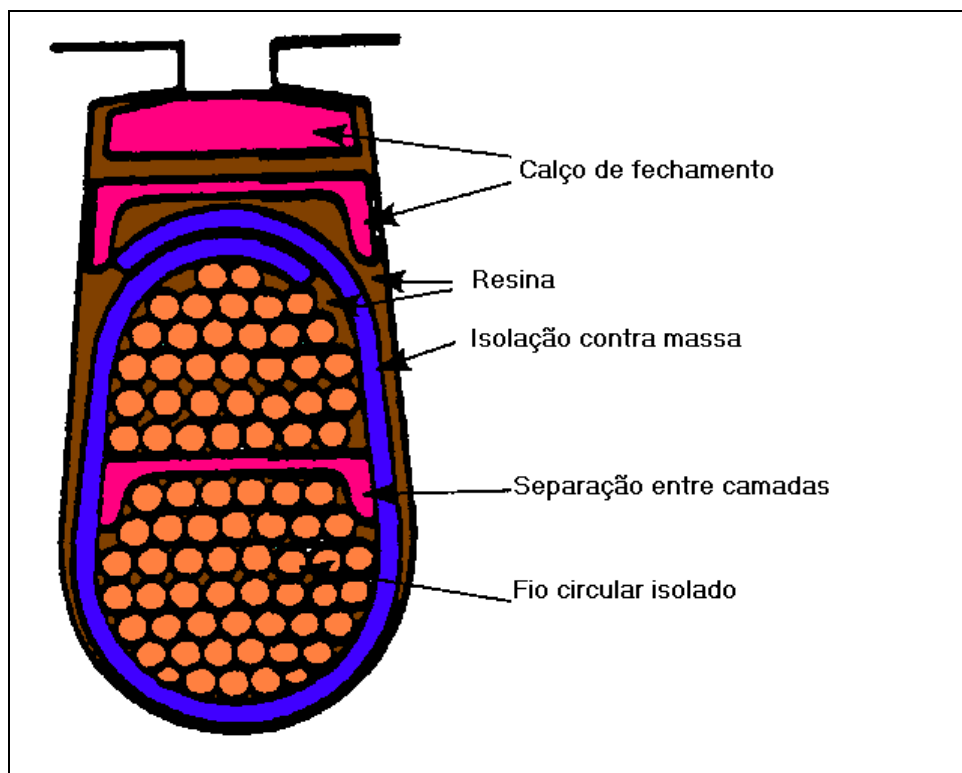
Devido à topologia usual dos conversores de frequência, ao aterrar o ponto de neutro dos mesmos, uma tensão de modo comum, com amplitude aproximada de 50% da tensão nominal surge nos terminais do motor. Por esse motivo, o motor elétrico deve ser projetado de forma a estar apto a suportar uma tensão de

alimentação de 1,5 vezes o valor da tensão nominal. Assim, torna-se necessário reforçar a isolação principal do enrolamento e/ou a de fundo de ranhura.

Para motores de baixa tensão, com tensões nominais de 220V a 690V, onde o fio circular é utilizado em seu enrolamento (normalmente carcaças inferiores a IEC 500), o sistema de isolação é como o apresentado pela Figura 3.5. Em motores acionados por conversores de frequência, o fio deve apresentar uma isolação reforçada, mas com aproximadamente as mesmas dimensões do fio utilizado no projeto do motor a ser acionado diretamente na rede de alimentação com tensão senoidal. Neste caso, a isolação de fundo de ranhura também é reforçada utilizando um material com maior rigidez dielétrica do que a do material usualmente utilizado em motores acionados com tensão senoidal. Assim, como não há um aumento significativo nas dimensões dos isolantes, não se torna necessário reduzir a quantidade de condutor dentro da ranhura, com o conseqüente sobredimensionamento do motor para que a potência nominal solicitada seja obtida.

Nos motores de média tensão (tensão maior que 1.000V) e nas de baixa tensão de potência maior (em geral carcaça superior à IEC 450), utiliza-se bobinas pré-formadas, conforme apresentado pela Figura 3.6. Nos motores de baixa tensão com bobinas pré-formadas não há a necessidade de reforçar a isolação, uma vez que os critérios de fabricação adotados já garantem um isolamento adequado. Nos motores de média tensão, o fio de cobre é isolado com fita de mica, e o reforço da isolação é obtido utilizando-se fio esmaltado. Este esmalte adicional acarreta um aumento na espessura final da isolação do fio.

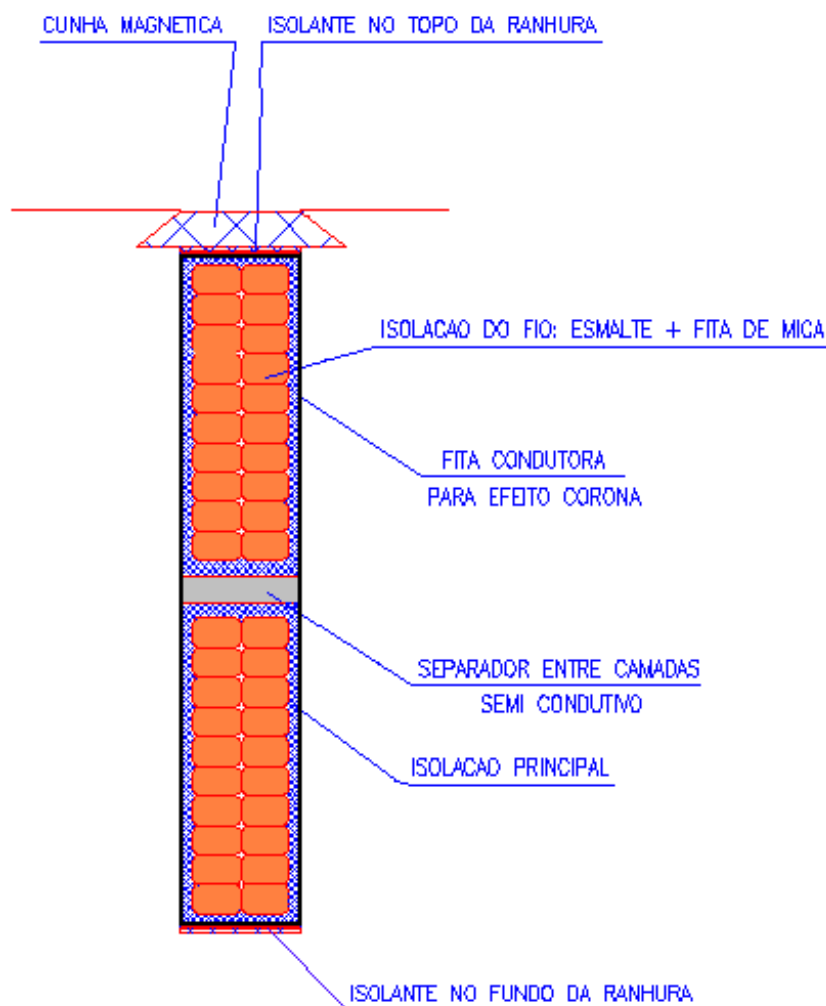
No Anexo 2 apresenta-se detalhes do processo de impregnação conhecido como GVPI (“Global Vacuum Pressure Impregnation”) utilizado em máquinas elétricas de baixa, média e altas tensões que utilizam bobinas pré-formadas de 380V a 15.000V.



**Figura 3.5:** Bobina com fio circular.

Em função da presença da tensão de modo comum, há a necessidade de reforçar a isolamento principal para 1,5 vezes a tensão nominal. Desta forma, para uma determinada ranhura, com o aumento da espessura da isolação do fio e da isolação principal, é necessário reduzir a seção transversal do condutor. Essa redução acarreta um aumento na resistência do enrolamento e conseqüentemente, aumento nas perdas Joule associadas. Assim, para se manter a elevação nominal de temperatura da máquina, torna-se necessário considerar em projeto o sobredimensionamento da mesma, o qual é realizado com o acréscimo de mais material ativo (chapas de aço e cobre).

As bobinas pré-formadas dos motores projetados para operarem com tensão nominal de 6,0 kV a 15 kV possuem uma camada adicional de fita semicondutora na saída do pacote de chapas, com o objetivo de tornar os níveis de tensão mais uniformes e desta forma evitar a ocorrência de descargas elétricas pelo efeito corona.



**Figura 3.6:** Bobina pré-formada.

As demais considerações de projeto para motores acionados por conversores de frequência tais como, valores de torque e potência e sistema de isolamento de mancais não serão aqui abordados. No entanto, tais aspectos são de relevante importância ao se projetar motores elétricos a serem acionados por conversores de frequência, principalmente os motores de grande porte.

### 3.4 Métodos preventivos alternativos

No entanto, para algumas aplicações, mesmo com as melhorias nas condições de isolamento e considerações de projeto direcionadas ao motor elétrico, não é possível atingir as características de suportabilidade exigidas pela instalação.



Assim, torna-se necessário a implementação de técnicas que proporcionem a modificação da tensão nos terminais do motor. Estas técnicas são essencialmente as colocações de mecanismos entre o motor e o inversor para limitar a taxa de crescimento do pulso, reduzir o coeficiente de reflexão e por meio disso, reduzir o nível da tensão de pico. Estas técnicas podem ser resumidas em:

- Reatores de Saída;
- Filtros  $dV/dt$  de Saída;
- Filtros senoidais;
- Filtros RC;

Serão descritas as características de cada uma destas técnicas. Considerando-se o caso anteriormente apresentado pela Figura 2.10 (c) para o comprimento de cabo de 42 m, serão apresentados exemplos ilustrando resultados que poderão ser obtidos para a forma de onda de tensão nos terminais do motor ao implementar-se cada uma das técnicas. Conforme mencionado anteriormente na Seção 2.3.2 o conversor com frequência utilizado para a realização dos testes possui modulação 2kHz e tensão de alimentação de 460Vca [6],[10].

### **3.4.1 Reatores de Saída [10]**

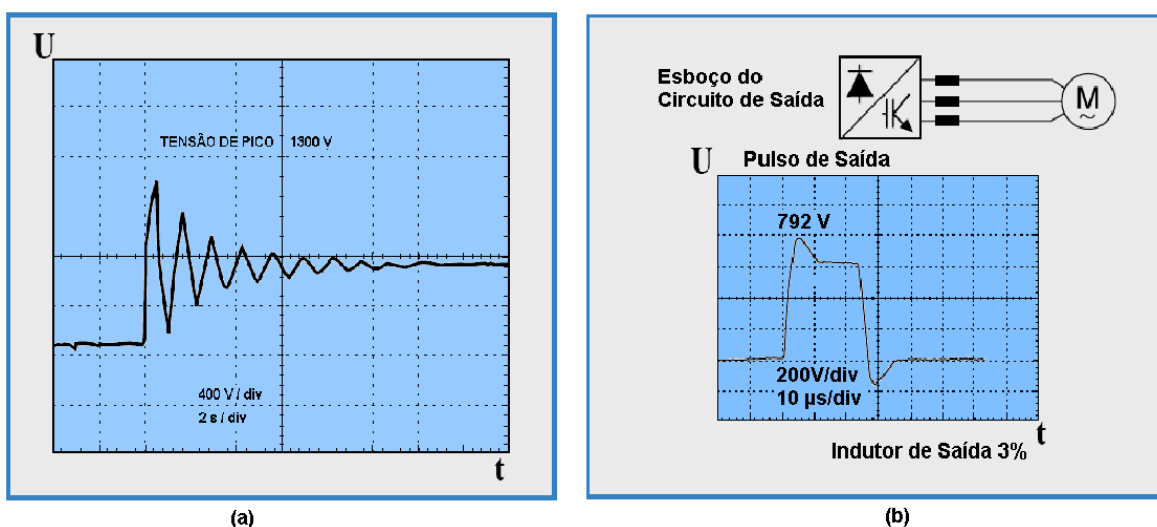
São reatores especialmente projetados os quais podem acomodar a forma de onda PWM sem apresentar aquecimentos indevidos e podem também fornecer os valores de indutância necessários para o espectro de frequência exigido pela aplicação. Tais reatores são utilizados para reduzir o  $dV/dt$  e o pico de tensão.

Normalmente o reator de saída é montado dentro do compartimento do painel metálico do conversor de frequência, com a conseqüente necessidade de espaço adicional, custo e redução da eficiência do sistema. Ao adicionar um reator na extremidade do cabo que está conectado ao conversor de frequência, a impedância de surto do cabo será modificada. Como a impedância de surto do cabo é normalmente menor que a do motor, aumentando tal valor artificialmente, o coeficiente de reflexão será menor o qual reduzirá a magnitude da onda refletida. Assim, a tensão refletida viajando no condutor de volta para os terminais do motor é menor, reduzindo desta forma os esforços elétricos na isolação do

motor. Tipicamente o valor de impedância utilizado é 0,03 p.u. (3 por cento de impedância)

Entretanto, cuidados adicionais são necessários uma vez que os reatores podem teoricamente estender a duração do pico de tensão se selecionados incorretamente.

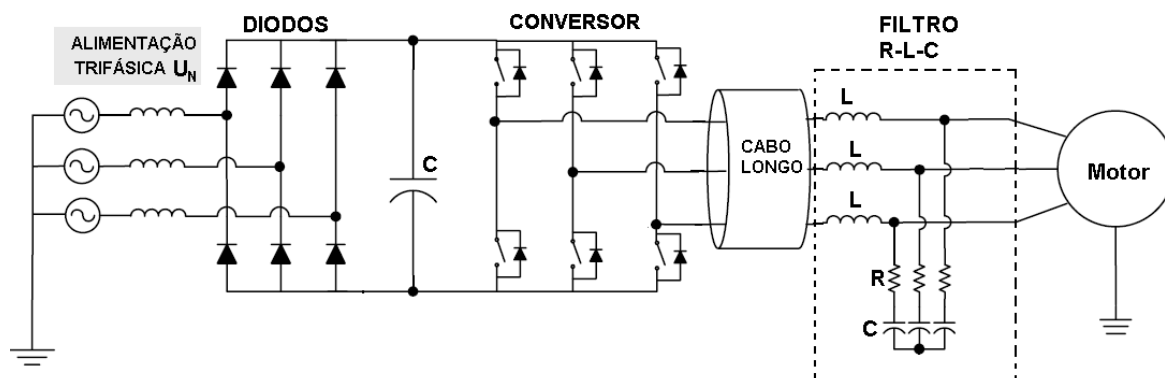
Para a forma de onda apresentada pela Figura 3.7, a adição do reator estendeu o tempo de crescimento do pulso em aproximadamente  $5 \mu\text{s}$  e reduziu o pico de tensão para 792V, o qual é aceitável para a isolação da maioria dos motores padrões.



**Figura 3.7:** (a) Sinal de entrada e (b) sinal de saída obtido com a utilização de um reator de saída.

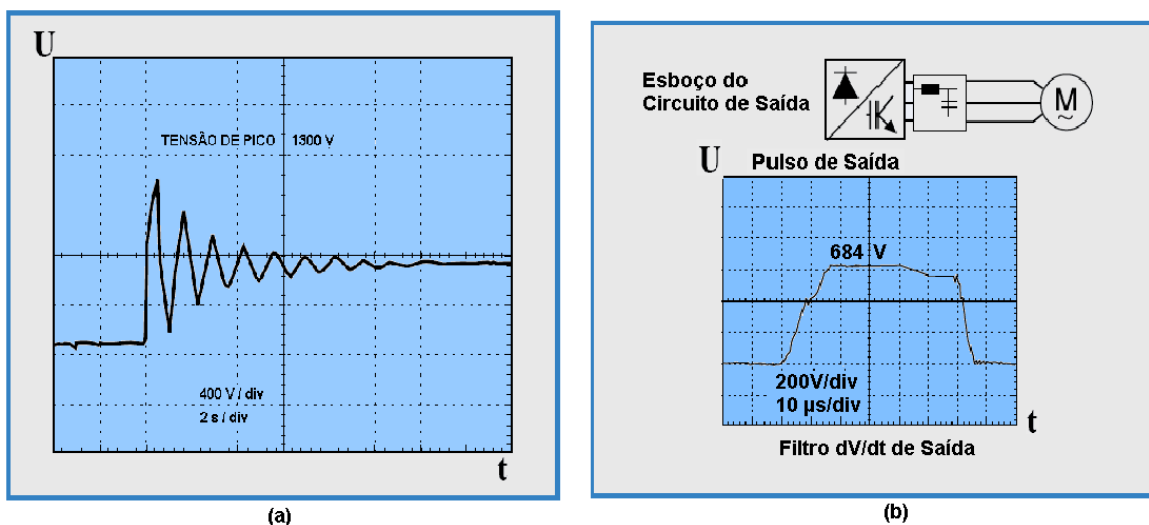
### 3.4.2 Filtros $dV/dt$ de Saída [10]

Neste caso um projeto consistindo de capacitores, indutores e diodos (ou resistores) pode ser utilizado para limitar a taxa de crescimento do pulso de tensão, reduzindo drasticamente a amplitude e a taxa de crescimento do pico de tensão. A Figura 3.8 ilustra a instalação do filtro  $R-L-C$  no circuito entre o conversor de frequência e o motor elétrico.



**Figura 3.8:** Filtro R-L-C instalado nas proximidades dos terminais do motor.

No exemplo da Figura 3.9, o pico de tensão é reduzido à 684V com um  $dV/dt$  de  $40V/\mu s$ . Tais filtros permitem o uso da maioria dos motores sem problemas e são então recomendados se os dados do motor são desconhecidos, como no caso de motores já existentes, mas que a instalação está sendo modernizada com a instalação de conversores de frequência.



**Figura 3.9:** (a) Sinal de entrada e (b) sinal de saída obtido com a utilização de um filtro  $dV/dt$  de saída.

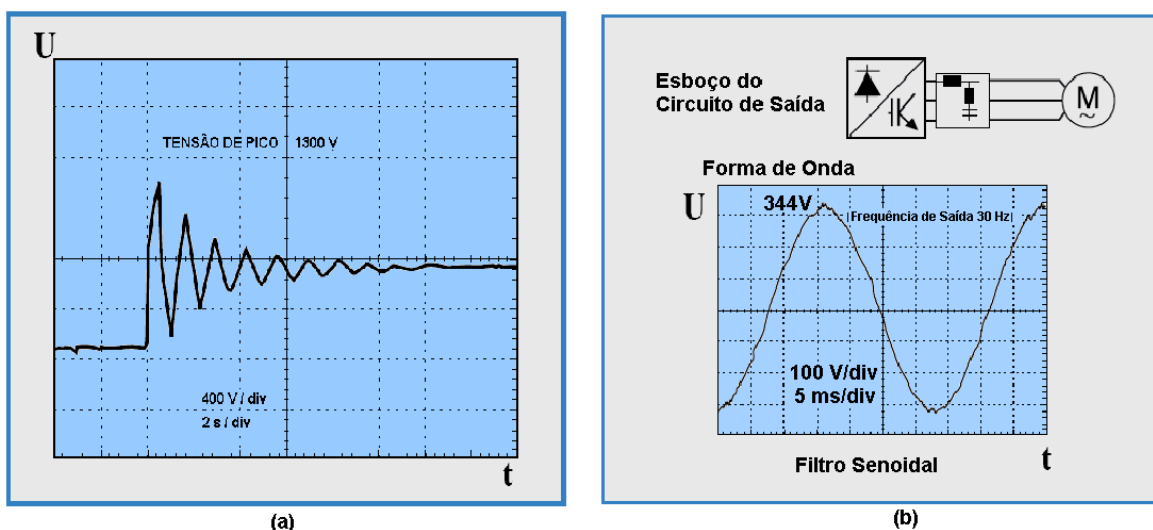
### 3.4.3 Filtros Senoidais [10]

Consistem basicamente da combinação de um reator e um capacitor formando um filtro LC passa baixa. O conceito é que o filtro possui uma frequência de ressonância de aproximadamente 1 a 1,5 kHz e as frequências maiores que aquelas serão absorvidas pelo filtro e não apresentadas ao motor.

Obviamente é importante que a frequência de chaveamento do conversor seja colocada em aproximadamente 1 kHz maior que a frequência de ressonância para prevenir o excesso de correntes filtradas.

Assim, o filtro passa baixa permite que as correntes de alta frequência sejam bloqueadas. Isto faz com que as formas de onda nos terminais do motor se tornem aproximadamente senoidais. As formas de onda da tensão e da corrente são, para um ciclo, como apresentado pela Figura 3.10. Estes tipos de filtros são os mais caros, no entanto, eles apresentam as seguintes vantagens:

- Reduzem o ruído do motor;
- Reduzem as perdas do motor;
- Simplifica a certificação de motores para áreas classificadas;
- Permite o uso de motores com longos cabos até o conversor de frequência.



**Figura 3.10:** (a) Sinal de entrada e (b) sinal de saída obtido com a utilização de um filtro senoidal.

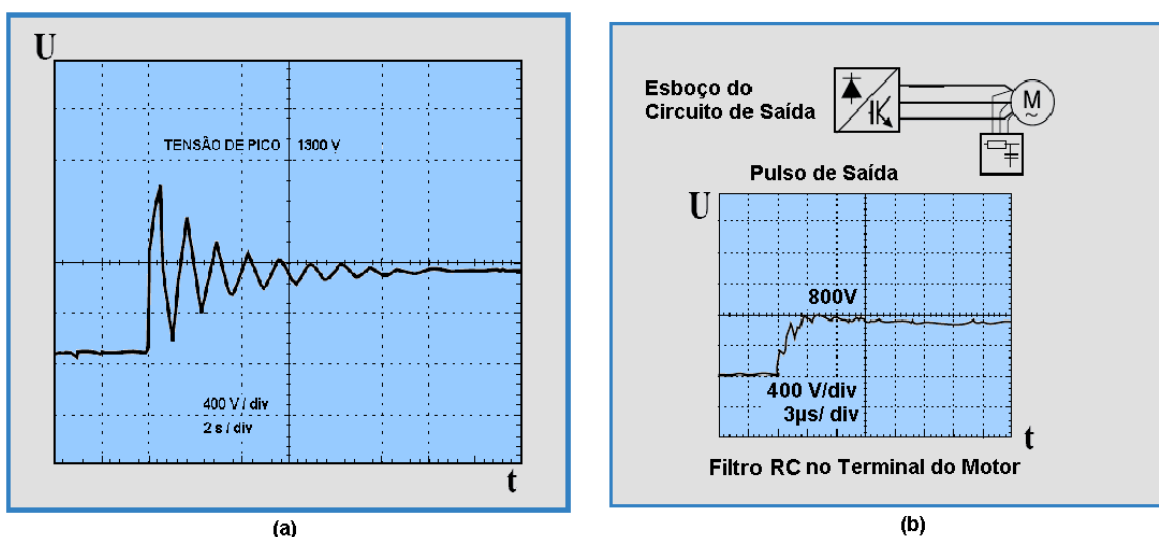
### 3.4.4 Filtros RC [10]

Alguns fabricantes produzem filtros capacitivos/resistivos em série os quais podem ser localmente conectados nos terminais do motor, normalmente como uma caixa extra montada próxima ao motor. Os pulsos incidentes com rápidas taxas de crescimento vêem o capacitor como um curto circuito, assim o elemento resistivo fica temporariamente conectado nas extremidades dos cabos. Se este resistor possui valores próximos à da impedância característica do cabo, então as sobretensões não irão ocorrer. Como o capacitor carrega, a corrente através do

circuito se reduz, então as perdas no resistor estão limitadas à duração do tempo de crescimento do pulso.

Este tipo de filtro também estenderá o tempo de crescimento do pulso de tensão à diversos microsegundos enquanto o pico de tensão é também limitado. Desta forma o filtro *RC* pode efetivamente minimizar os pulsos de tensão nos terminais do motor e oferecer uma proteção muito boa ao mesmo.

Para o exemplo ilustrado na Figura 3.11 o pico de tensão é agora somente 800V, com um tempo de crescimento do pulso de 2  $\mu$ s, o qual seria apto para a maioria dos motores.



**Figura 3.11:** (a) Sinal de entrada e (b) sinal de saída obtido com a utilização de um filtro RC no terminal do motor.

## Capítulo 4 – Resultados Experimentais

Com o objetivo de obter dados que retratem a influência do conversor de média tensão ao acionar um motor elétrico, realizou-se ensaios nos laboratórios de testes da WEG Automação de um conjunto motor-conversor de frequência e o comportamento de determinados parâmetros do motor elétrico foram registrados [23].

O mesmo motor é então acionado na rede elétrica de alimentação, com tensão de alimentação senoidal. Os mesmos parâmetros anteriormente registrados para a situação com inversor, são também verificados.

Os resultados obtidos nas diferentes situações, motor acionado por conversor de frequência e motor acionado diretamente na rede de alimentação, são então comparados.

### 4.1 O motor elétrico utilizado

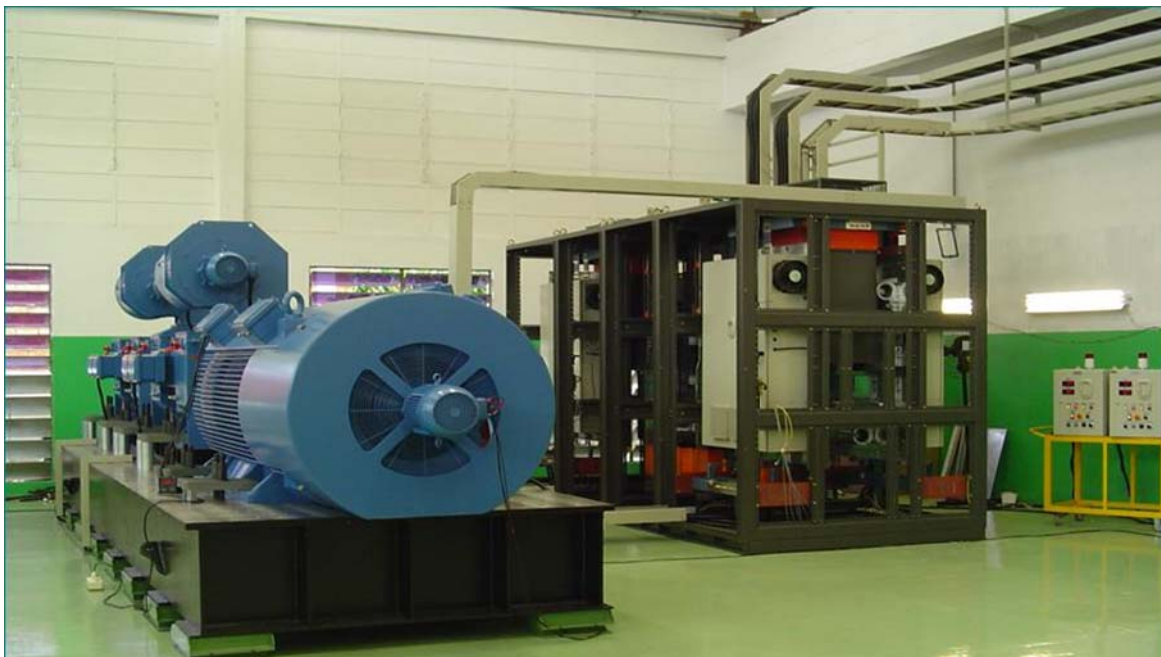
O motor elétrico utilizado para a realização dos testes é o de número série WEG 123262 com as características nominais apresentadas pela tabela 4.1:

**Tabela 4.1:** Características técnicas do motor WEG utilizado para a realização dos testes.

|                         |              |
|-------------------------|--------------|
| Modelo                  | HGF 560      |
| Potência                | 2.500 CV     |
| Tensão do estator       | 4.160 V      |
| Número de pólos         | 04           |
| Frequência              | 60 Hz        |
| Regime de serviço       | S1           |
| Fator de serviço        | 1.0          |
| Grau de proteção        | IP 55        |
| Forma construtiva       | B3D          |
| Classe de isolamento    | F            |
| Elevação de temperatura | 100°C        |
| Sentido de rotação      | Bidirecional |

O motor possui ventilação independente fornecida por motor trifásico de 10 CV, carcaça 132S, 4 pólos, 220/380/440V, 60Hz. Tal ventilação independente permite que o motor seja testado com torque nominal numa ampla faixa de velocidade (1 a 100 Hz).

Um encoder modelo HS35B-1024-99WB2 Dynapar, acoplado ao eixo do motor, fornece informação ao conversor sobre a velocidade do motor elétrico, fazendo com que a mesma possa ser mantida em determinado valor com precisão. A Figura 4.1 ilustra o motor utilizado.



**Figura 4.1:** Motor modelo HGF utilizado para a realização dos testes.

## 4.2 O conversor de frequência utilizado

O conversor de frequência utilizado é o modelo WEG MVW 01, conforme apresentado pela Figura 4.2.



**Figura 4.2:** Conversor de frequência de média tensão utilizado para a realização dos ensaios.

## 4.3 Os testes

### 4.3.1. O Motor elétrico sendo acionado diretamente na rede de alimentação

Para a realização das medidas de temperatura foram utilizados sensores dispostos da seguinte maneira:

- 01 sensor tipo PT-100 no mancal dianteiro e 01 sensor tipo PT100 no mancal traseiro;
- 02 sensores tipo PT-100 em cada fase elétrica do motor;
- 01 sensor para medir a temperatura do ar nas aletas do motor;
- 01 sensor para medir a temperatura do ambiente onde os testes foram realizados.



Foi utilizado um transformador de 4MVA com secundário de 4.160V, sendo que o seu TAP foi ajustado de forma tal que o motor recebesse tensão nominal quando estivesse com torque nominal. O motor foi acionado com Soft-Stater de 4.160V com by-pass.

A carga foi fornecida por dinamômetro o qual foi ajustado para fornecer o valor nominal do motor, ou seja, 9.800 N.m.

Foram registradas as formas de onda das correntes e tensões no motor e no primário do transformador, para que a análise harmônica das mesmas fosse realizada.

Registraram-se também as condições de operação do motor, ou seja, torque, velocidade, potência, rendimento, elevação de temperatura com registro de valores até a estabilização térmica, além da potência de entrada.

A carga aplicada no eixo do motor pelo dinamômetro foi reduzida para 90% do valor nominal e novamente registraram-se as condições de operação do motor, bem como os valores de temperatura até a estabilização da mesma.

As condições de operação do motor foram também registradas para valores de torques iguais a 75%, 50% e 25% do valor nominal.

Registraram-se também as formas de onda das tensões e correntes de modo comum no motor elétrico.

## A-Teste de elevação de temperatura

**Tabela 4.2:** Valores de elevação de temperatura obtidos com o motor conectado diretamente à rede de alimentação através de contactor e transformador de 4 MVA com secundário em 4.160V, para uma condição de 100% de carga aplicada na ponta de eixo do motor.

| <b>Torque:9.800 N.m (100%)/Tempo de ensaio: 08 horas/Temperatura Ambiente (T<sub>a</sub>)=14,9°C</b> |                  |  |  |
|--|------------------|--|--|
|  |                  | Temperatura Final (T <sub>f</sub> ) °C | $\Delta t = (T_f - T_a)^\circ\text{C}$ |
| CH1  | Enrolamento R1   | 114,7                                  | 99,8                                   |
| CH2  | Enrolamento R2   | 115,5                                  | 100,6                                  |
| CH3  | Enrolamento S1   | 130,7                                  | 115,8                                  |
| CH4  | Enrolamento S2   | 111,0                                  | 96,1                                   |
| CH5  | Enrolamento T1   | 114,6                                  | 99,7                                   |
| CH6  | Enrolamento T2   | 119,3                                  | 104,4                                  |
| CH7  | Mancal Dianteiro | 63,6                                   | 48,7                                   |
| CH8  | Mancal Traseiro  | 75,4                                   | 60,5                                   |
| CH9  | Ar nas Aletas    | 26,2                                   | 11,3                                   |

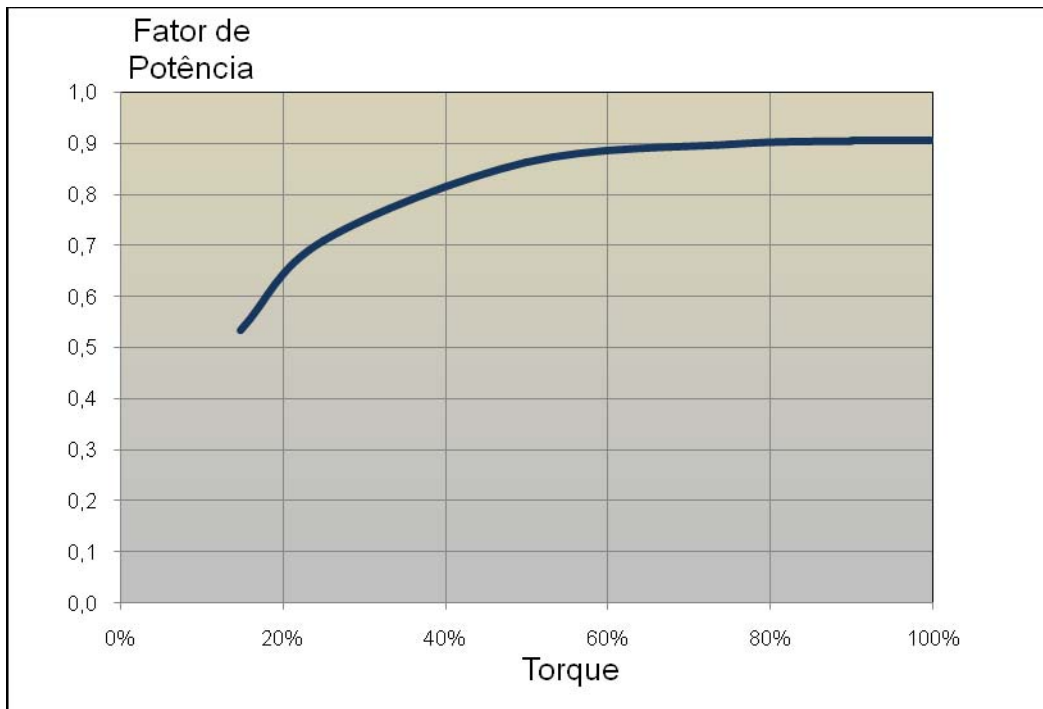
**Tabela 4.3:** Valores de elevação de temperatura obtidos com o motor conectado diretamente à rede de alimentação através de contactor e transformador de 4 MVA com secundário em 4.160V, para uma condição de 90% de carga aplicada na ponta de eixo do motor.

| <b>Torque:8.820 N.m (90%)/Tempo de ensaio: 10 horas/Temperatura Ambiente (T<sub>a</sub>)= 17,7°C</b> |                  |  |  |
|--|------------------|--|--|
|  |                  | Temperatura Final (T <sub>f</sub> ) °C | $\Delta t = (T_f - T_a)^\circ\text{C}$ |
| CH1  | Enrolamento R1   | 108,7                                  | 91,0                                   |
| CH2  | Enrolamento R2   | 108,1                                  | 90,4                                   |
| CH3  | Enrolamento S1   | 123,4                                  | 105,7                                  |
| CH4  | Enrolamento S2   | 104,4                                  | 86,7                                   |
| CH5  | Enrolamento T1   | 107,5                                  | 89,8                                   |
| CH6  | Enrolamento T2   | 110,9                                  | 93,2                                   |
| CH7  | Mancal Dianteiro | 63,4                                   | 45,7                                   |
| CH8  | Mancal Traseiro  | 75,8                                   | 58,1                                   |
| CH9  | Ar nas Aletas    | 28,5                                   | 10,8                                   |

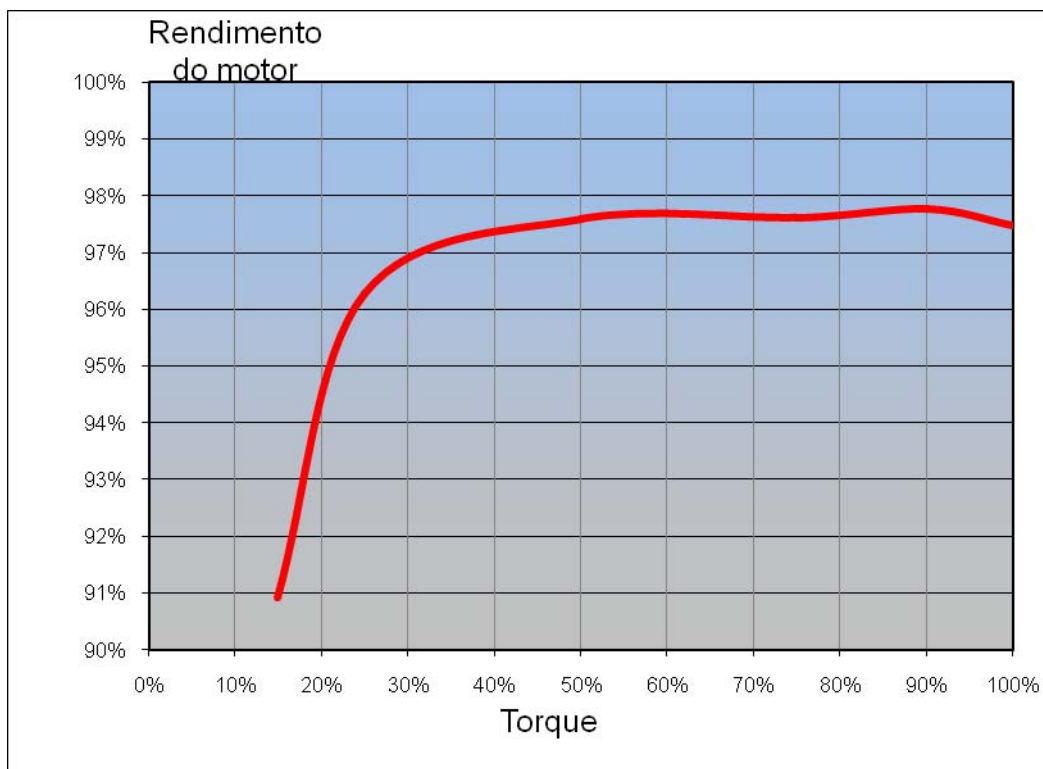
## B - Teste de variação do torque de carga

**Tabela 4.4:** Valores das condições de operação do motor com o mesmo conectado diretamente à rede de alimentação através de contactor e transformador de 4 MVA com secundário em 4.160V, para diferentes condições de carga aplicada na ponta de eixo do motor.

| Carga (%) / Torque [N.m] |      | Tensão [V] | Corrente[A] | Cos( $\Phi$ ) | Pot.Mec [kW] | Pot.Ele. [kW] | $\eta$ motor (%) | Velocidade (rpm) |
|--------------------------|------|------------|-------------|---------------|--------------|---------------|------------------|------------------|
| a vazio                  | 1456 | 4113,20    | 78,93       | 0,54          | 274,40       | 301,84        | 90,91            | 1799             |
| 25 %                     | 2484 | 4106,86    | 96,34       | 0,71          | 467,71       | 485,78        | 96,28            | 1798             |
| 50 %                     | 4949 | 4082,96    | 156,39      | 0,86          | 931,02       | 954,07        | 97,58            | 1796             |
| 75 %                     | 7384 | 4072,14    | 224,31      | 0,90          | 1387,57      | 1421,61       | 97,60            | 1794             |
| 90 %                     | 8812 | 4047,53    | 266,96      | 0,90          | 1654,38      | 1692,18       | 97,77            | 1793             |
| 100 %                    | 9814 | 4026,36    | 299,46      | 0,90          | 1841,84      | 1889,62       | 97,47            | 1792             |



(a)



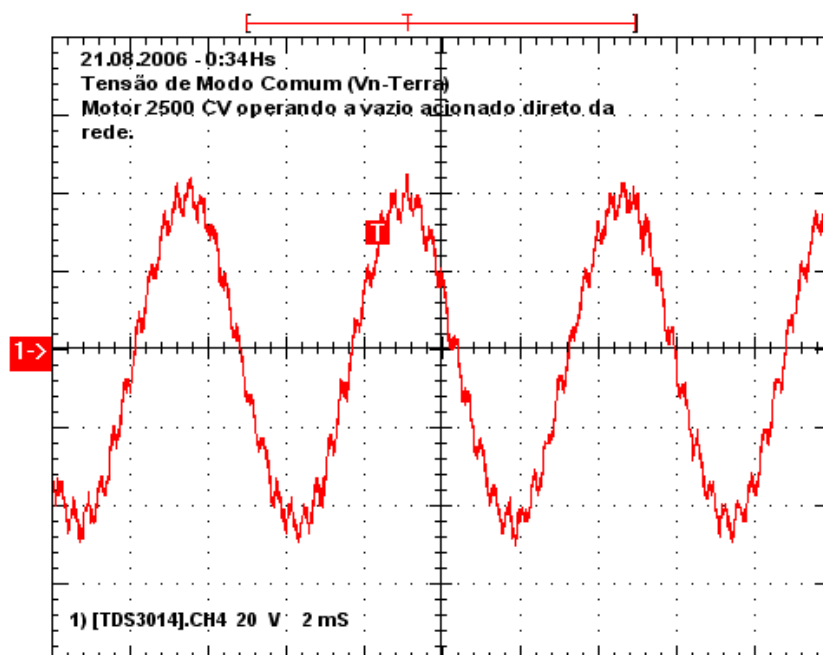
(b)

**Figura 4.3:** Comportamento do fator de potência (a) e do rendimento do motor (b) em função da variação do torque de carga aplicado ao eixo do motor.

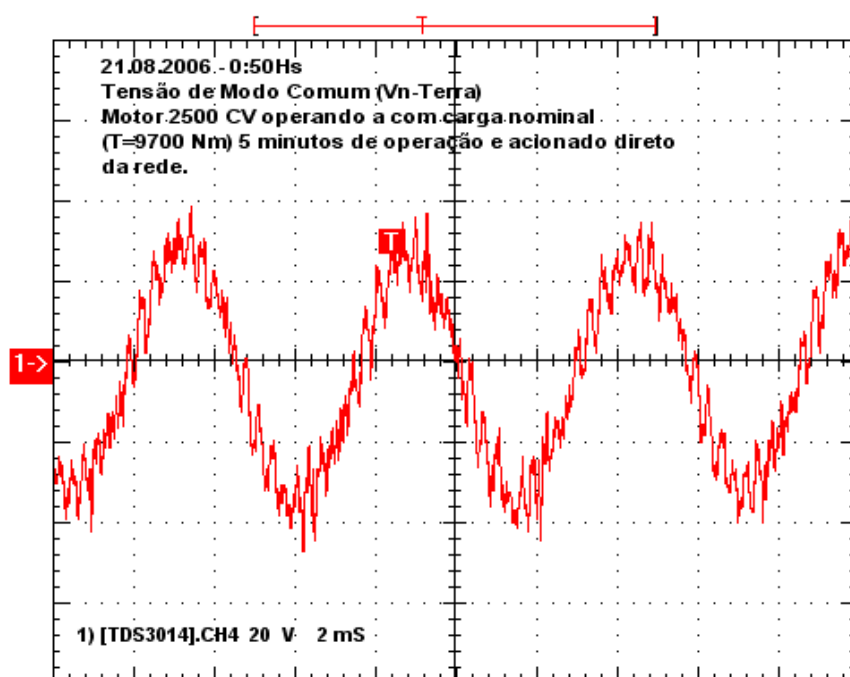
Pode-se verificar que exceto para os enrolamentos *S1* e *T2*, as elevações de temperatura registradas nos enrolamentos do motor foram próximas ao valor nominal obtido em projeto e registrado na placa de dados do motor, ou seja, 100°C. Para a condição em que foi aplicada 90% da carga nominal na ponta de eixo do motor (Tabela 4.3) as elevações de temperatura registradas nos enrolamentos do motor foram esperadamente menores que para a condição com 100% de carga (Tabela 4.2), pois quanto maior o torque exigido do motor maior será o aquecimento apresentado pelo mesmo.

Conforme apresentado pelas figuras 4.3 (a) e 4.3 (b) o motor apresenta melhores características de performance (rendimento e fator de potência) quando operam com valores de torques próximos ao torque nominal para o qual a máquina foi projetada. O mesmo pode ser observado nas figuras 4.5 e 4.6, onde a taxa de distorção harmônica da corrente é 2,85% superior para a condição em que o motor está operando a vazio. Daí a importância de dimensionar motores corretamente e de modo específico para as aplicações nas quais os mesmos são utilizados.

## C-Tensão de modo comum e Análise harmônica

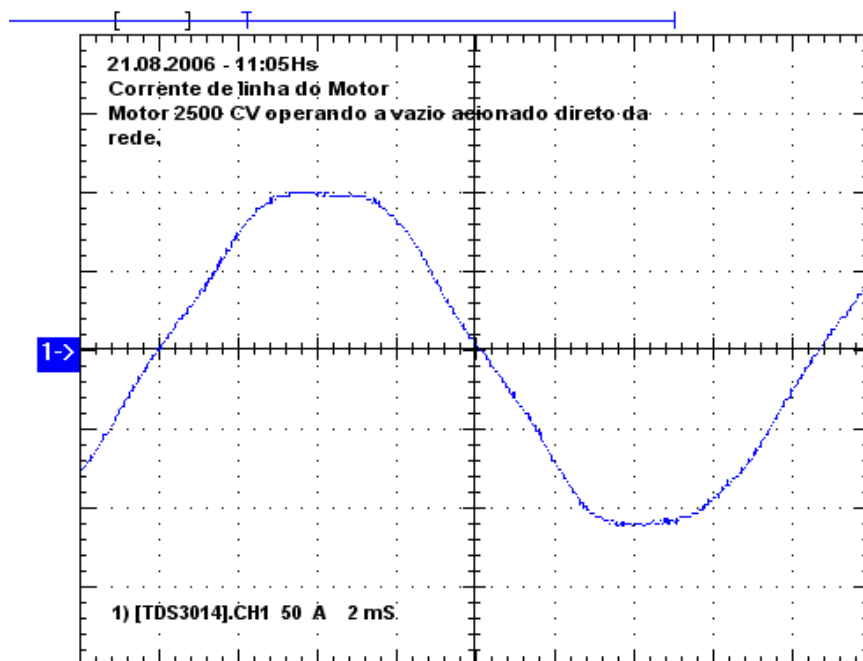


(a)

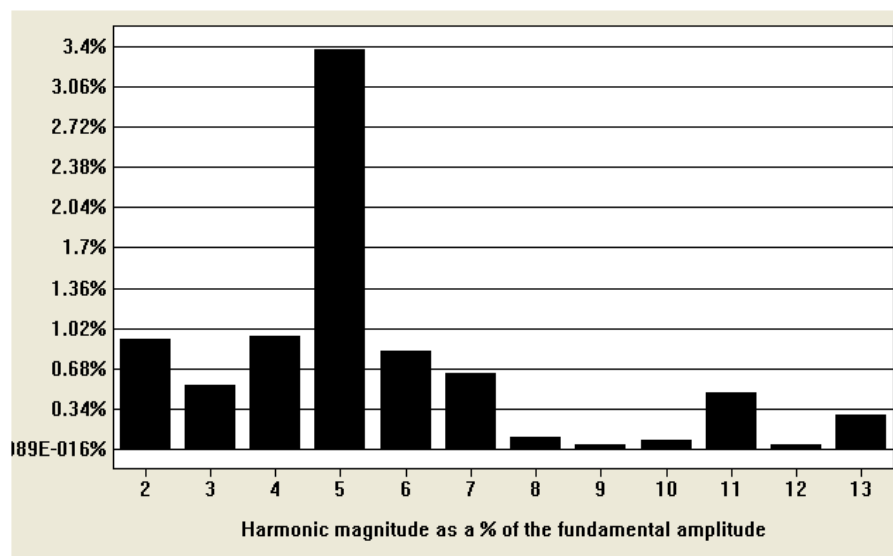


(b)

**Figura 4.4:** Tensão de Modo Comum ( $V_{\text{neutro-Terra}}$ ), motor de 2.500 CV acionado direto da rede. 20 V / Div; 2 mS/Div:(a) condição sem carga e (b) condição com 100% de carga aplicada ao eixo do motor.

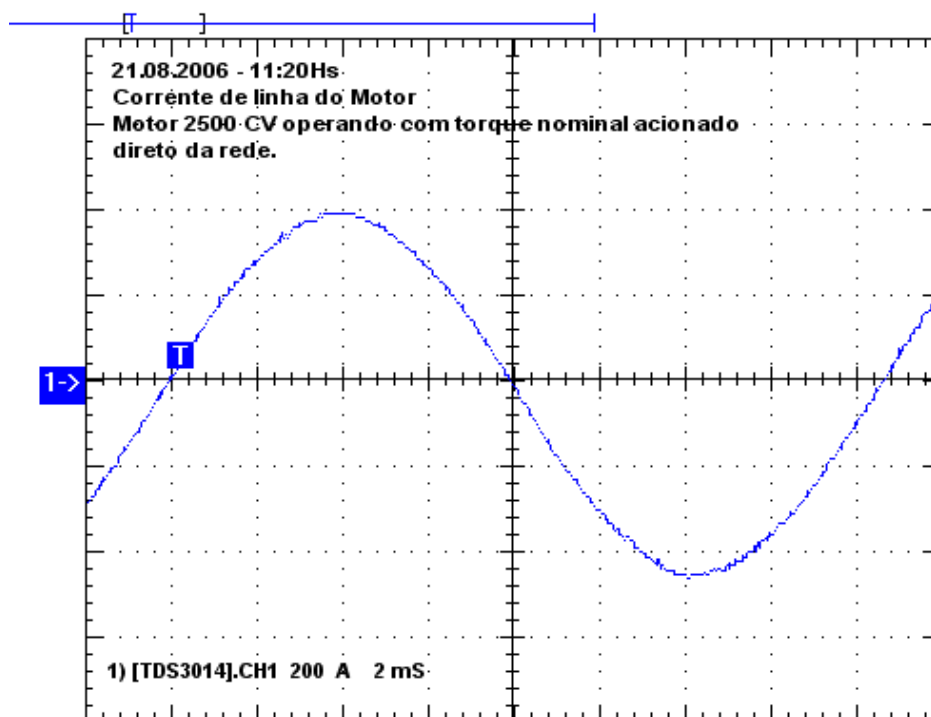


(a)

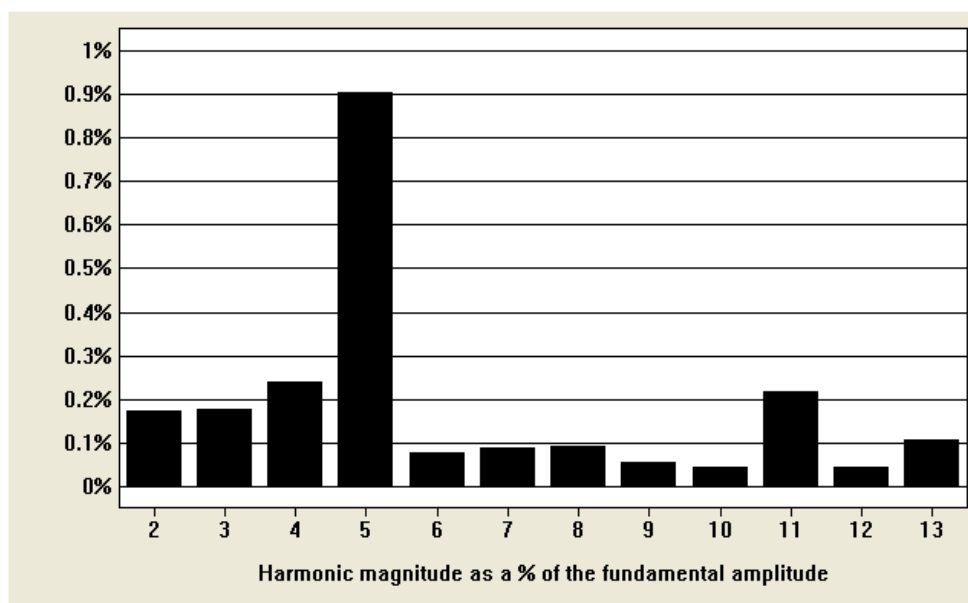


(b)

**Figura 4.5:** (a) Corrente de linha do Motor operando sem carga e acionado direto na rede. (50 A / Div; 2 mS / Div); (b) Análise Harmônica da Corrente a vazio (THD = 3,86%).



(a)



(b)

**Figura 4.6:** (a) Corrente de linha do Motor operando com torque nominal e acionado direto na rede. (200 A / Div; 2 mS / Div); (b) Análise Harmônica da corrente com torque nominal (THD = 1,01%).

#### **4.2.2. O Motor elétrico sendo acionado por conversor de frequência (sem a instalação de filtros em sua saída).**

Para a realização das medidas de temperatura foram utilizados sensores da seguinte forma:

- 01 sensor tipo PT-100 no mancal dianteiro e 01 sensor tipo PT100 no mancal traseiro;
- 02 sensores tipo PT-100 em cada fase elétrica do motor;
- 01 sensor para medir a temperatura do ar nas aletas do motor;
- 01 sensor para medir a temperatura do ambiente onde os testes foram realizados.

Foi utilizado transformador defasador de 2,2 MVA para retificador de 12 pulsos, sendo que o seu TAP foi ajustado de forma tal que o motor recebesse tensão nominal quando estivesse com torque nominal. O motor foi acionado através de conversor de média tensão para 60 Hz no modo escalar (U/F).

A carga foi fornecida por dinamômetro o qual foi ajustado para fornecer o valor nominal do motor, ou seja, 9.800 N.m.

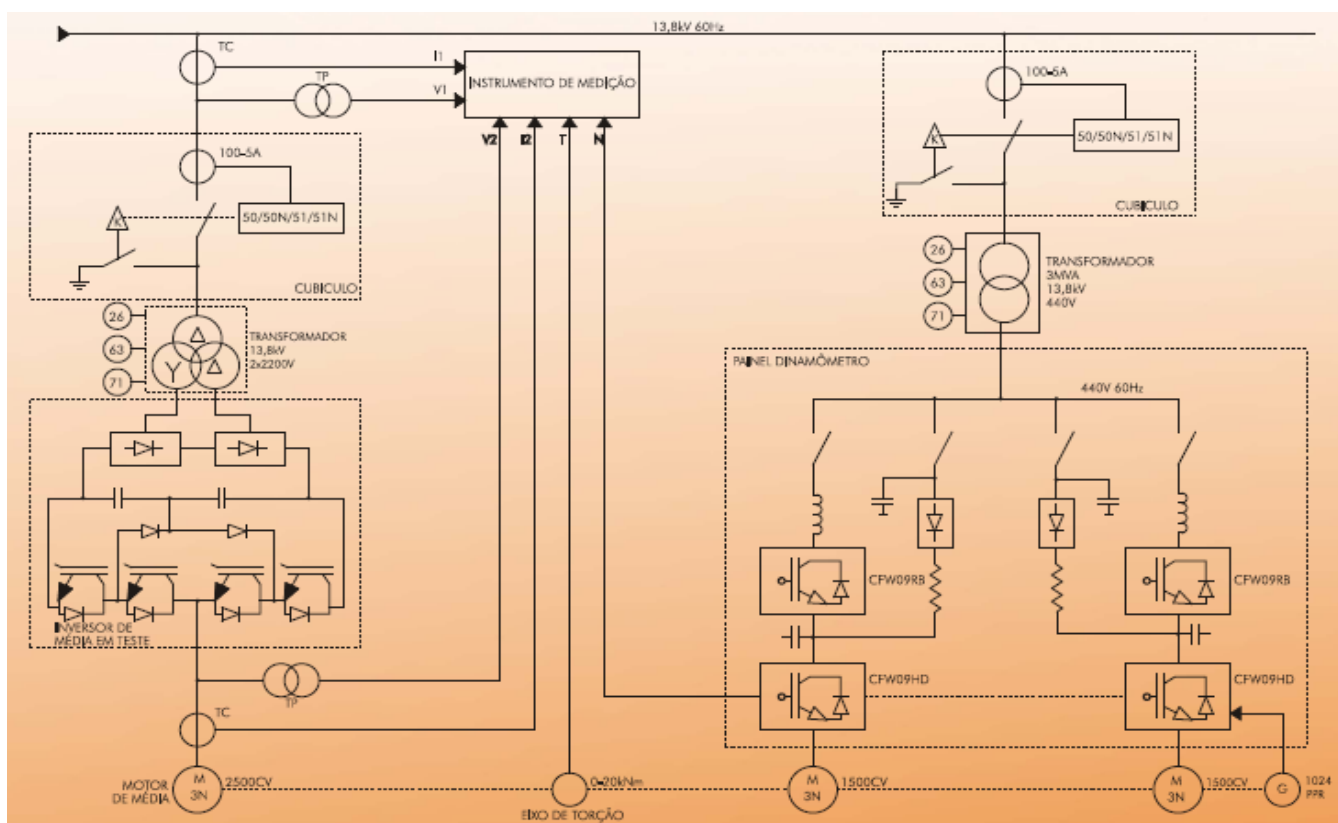
Foram registradas as formas de onda das correntes e tensões no motor e no primário do transformador, para que a análise harmônica das mesmas fosse realizada.

Registraram-se ainda as condições de operação do motor para 60 Hz, ou seja, torque, velocidade, potência de entrada, potência do conversor, potência do motor, rendimento do transformador + conversor e rendimento do motor. Considerou-se para tais registros, as seguintes condições de torque de carga: 100%, 90%, 75%, 50% e 25%.

A elevação de temperatura do motor foi registrada até a estabilização térmica para 100% de torque de carga e com o motor em 60 Hz.



A figura 4.7 apresenta o diagrama considerado para a realização dos testes e obtenção dos dados aqui apresentados. O cubículo proporciona a proteção ao transformador e ao conversor de frequência. O transformador possui em seu secundário enrolamentos conectados em estrela (Y) e em delta ( $\Delta$ ) defasando a forma de onda da tensão em 30 graus elétricos. A carga acionada pelo motor em teste é fornecida por duas máquinas de 1.500 CV conectadas em “tandem” que, ao serem acionadas atuam como geradoras de energia elétrica. O painel dinamômetro garante a retificação e o sincronismo da energia gerada e o transformador de 3MVA proporciona a elevação da tensão recebida do painel de 440V para 13,8 kV. Assim, exceto pelas perdas presentes no sistema, a energia utilizada para a realização dos testes retorna à rede de alimentação. O instrumento de medição irá coletar informações do valor do torque aplicado no eixo do motor (eixo de torção) e valores de tensão e corrente na rede de alimentação antes do cubículo de proteção e, no motor elétrico em teste.



**Figura 4.7:** Diagrama considerado para a realização dos testes.

## A-Teste de elevação de temperatura

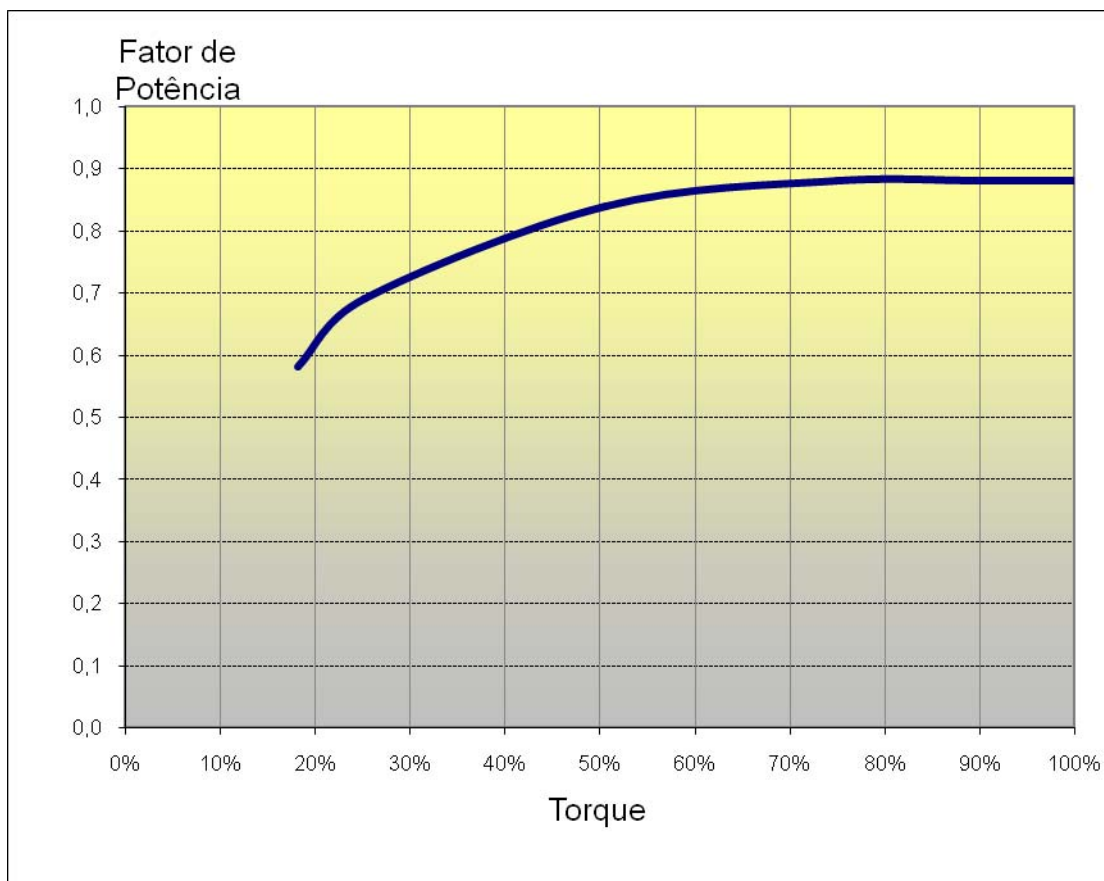
**Tabela 4.5:** Valores de elevação de temperatura obtidos com o motor acionado através de conversor de frequência com retificador de 12 pulsos sendo alimentado por transformador defasador para uma condição de 100% de carga aplicada na ponta de eixo do motor.

| Torque: 9.800 N.m(100%)/Tempo de ensaio: 06 horas/Temperatura Ambiente ( $T_a$ )=21,7°C |                  |                                |                             |
|---|------------------|--------------------------------|-----------------------------|
|   |                  | Temperatura Final ( $T_f$ ) °C | $\Delta t = (T_f - T_a)$ °C |
| CH1   | Enrolamento R1   | 127,7                          | 106,0                       |
| CH2   | Enrolamento R2   | 132,2                          | 110,5                       |
| CH3   | Enrolamento S1   | 146,4                          | 124,7                       |
| CH4   | Enrolamento S2   | 125,2                          | 103,5                       |
| CH5   | Enrolamento T1   | 129,7                          | 108,0                       |
| CH6   | Enrolamento T2   | 131,9                          | 110,2                       |
| CH7   | Mancal Dianteiro | 70,5                           | 48,8                        |
| CH8   | Mancal Traseiro  | 81,8                           | 60,1                        |
| CH9   | Ar nas Aletas    | 32,0                           | 10,3                        |

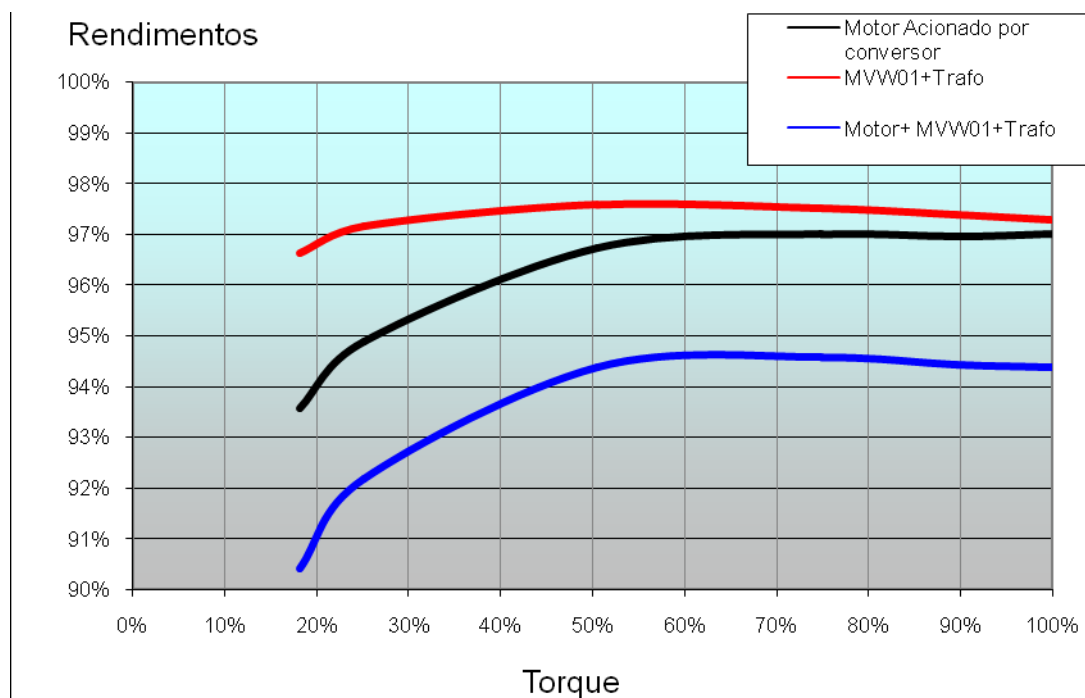
## B-Teste de variação do torque de carga

**Tabela 4.6:** Valores das condições de operação do motor com o mesmo sendo acionado através de conversor de frequência com retificador de 12 pulsos sendo alimentado por transformador defasador, para diferentes condições de carga aplicada na ponta de eixo do motor.

| Carga (%) / Torque [N.m] | Tensão [V] | Corrente [A] | Cos( $\Phi$ ) | Pot.Mec [kW] | Pot.Ele. [kW] | $\eta$ motor (%) | Pot. Ele. (13,8 kV) [kW] | $\eta$ MVW 01 + TRAFO (%) | Velocidade (rpm) |      |
|--------------------------|------------|--------------|---------------|--------------|---------------|------------------|--------------------------|---------------------------|------------------|------|
| a vazio                  | 1786       | 4225,62      | 83,73         | 0,58         | 335,26        | 358,34           | 93,56                    | 370,82                    | 96,63            | 1793 |
| 25 %                     | 2469       | 4205,40      | 96,98         | 0,69         | 463,31        | 488,32           | 94,88                    | 502,66                    | 97,15            | 1792 |
| 50 %                     | 4959       | 4162,67      | 157,93        | 0,84         | 929,56        | 961,07           | 96,72                    | 984,95                    | 97,58            | 1790 |
| 75 %                     | 7362       | 4124,94      | 226,46        | 0,88         | 1378,42       | 1421,08          | 97,00                    | 1457,30                   | 97,51            | 1788 |
| 90 %                     | 8798       | 4091,81      | 271,00        | 0,88         | 1645,99       | 1697,59          | 96,96                    | 1743,05                   | 97,39            | 1787 |
| 100 %                    | 9821       | 4054,79      | 305,26        | 0,88         | 1836,51       | 1893,09          | 97,01                    | 1946,08                   | 97,28            | 1786 |



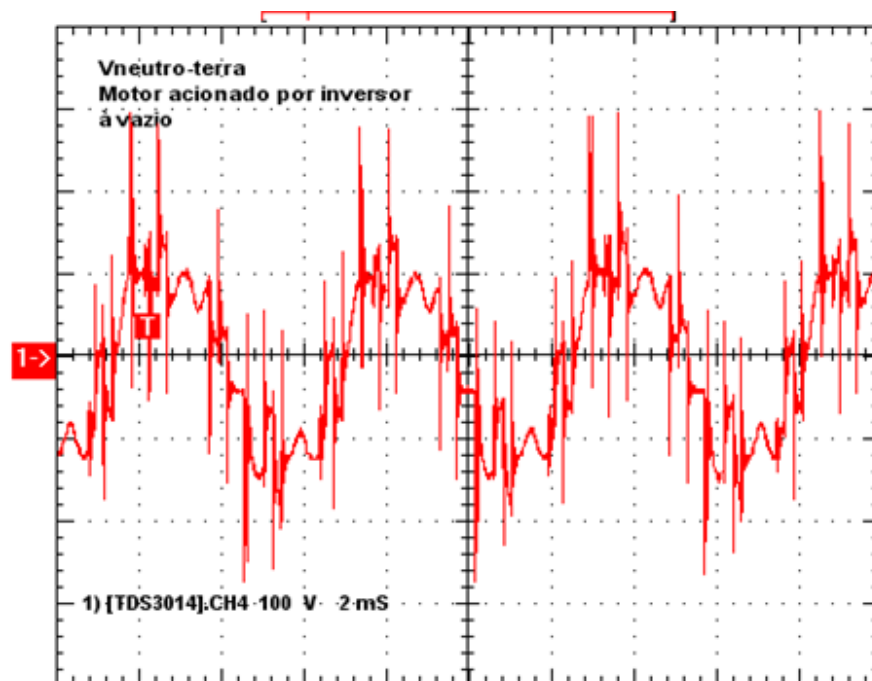
(a)



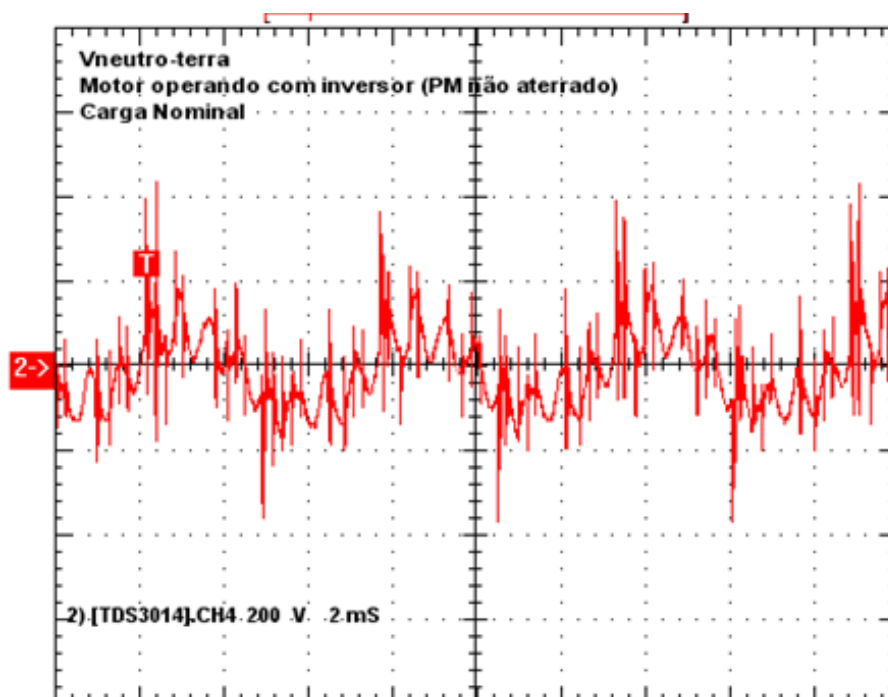
(b)

**Figura 4.8:** Comportamento do fator de potência (a) e dos rendimentos (b) em função da variação do torque de carga aplicado ao eixo do motor.

## C-Tensão de modo comum e Análise harmônica

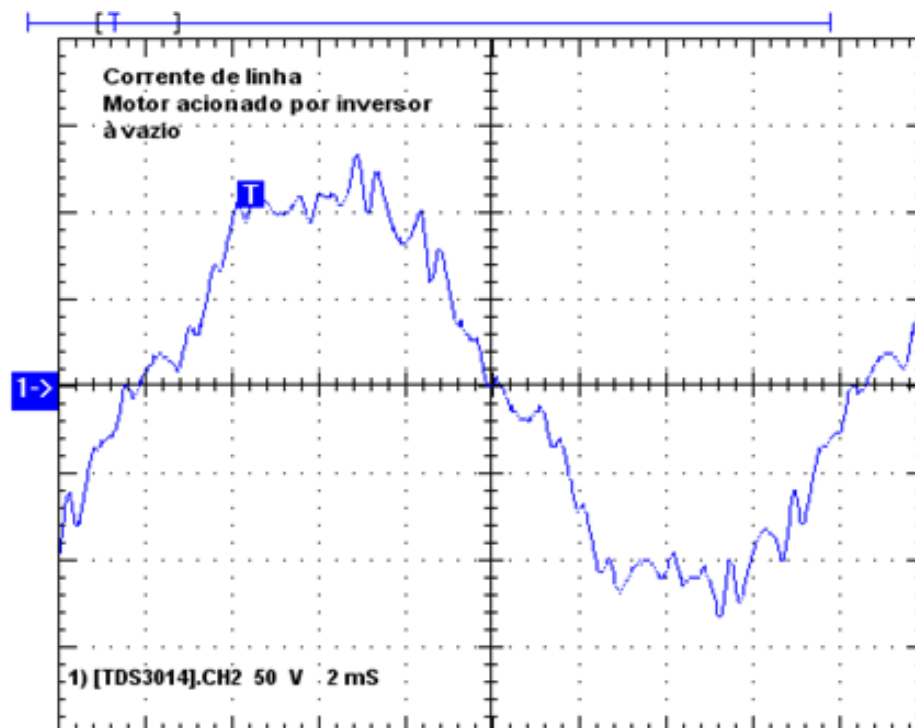


(a)

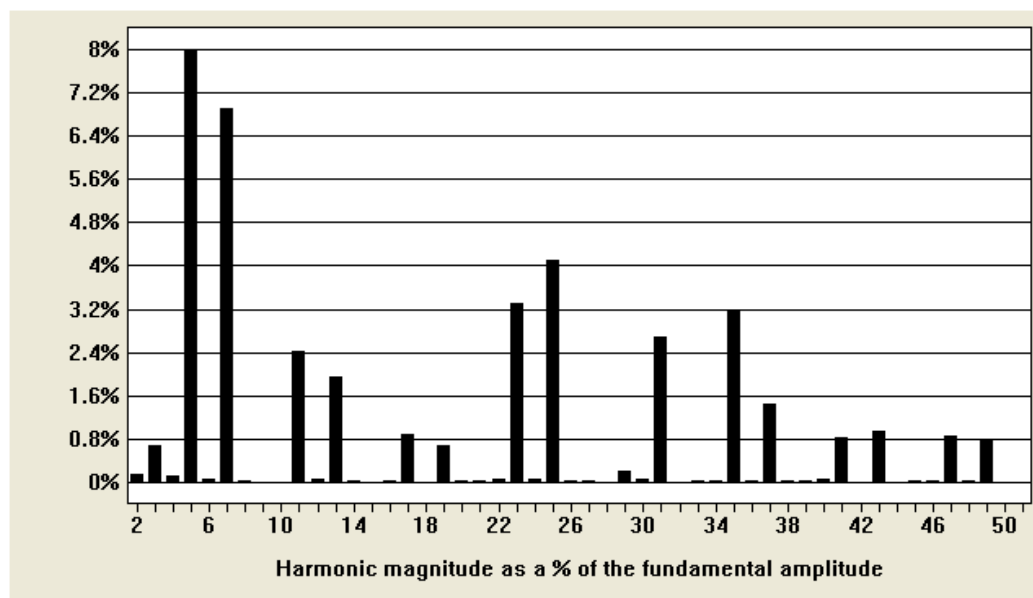


(b)

**Figura 4.9:** Tensão de Modo Comum (Vneutro-Terra), motor de 2.500 CV acionado com Inversor com Ponto Médio NÃO ATERRADO. (a) Sem carga aplicada na ponta de eixo (100 V / Div; 2 mS / Div ) e (b) condição com 100% de carga aplicada ao eixo do motor. (200 V / Div; 2 mS / Div ).

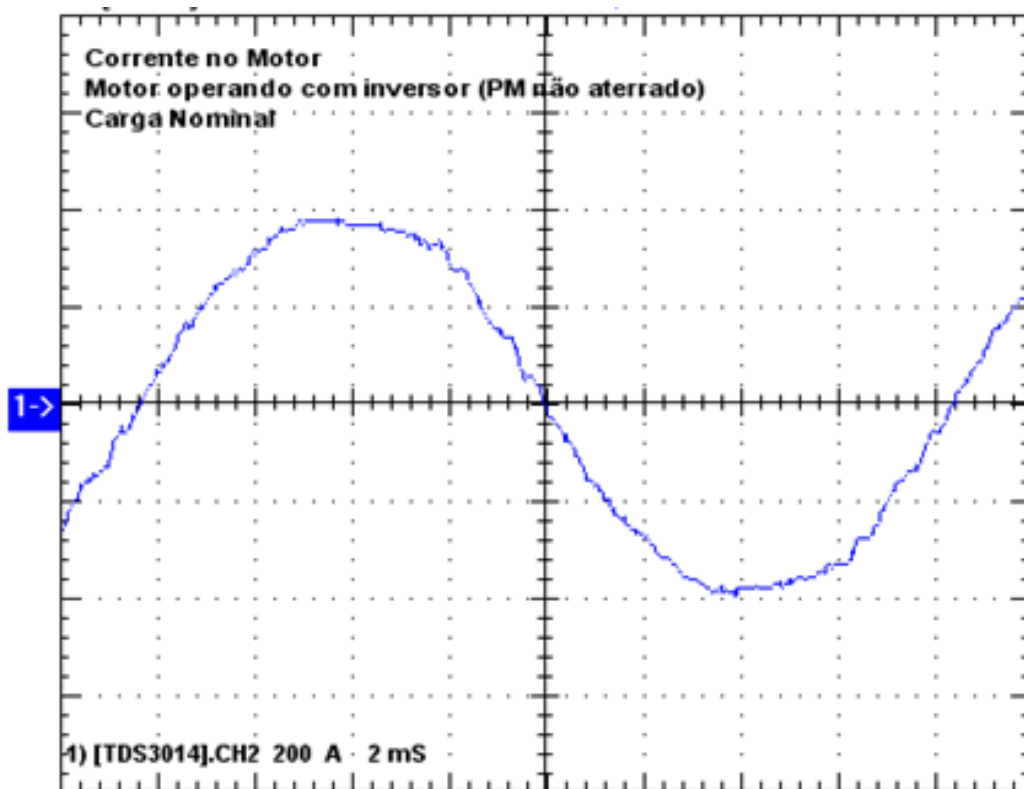


(a)

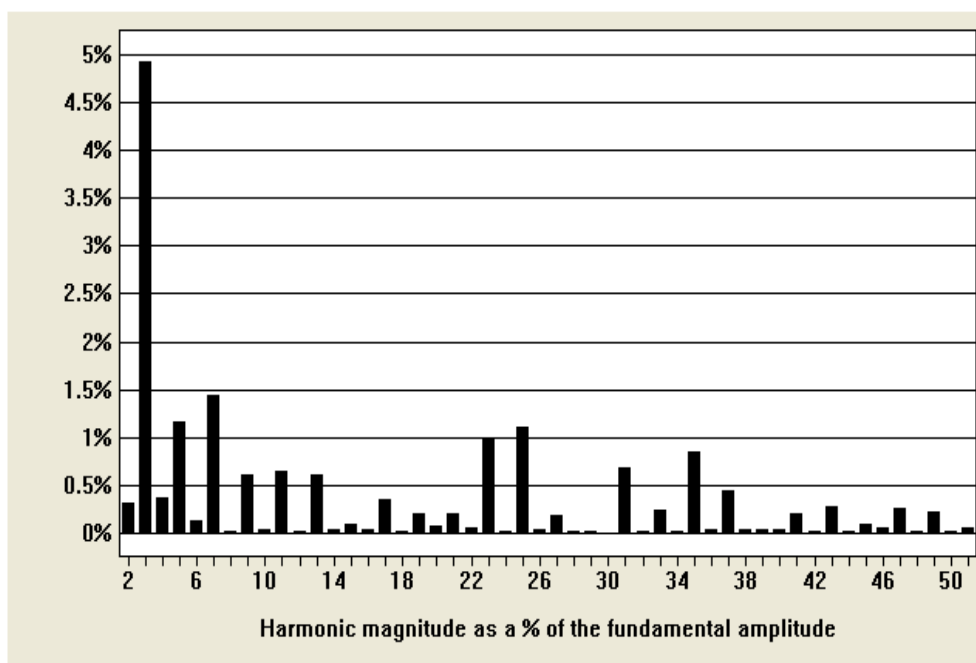


(b)

**Figura 4.10:** (a) Corrente de linha do Motor operando sem carga e acionado por Conversor de Frequência (Ponto Médio NÃO ATERRADO) 50 A / Div; 2 mS / Div; (b) Análise Harmônica da Corrente a vazio (THD = 13,16%).



(a)



(b)

**Figura 4.11:** (a) Corrente de linha do Motor operando com torque nominal e acionado por Conversor de Freqüência (Ponto Médio NÃO ATERRADO) 200 A / Div; 2 mS / Div; (b) Análise Harmônica da corrente com torque nominal (THD = 5,77%).

### 4.2.3. Comparativo dos resultados obtidos em ambas as situações: motor acionado direto na rede e motor acionado através de conversor de frequência

#### A - Elevação de temperatura

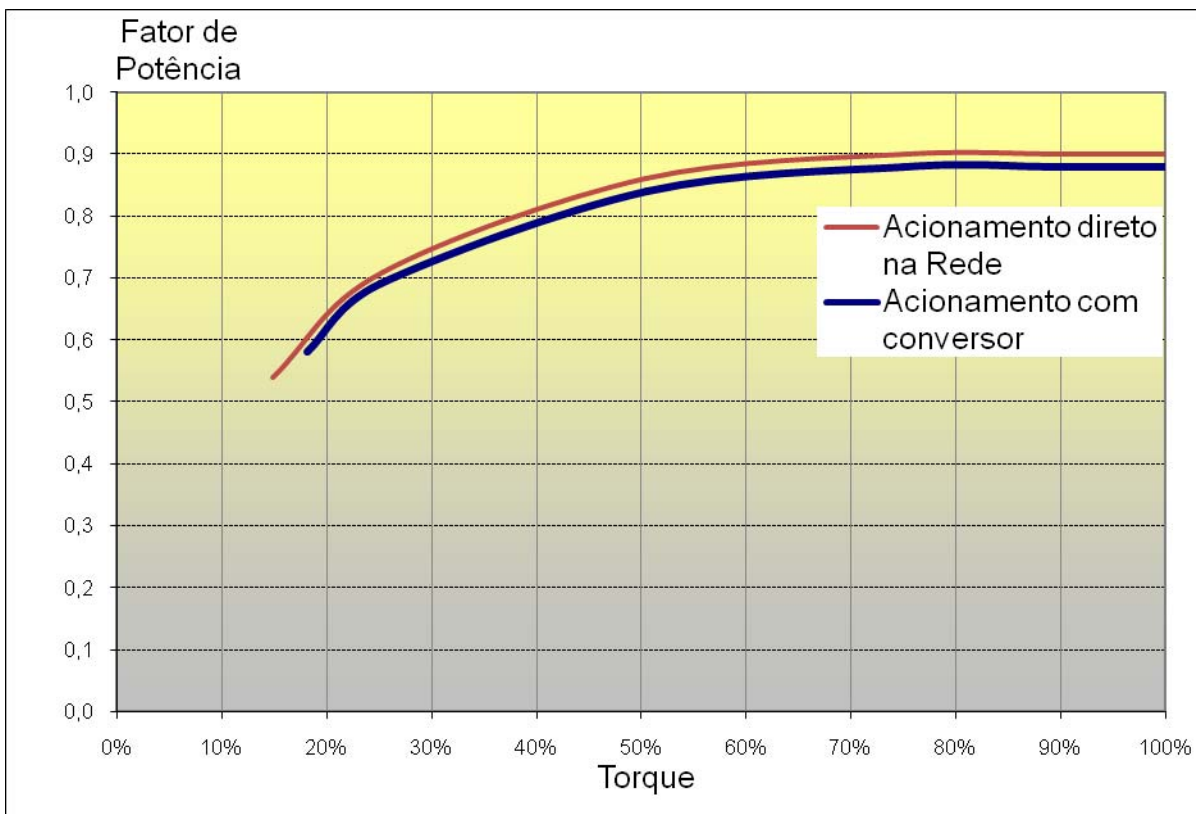
**Tabela 4.7:** Comparativo da elevação de temperatura obtido com o motor acionado diretamente na rede de alimentação e com o conversor de frequência MVW 01.

| <b>Elevação de temperatura/Torque:9.800 N.m (100%)/ 60 Hz</b> |                  |                           |                            |               |       |
|---|------------------|---------------------------|----------------------------|---------------|-------|
|   |                  | $\Delta t$ - Rede<br>[°C] | $\Delta t$ – MVW01<br>[°C] | Variação [°C] | %     |
| CH1   | Enrolamento R1   | 99,8                      | 106,0                      | 6,2           | 6,2   |
| CH2   | Enrolamento R2   | 100,6                     | 110,5                      | 9,9           | 9,8   |
| CH3   | Enrolamento S1   | 115,8                     | 124,7                      | 8,9           | 7,7   |
| CH4   | Enrolamento S2   | 96,1                      | 103,5                      | 7,4           | 7,7   |
| CH5   | Enrolamento T1   | 99,7                      | 108,0                      | 8,3           | 8,3   |
| CH6   | Enrolamento T2   | 104,4                     | 110,2                      | 5,8           | 5,6   |
| CH7   | Mancal Dianteiro | 48,7                      | 48,8                       | 0,1           | 0,2   |
| CH8   | Mancal Traseiro  | 60,5                      | 60,1                       | - 0,4         | - 0,7 |
| CH9   | Ar nas Aletas    | 11,3                      | 10,3                       | - 1,0         | - 8,8 |

#### B-Teste de variação do torque de carga

**Tabela 4.8:** Valores de fator de potência com o motor acionado diretamente na rede de alimentação e através de conversor.

| <b>Carga (%)</b> | <b>Cos(<math>\Phi</math>) acionado na Rede</b> | <b>Cos(<math>\Phi</math>) acionado por conversor</b> | <b>Diferença (%)</b> |
|------------------|--|--|----------------------|
| a vazio          | 0,54   | 0,58   | 7,41                 |
| 25 %             | 0,71   | 0,69   | -2,82                |
| 50 %             | 0,86   | 0,84   | -2,33                |
| 75 %             | 0,90   | 0,88   | -2,22                |
| 90 %             | 0,90   | 0,88   | -2,22                |
| 100 %            | 0,90   | 0,88   | -2,22                |

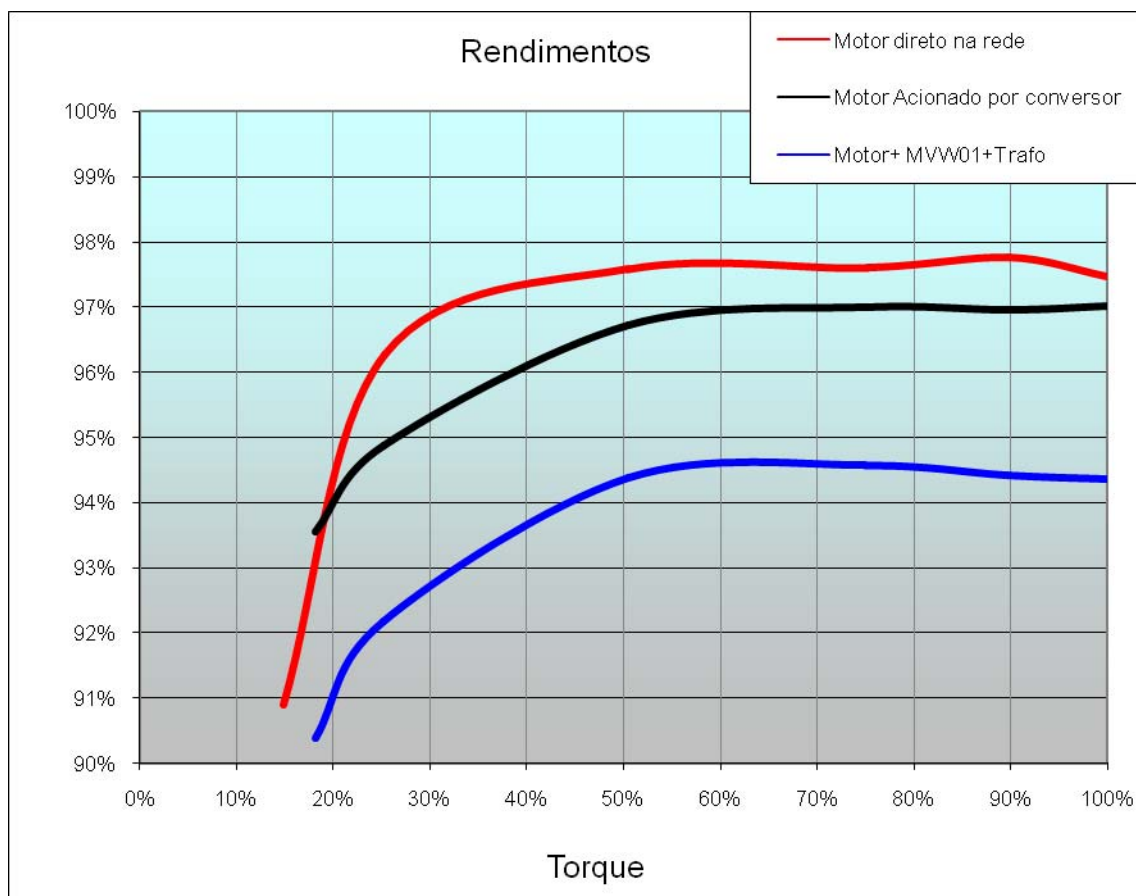


**Figura 4.12:** Comparativo dos valores de fator de potência apresentado pelo motor quando o mesmo é acionado direto na rede e quando é acionado através de conversor de frequência.

**Tabela 4.9:** Valores de rendimento com o motor acionado diretamente na rede de alimentação, através de conversor de frequência e rendimento do conjunto motor-conversor-transformador.

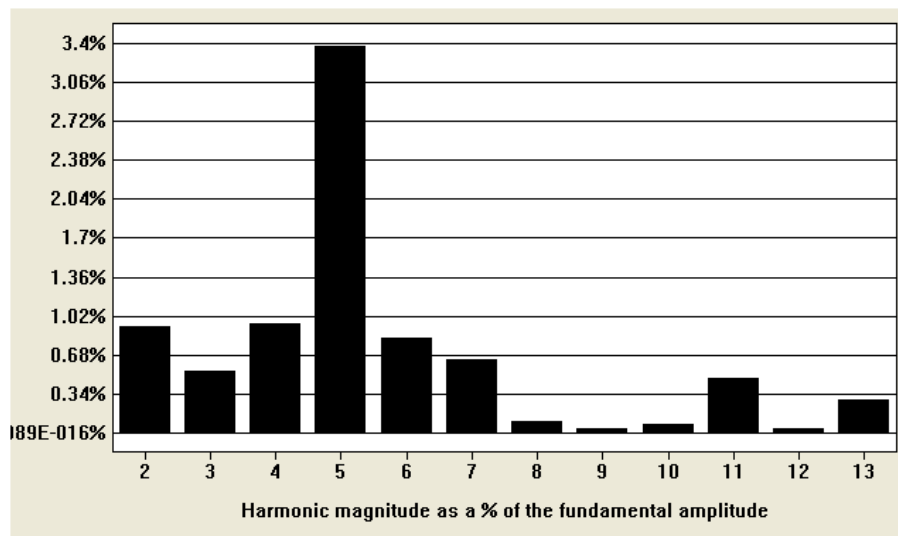
| Carga (%) / Torque [N.m] | $\eta$ motor acionado direto na rede (%) | $\eta$ motor acionado através de conversor (%) | $\eta$ do conjunto motor-conversor-transformador (%) |
|--------------------------|--|--|--|
| a vazio                  | 90,91                                    | 93,56  | 93,74  |
| 25 %                     | 96,28                                    | 94,88  | 94,20  |
| 50 %                     | 97,58                                    | 96,72  | 94,23  |
| 75 %                     | 97,60                                    | 97,00  | 94,31  |
| 90 %                     | 97,77                                    | 96,96  | 92,40  |
| 100 %                    | 97,47                                    | 97,01  | 91,02  |



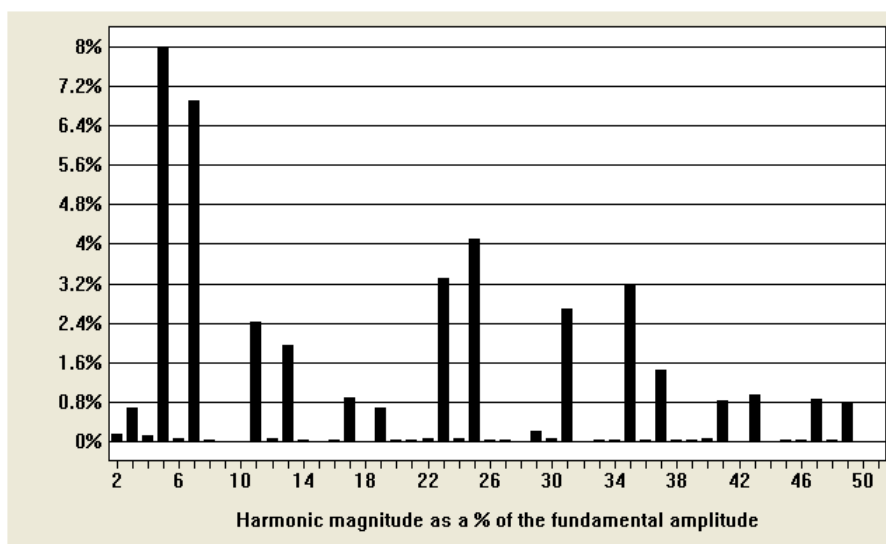


**Figura 4.13:** Comparativo dos valores de rendimento apresentados pelo motor quando o mesmo é acionado diretamente na rede de alimentação, através de conversor de frequência e do conjunto motor+conversor+transformador.

### C - Tensão de modo comum e Análise Harmônica

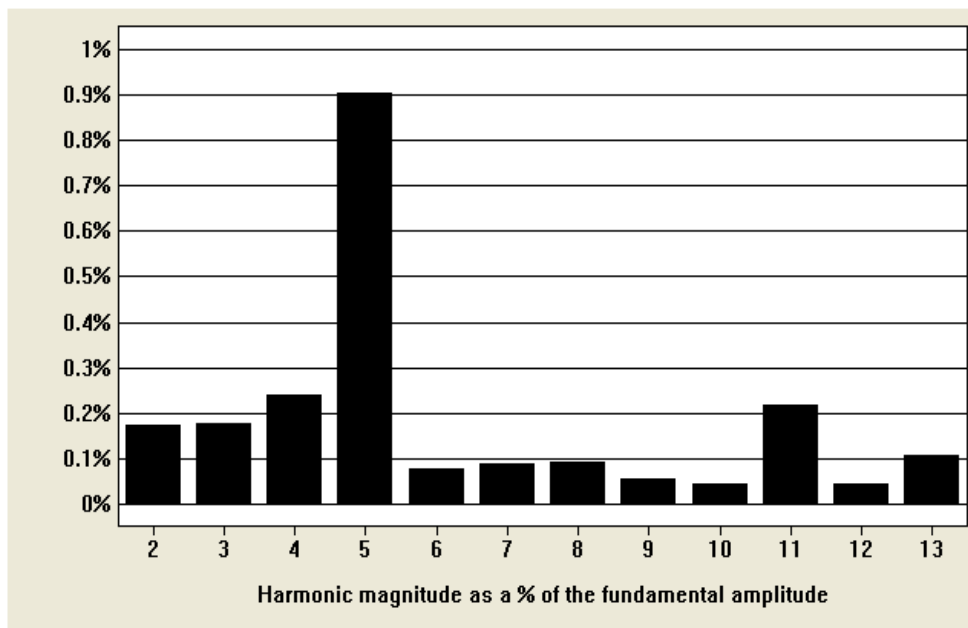


(a)

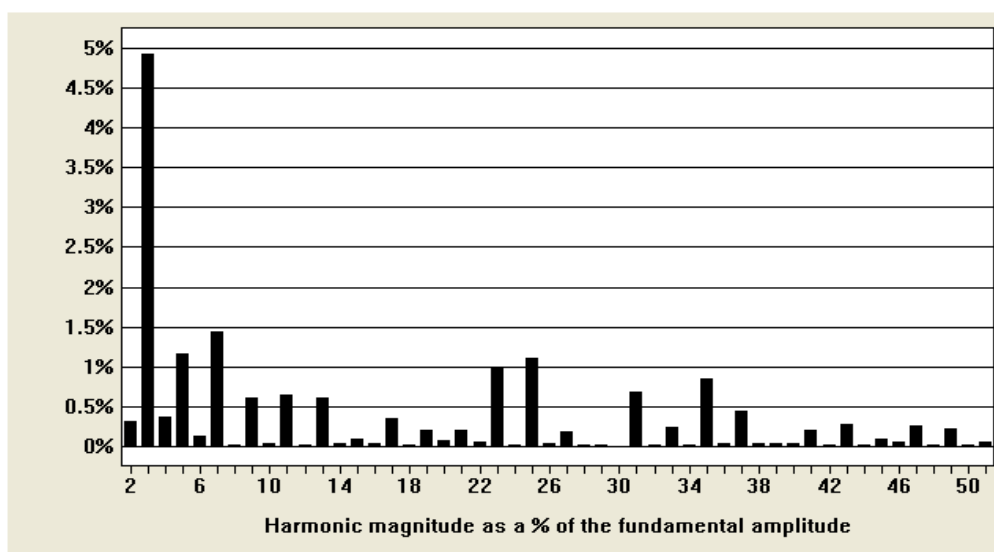


(b)

**Figura 4.14:** Análise harmônica da corrente para motor operando sem carga: (a) acionado direto na rede (THD = 3,86%) e (b) acionado através de conversor de frequência (THD = 13,16%).

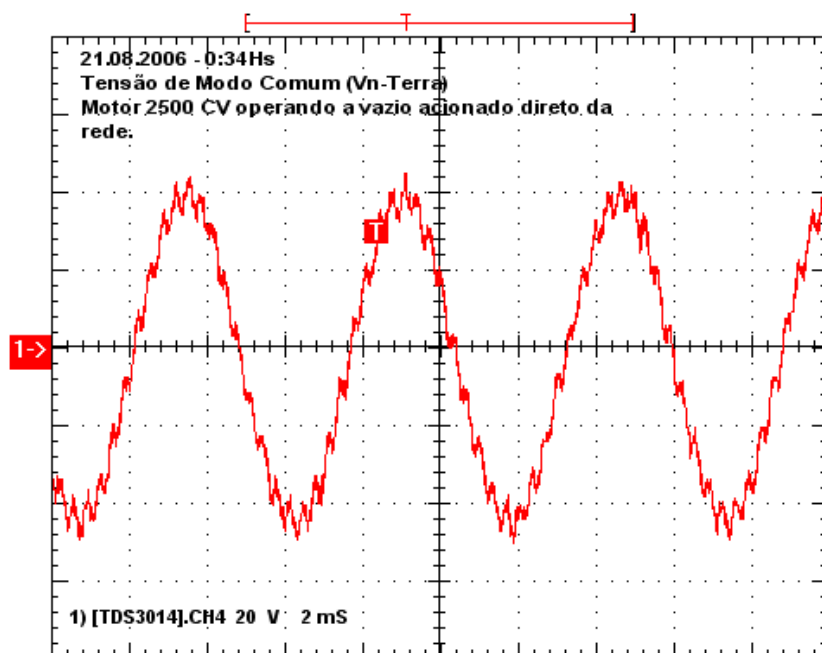


(a)

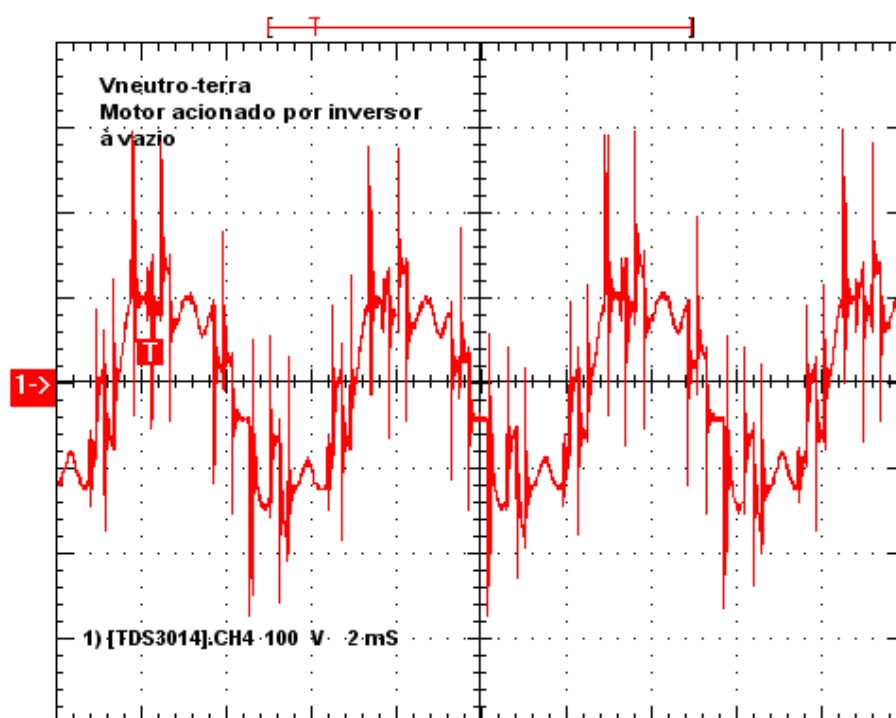


(b)

**Figura 4.15:** Análise harmônica da corrente para motor operando com carga nominal: (a) acionado direto na rede (THD = 1,01%) e (b) acionado através de conversor de frequência (THD = 5,77%).

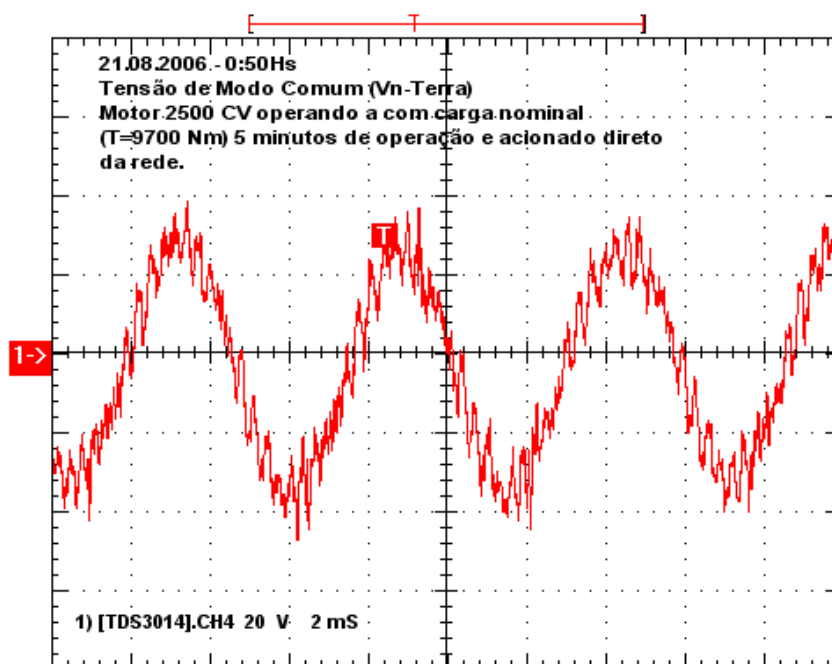


(a)

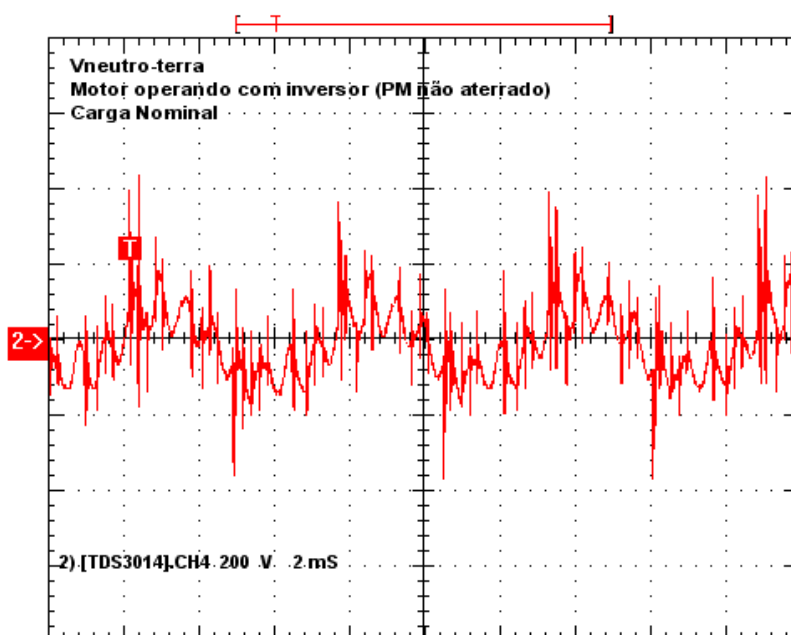


(b)

**Figura 4.16:** Tensão de Modo Comum ( $V_{neutro-Terra}$ ), motor de 2.500 CV condição sem carga : (a) acionado direto da rede (20 V / Div ; 2 mS/Div); (b) acionado com conversor de frequência com Ponto Médio NÃO ATERRADO (100 V / Div ; 2 mS / Div ).



(a)



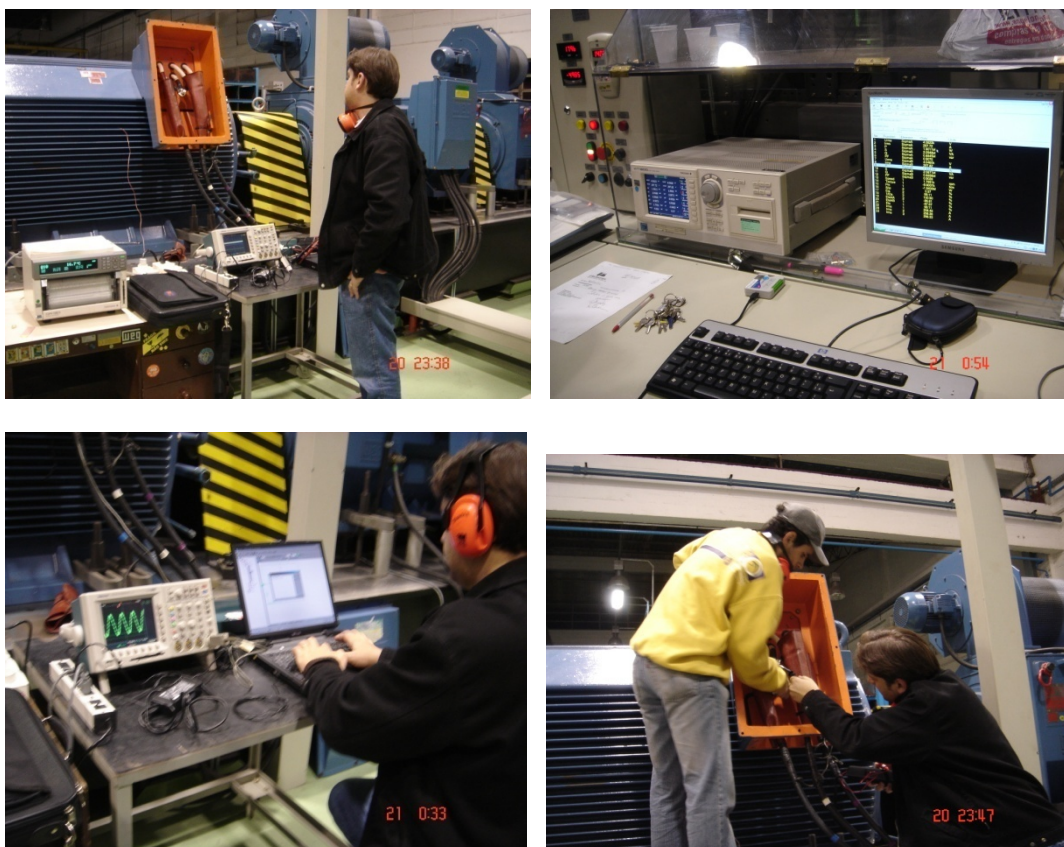
(b)

**Figura 4.17** Tensão de Modo Comum ( $V_{\text{neuro-Terra}}$ ), motor de 2.500 CV condição com 100% de carga aplicada ao eixo do motor: (a) acionado direto da rede (20 V / Div; 2 mS/Div), (b) acionado com conversor de frequência com Ponto Médio NÃO ATERRADO (200 V / Div ; 2 mS / Div ).

Ao observar os valores obtidos em laboratório e comparando-os para as duas condições estabelecidas, pode-se verificar que a elevação de temperatura em um dos enrolamentos do motor, quando o mesmo foi acionado através de conversor de frequência, foi de até  $9,9^{\circ}\text{C}$  superior ao da condição em que o motor é acionado diretamente na rede de alimentação. Conforme apresentado pela Tabela 4.7, percebe-se ainda que o acréscimo na elevação de temperatura nos enrolamentos do motor é sempre superior a  $5,8^{\circ}\text{C}$  para a condição com conversor de frequência. Já o fator de potência do motor apresenta-se sensivelmente menor quando o mesmo é acionado através de conversor de frequência, conforme apresentado pela Figura 4.12. O mesmo pode-se constatar para o rendimento do motor ao analisar a Figura 4.13.

Tais fatos, ou seja, a elevação adicional de temperatura constatada nos enrolamentos do motor e, o decréscimo nos valores do fator de potência e rendimentos para a condição de acionamento com o conversor de frequência, pode ser explicado quando se observa as Figuras 4.14, 4.15, 4.16 e 4.17. Ou seja, em função da alta velocidade de chaveamento dos dispositivos semicondutores do conversor de frequência, a forma de onda de tensão apresentada aos terminais do motor também carrega consigo os picos de tensão resultantes de tal chaveamento, além obviamente da modulação PWM. Considerando o motor elétrico uma carga linear para o estudo aqui apresentado e estando uma vez submetido à uma tensão não-senoidal, o mesmo responderá absorvendo uma corrente também não senoidal. Daí, portanto, o aumento no conteúdo harmônico na tensão e na corrente. O resultado causado por estas tensões e correntes com maiores conteúdos harmônicos serão o aumento da temperatura, aumento das perdas no cobre e no ferro, diminuição do rendimento, além de aumento da vibração e nível de ruído do motor, sendo que os dois últimos tópicos não estão sendo detalhados aqui neste trabalho. O aumento da temperatura em particular possui influência direta no decréscimo da vida útil do material isolante do motor pelas razões descritas na seção 2.10.

A Figura 4.18 apresenta o motor elétrico durante a realização dos testes em laboratório.



**Figura 4.18:** Motor elétrico sendo testado em laboratório.

## Capítulo 5 – Conclusões e sugestões

A tecnologia de conversores de frequência para o uso em aplicações industriais, assim como sua interação com os motores elétricos são relativamente recente. O tema torna-se ainda mais atual quando o estudo é dirigido à conversores de frequência acionando motores elétricos em média tensão (> 690 V). Apesar de muitas pesquisas e investimentos já terem sido realizados e novos conceitos terem sido implementados, este é ainda um campo de intensos estudos na engenharia moderna e muito ainda se busca em termos de compreensão, aprimoramento e desenvolvimento do universo que envolve tal tema.

Os aspectos normativos que estabelecem os conceitos dos fenômenos que se fazem presentes e os requisitos mínimos a serem atendidos em projetos, testes e desempenho em operação de materiais isolantes utilizados em motores elétricos acionados por conversores de frequência, ainda são consideravelmente novos, sendo que, algumas normas ainda estão em fase de elaboração, com os textos sendo comentados e votados pelas comissões avaliadoras. Entretanto, os sistemas de isolamento dos enrolamentos de motores a serem acionados através de conversores de frequência e a tecnologia de tais conversores, estão sendo desenvolvidos rapidamente. Adicionalmente, há pesquisas em andamento com o objetivo de se obter os melhores métodos para se testar tais sistemas de isolamento.

Pode ser dito, portanto, com relação ao estabelecimento de normas técnicas para operação dos motores de indução no contexto dos acionamentos eletrônicos, que se trata de assunto que ainda apresenta uma relativa falta de compreensão no que se refere ao desempenho e dificuldades operativas. O estabelecimento final de normas técnicas para operação dos acionamentos com controle de campo orientado parece um pouco distante. Alguns dos problemas estão associados à injeção de harmônicos gerada pela grande maioria dos conversores existentes na indústria e ainda, à variação rápida de tensões inerentes às formas de onda produzidas.



Neste trabalho foram analisados os diversos fatores de influência que os conversores de frequência apresentam aos motores elétricos, fazendo com que estes solicitem por materiais isolantes em seus enrolamentos com características aptas a trabalharem sob as novas exigências e fazendo com que o tempo de vida de operação do motor elétrico permaneça sob condições economicamente viáveis.

A vida útil dos motores elétricos acionados por conversores de frequência pode ser prolongada com a utilização de materiais isolantes nos enrolamentos dos motores, aptos a suportar as novas exigências estabelecidas pelos conversores de frequência. No entanto, o entendimento dos fatores que envolvem a interação “conversor de frequência-motor elétrico” é fundamental para o desenvolvimento e implementação de tais materiais isolantes, fazendo com que os mesmos apresentem características adequadas à nova aplicação. Assim, investimentos em pesquisas por novas tecnologias de materiais isolantes têm sido feitos por fabricantes de motores elétricos, fios e materiais isolantes.

Dentre as condições apresentadas pelos conversores de frequência, é a repetibilidade dos pulsos de tensão provenientes do chaveamento do conversor PWM, associada ao “rise-time”, que causam os maiores danos à isolação do motor, diminuindo sua vida útil e aumentando às possibilidades de uma falha elétrica.

Pode-se ainda concluir que os desenvolvimentos recentes em materiais e vernizes utilizados nos sistemas de isolação dos motores elétricos têm melhorado consideravelmente as características térmicas, mecânicas e dielétricas de tais sistemas de isolação, fazendo com que os mesmos apresentem características superiores às exigências mínimas descritas nas normas atualmente existentes.

Com o objetivo de otimizar o projeto do motor elétrico a ser acionado por conversor de frequência, naquilo que se refere ao sistema de isolação do motor, é imprescindível o levantamento detalhado das características operacionais do conversor, bem como da instalação em que o motor será utilizado, tais como a utilização ou não de filtros e o comprimento do cabo entre o motor e o conversor. Conhecendo-se tais parâmetros, poder-se-á projetar o motor elétrico

especificamente para a instalação em questão, com o fornecimento de uma máquina com sistema de isolamento apropriado para a aplicação e normalmente mais competitivo economicamente. Ou seja, motores a serem acionados através de conversores de frequência, especialmente os motores de grande porte, deverão ser cuidadosamente projetados para tal aplicação, sendo que, motores concebidos para acionamentos através de rede senoidal, não estão aptos tecnicamente para a operação com tais conversores.

Os resultados dos testes apresentados no Capítulo 4 mostram que a elevação de temperatura apresentada nas fases do motor de média tensão quando acionado por conversor de frequência poderá ser de até  $9,9^{\circ}\text{C}$  superior à temperatura apresentada pelo mesmo motor quando acionado diretamente na rede de alimentação. Tal diferença de temperatura obtida nas fases do motor foi sempre superior a  $5,8^{\circ}\text{C}$ .

Os números obtidos em laboratório mostram que os valores para o fator de potência são sensivelmente menores para o motor acionado com conversor de frequência do que aqueles com o motor acionado direto na rede de alimentação, resultado do considerável acréscimo da Taxa de Distorção Harmônica apresentada pela corrente de linha do motor quando o mesmo é acionado por conversor de frequência. Conseqüentemente, o rendimento apresentado pelo motor quando acionado direto na rede de alimentação foi superior ao rendimento do motor quando acionado através de conversor de frequência conforme apresentado pela figura 4.10.

Tais fatores podem contribuir sobremaneira para o decréscimo da vida útil do material utilizado no sistema isolante do motor e conseqüentemente, na vida útil do mesmo.

Em função da falta de disponibilidade do dinamômetro do laboratório de testes da WEG Automação, não foram realizados todos os ensaios inicialmente pretendidos para o conjunto motor-conversor de frequência. Desta forma, ensaios adicionais poderão ainda ser feitos para tais equipamentos, considerando as seguintes condições:

- Com o motor elétrico sendo acionado diretamente na rede de alimentação através de contactor e transformador de 4 MVA com secundário em 4.160V, reduzir a carga aplicada pelo dinamômetro na ponta de eixo do motor para valores de torques iguais a 75%, 50% e 25% do valor nominal. Para tais condições registrar os valores de temperatura até a estabilização da mesma.
- Com o motor acionado através de conversor de frequência com retificador de 12 pulsos sendo alimentado por transformador defasador, registrar as condições de operação do motor, ou seja, torque, velocidade, potência de entrada, potência do conversor, potência do motor, rendimento do transformador + conversor e rendimento do motor. Considerar a realização de tais registros para as seguintes frequências de saída do conversor: 50Hz, 40Hz, 30Hz, 20Hz e 10Hz. Considerar ainda, para cada uma das frequências citadas, as seguintes condições de torque de carga: 100%, 90%, 75%, 50% e 25%.
- Com o motor acionado através de conversor de frequência conforme acima descrito, registrar também sua elevação de temperatura até a estabilização da mesma para as seguintes frequências de saída do conversor: 50Hz, 40Hz, 30Hz, 20Hz e 10Hz. Considerar ainda, para cada uma das frequências citadas, as seguintes condições de torque de carga: 100%, 90%, 75%, 50% e 25%.

Desta forma, o comportamento da temperatura do motor para condições de torques iguais a 75%, 50% e 25% do valor nominal poderá ser comparado para as diferentes condições, ou seja, para o motor acionado diretamente na rede de alimentação e para o motor acionado através do conversor de frequência em 60 Hz.

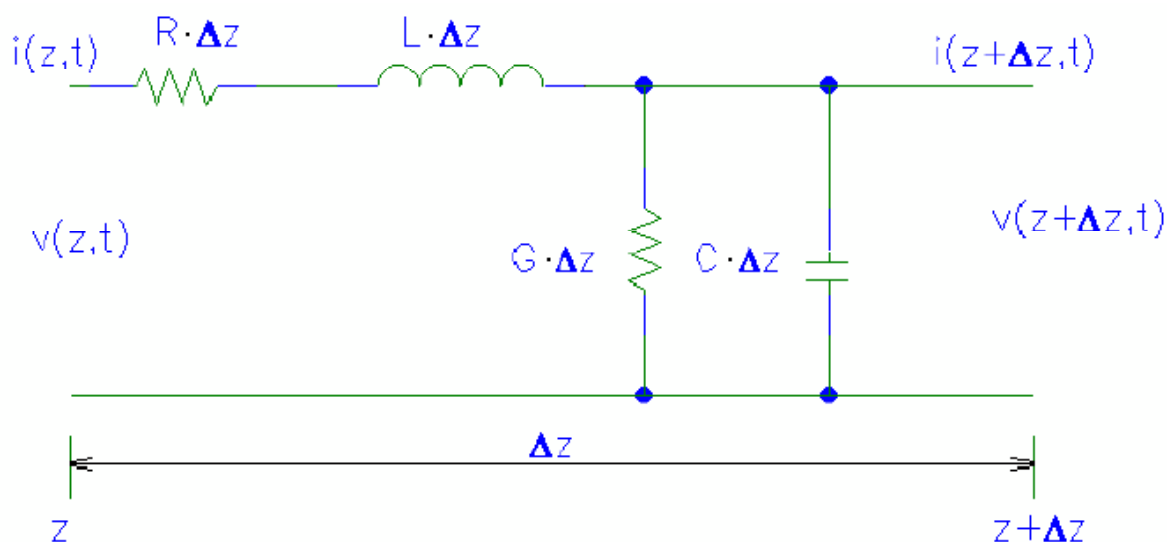
Com o universo maior de valores, obtidos experimentalmente com os testes adicionais aqui propostos, novas conclusões poderão conseqüentemente ser obtidas em decorrência das novas análises.

Como sugestão para a realização de experimentos práticos, pode-se ainda arquitetar a realização de testes de medidas de descargas parciais em motores de média tensão acionados por conversores de frequência. Os resultados então poderão ser comparados com os valores de descargas parciais apresentados na

isolação do mesmo motor quando acionado diretamente pela rede de alimentação. Desta forma, poder-se-á obter valores precisos do aumento do nível de descargas parciais no isolamento do motor imposto pelo acionamento com o conversor de frequência. No entanto, como o equipamento de medição de descargas parciais é acentuadamente sensível às interferências do ambiente e outros equipamentos que estão eventualmente em funcionamento, as medições certamente seriam prejudicadas em função do trabalho de chaveamento dos IGBTs do conversor nas proximidades do motor. Uma solução então, seria enclausurar o motor com material que possa blindar o mesmo das influências causadas pelo chaveamento eletrônico do conversor de frequência. Certamente os custos e a logística envolvida deverão ser considerados, principalmente quando tais testes utilizam equipamentos de grande porte como motor e conversor de média tensão.

## ANEXO 1 – DESCRIÇÃO DO PROCESSO DE REFLEXÃO DE ONDAS DE TENSÃO NO CABO ENTRE O MOTOR ELÉTRICO E O CONVERSOR DE FREQUÊNCIA UTILIZANDO A TEORIA DE LINHAS DE TRANSMISSÃO.

Uma linha de transmissão pode ser aproximada por uma rede com os parâmetros distribuídos através da linha. Um segmento da linha com comprimento  $\Delta z$  pode ser representado pelo circuito elétrico da figura A3.1.



**Figura A1.1:** Circuito equivalente de um elemento de uma linha de transmissão com um comprimento  $\Delta z$ .

O circuito da Figura A1.1 é composto basicamente por quatro elementos assim descritos:

- $R$  é a resistência de ambos os condutores por unidade de comprimento em  $\Omega/m$ ;
- $L$  é a indutância em ambos os condutores por unidade de comprimento em  $H/m$ ;
- $G$  é a condutância do meio dielétrico por unidade de comprimento  $S/m$ ;
- $C$  é a capacitância entre os condutores por unidade de comprimento em  $F/m$ ;

Utilizando a Lei de Kirchhoff para tensões (lei das malhas) no circuito da figura A1.1 tem-se:

$$v(z, t) - R \cdot \Delta z \cdot i(z, t) - L \cdot \Delta z \frac{di(z, t)}{dt} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (\text{A1.1})$$

a qual pode ser escrita como:

$$- \frac{v(z + \Delta z, t) - v(z, t)}{\Delta z} = R \cdot i(z, t) + L \frac{di(z, t)}{dt} \quad (\text{A1.2})$$

e, fazendo  $\Delta z \rightarrow 0$  tem-se:

$$- \frac{dv(z, t)}{dz} = R \cdot i(z, t) + L \frac{di(z, t)}{dt} \quad (\text{A1.3})$$

Assim, obtém-se uma equação contendo  $R$  e  $L$ .

Para obter outra equação relacionando  $G$  e  $C$  aplica-se ao circuito da figura A1.1 a Lei de Kirchhoff para correntes (lei dos nós). Tem-se então:

$$i(z, t) - G \cdot \Delta z \cdot v(z + \Delta z, t) - C \cdot \Delta z \frac{dv(z + \Delta z, t)}{dt} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (\text{A1.4})$$

e, fazendo  $\Delta z \rightarrow 0$ , tem-se:

$$- \frac{di(z, t)}{dz} = Gv(z, t) + C \frac{dv(z, t)}{dt} \quad (\text{A1.5})$$

As equações A1.3 e A1.5 são denominadas equações gerais de linha de transmissão e, aplicando-se a transformada de Laplace em tais equações pode-se obter:

$$- \frac{dV(z, s)}{dz} = (R + sL)I(z, s) \quad (\text{A1.6})$$

$$- \frac{dI(z, s)}{dz} = (G + sC)V(z, s) \quad (\text{A1.7})$$

As equações A1.6 e A1.7 podem ser utilizadas para ser obter a constante de propagação e a impedância característica da linha. Assim, derivando-se ambos os lados da igualdade nas equações A1.6 e A1.7, obtém-se:

$$\begin{cases} -\frac{d^2}{dz^2}V(z, s) = (R + sL)(G + sC)V(z, s) \\ -\frac{d^2}{dz^2}I(z, s) = (R + sL)(G + sC)I(z, s) \end{cases} \quad (\text{A1.8})$$

e, as equações A1.6 e A1.7 podem ser reescritas:

$$\frac{d^2}{dz^2}V(z, s) = \gamma^2 V(z, s) \quad (\text{A1.9})$$

$$\frac{d^2}{dz^2}I(z, s) = \gamma^2 I(z, s) \quad (\text{A1.10})$$

onde o termo  $\gamma = \sqrt{(R + sL)(G + sC)}$  é a constante de propagação da onda no cabo entre o motor elétrico e, o conversor de frequência

A solução das equações diferenciais (A1.9) e (A1.10) é:

$$V(z, s) = V^+(z, s) + V^-(z, s) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (\text{A1.11})$$

$$I(z, s) = I^+(z, s) + I^-(z, s) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (\text{A1.12})$$

onde os dois termos em cada equação denota ondas viajando na direção positiva e negativa ao longo de  $z$  respectivamente.

A impedância característica de uma linha de transmissão é a razão entre a tensão e a corrente para uma linha infinitamente longa. Para uma linha infinitamente longa com a fonte na extremidade esquerda do circuito apresentado na Figura A1.1, não há ondas refletindo. Então, existem somente as ondas viajando na direção positiva de  $z$ , ou seja, somente os termos com  $V_0^+$  e  $I_0^+$  nas equações A1.11 e A1.12.

Reescrevendo A1.6 tem-se:

$$I(z, s) = \frac{1}{-(R+sL)} \frac{dV(z, s)}{dz} \quad (\text{A1.13})$$

e de A1.11 vem,

$$\frac{dV(z,s)}{dz} = -\gamma[V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (\text{A1.14})$$

Assim, de A1.13 e A1.14 temos,

$$I(z,s) = \frac{\gamma}{(R+sL)} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (\text{A1.15})$$

Portanto,

$$I(z,s) = \frac{\gamma}{(R+sL)} \cdot V(z,s) \quad (\text{A1.16})$$

Logo, pode-se definir a impedância característica do cabo de alimentação entre o motor e conversor de frequência como:

$$Z_{0c} = \frac{R+sL}{\gamma} = \frac{\gamma}{G+sC} = \sqrt{\frac{R+sL}{G+sC}} [\Omega] \quad (\text{A1.17})$$

Note que a impedância característica é independente de  $z$ .

Conforme já mencionado anteriormente, num cabo infinitamente longo há somente ondas viajando no sentido positivo de  $z$  e, não há ondas refletidas. Assim, o segundo termo das equações A1.11 e A1.12 é zero. Se considerarmos um cabo com impedância característica  $Z_{0c}$ , com o comprimento  $l$ , uma constante de propagação  $\gamma$  e, conectado numa das extremidades à uma carga de impedância  $Z_L$  e, na outra à uma fonte, a distribuição de tensão e corrente no cabo pode ser calculado como:

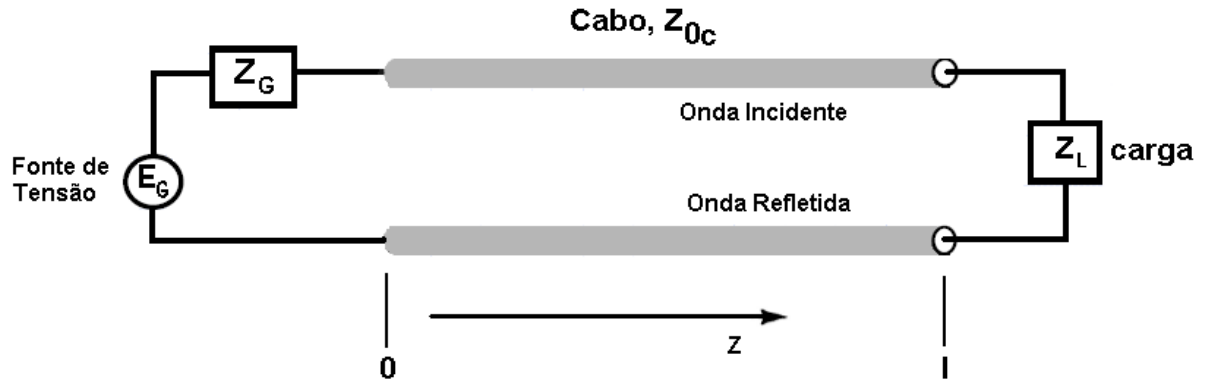
$$V(z') = I_L (Z_L \cosh \gamma z' + Z_{0c} \sinh \gamma z') [V] \quad (\text{A1.18})$$

$$I(z') = \frac{I_L}{Z_{0c}} (Z_L \sinh \gamma z' + Z_{0c} \cosh \gamma z') [A] \quad (\text{A1.19})$$

Onde  $z' = l - z$  é a distância medida à partir da carga. As equações A1.18 e A1.19 são obtidas à partir das equações A1.11 e A1.12 em  $z=0$  e  $z=l$ . As equações A1.18 e A1.19 são resolvidas com funções hiperbólicas e usando o fato que

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \left( \frac{V}{I} \right)_{z=l} [\Omega] \quad (\text{A1.16})$$





**Figura A1.2:** Cabo com impedância característica  $Z_{0c}$  e com carga  $Z_L$  acoplada numa das extremidades.

Se uma fonte de tensão  $E_G(s)$  com uma impedância interna  $Z_G(s)$  alimenta um cabo em  $z=0$  e, uma carga  $Z_L(s)$  é acoplada ao cabo em  $z=l$ , as condições de contorno são:

$$V(l,s) = Z_L(s) \cdot I(l,s) \quad (\text{A1.17})$$

$$V(0,s) = E_G(s) - Z_G(s) \cdot I(0,s) \quad (\text{A1.18})$$

$$V(z,s) = \frac{Z_{0c}(s)E_G(s)}{Z_{0c}(s) + Z_G(s)} \cdot \frac{e^{-\gamma(s)z} + K_L(s)e^{-\gamma(s)(2l-z)}}{1 - K_L(s)K_G(s)e^{-2\gamma(s)z}} \quad (\text{A1.19})$$

com,

$$K_L(s) = \frac{Z_L(s) - Z_{0c}(s)}{Z_L(s) + Z_{0c}(s)} \quad (\text{A1.20})$$

$$K_G(s) = \frac{Z_G(s) - Z_{0c}(s)}{Z_G(s) + Z_{0c}(s)} \quad (\text{A1.21})$$

Com o objetivo de interpretar a equação 1.19, a resistência  $R$  e a condutância  $G$  são consideradas nulas. Assim,  $V(z,s)$  pode ser reescrita:

$$V(z,s) = V_1(s) \left[ e^{\left(-\frac{z}{l}\tau s\right)} + K_L(s)e^{\left(-\frac{2l-z}{l}\tau s\right)} + K_L(s)K_G(s)e^{\left(-\frac{2l+z}{l}\tau s\right)} + \dots \right] \quad (\text{A1.22})$$

com,

$$\tau = l\sqrt{LC} \quad (\text{A1.23})$$

$$V_1(s) = \frac{Z_{0c}(s)E_G(s)}{Z_{0c}(s)+E_G(s)} \quad (\text{A1.24})$$

Tendo em mente que uma função exponencial no domínio de Laplace representa um atraso de tempo no domínio do tempo, nota-se que o primeiro termo pode ser interpretado como uma onda viajando, sem qualquer deformação, dos terminais da fonte para os terminais da carga com uma velocidade:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{A1.25})$$

O segundo termo representa uma onda viajando dos terminais da carga para os terminais da fonte. Em  $t=\tau$  esta segunda onda inicia em  $z=l$  e alcança  $z=0$  em  $t=2\tau$ . A reflexão da frente de onda é determinada por  $K_L(s)K_G(s)$ . Cada termo na equação (A1.22) pode então ser interpretado de maneira similar.

## **ANEXO 2 - Materiais Dielétricos Para Máquinas Elétricas Girantes**

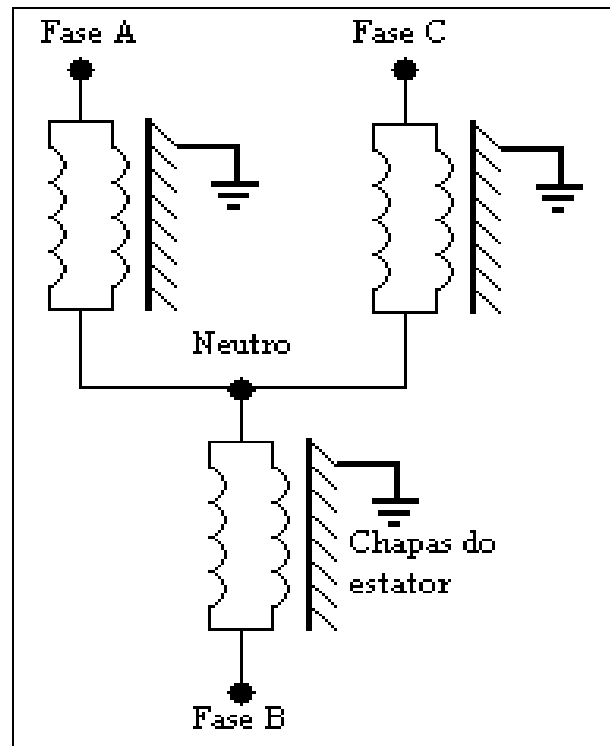
As três partes principais do estator são:

- Condutores de cobre;
- Chapas do estator;
- Isolação;

O cobre é o condutor das correntes do estator. Os condutores de cobre devem possuir uma seção transversal grande o suficiente para conduzir a corrente sem sobreaquecer.

A Figura A2.1 mostra o esquema simplificado dos enrolamentos do estator de uma máquina trifásica. O diagrama mostra que cada fase possui um ou mais caminhos paralelos. Cada caminho paralelo consiste em várias bobinas conectadas em série. Cada bobina consiste em um grupo de espiras.

As chapas do estato, em laminas de aço magnético, atuam como um caminho de baixa relutância para o fluxo magnético do estator para o rotor, ou vice versa.



**Figura A2.1** – Diagrama esquemático simplificado da bobinagem do estator conectado em estrela com duas bobinas em paralelo por fase.

Finalmente, temos o isolante elétrico. Diferentemente do cobre e do aço, a isolação não ajuda a produzir ou direcionar o fluxo magnético. Projetistas de máquinas elétricas gostariam de eliminar a isolação elétrica, já que esta ocupa um espaço que poderia ser ocupado por cobre, o que faz com que se aumente o tamanho e preço da máquina, e reduz sua eficiência, sem criar torque. A isolação tem como objetivo principal evitar curto circuito entre os condutores e as partes aterradas. No entanto, sem o isolante, os condutores iriam entrar em contato uns com os outros ou com o pacote de chapa, causando correntes indesejadas e funcionamento impróprio da máquina. Os isolantes devem ser também bons condutores térmicos, para que assim o calor gerado nos condutores, seja extraído da máquina, para que não haja sobreaquecimento. A isolação deve dar sustentação mecânica de forma que os condutores fiquem em seus devidos lugares e não venham a vibrar.

Será discutido a seguir, que o sistema de isolamento do estator é composto por vários materiais dielétricos, onde cada um possui suas características e suas funções.

O sistema de isolamento dos circuitos rotóricos, como por exemplo, em máquinas de rotor bobinado, pólos de excitação de máquinas síncronas, é bastante semelhante ao do estator.

No caso de máquinas de gaiola de esquilo, os condutores de cobre, alumínio ou latão são diretamente colocados no núcleo de chapas do rotor, não havendo necessidade de isolamento dos condutores.

No presente trabalho será analisado apenas o sistema de isolamento do estator, porque é o mais representativo quando se trata de máquinas elétricas girantes.

Quando se considera o sistema de bobinagem do estator, existem dois tipos básicos de estruturas:

- Bobina com fios circulares (Random-wound)
- Bobina pré-formada (Form-wound)

O critério utilizado na WEG Máquinas para alimentação senoidal é:

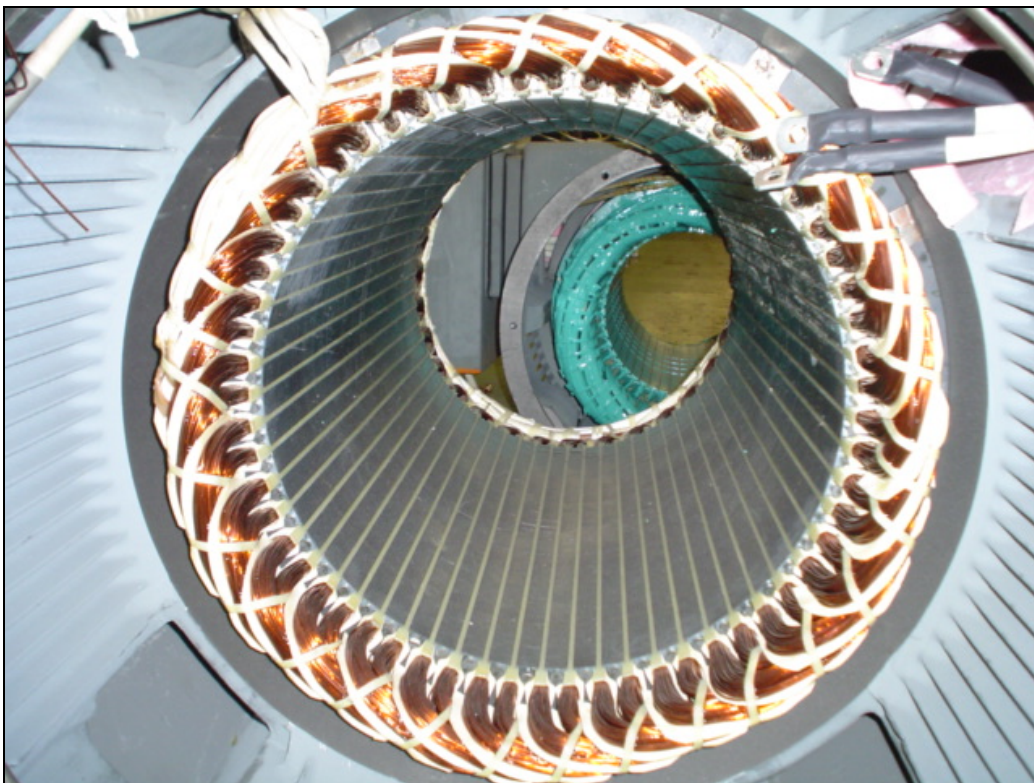
- Máquinas com tensão nominal  $\leq 1.000\text{V}$  e carcaça  $\leq 450$  utilizam fio circular;
- Máquinas com tensão nominal  $> 1.000\text{ V}$  ou carcaça  $> 450$  utilizam bobina pré-formada;

As bobinas com fios circulares são formadas por condutores circulares de cobre eletricamente isolados, que são inseridos nas ranhuras manualmente ou mecanicamente formando o enrolamento da máquina. Cada espira pode, a principio, estar localizada em qualquer lugar na ranhura, daí o nome de “Random-wound” o que significa bobinagem aleatória. Como a posição da espira é aleatória ela pode estar em contato com qualquer outra espira da bobina, independente da tensão da espira. Assim, uma espira adjacente ao terminal de alimentação pode estar em contato com outra espira que esta adjacente ao terminal do neutro. Isso limita o uso

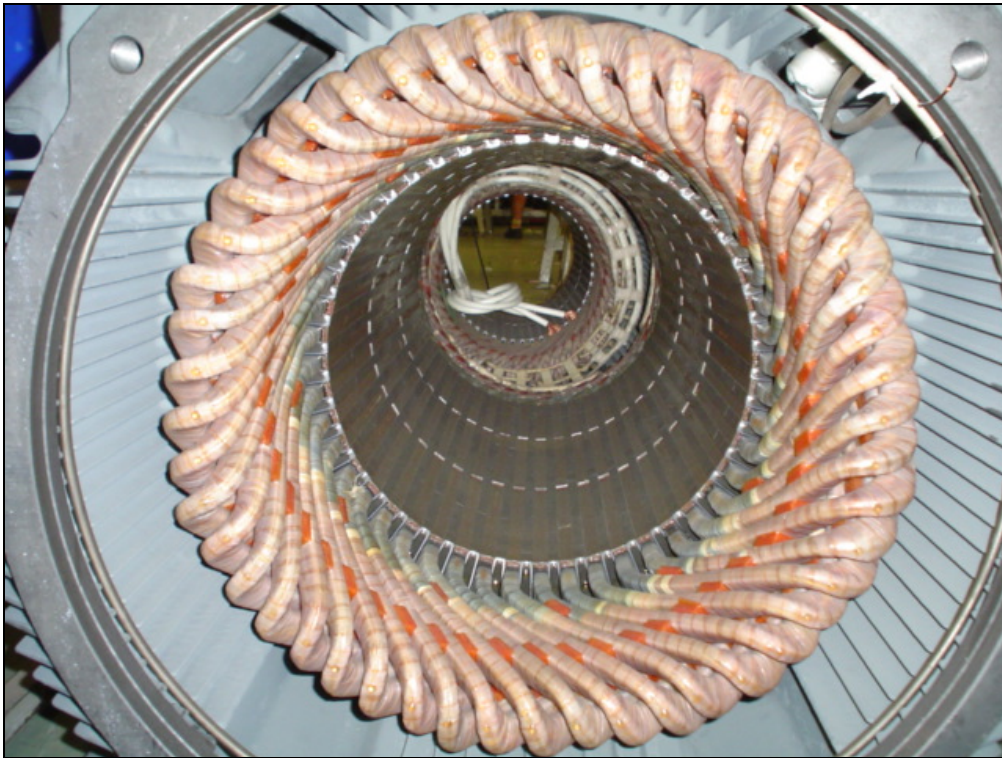
deste tipo de bobinagem a máquinas de baixa tensão. A Figura A2.2 mostra um estator com bobinas de fios circulares já devidamente isolados.

Já a bobinagem com bobinas pré-formadas utiliza barras de cobre isoladas e pré-formadas antes da inserção nas ranhuras. Usualmente, cada bobina pode ter 2 ou mais espiras, onde várias bobinas conectadas em série formam o número apropriado de pólos. O projeto é feito levando em consideração que cada espira em uma bobina esteja adjacente à outra que resulte a menor diferença de tensão entre elas. Assim, diminuindo a tensão entre espiras, um isolante mais fino pode ser utilizado para separá-las. Por exemplo, numa máquina de 4.160 V entre fases (2.400 V fase-terra), cuja bobinagem tem 10 bobinas em série, e cada uma possui 10 espiras, resultando em 100 espiras entre fase e terra e, máxima tensão entre espiras adjacentes é de 24 V. Caso esta precaução não seja tomada, a tensão entre espiras pode ser muito alta levando-o a fadiga precoce.

A Figura A2.3 mostra um estator com bobinas pré-formadas já isolado.



**Figura A2.2** – Estator com bobinas de fio circular.



**Figura A2.3–** Estator com bobinas pré-formadas.

### **A.1- O sistema de isolamento do estator**

O sistema de isolamento possui vários componentes dielétricos, que juntos garantem que o curto circuito não ocorra dentro da máquina. Eles devem permitir a transmissão do calor gerado pelas perdas joules dos condutores e fornecer sustentação mecânica para que os condutores não vibrem devido a ação das forças magnéticas.

Os materiais dielétricos da isolamento dos condutores são responsáveis pela transferência do calor gerado pelos condutores até a chapa do estator onde o calor é dissipado. Portanto os materiais dielétricos do sistema de isolamento devem apresentar uma baixa resistividade térmica, ou seja, uma alta condutividade térmica, e devem ser livres de lacunas de ar, pois os “gaps” de ar possuem baixa condutividade térmica o que prejudica a transferência de calor. Portanto, do ponto de vista térmico, os dielétricos aplicados em isolamento de máquinas elétricas devem manter suas propriedades térmicas e dielétricas nas temperaturas de operação da máquina.

Existem forças magnéticas agindo sobre os condutores de cobre. Essas forças são resultantes de forças magnéticas, que agindo sobre cada fio de cobre individual, faz com que a bobina ou a barra vibre dentro da ranhura. O sistema de isolamento deve estar apto a suportar essas forças de vibração e dar sustentação aos condutores para que estes permaneçam em seus devidos lugares.

Além das propriedades já mencionadas, os materiais dielétricos devem apresentar resistência à tração e resistência ao desgaste, para resistir às solicitações mecânicas durante o processo de fabricação e inserção das bobinas nas ranhuras, garantido a qualidade e o bom desempenho do sistema de isolamento da máquina.

Todo sistema de isolamento dos circuitos estáticos apresenta três componentes que devem ser cuidadosamente isolados:

- Isolação do fio;
- Isolação entre espiras
- Isolação contra massa;

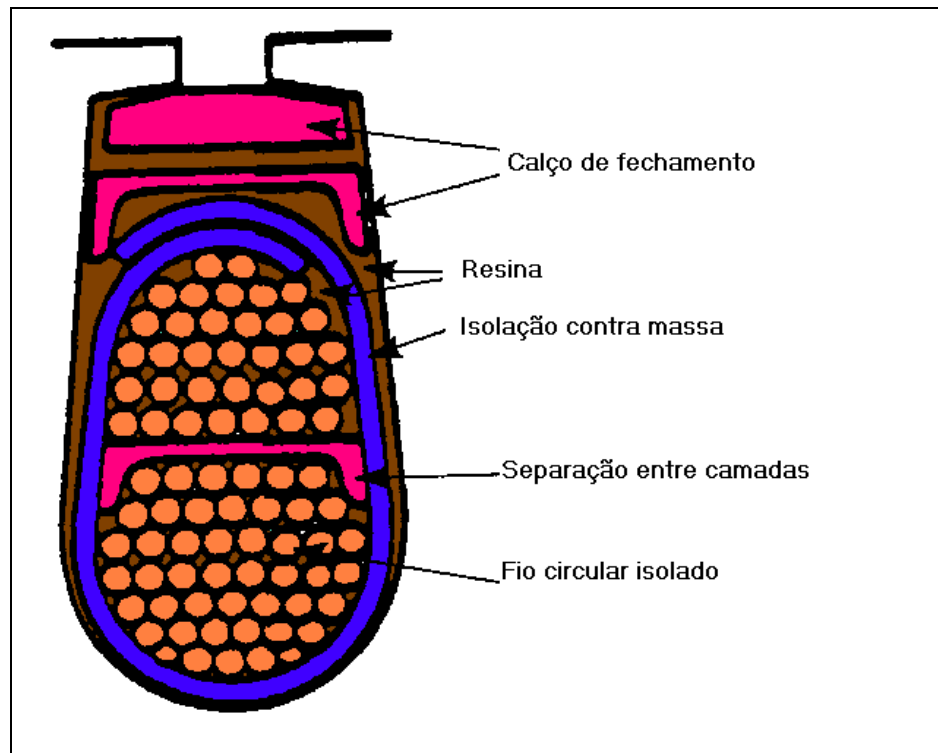
Analisaremos a seguir o isolamento de cada um dos componentes.

### **A1.1- Isolação do fio**

Em bobinas constituídas de fios circulares a isolamento do fio funciona também como isolamento entre espiras. A tensão que aparece entre os fios é de apenas algumas dezenas de volts, assim esta isolamento pode ser fina. Esta isolamento deve ter boa aderência ao fio, e por estar em contato direto com a fonte geradora de calor, deve ter boa condutividade térmica e suportar as mais altas temperaturas do estator. A figura A2.4 mostra o sistema de isolamento na ranhura de uma bobina formada por fios circulares. Observe que os fios estão dispostos lado a lado, podendo, devido sua característica aleatória ter fios cruzados onde a diferença de potencial é maior.

O isolamento do fio circular é feito com um esmalte sintético, executado em duas camadas. A primeira denominada de Base é executada com esmalte à base de poliesterimida, fica em contato direto com o condutor nu. A segunda camada denominada de Capa é executada com esmalte à base de poliamidaimida é depositada sobre a Base, cuja função base é aumentar a resistência mecânica.





**Figura A2.4** – Seção transversal de uma ranhura com uma bobina de fio circular.

Os fios circulares são classificados de acordo com o seu grau de isolamento. Na Weg são utilizados dois fios circulares isolados e classificados como:

**Fio Grau 2:**

Espessura do isolamento 0,12mm;

Base: Esmalte à base de poliesterimida com 80% da espessura do isolamento;

Capa: Esmalte à base de poliesterimida com 20% da espessura do isolamento.

**Fio Grau 3:**

Espessura do isolamento 0,15mm;

Base: Esmalte à base de poliesterimida com 40% da espessura do isolamento;

Capa: Esmalte à base de poliesterimida com 60% da espessura do isolamento.

O esmalte a base de poliesterimida utilizado na execução da Base, apresenta as seguintes propriedades dielétricas:

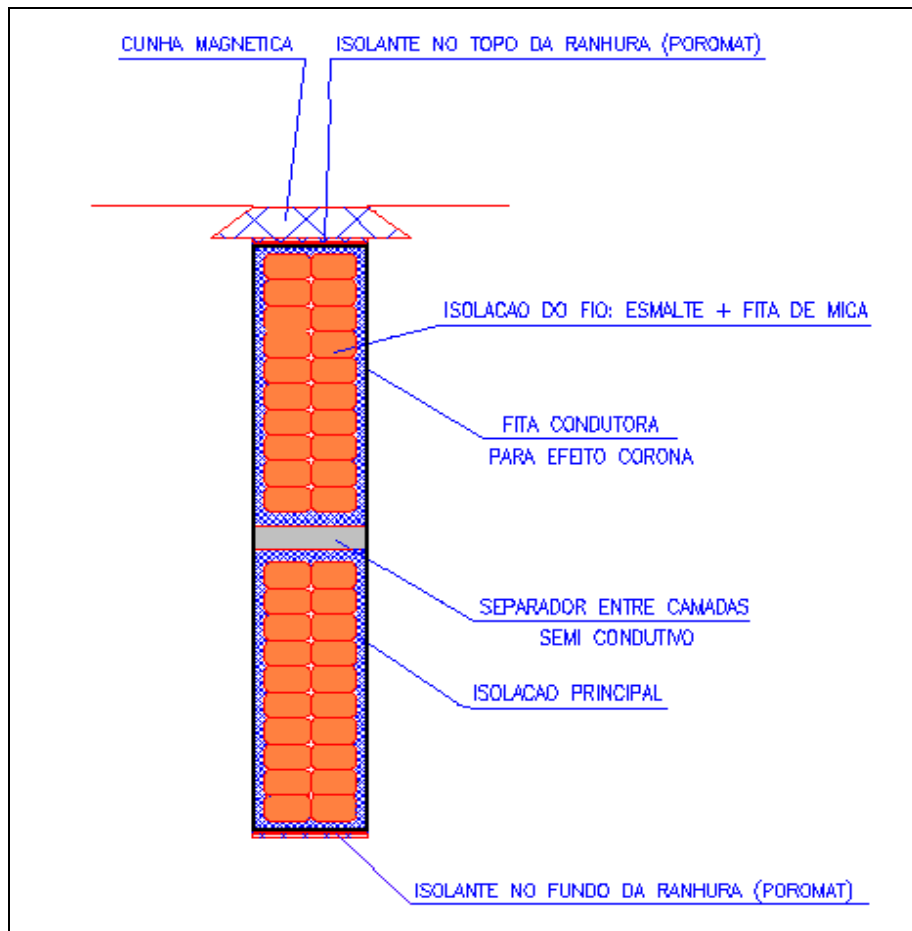
- **Rigidez dielétrica:** 8 kV/mm
- **Classe térmica:** H (220°C)

A Capa que é executada com esmalte a base de poliamidaimida, apresenta as seguintes propriedades dielétricas:

- **Rigidez Dielétrica:** 8 kV/mm
- **Classe térmica:** H (220°C)

O fio grau 3 é normalmente aplicado nas máquinas com tensão maior que 690V ou acionados por inversor de frequência.

Nas bobinas pré-formadas os fios dentro da ranhura não apresentam uma distribuição aleatória. Obedecem a uma disposição escolhida no projeto com o objetivo de reduzir a tensão entre espiras. A figura A2.5 mostra um corte transversal de uma ranhura contendo uma bobina pré-forma.



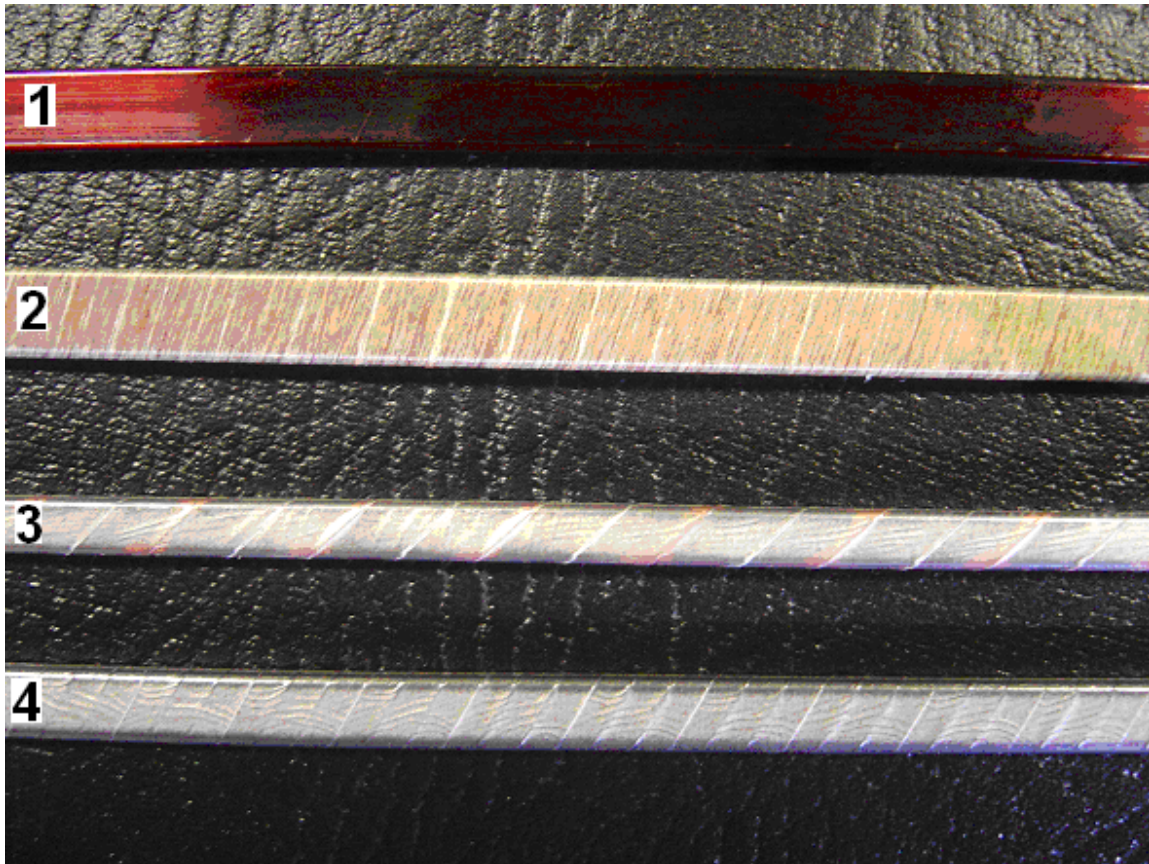
**Figura A2.5** - Seção transversal de uma ranhura com uma bobina pré-formada.

As bobinas pré-formadas são constituídas por fios retangulares e que devem ser adequadamente isolados. A qualidade e a rigidez dielétrica do isolamento do fio garante o isolamento entre espiras.

Os fios retangulares possuem quatro diferentes tipos de isolamento dependendo da aplicação:

1. Fios de cobre esmaltados;
2. Fios de cobre esmaltados recobertos com uma ou duas camadas de filamentos de vidro;
3. Fios de cobres nus recobertos com fita a base de mica;
4. Fios de cobre esmaltados recobertos com fita a base de mica.

A figura A2.6 mostra os quatro tipos de isolamento dos fios retangulares.



**Figura A2.6**– Isolação de fios para bobina pré-formada

As características da fita a base de mica tem como composição de papel de mica com moscovita calcinada impregnada com resina epóxi. Possui os seguintes dados técnicos:

- **Espessura nominal:** 0,09 mm
- **Espessura depois de prensada**  $0,06 \pm 0,015$  mm
- **Resistência a tração:**  $> \text{ou} = 20$  N/cm
- **Tensão de ruptura:** 7 kV
- **Classe térmica:** F(155°C).

## A1.2 - Isolação entre espiras

O propósito da isolamento entre espiras é a prevenção de curtos entre as espiras na bobina. Para se ter uma idéia de grandeza de valores das correntes de curto de

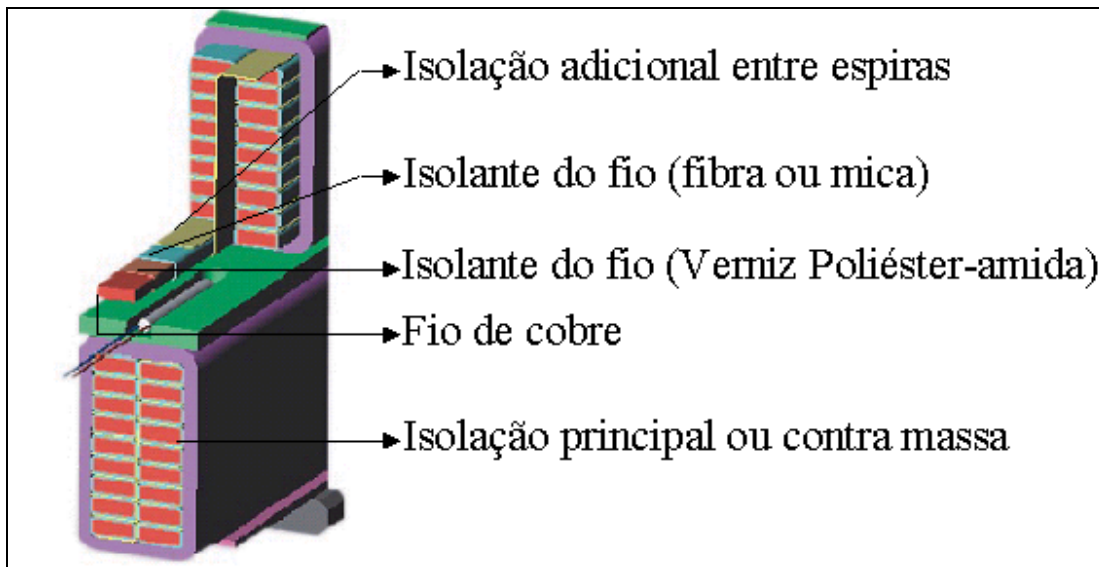
espiras, podemos comparar um curto entre espiras com a relação de correntes e número de espiras de um transformador. Considerando que a espira curto circuitada se comporta como o secundário de um transformador e que as não curto circuitadas se comportam como o primário, podemos escrever a relação:

$$n_p I_p = n_s I_s \quad (\text{A2.1})$$

Onde  $n_p$  se refere ao número de espiras do primário,  $n_s$  número de espiras do secundário,  $I_p$  é a corrente do primário e  $I_s$  é a corrente do secundário.

Assim antes do curto temos o número de espiras e a corrente nominal, após o curto o número de espiras diminui para uma espira e a corrente sobe com uma relação de valor da ordem do número de espiras, ou seja, para uma máquina com 100 espiras a corrente de curto entre espiras será 100 vezes maior que a corrente nominal. Conseqüentemente, uma grande corrente vai circular pelas espiras e rapidamente a temperatura vai subir. Normalmente, essa alta corrente causará a fusão do cobre e assim afetará a isolação contra massa. Claramente a isolação entre espiras fará com que o enrolamento tenha uma vida útil longa.

A figura 2.7 mostra um corte transversal de uma bobina pré-formada e mostrando o isolamento para a massa, isolamento entre espiras e o isolamento dos fios.



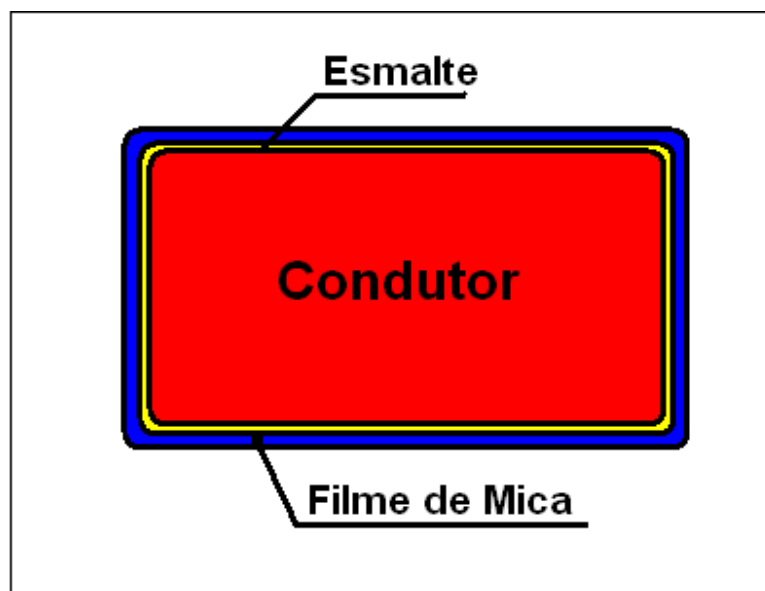
**Figura 2.7**– Corte transversal de uma bobina pré-formada.

A tensão entre espiras numa bobina constituída de fios circulares pode assumir valor igual à tensão nominal da máquina, porque por definição as espiras com fio circular são colocadas nas ranhuras aleatoriamente podendo ter fases diferentes adjacentes na saída das ranhuras. Portanto o isolamento do fio deve garantir o isolamento entre espiras. Devido a este fato de a tensão entre espiras poder ser a tensão nominal da máquina, raramente é utilizado fio circular para máquinas com tensão entre fases maior que 690 V.

Em bobinas pré-formadas a tensão entre as espiras adjacentes nas bobinas são melhores definidas, assim, sabendo o número de espiras de uma bobina, quantas bobinas possuem uma fase e a tensão na fase é possível determinar a tensão entre espiras. Por exemplo, para um motor com tensão eficaz 4.160 V fase-fase, 2.400V fase-terra, 20 bobinas/ fase e 5 espiras/bobina, teremos uma tensão entre espiras de 24 V. Em geral a tensão entre espiras varia de 10 Vac, para pequenas máquinas, até 250 Vac grandes máquinas com bobinas pré-formadas.

A isolação entre espiras para bobinas pré-formadas por ser exposta a grandes transientes de tensão, associados a utilização de contatores a vácuo no ligamento das máquinas na rede, operação com inversor de frequência, ou descargas atmosféricas. Esses altos transientes de tensão causarão o stress da isolação entre espiras e conseqüentemente diminuirão a sua vida útil.

Antes de 1970, a isolação do fio e a isolação adicional entre espiras eram separadas conforme mostrado na figura 2.7 Este isolamento adicional entre espiras era difícil de executar, e não garantia a efetiva isolação entre espiras, principalmente nas curvas dos condutores na cabeça da bobina. Após 1970 o isolamento adicional entre espiras foi eliminado e o isolamento do fio melhorado para garantir o isolamento entre espiras. A eliminação deste isolamento adicional foi possível pela melhoria da qualidade do dielétrico empregado na isolação do fio. A fita a base de mica contribuiu muito para este aperfeiçoamento. A figura 2.8 mostra o isolamento do fio retangular com fita de mica.



**Figura 2.8** – Isolação fio e isolação entre espiras.

### **A1.3 - Isolação principal ou “contra massa”.**

A isolação “contra massa” ou isolação “principal”, é o componente que isola os condutores em relação ao pacote de chapas que é aterrado na caraça. A ruptura da isolação contra massa normalmente é ocasionada por uma falta a terra, deixando máquina sem condições de operar. A isolação contra massa é determinante na vida útil da máquina. Para que uma máquina tenha vida útil longa, a isolação contra massa deve reunir rigorosas características dielétricas, térmicas e mecânicas.

### A1.3.1 - Isolação principal para Bobinas de fio circular

A isolação contra a massa para as bobinas fabricadas com fio circular é feita isolando a ranhura com papel dielétrico conforme mostrado na figura A2.9

A espessura da isolação é dimensionada normalmente para garantir a tensão nominal de até 600V. O papel dielétrico para classe H é o NOMEX e para a classe F é o papel NMN formado por três camadas de Nomex, Myler, Nomex. O isolamento para a massa em máquina maiores com bobina de fio circular é feito por dois papéis dielétricos na ranhura. O primeiro fica diretamente em contato com os condutores e o segundo em contato com o pacote de chapas. O papel que fica em contato diretamente com os condutores fica submetido a maiores temperaturas enquanto que o segundo que fica em contato com o pacote de chapas a solicitação térmica é menor, porém mecanicamente é mais solicitada, principalmente a resistência à abrasão.

O Nomex é um papel isolante de alta rigidez dielétrica, e boa robustez mecânica. Por ser laminado, suas propriedades dependem da direção de laminação, assim como as chapas de aço silício. Em algumas aplicações, é necessário orientar o papel na direção ótima para obter melhor desempenho. O material é compatível com todas as classes de vernizes isolantes. O Nomex possui classe térmica H. Os valores de rigidez dielétrica são em função da espessura do papel estão mostrados na tabela A2.1.

**Tabela A2.1-** Tabela de rigidez dielétrica do Nomex em função da espessura.

|                            |      |       |      |     |      |
|----------------------------|------|-------|------|-----|------|
| Espessura (mm)             | 0,05 | 0,125 | 0,25 | 0,5 | 0,75 |
| Rigidez Dielétrica (kV/mm) | 39   | 55    | 63   | 55  | 49   |

Quando não se fizer necessária classe térmica H, utiliza-se o NMN, que se trata de um composto isolante, combinando filme de poliéster (Myler) entre duas camadas de Nomex. O NMN é uma alternativa econômica para classe F. Os valores de rigidez dielétrica são em função da espessura do papel NMN estão mostrados na tabela A2.2.



**Tabela A2.2-** Tabela de rigidez dielétrica do NMN em função da espessura.

|                            |      |      |      |      |      |
|----------------------------|------|------|------|------|------|
| Espessura (mm)             | 0,16 | 0,23 | 0,30 | 0,36 | 0,45 |
| Rigidez Dielétrica (kV/mm) | 8    | 10   | 15   | 18   | 25   |

A figura A2.9 mostra um estator com Nomex nas ranhuras.



**Figura A2.9** – Estator com NOMEX como isolamento contra massa nas ranhuras.

Após as ranhuras isoladas as bobinas inseridas nas ranhuras é necessário impregnar o isolamento para preencher todos os espaços vazios com resina dielétrica.

A impregnação nas bobinas de fio circular é feita de duas formas:

- Por gotejamento
- Por imersão

Na impregnação por imersão, o estator, já com as bobinas nas ranhuras, é pré-aquecido e em seguida submergido no tanque contendo a resina dielétrica. Quando os espaços vazios estão completamente cheios de resina, o estator é retirado e levado para estufa para que a resina seja curada. A resina dielétrica de impregnação é a base de poliéster imídico insaturado, cuja rigidez dielétrica é de 60 kV/mm.

A impregnação por gotejamento é feita com o estator na horizontal, já com as bobinas nas ranhuras, onde ele é pré-aquecido. Em seguida o estator é montado sobre rolos inclinados. O estator ficará girando enquanto a resina é gotejada sobre a cabeça de bobina no lado mais alto, fazendo com que a resina vá aos poucos escoando ao outro lado do estator. Após esta etapa o estator é levado ao estufa para curar a resina. A resina utilizada no gotejamento é a base de epóxi cuja rigidez dielétrica é de 20 kV/mm.

Apesar da resina epóxi apresentar uma menor rigidez dielétrica que a resina à base de poliéster, é mais efetiva no isolamento da máquina porque no processo de isolamento por gotejamento o preenchimento dos espaços vazios é melhor. No processo por imersão, durante o processo de cura da resina uma parte dela escorrendo pode deixar espaços vazios no interior da ranhura.

### **A1.3.2 - Isolação principal para bobinas pré-formadas**

A isolação para a massa das bobinas pré-formadas desempenha um papel importante para a vida útil da máquina. Normalmente a bobina pré-formada é usada em máquinas de média tensão da ordem de até 15 kV. Para estes níveis de tensão o material dielétrico deve apresentar propriedades dielétricas muito boas. O processo de fabricação deste isolamento deve garantir a repetibilidade das características do isolamento.

O processo de fabricação das bobinas pré-formadas apresenta três etapas distintas:

Conformação da bobina;

a) Isolamento da bobina;

b) Impregnação das bobinas.

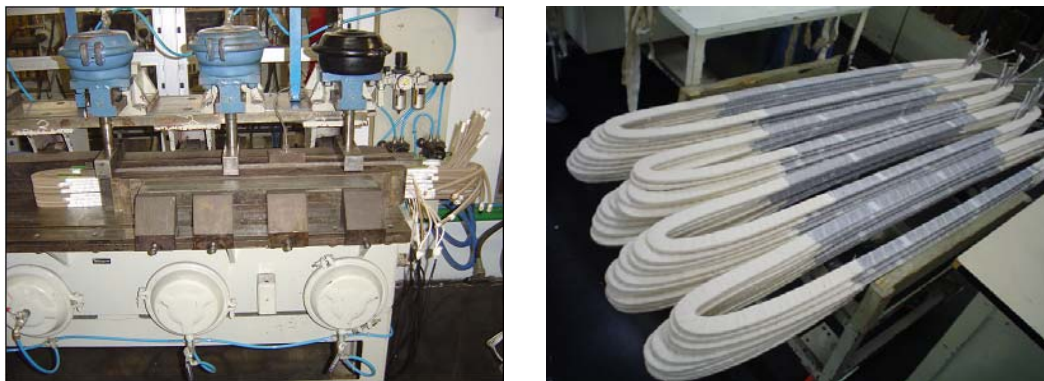
A conformação da bobina é feita a partir do fio retangular já isolado, enrolando os fios na forma trapezoidal ou forma de peixe conforme mostrado na figura A2.10. O número de voltas do fio nesta forma da bobina é definido pelo número de espiras por bobina necessárias ao enrolamento.

A bobina uma vez enrolada na forma trapezoidal é submetida a uma prensagem para garantir o alinhamento e a compactação dos condutores. A figura

A2.10 mostra a prensa onde as bobinas estão submetidas à prensagem de compactação.



**Figura A2.10**-Fabricação da bobina na forma trapezoidal ou forma de peixe.



**Figura A2.11** –Prensagem de compactação da bobina pré-formada

Com os condutores devidamente compactados, a bobina está pronta para ser expandida e conformada na sua forma definitiva. Esta expansão deverá garantir as dimensões finais da bobina para que ela possa ser inserida nas ranhuras atendendo o passo especificado. A figura A2.12 mostra a máquina de expansão da bobina e uma bobina expandida.



**Figura A2.12** – Expansão da bobina pré-formada.

A segunda etapa no processo de fabricação de uma bobina pré-formada consiste na aplicação da fita de mica. A isolação principal de uma bobina pré-formada é feita com um material produzido com papel de mica tipo muscovita não calcinado reforçado em um dos lados com tecido de fibra de vidro e impregnado com baixo teor de resina epóxi, sendo que a fita contém o acelerador responsável pelo início do processo de gelatinização e cura da resina de impregnação. A fita é pigmentada na cor avermelhada para identificação. Na figura A2.13 é mostrada uma amostra da fita de mica aplicada no isolamento da massa.



**Figura A2.13-** Amostra da fita de mica.

A fita é flexível, de fácil aplicação e ótima moldabilidade, sendo que o teor de resina baixo, permite grande capacidade de absorver a resina no papel de mica, apresentando assim ótimas características mecânicas e elétricas. A fita apresenta classe térmica “F”.

A aplicação da fita é feita através de uma máquina garantindo o espaçamento e a pressão adequada. Na figura A2.14 é mostrado uma bobina já expandida e devidamente isolada.



**Figura A2.14-** Bobina expandida e isolada com fita de mica.

A tabela A2.3 mostra as características técnicas da fita de mica empregada no isolamento para a massa das máquinas elétricas com tensão até 15 kV.

**Tabela A2.3:** Características técnicas da fita de mica.

| Propriedades                                     | Normas        | Especificação |
|--|---------------|---------------|
| Espessura (mm)                                   | IEC-371.2     | 0,15 +/- 0,03 |
| Gramatura total (g/m <sup>2</sup> )              | IEC-371.3     | 200 +/- 20    |
| Gramatura Papel de mica (g/m <sup>2</sup> )      | IEC-371.4     | 160 +/- 16    |
| Gramatura do Tecido de vidro (g/m <sup>2</sup> ) | IEC-371.5     | 23 +/- 2      |
| Teor de resina (g/m <sup>2</sup> )               | IEC-371.6     | 12 a 14       |
| Teor de acelerador (g/m <sup>2</sup> )           | -             | 4 +/- 1       |
| Resistência à tração linear (N/mm)               | ASTM D-828/60 | mín. 8        |

Uma vez as bobinas expandidas e isoladas são introduzidas nas ranhuras e devidamente ligadas formando as três fases do enrolamento.

A terceira e última etapa no processo de fabricação das bobinas consistem no processo de impregnação, denominado “Global Vacuum Pressure Impregnation GVPI”.

O processo GVPI tem se mostrado altamente eficiente e confiável na impregnação das máquinas elétricas girantes para as mais diversificadas aplicações. Este sistema é aplicado em máquinas de baixa, média e altas tensões que utilizam bobinas pré-formadas de 380 a 15.000V. Neste processo pode ser impregnado o estator e o rotor completo ou apenas as bobinas ou barras quando for o caso.

A resina de impregnação aplicada é à base de epóxi cujas características técnicas se encontram na tabela A2.4.

**Tabela A2.4:** Características técnicas da resina epóxi de impregnação GVPI.

| Propriedades                              | Normas    | Especificação |
|---|-----------|---------------|
| Resistência a flexão (N/mm <sup>2</sup> ) | ISO 178   | 125-130       |
| Deformação da superfície (%)              | ISO 178   | 4.5-5.5       |
| Temperatura de transição vítrea (°C)      | IEC 1006  | 135-150       |
| Rigidez dielétrica kV/mm                  | IEC 243-1 | 25-30         |
| Classe de isolação                        | IEC 85    | H             |

Os parâmetros da tabela A2.4 foram obtidos em corpo de prova não reforçados na temperatura de 23°C. A cura com 24h na temperatura de 80°C, com tempo adicional de 10h na temperatura de 140°C.

A qualidade do isolamento de máquinas até 15 kV depende fortemente do processo de impregnação. Portanto nesta terceira etapa é preciso seguir rigorosamente o procedimento e os parâmetros definidos no processo GVPI.

O processo GVPI de impregnação é dividido em 4 etapas conforme segue:

- 1) A peça a ser impregnada, é pré-aquecida na estufa, e em seguida é colocada no tanque de impregnação. É feito um vácuo da ordem de 0,5 mbar, que é mantido por aproximadamente 30 minutos, conforme mostra a figura A2.15.

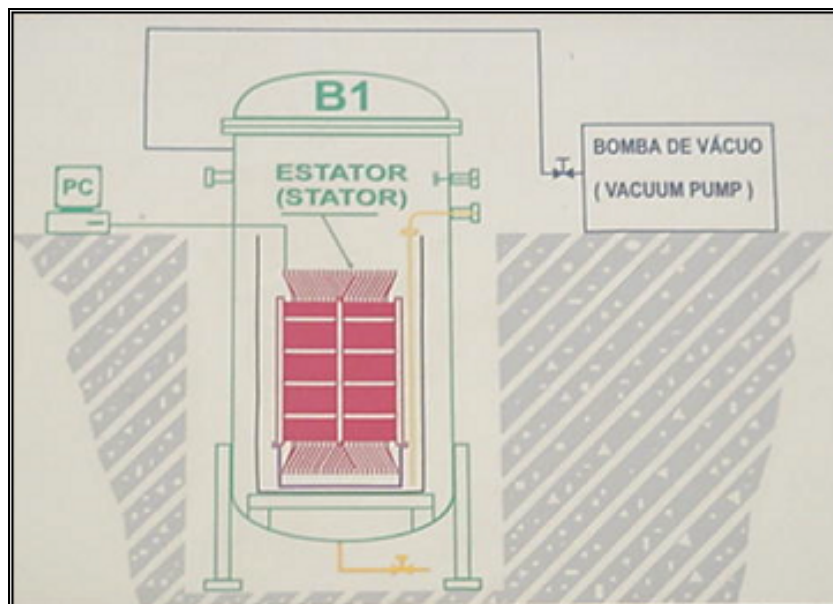


Figura A2.15.- Início da impregnação, vácuo de 0,5mbar por 30 minutos.

- 2) Na segunda etapa a resina de impregnação é introduzida no tanque até que toda a peça a ser impregnada esteja coberta. A figura A2.16 mostra a resina de epóxi sendo adicionada no tanque.

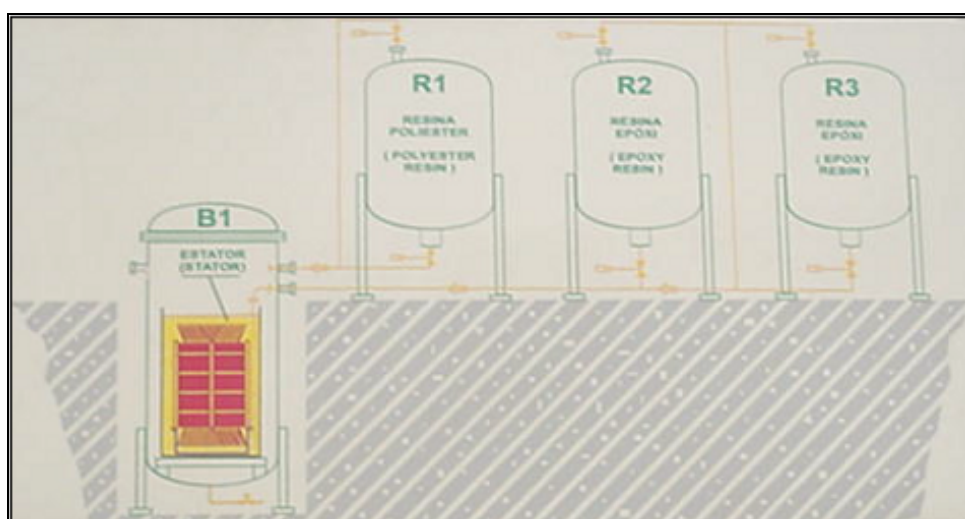
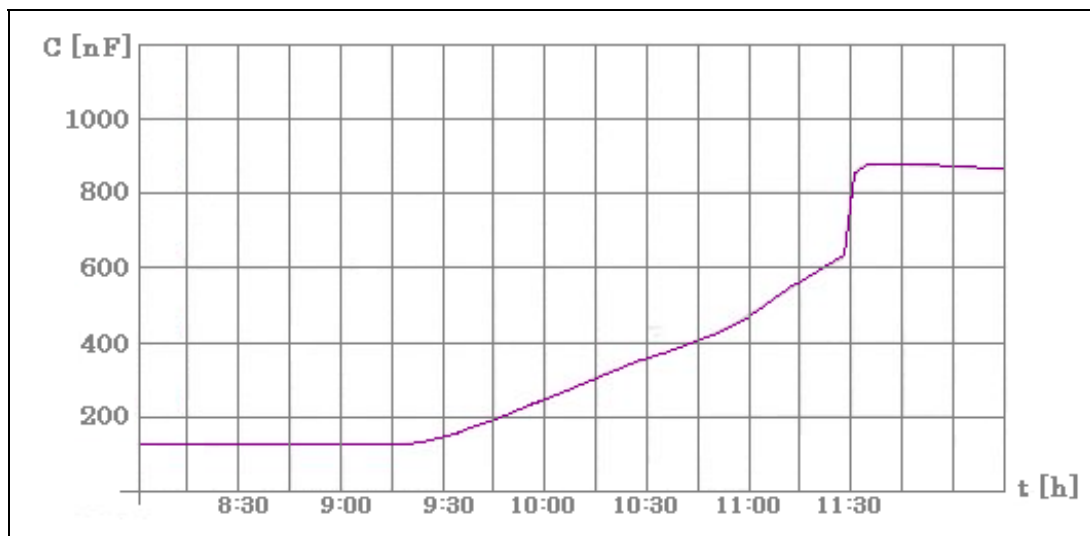


Figura A2.16- A resina epóxi de impregnação é introduzida no tanque.

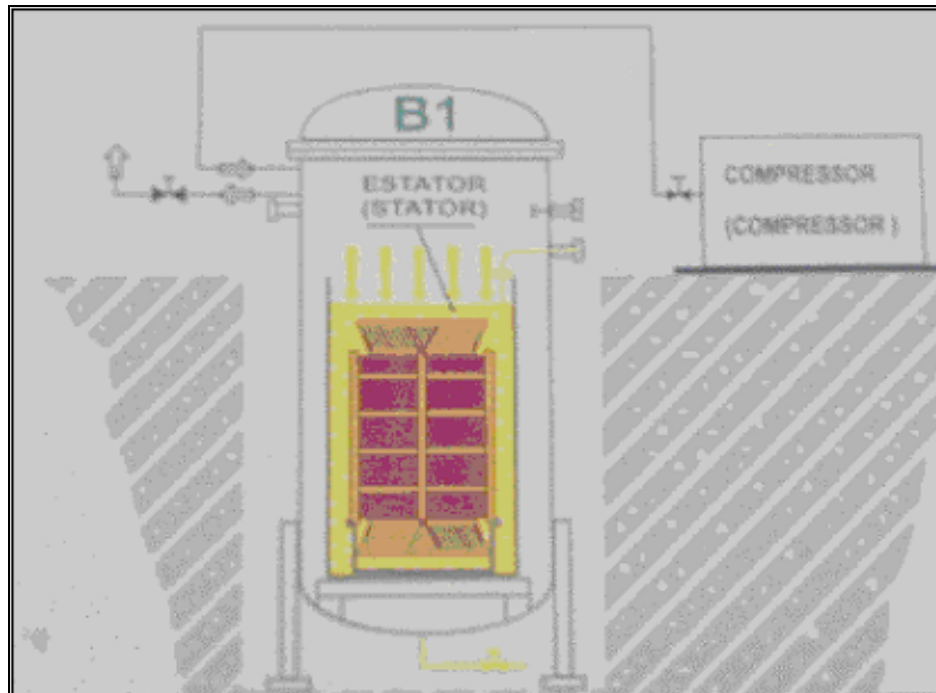
Nesta etapa o vácuo da primeira etapa é mantido por três horas, e a capacitância da isolação começa a ser monitorada. A figura A2.17 mostra a variação da capacitância durante o processo de impregnação. A rampa inclinada a partir da 9h30min, indica que a resina começa a ser inserida, e assim segue crescendo a medida que a resina ocupa os espaços vazios do isolamento.



**Figura A2.17** – Gráfico da capacitância do isolamento durante o processo de impregnação.

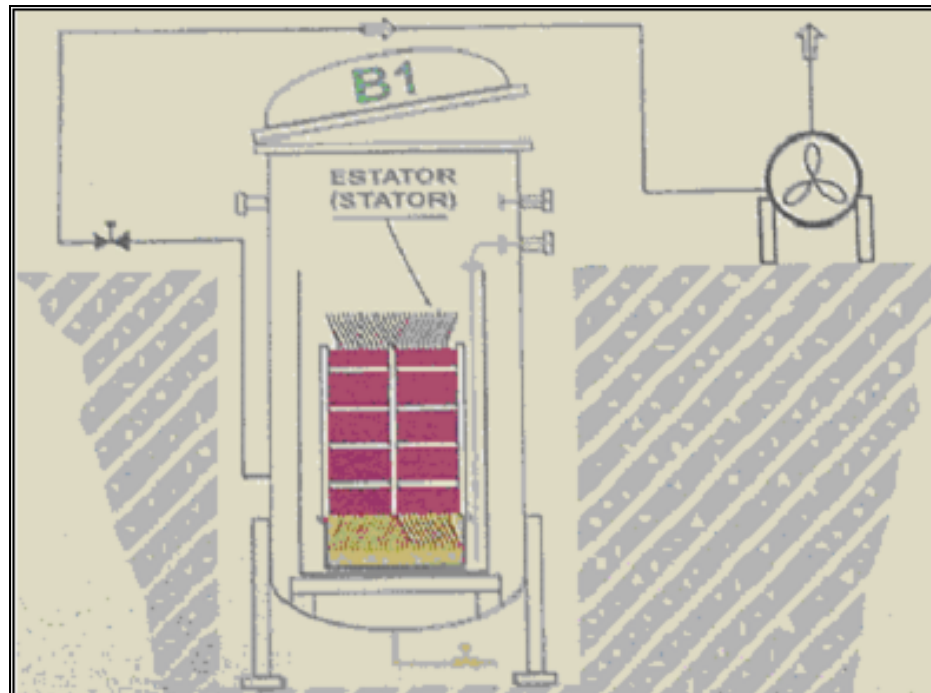
- 3) A terceira etapa começa após três horas de vácuo sobre a resina. Neste momento é aplicada uma pressão de 7bar sobre a resina com o objetivo de garantir a penetração total da resina no isolamento fazendo com que compacto, homogêneo e principalmente isento de bolhas de ar. Neste momento a capacitância do isolamento sofre um aumento abrupto conforme mostrado no gráfico da figura A2.17. Uma vez atingida a capacitância máxima o processo de penetração da resina está completo. A pressão é mantida por mais 30 minutos. A figura A2.18 mostra esta etapa.





**Figura A2.18** – Aplicação da pressão de 7 bars sobre a resina.

- 4) A quarta e última etapa consistem em retirar a resina do tanque. Em seguida o tanque é aberto e ventilado com o estator por aproximadamente 10 minutos para iniciar o processo de cura. Todos os materiais para isolamento de máquinas, que utilizam o processo de impregnação a vácuo e pressão precisam necessariamente de acelerador para agilizar ao processo de cura. Catalisador este que já está adicionado na fita de mica. A figura A2.19 mostra a abertura do tanque e a ventilação.



**Figura A2.19-** Abertura do tanque de impregnação.

O processo de impregnação a vácuo GVPI é um processo de impregnação que garante que o isolamento da bobina apresente um alto grau de compactação evitando espaços vazios no interior do isolamento, que são extremamente prejudiciais.

#### **A1.4 - Proteção contra descargas parciais e efeito corona.**

Em bobinas pré-formada, para tensão acima de 4 kV, descargas parciais podem ocorrer entre a superfície das ranhuras e a isolação principal. Essas descargas parciais (PDs) podem ser chamadas de efeito corona, embora alguns autores defendam a posição que esta denominação esta incorreta, pois segundo o dicionário da IEEE (IEEE normas 100-1996), o efeito corona é uma forma de PDs, onde o ar circundante da região é ionizado. Porém neste trabalho será aceito a expressão efeito corona como descarga parcial.

As PDs são criadas pela alta tensão sobre a isolação principal. Se uma pequena bolha de ar existir na isolação principal, esta se comporta como um capacitor de pequena capacitância e como está em série com a capacitância do isolamento, a

região da bolha fica submetida a uma alta diferença de potencial. Esta tensão pode atingir níveis que pode provocar a ionização do ar contido na bolha ocorrendo então uma descarga parcial. A continuada repetição destas descargas acabará causando a danificação da isolação principal, levando-o ao colapso após um certo tempo de uso.

Alguns aspectos físicos sobre este processo e alguns métodos de evitar as PDs serão discutidos a seguir.

A ruptura de uma isolação é semelhante à falência mecânica de um material. Por exemplo, a resistência elástica de um material depende de sua natureza, especialmente de sua composição química, e da seção transversal do material. A falência mecânica acontecerá quando houver a ruptura do material onde ocorre o stress mecânico. A tensão de cisalhamento dada em kPa de um material é definido em termos de força aplicada em kN, por unidade de área dada em m<sup>2</sup>. Diferentes materiais possuem diferentes resistências elásticas. A resistência elástica do aço excede a do cobre, que por sua vez é maior que a resistência do papel.

A rigidez dielétrica de um material é uma propriedade de cada material que constitui o meio dielétrico. A rigidez dielétrica corresponde ao maior valor do campo elétrico que pode ser aplicado ao meio dielétrico sem ocorrer a ionização do mesmo. O módulo do campo elétrico  $E$  entre duas placas planas paralelas, pode ser determinada por:

$$E = \frac{V}{d} \quad (\text{A2.2})$$

Onde  $V$  é a tensão aplicada entre as placas em *Volt*, e  $d$  é a distancia entre as placas em  $m$ .

A ruptura do dielétrico ocorre quando o campo aplicado  $E$  ultrapassar a rigidez dielétrica do meio isolante.

Para descobrirmos a tensão de ruptura do material, basta aumentar a tensão aplicada gradativamente até acontecer a ruptura, como mostrado na equação acima.

A ruptura envolve uma explosão negativa de elétrons que estão nas órbitas dos átomos que estão livres nas moléculas dos isolantes. Estes elétrons são atraídos pela placa positiva, e este processo é chamado de ionização. Os elétrons são

acelerados em direção a placa positiva sob o campo elétrico, e quando colidem com outros átomos no caminho estes também são ionizados. Uma multidão de íons positiva vai posteriormente viajando até a placa de cargas negativas. Os elétrons e íons encurtam a tensão entre as duas placas. *E* o resultado é a ruptura do isolante. Um exemplo de ionização do ar é a lâmpada fluorescente.

Para o ar na temperatura de aproximadamente 20°C e 1 atm (100 kPa) de pressão, baixa umidade, a rigidez dielétrica é de 3 kV/mm. Como a rigidez dielétrica de um gás depende da pressão e umidade, se o ar estiver a 300 kPa a rigidez dielétrica será de 9 kV/mm, que para a mesma distância entre as placas é o triplo da resistência dielétrica a 1 atm (100 kPa). A rigidez do ar e do hidrogênio é igual. A rigidez de alguns isolantes como epóxi e poliéster é da ordem de 300 kV/mm.

A presença de bolhas de ar entre a isolação principal e a ranhura pode provocar a ruptura desta isolação, esse processo é chamado de descarga parcial. Para entender esse processo, considere a isolação da figura A2.20, onde é mostrada alguma bolha de ar. Para ocorrer a ruptura dielétrica do ar na bolha, é necessário que o campo aplicado na região da bolha seja superior à rigidez dielétrica do ar contido na bolha.

Considerando a bolha como um capacitor de placas planas e paralelas a sua capacitância  $C_a$  pode ser calculada por:

$$C_a = \frac{\varepsilon_0 A_a}{d_a} \quad (\text{A2.3})$$

Onde a área da seção transversal da bolha é representada por  $A_a$ . A distância entre as placas  $d_a$  é a largura da bolha, 0,5 mm no exemplo mostrado na figura A2.20. Onde  $\varepsilon_0$  é a permissividade elétrica do vácuo valendo  $\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ .

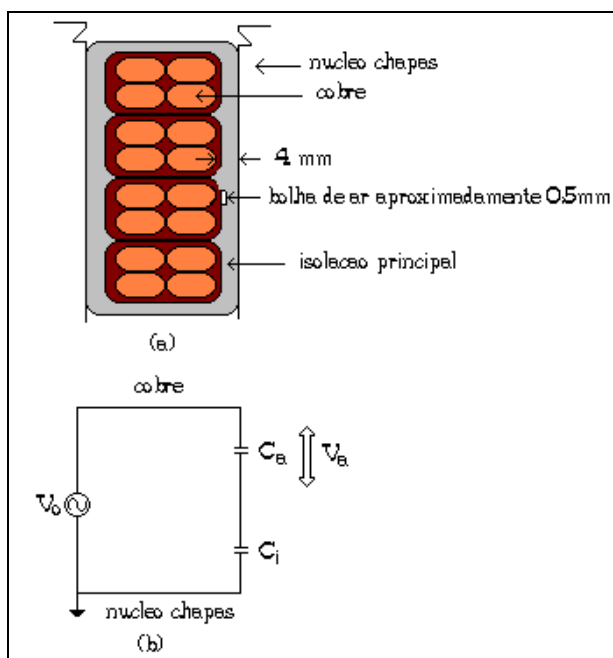
Considerando também o isolante da bobina como um capacitor de placas planas a sua capacitância  $C_i$  pode ser calculada por:

$$C_i = \frac{\varepsilon_i A_i}{d_i} \quad (\text{A2.4})$$

A permissividade  $\epsilon_i$  do material dielétrico é normalmente representada por:

$$\epsilon_i = \epsilon_{ri} \epsilon_0 \quad (\text{A2.5})$$

Onde  $\epsilon_{ri}$  é chamado de permissividade relativa do material dielétrico e  $\epsilon_0$  é a permissividade do vácuo. Para a maioria dos materiais isolantes a constante dielétrica é da ordem  $\epsilon_{ri} = 4,0$ . Onde a área da seção transversal do isolante é representada por  $A_i$ . A distância entre as placas  $d_i$  corresponde a espessura do isolante.



**Figura A2.20** - (a) Seção transversal de uma bobina com bolha de ar na isolação principal. (b) Circuito equivalente para este caso.

Como as capacitâncias da bolha e do isolamento estão em série, conforme mostrada na figura 3.4.1 a tensão  $V_a$  na região da bolha de ar pode ser calculada:

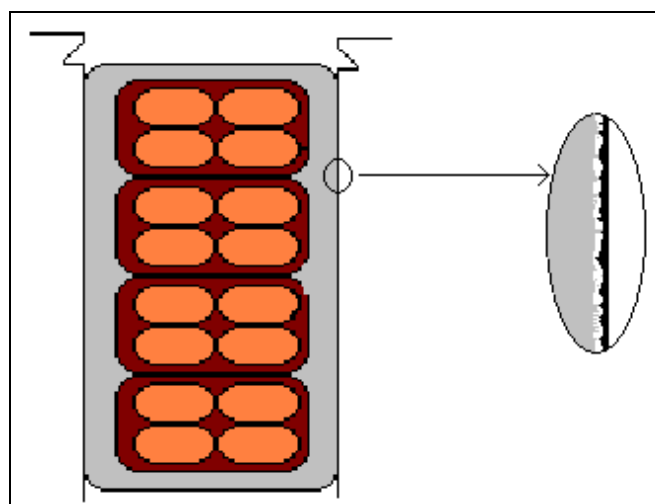
$$V_a = \frac{C_i}{C_a + C_i} V_0 \quad (\text{A2.6})$$

Onde  $V_0$  é a tensão alternada aplicada e ao enrolamento da máquina. Dependendo da relação entre as capacitâncias da bolha de ar e do isolamento da bobina a tensão  $V_a$  pode assumir valores que ultrapassam a rigidez dielétrica do

material isolante, causando a ionização do ar da bolha e conseqüentemente gerar uma descarga parcial.

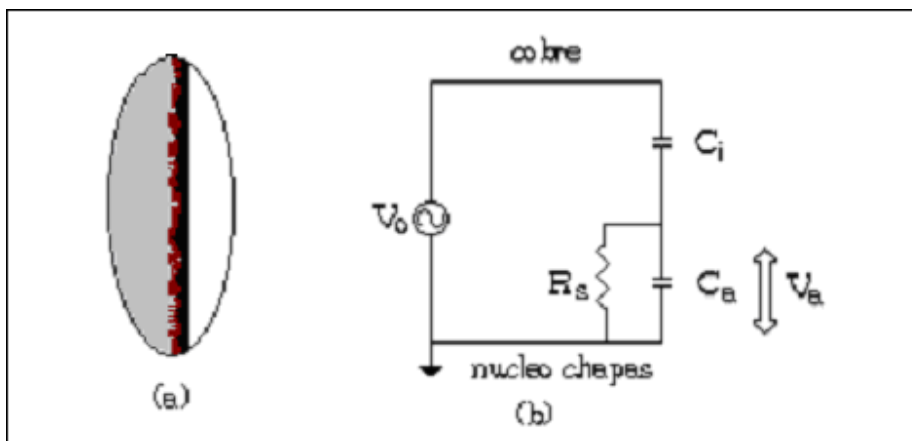
A descarga acontece somente na bolha de ar, pois a parte onde temos o isolante a tensão aplicada é menor que a rigidez dielétrica do material isolante. Esse bombardeio de íons provoca efeitos químicos que aceleram a degradação do isolante, haja vista que a tensão de ruptura do isolante é da ordem de 300 kV/mm, o que indica que DP no isolante seria quase impossível, porém essa degradação acelerada reduz a vida útil do isolante.

Além das bolhas de ar entre os isolantes, o acoplamento entre a bobina isolada e a parede da ranhura não é perfeito, ou seja, existem pequenos espaços vazios, onde podem acontecer as DP. A figura A2.21 ilustra a região onde podem ocorrer descargas parciais da bobina para a parede da ranhura.



**Figura A2.21** - Representação microscópica da interface entre bobina isolada e ranhura

Assim para motores com tensão acima de 6.000 V é utilizada uma fita semicondutora e outra condutora sobre a isolação principal, a qual tem a função de equalisar a diferença de potencial ao longo da superfície da bobina em contato com a parede da ranhura. Uma segunda função da fita condutora é aterrar a superfície do isolamento da bobina, isto é manter o potencial de terra.



**Figura A2.22** - (a) Ampliação do contato entre bobina e ranhura com fita semicondutiva. (b) Circuito equivalente com a fita semicondutiva.

A figura A2.22 mostra o circuito equivalente do isolamento e do contato da bobina com a parede da ranhura. Na figura A2.22  $R_s$  representa a resistência de contato da bobina com a parede da ranhura. A capacitância  $C_i$  representa a capacitância do isolamento e a capacitância  $C_a$  representa a capacitância do espaço ocupado por ar entre a superfície do isolamento da bobina e a parede da ranhura. Para se evitar as DP no contato da bobina com a parede da ranhura é necessário eliminar o ar entre as duas superfícies e fixar a bobina na ranhura.

A proteção contra efeito corona é garantida pela utilização de duas fitas, a condutora que evita as descargas provocadas na ranhura do estator e a semicondutora que é responsável pela equalização do gradiente de potencial no término do pacote do estator.

A fita condutora é composta de poliéster impregnado com verniz a base de carbono negro. Suas principais características técnicas estão na Tabela 2.5.

**Tabela A2.5** – Propriedades do poliéster da fita condutora

| Propriedades                                    | Especificação |
|---|---------------|
| Espessura (mm)                                  | 0,12 +/- 0,02 |
| Gramatura total (g/m <sup>2</sup> )             | 110 +/- 11    |
| Resistência à tração linear (N/mm)              | mín. 8        |
| Resistividade superficial (Ohm/m <sup>2</sup> ) | 200+/-50      |

A Figura A2.23 mostra a aplicação das diversas fitas no isolamento da bobina. Observe que a fita semicondutora é aplicada na bobina na saída da ranhura com o objetivo de diminuir o gradiente do potencial na superfície do isolamento procurando evitar as descargas por efeito corona.



**Figura A2.23** - Ilustração das fitas condutora e semicondutora.

A fita semicondutora é composta de silicone com resina de carboneto aplicados numa base de poliéster. As principais características técnicas da fita semicondutora estão na Tabela A2.6.

**Tabela A2.6**– Propriedades da fita semicondutora

| Propriedades                        | Especificação |
|-------------------------------------|---------------|
| Espessura (mm)                      | 0,22 +/- 0,03 |
| Gramatura total (g/m <sup>2</sup> ) | 360 +/- 30    |
| Resistência à tração linear (N/mm)  | mín. 8        |



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Bose, B. K. Power Electronic and Motor Drives – Recent Technology Advances. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (July 2002). *Proceedings of the ISIE 2002*, v.1, p.22-25.
- [2] Bose, B. K. Energy, Environment, and Advances in Power Electronics. IEEE Trans. On Power Electronics, v. 15, n.4, p.688-701 July 2000.
- [3] Stephan, R. M.; Hanitsch, R. Acionamento Eletrônico de Motores Elétricos: História e Tendências. In: IV ENIE – Encontro Nacional de Instalações Elétricas (Outubro / Novembro 1995: São Paulo).
- [4] Gao, G.; Chen, W. Stator Insulation Systems for Medium Voltage PWM Drives Fed Motors. R&D Center, TECO-Westinghouse Motor Company.
- [5] Bonnett, A. H. Available Insulation Systems for PWM Inverter-Fed Motors. IEEE Industry Applications Magazine, p.14-26, January/February 1998.
- [6] Finlayson, P. T. Output Filters for PWM Drives with Induction Motors. IEEE Industry Application Magazine, p.46-52, January / February 1998.
- [7] Jouanne, A. V.; Enjeti, P.; Gray, W. Application Issues for PWM Adjustable Speed AC Motor Drives. IEEE Industry Applications Magazine, p.10-18; September/October 1996
- [8] Zhao, Y.; Lipo, T. A. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part I. Machine Modeling and Multi-Dimensional Current Regulation. IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 11, n. 3, September 1996.

[9] Yin, W.; Bultemeier, K.; Barta, D.; et. al. Improved Magnet Wire for Inverter-fed Motors. Phelps Dodge Magnet Wire Company; Fort Wayne, IN 46803 USA

[10] Motor Insulation Voltage Stresses Under PWM Inverter Operation. GAMBICA: Association For Instrumentation, Control, Automation. REMA: Rotating Electrical Machines Association. Technical Report n.1, Second Edition, Copyright 2001.

[11] Farahani, M.; Borsi, H.; Gockenbach, E. Partial Discharge and Dissipation Factor Behavior of Model Insulation Systems for High Voltage Rotating Machines Under Different Stresses. IEEE Electrical Insulation Magazine, v.21, n.5 September / October 2005.

[12] IEC (International Electrotechnical Commission). Qualification and type tests for Type I electrical insulation systems used in rotating electrical machines fed from voltage converters, IEC 60034-18-41 TS Ed.1: Rotating electrical machines – Part: 18-41 (Em processo de elaboração)

[13] IEC (International Electrotechnical Commission). Qualification and acceptance tests for partial discharge resistant electrical insulation systems (Type II) used in rotating electrical machines fed from voltage converters, IEC60034-18-42 TS Ed.1: Rotating electrical machines – Part: 18-42 (Em processo de elaboração)

[14] IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). IEEE Standard Test Procedure for Evaluation of Systems of Insulating Materials for Random-Wound AC Electric Machinery, IEEE Std 117-1974. New York, 1973.

[15] NEMA (National Electrical Manufacturers Association). MG1 – Motors and Generators (2003)

Part 30: Application considerations for constant speed motors used on a sinusoidal bus with harmonic content and general purpose motors used with adjustable-frequency controls or both.

Part 31: Definite purpose inverter-fed polyphase motors.

[16] Application Guide for AC Adjustable Speed Drive Systems. NEMA (National Electrical Manufacturers Association) Standards Publication Copyright 2001.

[17] IEC (International Electrotechnical Commission). Technical Specification 60034 – Rotating Electrical Machines

Part 17: Cage induction motors when fed from converters – Application guide 2002.

Part 25: Guide for the design and performance of cage induction motors specifically designed for converter supply (2004).

[18] Kaufhold, M.; Börner, F.; Eberhardt, M. et al. Failure mechanism of the interturn insulation of Low Voltage Electric Machines Fed by Pulse-Controlled Inverters. IEEE Electrical Insulation Magazine, v.12, p. 9-16, September / October 1996.

[19] Cochran, P. L. Polyphase Induction Motors Analysis, Design and Application. Marcel Dekker, Inc. – New York and Basel – 1989.

[20] Bonnett, A. H. 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, March/April 1996.

[21] Contin, Mário Célio. Generalizacao de Caminhos Paralelos de Corrente para conformacao de FMM em Maquinas Eletricas – Anexo 2. Florianópolis, 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[22] 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.

[23] Relatório de Teste da WEG Automação: Comparação Motor Média Tensão (2.500 CV) Ligado Direto à Rede versus Acionado por Inversor MVW01 - (Data: 08/2006).