

PPGEE - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG
Av. Antônio Carlos, 6627, Belo Horizonte, MG Brasil CEP: 31270-901
Fone: +55 31 3409-5465 / Fax: +55 31 3409-5480



Desgaste Prematuro e Falhas Recorrentes em Rolamentos de Motores de Indução Alimentados por Inversores: Análise e Proposta de Solução

Romero de Souza Araújo

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Hélder de Paula
PPGEE - UFMG

Co-orientadora: Profa. Dra. Lane Maria Rabelo Baccarini
PPGEL - UFSJ

Belo Horizonte, Maio de 2011

*Aos meus filhos, João Vitor e Ludmila, pelo amor e
compreensão.*

“Assumir nossos objetivos exige muita coragem em um mundo que quer definir o que é sucesso. Assumir nossos sentimentos exige muita coragem em uma sociedade que nos pressiona para sorrir o tempo todo. Assumir nossos erros exige muita coragem em um mundo que parece ser feito de pessoas que sempre ganham todas... Assumir nossa ignorância exige muita humildade nesse mundo de quem sabe tudo. Mas tenho certeza de que, se acreditarmos que é possível, poderemos construir um mundo em que todos simplesmente sigam sua vocação, sem se preocupar em superar as outras pessoas todos os dias de sua vida.”

(Roberto Shinyashiki em “Heróis de Verdade”, 2005)

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, pelo dom da vida, pelo amor que Ele tem me demonstrado e por todas as oportunidades que tem me dado, especialmente esta, de estar concluindo este mestrado.

À minha namorada, Simone, por todo amor e paciência durante as noites que fiquei estudando e não pude dar todo o carinho e atenção que ela merece.

Aos meus pais, por todo amor, amizade, força e incentivo em toda minha vida, pessoal e profissional.

Ao meu orientador, professor Hélder de Paula, pela atenção, amizade e dedicação ao projeto. Obrigado também pela paciência e ao enorme incentivo.

À professora Lane Maria Rabelo Baccarini, pelas sugestões e incentivo.

Aos amigos que hoje estão perto de mim ou que um dia estiveram. Obrigado pelos momentos felizes que vivemos e por tanta partilha, conversas e alegrias.

À ArcelorMittal Inox Brasil, pelo apoio financeiro e pelas vezes que precisei me ausentar do trabalho para poder concluir esta dissertação.

À UFMG/PPGEE, pela oportunidade de realização do mestrado.

Conteúdo

Resumo	vii
Abstract	viii
Lista de Tabelas	ix
Lista de Figuras	xiii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	3
1.2 Objetivos	4
1.3 Organização do Trabalho	5
2 Causas Potenciais de Danos nos Rolamentos de Motores de Indução	6
2.1 Introdução	6
2.2 Diagnóstico de Barras Quebradas	7
2.2.1 Análise por Corrente Elétrica	8
2.2.2 Análise por Vibração Mecânica	11
2.2.3 Comparação dos Métodos de Análise	13
2.3 Fenômenos de Alta Frequência em Acionamentos PWM	15
2.3.1 Tensão de Modo Comum	16
2.3.2 Correntes de Modo Comum	17
2.3.2.1 Corrente de Condução	20
2.3.2.2 Corrente de Descarga ou EDM	23
2.3.2.3 Mitigação das Correntes de Rolamentos	24
2.4 Harmônicos Produzidos Pelo Chaveamento	27
2.5 Métodos de Análise de Rolamentos Danificados	28
2.5.1 Análise Espectral de Vibração	28

2.5.2	Análise da Corrente do Estator	30
2.5.3	Análise do Conjugado Eletromagnético	30
2.5.4	Análise pelo Vetor de Park	31
2.5.5	Comparação dos Métodos de Análise de Rolamentos	32
2.6	Avarias nos Rolamentos de um Motor: Um Caso Real	35
2.6.1	Análise de Barras Quebradas	36
2.6.2	Harmônicos de Baixa Frequência	38
2.6.3	Fenômenos de Modo Comum	41
2.6.4	Análise do Rolamento Danificado	46
2.7	Considerações Finais	50
3	Filtros para Fenômenos de Alta Frequência em Acionamentos PWM	52
3.1	Introdução	52
3.2	Filtro RLC na Saída do Inversor	53
3.3	Reator na Saída do Inversor e na Entrada do Motor	55
3.3.1	Reator na Saída do Inversor	56
3.3.2	Reator nos Terminais do Motor	57
3.4	Filtro RC/RLC nos Terminais do Motor	58
3.5	Bobina de Modo Comum	59
3.5.1	Modelagem da corrente de alta frequência	59
3.5.2	Efeito da Bobina na Corrente de Modo Comum	61
3.6	Transformador de Modo Comum	63
3.6.1	Transformador x Corrente de Modo Comum	64
3.6.2	Determinação da Resistência de Amortecimento R_t	65
3.7	Considerações Finais	66
4	Projeto e Simulação de um Filtro para Correntes de Modo Comum	68
4.1	Introdução	68
4.2	Modelagem da Corrente de Alta Frequência	69
4.2.1	Testes e Coleta dos Dados	69
4.2.2	Determinação do Circuito Equivalente Ressonante Série	70
4.2.2.1	Estimação de ζ e ω_n	71
4.2.2.2	Estimação dos Parâmetros R , L e C	71
4.2.3	Validação do Modelo Equivalente	73
4.3	Projeto do Transformador de Modo Comum	76
4.3.1	Determinação dos Parâmetros	76
4.3.1.1	Determinação da Corrente Eficaz - I_{rms}	76

4.3.1.2	Resistor de Amortecimento - R_t	77
4.3.1.3	Potência do Resistor de Amortecimento - P_{R_t}	78
4.3.1.4	Indutância de Excitação - L_t	79
4.3.1.5	Fluxo de Acoplamento Máximo - Φ_{max}	79
4.4	Função de Transferência da Corrente	81
4.4.1	Análise do Lugar das Raízes de $I(s)$	81
4.4.2	Análise da Resposta Temporal de $I(s)$	83
4.5	Considerações Finais	87
5	Projeto Físico do Transformador de Modo Comum	88
5.1	Introdução	88
5.2	Núcleos Toroidais de Alta Frequência	89
5.3	Determinação dos Parâmetros Construtivos	91
5.3.1	Cálculo do Número de Espiras	91
5.3.2	Cálculo da Janela Interna	93
5.3.3	Cálculo da Área da Seção Transversal	95
5.4	Dimensionamento do Transformador Real	97
5.5	Construção e Determinação dos Parâmetros do Transformador	100
5.5.1	Determinação dos Parâmetros Reais	101
5.5.1.1	Determinação da Indutância de Magnetização	101
5.6	Funcionamento, Resultados e Discussão	103
5.6.1	Resposta a um Degrau de Tensão	103
5.6.2	Resistência de Amortecimento x Corrente de Modo Comum	105
5.6.3	Fenômenos de Modo Comum	106
5.6.3.1	Tensão x Corrente de Modo Comum	107
5.6.3.2	Tensão x Corrente pela Blindagem	107
5.6.3.3	Tensão de Modo Comum x Tensão no Eixo	108
5.6.3.4	Corrente no Eixo x Tensão no Eixo	109
5.7	Considerações Finais	110
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	112
	Referências Bibliográficas	116
A	Equipamentos Usados na Coleta e Análise dos Dados	122
B	Identificação Determinística de Sistemas de Segunda Ordem	125

Resumo

Este trabalho apresenta uma análise das possíveis causas de falhas prematuras em rolamentos de motores de indução trifásicos acionados por inversores, contextualizada no estudo de um caso real. As causas potenciais de defeito, preliminarmente estabelecidas, foram inicialmente discutidas de forma teórica e, num segundo momento, avaliadas experimentalmente por meio da aquisição e análise de dados de vibração, corrente de estator e tensão/corrente de modo comum. Como resultado da investigação realizada, concluiu-se que a presença de correntes de modo comum, nos níveis verificados, é capaz de conduzir os rolamentos do motor à sua falha. Em virtude de uma parada da máquina, devido à ocorrência de um novo defeito em seus rolamentos, tal diagnóstico pôde ser confirmado. Posteriormente, foi conduzida uma ampla avaliação comparativa de diferentes tipos de filtros para a minimização dessas correntes, a partir da qual se elegeu a melhor opção para a implementação de um protótipo. Todas as simulações e procedimentos para o dimensionamento do filtro, bem como seus detalhes construtivos, são apresentados. Finalmente, após a instalação do mesmo no sistema de acionamento em foco, novas medições das grandezas de modo comum foram realizadas e comparadas diretamente com aquelas obtidas anteriormente, mostrando que o filtro utilizado, caracterizado por um “transformador de modo comum”, é eficiente na redução tanto do valor de pico, quanto do valor eficaz da corrente de modo comum, e, conseqüentemente, dos fenômenos indesejados a ela associados. Os resultados de simulações e experimentais mostraram que o transformador de modo comum representa uma alternativa vantajosa em relação aos tradicionais filtros RC e RLC, uma vez que, além de minimizar os fenômenos de modo comum, dissipa uma quantidade insignificante de potência.

Palavras-chave: Correntes de modo comum, falha em rolamentos, filtros, inversor PWM, motor de indução, transformador de modo comum.

Abstract

This paper presents an assessment of the possible causes to premature faults in three-phase induction motors bearings when fed by inverters, based on a real study case. The preliminarily determined potential fault causes have been initially discussed on a theoretical basis and, subsequently, experimentally evaluated by means of collection and analysis of vibration data, stator current and common mode current/voltage. As a result of the investigation it was concluded that the presence of common mode currents in the levels verified may lead motor roller bearings to faults. Such diagnosis was confirmed during a shutdown of the machine caused by a new fault in its bearings. Afterwards, a comprehensive assessment was carried out comparing the different types of filters to minimize those currents, based on which the best alternative to implement a prototype was chosen. All simulations and procedures for specifying filter size and constructive features are presented. Finally, after installing the filter to the referred to equipment, common mode measurements were carried out again and compared directly to those previously taken, thus showing that the filter used, characterized by a “common mode transformer” is enough to reduce both the peak value and the efficient value of the common mode current and, consequently, the undesirable related phenomena. The results from simulations and trials show that the common mode transformer represents a valuable alternative as compared to the conventional RL and RLC filters since, in addition to minimize the common mode phenomena, it dissipates a negligible amount of power.

Keywords: Bearing failure, common mode currents, common mode transformer, filters, induction motor, PWM inverter.

Lista de Tabelas

1.1	Falhas nos rolamentos do motor da ArcelorMittal Inox Brasil. . .	4
2.1	Severidade e recomendações para análise de barras quebradas. . .	10
2.2	Componentes espectrais das vibrações.	33
2.3	Componentes espectrais da corrente elétrica.	33
2.4	Componentes espectrais do binário eletromagnético.	33
2.5	Componentes espectrais do EPVA.	33
2.6	Características básicas do inversor e do motor de indução em estudo.	35
2.7	Frequência natural do anel externo e seus múltiplos.	48
3.1	Efeito da bobina de modo comum	62
5.1	Características dos núcleos de ferrite.	92
5.2	Dados dos fios de 4 AWG e 10 AWG.	93
5.3	Especificação do núcleo toroidal de ferrite (núcleo teórico).	96
5.4	Especificação do núcleo toroidal de ferrite fabricado no Brasil (Magmattec modelo MMT139T10215).	98
A.1	Coletor/analizador de vibrações CSI 2120.	123
A.2	Alicate amperímetro CA modelo 80i-1000s - Fluke.	123
A.3	Osciloscópio Tectronix usado na coleta de dados.	123
A.4	Osciloscópio Fluke usado na coleta de dados.	124
A.5	Pontas de prova usadas na coleta de dados.	124
A.6	Sonda de corrente flexível modelo LEM Flex 3020.	124

Lista de Figuras

1.1	Estatística de falhas de motores elétricos.	1
2.1	Espectro de corrente - barras quebradas.	10
2.2	Espectro de vibração - barras quebradas.	12
2.3	Espectro de corrente sem barras quebradas.	13
2.4	Espectro de corrente com cinco barras quebradas.	13
2.5	Espectro de vibração sem barras quebradas.	14
2.6	Espectro de vibração com cinco barras quebradas.	14
2.7	Ponte inversora de tensão trifásica.	16
2.8	Tensões entre as fases do motor e o ponto médio do barramento CC (V_a , V_b e V_c) geradas pelo inversor PWM e tensão resultante entre o neutro e o aterramento (V_{nt}).	18
2.9	Acoplamentos capacitivos em um motor de indução.	19
2.10	Estrutura dos rolamentos de esferas. (a) Visão geral do eixo, esferas e anéis interno e externo. (b) Acoplamentos capacitivos entre anéis e esferas. (c) Modelo simplificado para o comportamento da impedância.	20
2.11	Modelo de um motor trifásico representando os parâmetros das fases e dos rolamentos.	21
2.12	Diagrama simplificado da simulação do modelo de um motor trifásico no Simulink.	22
2.13	Simulação de fenômenos de alta frequência em acionamentos inversor/motor: tensão de modo comum, tensão de eixo, corrente no terra e corrente de descarga nos rolamentos (EDM).	22
2.14	Anel de aterramento do eixo (SGR) instalado no mancal dianteiro de um motor e detalhes das microfibras condutoras.	27
2.15	Geometria dos elementos de um rolamento.	29

2.16 Rolamento com furo radial de 8 mm no anel externo.	32
2.17 Espectro das vibrações com furo de 8 mm no anel externo do rolamento.	34
2.18 Espectro da corrente elétrica com furo de 8 mm no anel externo do rolamento.	34
2.19 Espectro do binário eletromagnético com furo de 8 mm no anel externo do rolamento.	34
2.20 Espectro do EPVA com furo de 8 mm no anel externo do rolamento.	34
2.21 Preparação para coleta de dados das grandezas de modo comum do sistema real. (a) Motor em análise. (b) Sensor de corrente envolvendo as três fases simultaneamente.	36
2.22 Análise de barras quebradas por corrente elétrica: frequência fundamental e bandas laterais - Caso real.	38
2.23 Corrente de uma fase do estator e seu espectro de frequência. . . .	39
2.24 Tensão entre fases medida nos terminais do motor. (a) Frequência de saída em 40 Hz. (b) Frequência de saída em 60 Hz. (c) Detalhe em 60 Hz.	40
2.25 Espectro de vibração em mm/s com os rolamentos do motor novos.	40
2.26 Diagrama ilustrativo do sistema elétrico real, indicando as grandezas medidas e os caminhos da corrente de modo comum.	42
2.27 Tensão de modo comum x corrente de modo comum. Canal A: tensão de modo comum. Canal B: corrente de modo comum (soma das três fases).	43
2.28 Tensão de modo comum x corrente na blindagem. Canal A: tensão de modo comum. Canal B: corrente de modo comum (retorno pela blindagem).	44
2.29 Tensão de modo comum x tensão induzida no eixo. Canal A: tensão de modo comum. Canal B: tensão induzida no eixo.	44
2.30 Corrente no eixo x Tensão no eixo. Canal A: corrente no eixo entre motor e carga. Canal B: tensão induzida no eixo.	45
2.31 Espectro de vibração em mm/s com o rolamento dianteiro do motor apresentando avarias no anel externo.	48
2.32 Espectro de vibração em mm/s após a substituição do rolamento dianteiro do motor.	49
2.33 Anel externo do rolamento do motor em corte: estrias provocadas por passagem de corrente elétrica.	50

3.1	Filtro RLC convencional sem realimentação, montado na saída do inversor.	53
3.2	Filtro RLC montado na saída do inversor e conectado ao ponto médio do barramento CC.	54
3.3	Filtro RLC montado na saída do inversor e conectado por ramo RC série no ponto médio do barramento CC.	55
3.4	Reator série instalado na saída do inversor ou conectado nos terminais do motor.	56
3.5	Modelo simplificado de um reator montado na saída do inversor.	57
3.6	Circuito RLC série equivalente aos cabos, motor e caminho de retorno ao inversor.	59
3.7	Circuito equivalente com uma bobina de modo comum conectada.	61
3.8	Configuração da ligação do transformador de modo comum	63
3.9	Circuito equivalente para a corrente de modo comum com o transformador de modo comum conectado.	64
4.1	Forma de onda da corrente correspondente ao degrau aplicado em uma fase em relação ao aterramento. Canal A: degrau de $24 V_{CC}$ ($10 V/Div$). Canal B: corrente ($500 mA/Div$). Eixo x: base de tempo ($5 \mu s/Div$).	70
4.2	Modelo RLC série equivalente ao sistema inversor/motor.	73
4.3	Diagrama do modelo RLC série equivalente ao sistema inversor/motor simulado no Simulink.	74
4.4	Resposta do modelo RLC a um degrau de $24 V_{CC}$	74
4.5	Validação do modelo RLC equivalente ao sistema inversor/motor: comparação da resposta ao degrau do sistema real e do modelo.	75
4.6	Resposta a um degrau de $200 V_{CC}$ do modelo RLC.	75
4.7	Modelo equivalente aproximado RC série.	77
4.8	Parâmetros do circuito equivalente da corrente de modo comum.	80
4.9	Raízes da equação característica de $I(s)$ para $R_t = 47,5 \Omega$	82
4.10	Raízes da equação característica de $I(s)$ para $R_t = 1 \Omega$	83
4.11	Raízes da equação característica de $I(s)$ para $R_t = 1000 \Omega$	83
4.12	Diagrama do sistema completo simulado no Simulink: modelo RLC com o transformador de modo comum incluído.	84
4.13	Resposta ao degrau para $R_t = 47,5 \Omega$	84
4.14	Resposta ao degrau para $R_t = 1 \Omega$	85
4.15	Resposta ao degrau para $R_t = 1000 \Omega$	85

4.16	Validação do transformador de modo comum: comparação da resposta a um degrau de $200 V_{CC}$ do modelo RLC equivalente e do transformador de modo comum incluído no modelo.	86
5.1	Geometria do núcleo toroidal de ferrite.	96
5.2	Transformador de modo comum construído. (a) Núcleo de Ferrite de 102 mm. (b) Transformador construído com sete núcleos sobrepostos.	100
5.3	Circuito para determinação da indutância do transformador.	101
5.4	Transformador de modo comum montado na saída do inversor . . .	103
5.5	Resposta a um degrau de $24 V_{CC}$ aplicado à fase do motor em relação a terra: (a) Sem transformador de modo comum (b) Com transformador de modo comum.	104
5.6	Resposta a um degrau de $24 V_{CC}$ do modelo RLC e com transformador de modo comum incluído.	105
5.7	Resposta a um degrau de $24 V_{CC}$ com R_t em curto-circuito. (a) Modelo RLC equivalente, com o transformador de modo comum incluído. (b) Sistema real.	106
5.8	Resposta a um degrau de $24 V_{CC}$ com R_t aberto. (a) Modelo RLC equivalente, com o transformador de modo comum incluído. (b) Sistema real.	107
5.9	Tensão de Modo Comum (canal A) x Corrente de modo comum (canal B). (a) Sem transformador. (b) Com transformador.	108
5.10	Tensão de Modo Comum (canal A) x Corrente na blindagem (canal B). (a) Sem transformador. (b) Com transformador.	108
5.11	Tensão de Modo Comum (canal A) x Tensão no eixo (canal B). (a) Sem transformador. (b) Com transformador.	109
5.12	Corrente no eixo (canal A) x Tensão no eixo (canal B). (a) Sem transformador. (b) Com transformador.	110
B.1	Resposta a um degrau unitário de sistemas subamortecidos.	127

INTRODUÇÃO

Cargas motrizes industriais são geralmente acionadas por motores de indução trifásicos (MIT) que podem, com o uso, apresentar falhas. Tais falhas causam paradas e/ou diminuição da produtividade dos processos industriais, resultando em sérios prejuízos financeiros [Silva e Cardoso (2005)]. Publicações sobre a confiabilidade de motores revelam que os rolamentos constituem o componente mais afetado pela ocorrência de avarias em motores de indução trifásicos [Thorsen e Dalva (2002)]. Um estudo da EASA¹ mostra uma estatística de falhas em motores elétricos, onde 51% das falhas podem ou estão diretamente relacionadas aos rolamentos. A figura 1.1, elaborada com dados extraídos de EASA (2003), demonstra ser os rolamentos, dentre um conjunto de falhas, a principal causa de falhas em motores assíncronos.

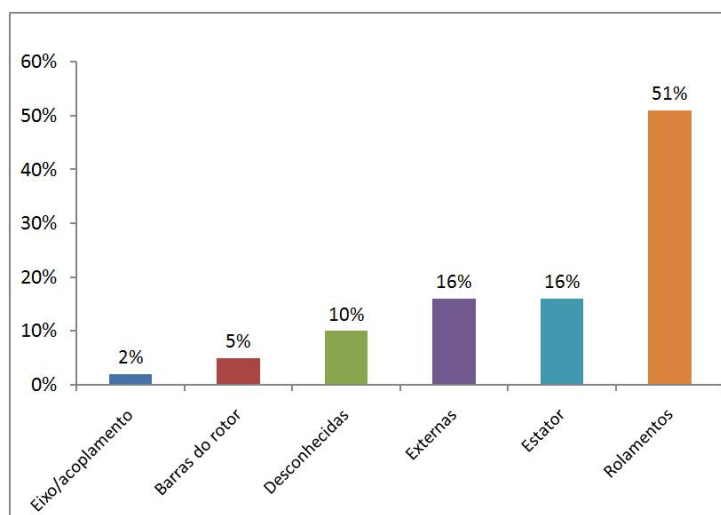


Figura 1.1: Estatística de falhas de motores elétricos assíncronos.

¹EASA - *Electrical Apparatus Service Association*.

Os dados sugerem que, dentre as falhas eletricamente induzidas em rolamentos de motores de indução, a expectativa é que o percentual aumente em função da aplicação cada vez mais extensiva de inversores PWM².

Os custos de manutenção correspondem à parte principal dos custos operacionais das plantas industriais de manufatura e de produção, podendo, dependendo da indústria, representar entre 15% a 30% do custo dos bens produzidos [de Almeida (2000)].

O aumento da competitividade a nível internacional tem motivado as empresas destinarem cada vez mais recursos, tanto humanos quanto materiais, aos planos de manutenção de suas instalações, onde os motores de indução são fundamentais. Até recentemente, as gerências ignoravam o impacto da manutenção sobre a qualidade dos produtos, custos de produção e, mais importante, no EBITIDA³. A opinião geral era de que “manutenção é um mal necessário” ou “nada pode ser feito para melhorar os custos de manutenção” [de Almeida (2000)]. Talvez estas fossem declarações verdadeiras há 20 anos. Entretanto, o desenvolvimento de instrumentos usados no monitoramento de equipamentos e sistemas tem oferecido meios de gerenciar a manutenção e prever falhas. Tais equipamentos têm capacitado o pessoal de manutenção a reduzir ou eliminar reparos desnecessários, evitar falhas catastróficas das máquinas e reduzir o impacto negativo da manutenção sobre o rendimento das plantas industriais.

As máquinas elétricas rotativas, em particular os motores de indução, são elementos primordiais nos processos industriais e o bom funcionamento dos mesmos é indispensável para assegurar a continuidade operacional dos equipamentos e a qualidade dos produtos. Embora essas máquinas sejam usualmente bem construídas e robustas, a possibilidade de defeitos é inerente, afetando o seu desempenho antes mesmo que falhas significativas ocorram. O motor em falha apresenta indícios de defeitos de várias formas: mudanças nos sinais associados às vibrações mecânicas, variação na temperatura de operação, ruídos audíveis e alterações no campo eletromagnético, dentre outras. Com isso, torna-se possível a detecção de defeitos quando estão ainda em fase de evolução, através da comparação de espectros de vibração [Harris (2001)], corrente elétrica [Schoen *et al.* (1995), Obaid *et al.* (2003)] e fluxo magnético [Faya *et al.* (1998)], permitindo ao engenheiro de manutenção planejar uma ação corretiva e minimizar os impactos no processo produtivo.

²PWM - *Pulse Width Modulation*.

³EBITIDA - *Earnings Before Interest, Taxes, Depreciation and Amortization*.

A aquisição e análise de sinais dinâmicos de motores tornaram-se uma tarefa mais simples com o desenvolvimento dos microcomputadores e *softwares* específicos. Porém, na prática, dentre os métodos disponíveis para a análise de falhas em rolamentos, a maioria das empresas realiza análises de vibração e trata as falhas de rolamento apenas como sendo de origem mecânica. Todavia, como as causas de tais defeitos podem ser de origem elétrica, as mesmas devem ser igualmente estudadas. Como consequência disso, tem-se a substituição desnecessária de componentes e a convivência com defeitos frequentes.

Objetivando determinar a causa de danos prematuros e recorrentes dos rolamentos de um motor de indução, inserido em um processo real de recozimento e decapagem de aços especiais da empresa ArcelorMittal Inox Brasil (AMIB), neste trabalho é feito um estudo do sistema elétrico de acionamento e coleta de dados relativos à vibração, corrente de estator e tensão e corrente de modo comum. Com a análise dos dados, a causa fundamental é então identificada dentro de um conjunto inicialmente definido de causas prováveis, tais como: (i) vibrações produzidas pelas oscilações de conjugado devido à existência de barras quebradas; (ii) presença excessiva de harmônicos de corrente de baixa ordem; (iii) correntes de modo comum geradas pela tensão de sequência zero do inversor; (iv) causas múltiplas, provenientes da combinação dos fenômenos supracitados.

1.1 Motivação

Falhas em motores de indução geralmente provocam o colapso de todo o sistema de acionamento no qual estão inseridos. Para a indústria, evitar a paralisação da produção por falhas nestes componentes significa maior índice de disponibilidade da linha de produção, além de redução nos custos de manutenção, considerando que atuar em condições de emergência é sempre mais oneroso que de forma programada. Isto reforça a importância de se determinar a causa raiz da falha, pois, se um motor falhar e a causa não for determinada, fatalmente outro motor, com as mesmas características e operando na mesma condição, também falhará, sendo novo ou não.

Sendo a AMIB pertencente a um grupo siderúrgico mundial, e considerando que o mercado internacional de aços inoxidáveis está se tornando cada vez mais competitivo, falhas repetitivas, que diminuem a produtividade e aumentam os custos com sucateamento e desvios de qualidade, se tornaram proibitivas.

No tocante ao equipamento onde o motor em análise está inserido, tem-se que o mesmo entrou em operação no ano de 1999, sendo que desta data até setembro de 2009, a máquina teve os rolamentos substituídos por nove vezes. A tabela 1.1, elaborada com dados retirados do *software* de gerenciamento de manutenção da AMIB, correlaciona as datas das falhas e o tempo que o processo produtivo foi mantido parado para substituição dos rolamentos.

Tabela 1.1: Falhas nos rolamentos do motor da ArcelorMittal Inox Brasil.

Datas (mês/ano)	Tempo para reparos
11/2001	24h52min
09/2002	25h22min
07/2003	23h30min
05/2004	25h55min
05/2005	19h25min
12/2006	32h00min
08/2007	29h52min
04/2008	18h22min
08/2009	15h35min

Analisando a tabela 1.1, observa-se que a frequência média das falhas é em torno de um ano, enquanto que o tempo médio para reparos é de 23h52min. Considerando que as falhas se referem apenas a rolamentos e que o motor é apenas um item de um equipamento complexo, os índices apresentados não são admissíveis para uma empresa, que tem como objetivos ser referência mundial em prazo de entrega e qualidade dos seus produtos.

1.2 Objetivos

O propósito geral dessa dissertação é a identificação da(s) causa(s) da deterioração prematura e repetitiva dos rolamentos do motor inserido em um processo real da empresa ArcelorMittal Inox Brasil, aplicando técnicas de análise dos fenômenos transitórios de modo comum e de detecção de barras quebradas. O objetivo, além de determinar a causa, é também o de elaborar uma proposição de ações de bloqueio ou mitigação e fornecer uma sequência de análise, para, dentro de um conjunto de prováveis causas, determinar a fundamental ou mais influente.

1.3 Organização do Trabalho

Uma análise das possíveis causas de falhas prematuras em rolamentos de motores de indução acionados por inversores, contextualizada no estudo de um caso real, é apresentada no capítulo 2. As causas potenciais de defeito preliminarmente estabelecidas foram inicialmente discutidas de forma teórica e, num segundo momento, avaliadas experimentalmente por meio da aquisição e análise de dados de vibração, corrente de estator e correntes de modo comum. Por fim, foram sugeridas ações de mitigação e bloqueio da falha.

Diferentes topologias de filtros são analisadas no capítulo 3, caracterizando o seu princípio de funcionamento, vantagens e desvantagens, como rendimento e custo de implementação. Dentre as topologias analisadas, aquela que se mostrou mais simples e apropriada para o presente caso foi então escolhida para ser implementada, o que foi feito nos capítulos 4 e 5.

No capítulo 4 é desenvolvido um procedimento para o projeto de um transformador de modo comum para a minimização das correntes de modo comum do acionamento em estudo. O projeto é baseado nos parâmetros de um modelo RLC série, equivalente aos cabos, motor e caminho de retorno das correntes ao inversor; simulações comprovaram sua eficácia.

O capítulo 5 apresenta uma breve descrição dos materiais aplicados em núcleos de transformadores de alta frequência e uma metodologia de cálculo dos parâmetros construtivos do transformador proposto. Concluído o projeto e construído o transformador, ensaios e testes foram realizados para, num primeiro momento, determinar a indutância de magnetização real obtida; por fim, com o transformador conectado entre o inversor e o motor em estudo, novas medições foram feitas, verificando sua eficiência.

No capítulo 6 são sintetizadas as conclusões apresentadas no final de cada capítulo, de modo a facilitar uma visão integral do trabalho executado.

Finalmente, o apêndice A apresenta as principais características dos equipamentos utilizados na coleta e análise dos dados, ao passo que o apêndice B descreve alguns conceitos de métodos de identificação determinísticos, aplicados em sistemas de segunda ordem subamortecidos. Já o apêndice C apresenta um desenvolvimento matemático e um algoritmo para cálculo de valor eficaz de sinais amostrados.

CAUSAS POTENCIAIS DE DANOS NOS ROLAMENTOS DE MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR INVERSORES PWM

Este capítulo apresenta uma análise das possíveis causas de falhas prematuras em rolamentos de motores de indução trifásicos acionados por conversores de frequência, contextualizada no estudo de um caso real. Uma abordagem teórica dos métodos de análise de avarias em rolamentos é apresentada, caracterizando o princípio de cada método, bem como suas vantagens, desvantagens e limitações e por fim, com a análise dos dados reais, a causa fundamental será identificada e ações de mitigação e bloqueio da falha sugeridas.

2.1 Introdução

Dentre as causas da deterioração dos rolamentos, podem ser citadas as correntes de modo comum, que circulam pelos mesmos em função da carga eletrostática induzida no eixo do motor e as oscilações de conjugado devido a barras quebradas no rotor ou em função dos harmônicos de corrente de baixa ordem, presentes nos acionamentos que utilizam inversores.

As cargas induzidas no eixo do motor em função do chaveamento dos inversores, ao atingirem patamares suficientemente elevados, rompem a rigidez dielétrica da graxa isolante e provocam uma corrente de descarga para a carcaça aterrada, através do rolamento [Shancheng e Zhengguo (2006)]. Essa descarga deteriora

tanto as pistas como as esferas deste, cujos malefícios são gradativamente acumulados e conduzem à sua inutilização [de Paula (2005)]. Outro fator são as perturbações do fluxo magnético provenientes de barras quebradas no rotor, que fazem flutuar a frequência do rotor e, conseqüentemente, a rotação e a corrente do motor, gerando pulsações no conjugado desenvolvido pela máquina e tornando-se uma das causas da deterioração dos rolamentos [Kazmierkowski e Tunia (1994)]. Por último, a operação do motor com velocidades próximas da nominal requer o funcionamento do inversor na região de sobremodulação, fazendo com que a presença de harmônicos de baixa ordem na corrente aplicada ao motor também resulte em pulsações e reduções de conjugado [Trovão *et al.* (2002)], que podem provocar falhas no sistema mecânico de acionamento e instabilidade de sistemas de controle de torque.

2.2 Diagnóstico de Barras Quebradas

As falhas referentes a barras quebradas representam 5% do universo das falhas dos motores de indução do tipo gaiola (figura 1.1) e, embora um motor com poucas barras quebradas ou trincadas possa continuar em funcionamento, essa falha pode gerar um problema muito maior. Por exemplo, parte de uma barra quebrada pode desprender-se do rotor e chocar-se com o enrolamento do estator a uma grande velocidade, causando sérios danos mecânicos na isolação, seguido de um reparo oneroso e uma parada repentina da produção. Dependendo da gravidade do problema, ou seja, do número de barras quebradas, além da deterioração dos rolamentos, a máquina pode não ser mais capaz de desenvolver seu conjugado nominal, entrando em colapso total e provocando a paralisação de todo o sistema de acionamento no qual ela está inserida. Segundo Thomson e Fenger (2001), trincas ou rupturas nas barras do rotor podem ser geradas por diversos fatores:

1. Elevadas temperaturas alcançadas durante a operação e altas forças centrífugas suportadas tanto pelas barras, quanto pelos anéis de curto-circuito, principalmente em transitórios.
2. Partidas diretas do motor, submetendo o rotor a elevado estresse mecânico e térmico, principalmente caso ele não tenha sido projetado para isso;
3. Motores que precisam partir com carga nominal;
4. Cargas mecânicas pulsantes, como compressores;

5. Imperfeições de manufatura da gaiola;
6. Vibrações e excentricidade.

Um bom indicador de barras quebradas em um rotor é a excessiva vibração e os ruídos durante a partida do motor, embora tais características também estejam presentes em outros defeitos de motores, dificultando a detecção correta do problema. A evolução dos sistemas de aquisição e análise de dados possibilitou o desenvolvimento de novos métodos de detecção de barras quebradas, além da análise da assinatura da corrente do motor. Neste contexto, iniciou-se a aplicação da análise de vibração mecânica, ruído sonoro, estimadores em modo deslizante [Baccarini (2005)] e análise do fluxo magnético do estator [Dias (2006)]. No trabalho de Brito (2002) é apresentado ainda um sistema híbrido, que usa técnicas de inteligência artificial para diagnosticar barras quebradas.

A detecção de barras quebradas em motores de indução baseia-se na monitoração do espectro da grandeza usada no método de análise escolhido (corrente, vibração, ruído e ou fluxo) e na detecção de anormalidades em determinadas frequências. O espectro da grandeza em análise para motores com barras quebradas é diferente do espectro de motores normais. O valor destas frequências anormais depende do escorregamento do motor e, em alguns casos, pode ser influenciada pela variação do torque durante a aquisição de dados, o qual, segundo Shancheng e Zhengguo (2006), deve ser mantido constante durante a coleta de dados. A viabilidade e aplicação de cada método estão relacionadas com a facilidade de aquisição dos dados, custos e com a sensibilidade para detecção da avaria.

2.2.1 Análise por Corrente Elétrica

A detecção de barras quebradas usando corrente elétrica é em geral mais sensível que outros métodos, como vibração mecânica e ruído acústico [Brito *et al.* (2004)]. Analisando a corrente elétrica de motores com barras quebradas no domínio da frequência (espectro de frequência), significativas diferenças são notadas nas bandas laterais ao redor da fundamental. Os vários estudos relacionados à detecção de barras quebradas utilizam as componentes das bandas laterais de frequências como referência. No caso de análise por corrente elétrica estas frequências são definidas pela equação 2.1. [Filippetti *et al.* (1998)]

$$f_L = (1 \pm 2s)f_r \quad (2.1)$$

Onde,

- f_L → Frequência lateral resultante das barras quebradas [Hz];
- f_r → Frequência da rede elétrica ou de alimentação do motor [Hz];
- s → Escorregamento do motor.

O escorregamento é definido como sendo a velocidade mecânica relativa à velocidade síncrona do motor, conforme demonstra a equação 2.2.

$$s = \frac{f_s - f_m}{f_s} \quad (2.2)$$

Onde,

- f_s → Frequência síncrona do motor [Hz];
- f_m → Frequência de rotação mecânica do eixo [Hz].

A equação 2.3 fornece o valor da frequência síncrona (f_s) a partir de características do motor e de sua frequência de alimentação (f_r).

$$f_s = \frac{2f_r}{p} \quad (2.3)$$

Onde p representa um número de pólos do motor.

Além disso, as barras quebradas produzem outras frequências (múltiplos), determinadas pela equação 2.4, as quais, à medida que se distanciam da fundamental, diminuem de amplitude.

$$f_L(k) = (1 \pm 2ks)f_r \quad (2.4)$$

Onde k representa um número inteiro maior que 0 ($k = 1, 2, 3, \dots, n$).

A figura 2.1 mostra as bandas laterais e seus múltiplos ($k = 1$ e 2) para o caso da análise de barras quebradas por corrente elétrica. Nota-se que as amplitudes reduzem-se conforme as bandas laterais afastam-se da fundamental (as amplitudes mostradas na figura 2.1 são apenas ilustrativas). Desta forma, entende-se que as melhores frequências a serem analisadas são as frequências mais próximas da fundamental, ou seja, para $k = 1$.

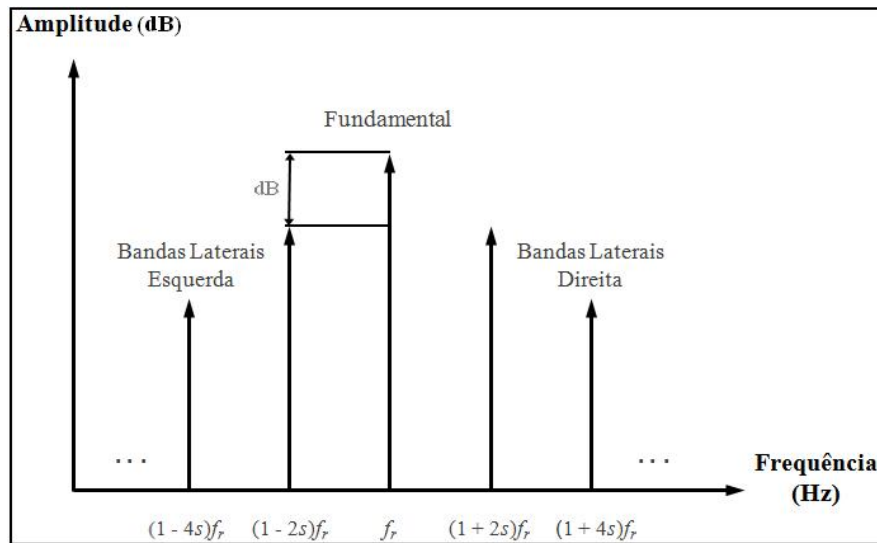


Figura 2.1: Caracterização do espectro da corrente - frequência fundamental.

A detecção de barras rompidas é feita a partir da verificação da amplitude das bandas laterais em relação à fundamental, em dB. Quanto maior o número de barras quebradas, menor será a diferença de amplitude das bandas laterais em relação à fundamental. A tabela 2.1 mostra a severidade da falha e as recomendações de procedimentos, considerando a análise de corrente, de acordo com *Liberty Technologies Inc.* [Brito *et al.* (2004)].

Tabela 2.1: Severidade e recomendações para análise de barras quebradas.

Amplitude	Avaliação da Condição	Ação Recomendada
> 50 dB	Excelente.	Nenhuma.
44 a 50 dB	Boa.	Nenhuma.
39 a 44 dB	Moderada.	Continuar inspeção e analisar somente tendência.
35 a 39 dB	Desenvolvendo trincas ou alta resistência nas barras do rotor.	Reduzir intervalo de inspeção e observar curva de tendência.
30 a 35 dB	Duas barras quebradas ou juntas com altas resistências.	Fazer análise de vibrações para confirmar o problema.
25 a 30 dB	Muitas barras trincadas e/ou quebradas.	Desmontar o rotor para inspeção.
< 25 dB	Severa.	Desmontar para inspeção ou substituir o rotor.

2.2.2 Análise por Vibração Mecânica

A análise de barras quebradas usando vibração mecânica segue o mesmo princípio da análise por corrente elétrica, diferindo apenas na localização da componente fundamental das frequências produzidas pelas barras rompidas. No caso da detecção de barras quebradas usando corrente elétrica, a rotação do eixo deve ser medida, pois este valor será usado na equação 2.2 para o cálculo do escorregamento, o que pode se tornar um problema, principalmente quando não se tem acesso ao eixo de rotação do motor. Ao se utilizar o método da vibração mecânica, obtém-se o valor do escorregamento indiretamente, uma vez que a frequência da rotação mecânica pode ser extraída diretamente do espectro da vibração, com valor ligeiramente abaixo do valor da frequência síncrona do motor.

Na ocorrência de barras quebradas, as bandas laterais resultantes ficam relacionadas com a frequência de rotação por $s f_r$. A interação entre o campo produzido pelo estator com o campo do rotor produz torque e velocidades oscilantes e a frequência destas oscilações é dada por $2s f_r$ [Dobrodeyev *et al.* (2000)]. Considerando que o fluxo resultante desta interação produz uma frequência que é o dobro da frequência síncrona, ou $2f_s$ [Costa *et al.* (2004)], o escorregamento pode ser calculado indiretamente pela equação 2.5.

$$s = \frac{f_{er} - f_{m2}}{f_{er}} \quad (2.5)$$

Onde,

- f_{er} → Frequência resultante da interação estator/rotor, ou $2f_s$ [Hz];
- f_s → Frequência síncrona calculada pela equação 2.3 [Hz];
- f_{m2} → Segundo harmônico da frequência de rotação [Hz].

Os valores das frequências laterais da análise de barras quebradas usando vibração mecânica são calculados pela equação 2.6, seguindo o mesmo princípio do cálculo das frequências laterais de corrente elétrica.

$$f_L = f_m \pm 2s f_s \quad (2.6)$$

Onde,

- f_L → Frequência lateral resultante das barras quebradas [Hz];
- f_m → Frequência de rotação do eixo [Hz].

Assim como na análise por corrente elétrica, as barras quebradas produzem múltiplos da banda lateral, determinadas pela equação 2.7.

$$f_L(k) = f_m \pm 2ksf_s \quad (2.7)$$

Onde k representa um número inteiro maior que 0 ($k = 1, 2, 3, \dots, n$).

A figura 2.2 mostra as componentes de frequências específicas e seus múltiplos, para a análise de barras quebradas pelo método da vibração mecânica. As componentes com amplitudes apenas ilustrativas, foram obtidas utilizando a equação 2.7, para os casos de $k = 1$ e 2. Assim como na análise por corrente elétrica, as amplitudes vão caindo conforme as bandas laterais resultantes afastam-se da fundamental, de forma que as melhores frequências a serem analisadas são as frequências para $k = 1$.

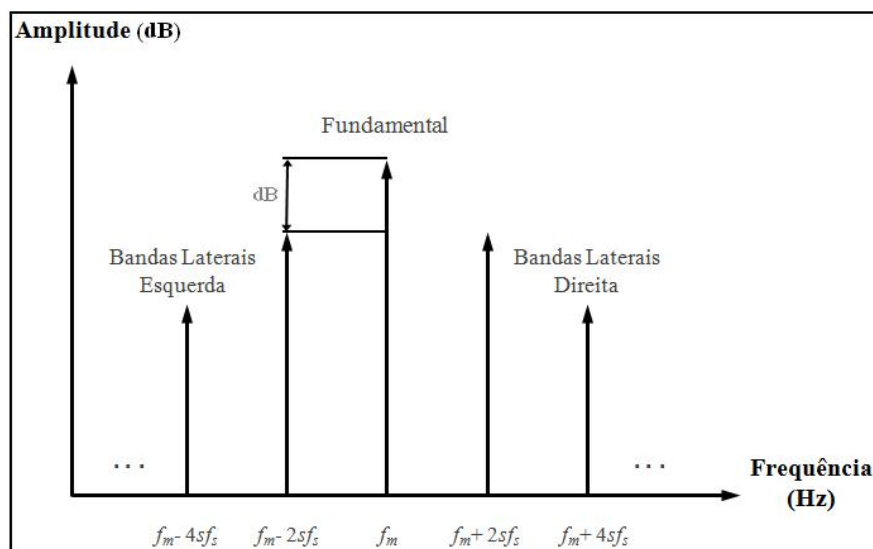


Figura 2.2: Caracterização do espectro de vibração - frequência fundamental.

A detecção de barras rompidas é feita a partir da diferença de amplitude das bandas laterais em relação à fundamental, assim como na análise por corrente elétrica.

2.2.3 Comparação dos Métodos de Análise de Barras Quebradas

Neste item, quatro métodos de análise foram citados, embora apenas dois tenham sido explorados: análise por corrente elétrica e por vibrações mecânicas. Resultados experimentais apresentados em Brito *et al.* (2004) mostram a detecção de barras quebradas utilizando análise de fluxo magnético. Em tal experiência foi utilizada uma bobina de fluxo comercial, montada na parte traseira do motor, e uma bobina construída pelos autores, montada no interior do motor. Esta é uma técnica recente, pouco estudada, mas que apresenta bons resultados; entretanto, apresenta dificuldades em função da necessidade de instalar uma bobina de fluxo no interior do motor ou na sua parte traseira, onde se encontram normalmente a ventoinha, sistema de freio mecânico e sensores de velocidade. No caso da análise acústica, além de ser menos sensível que os outros métodos, num ambiente industrial ela é muito prejudicada por ruídos externos.

Resultados experimentais comparando os métodos de análise de barras quebradas por espectros de corrente elétrica e vibração mecânica são apresentados em Junior (2008). Os testes foram realizados em um motor de dois pólos, a partir de avarias conhecidas introduzidas propositalmente no rotor, variando-se o número de barras quebradas e a posição entre elas. Resultados referentes à análise por corrente elétrica extraídos de Junior (2008) são apresentados na figura 2.3, na qual o motor não apresentava barras quebradas e na figura 2.4, na qual o motor apresentava cinco barras quebradas. Em tais figuras, observa-se entre a frequência fundamental e as bandas laterais que, sem barras quebradas, a diferença de amplitude era de 60 dB, e com cinco barras rompidas, em torno de 32 dB, ou seja, com a avaria ocorreu uma redução de 28 dB.

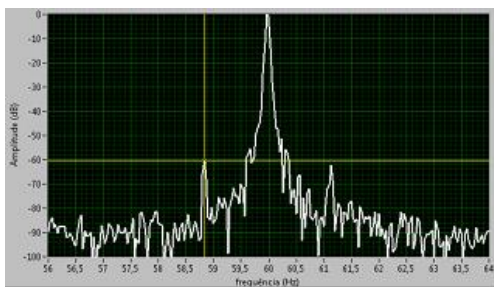


Figura 2.3: Espectro de corrente sem barras quebradas.

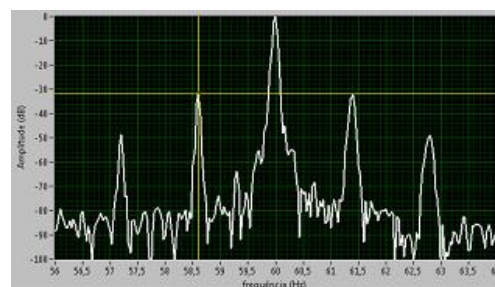


Figura 2.4: Espectro de corrente com cinco barras quebradas.

Resultados referentes à análise por vibração mecânica também extraídos de Junior (2008) são apresentados na figura 2.5, na qual o motor não apresentava barras quebradas e na figura 2.6, na qual o motor apresentava cinco barras quebradas. Observa-se nestas figuras que, sem barras quebradas, a diferença de amplitude era de 39 dB, e com cinco barras rompidas, em torno de 24 dB, ou seja, com a avaria ocorreu uma redução de apenas 15 dB entre a condição normal, sem barras quebradas e cinco barras rompidas.

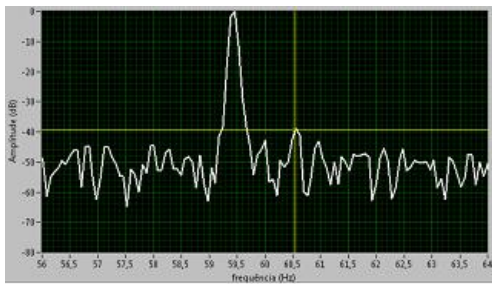


Figura 2.5: Espectro de vibração sem barras quebradas.

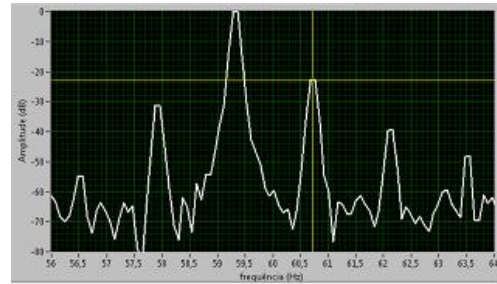


Figura 2.6: Espectro de vibração com cinco barras quebradas.

A análise de barras quebradas, seja por corrente elétrica ou vibração mecânica, baseia-se na rotação do eixo e no escorregamento, tornando estes dados essenciais para o correto diagnóstico do defeito, tendo em vista que o escorregamento pode variar com a carga e com o próprio defeito que se está procurando. Além disso, a posição das barras quebradas influencia na detecção das mesmas. Barras quebradas em determinadas posições produzem amplitudes de frequências laterais fracas o suficiente para não serem distinguidas [Junior (2008)].

A análise por espectro de vibração é menos sensível que por espectro de corrente elétrica, tal como pode ser observado nas figuras 2.3 a 2.6. A utilização da corrente elétrica é vantajosa devido à excelente relação sinal-ruído. Já o método de vibração mecânica, apesar de menos sensível que o método de corrente, possui a capacidade de extrair a informação de rotação diretamente no espectro; no entanto há uma variedade de vibrações secundárias relacionadas à rotação do eixo, pulsações de conjugado relacionadas com harmônicos de baixa ordem e imposições de torque dos controles vetoriais, que diminuem a sensibilidade da detecção [Li e Mechefske (2006)].

Em termos gerais, quanto mais barras quebradas existem em um rotor, mais fácil é sua detecção, com exceção do caso de duas barras quebradas em ângulo de 90°, que não resulta em alterações em relação a rotores bons, e apresentou detecção incorreta, causando um falso aprovado em Junior (2008). A união dos dois métodos em Junior (2008) possibilitou aproveitar as vantagens de cada um, sendo possível detectar falhas a partir de apenas uma barra quebrada, com exceção do caso de duas barras quebradas em ângulo de 90°, conforme supracitado.

2.3 Fenômenos de Alta Frequência em Acionamentos PWM

Apesar de uma série de benefícios trazidos pela aplicação extensiva de inversores de tensão na alimentação de motores de indução, há efeitos indesejáveis que devem ser considerados: a tensão de modo comum e o efeito de acoplamento de alta frequência que existem inevitavelmente no sistema inversor, cabos e motor [Shancheng e Zhengguo (2006)]. O efeito do acoplamento de modo comum dá origem às correntes de modo comum. Parte dessas correntes flui através do rolamento do motor e reduzem sua vida útil. Além disso, as correntes de modo comum podem ter uma influência indesejável sobre o controle de corrente ou torque do motor, provocar mau funcionamento de disjuntores de corrente residual e causar interferência eletromagnética (EMI) em equipamentos eletrônicos sensíveis [Ogasawara e Akagi (1996) e Jouanne *et al.* (1998)].

Os fenômenos de alta frequência presentes em sistemas de acionamento de motores de indução com inversores do tipo PWM ocorrem em função das elevadas taxas de variação de tensão (dv/dt) relacionadas aos pulsos da forma de onda da tensão aplicada ao cabo de alimentação do motor, cujos rápidos tempos de subida e descida associam-se a elevadíssimas frequências [de Paula (2005)]. Tais variações de tensão originam correntes de frequências igualmente elevadas, as quais circulam entre as fases do sistema (correntes de modo diferencial) e entre estas e a terra (correntes de modo comum). Os fenômenos do modo diferencial estão relacionados com as oscilações transitórias da corrente e da tensão nas fases, no início e no fim do cabo, respectivamente, enquanto que os fenômenos do modo comum estão associados à circulação de correntes pela terra e consequentes interferências eletromagnéticas, bem como a presença de correntes nos rolamentos do motor, objeto de estudo deste trabalho [de Paula *et al.* (2008)].

2.3.1 Tensão de Modo Comum

A tensão de modo comum é gerada naturalmente durante a operação de um inversor PWM trifásico, visto que a soma das tensões das três fases em relação a terra resulta em valor não-nulo. Ao se somar as tensões das fases na saída de um inversor PWM, obtém-se uma forma de onda de tensão em degraus, com variações equivalentes a $1/3$ da tensão do barramento CC¹. Como resultado dessa tensão de modo comum, os acoplamentos capacitivos de partes do motor, cabo e inversor para a terra são excitados, promovendo a circulação de correntes de modo comum de alta frequência [de Paula (2005)].

A figura 2.7, adaptada de Ogasawara e Akagi (1996), mostra uma ponte inversora de tensão conectada a um motor, que é representado por três indutores e três resistores.

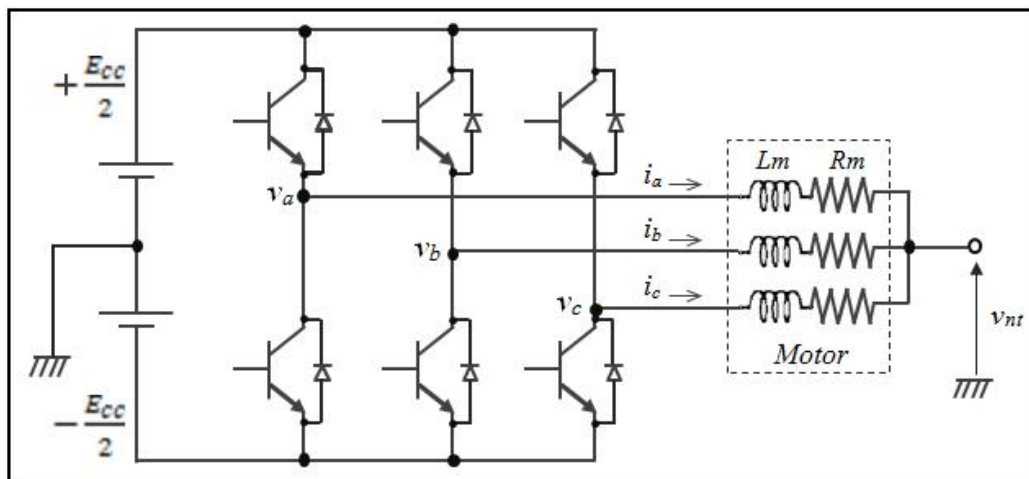


Figura 2.7: Ponte inversora de tensão trifásica.

O conjunto de equações das tensões (2.8), juntamente às equações 2.9 e 2.10, permitem calcular a tensão de neutro do motor, desde que $i_a + i_b + i_c = 0$. A tensão de modo comum ou a tensão de neutro do motor corresponde à tensão v_{nt} da figura 2.7.

¹CC - Corrente Contínua.

$$\left. \begin{aligned} v_a - v_n &= R_m i_a + L_m \frac{di_a}{dt} \\ v_b - v_n &= R_m i_b + L_m \frac{di_b}{dt} \\ v_c - v_n &= R_m i_c + L_m \frac{di_c}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

$$v_a + v_b + v_c - 3v_{nt} = \left(R_m + L_m \frac{d}{dt} \right) (i_a + i_b + i_c) \quad (2.9)$$

$$v_{nt} = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (2.10)$$

Onde,

- v_a, v_b e $v_c \rightarrow$ Tensões das três fases [V];
- i_a, i_b e $i_c \rightarrow$ Correntes das três fases [A];
- $v_{nt} \rightarrow$ Tensão de modo comum ou tensão de neutro do motor [V].

A figura 2.8 apresenta as três tensões das fases em relação a terra (v_a, v_b e v_c) e a tensão de modo comum de alta frequência v_{nt} , com valor não nulo, gerada pela soma das tensões das fases.

2.3.2 Correntes de Modo Comum

Atualmente, modernos sistemas de acionamento de motores assíncronos são amplamente utilizados em aplicações industriais e comerciais. Devido à rápida evolução da tecnologia IGBT², os tempos de comutação reduziram a uma fração de micro segundo e, como resultado, a frequência de comutação aumentou na mesma proporção. Com isso, os acoplamentos capacitivos existentes em uma estrutura de potência moderna, composta por filtros, retificador, barramento CC, capacitores, ponte inversora e motor, que poderiam ser negligenciados em uma análise em baixa frequência, devem ser considerados em função dos curtos tempos de subida da tensão PWM. Em virtude dos elevados dv/dt 's da tensão aplicada

²IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor.

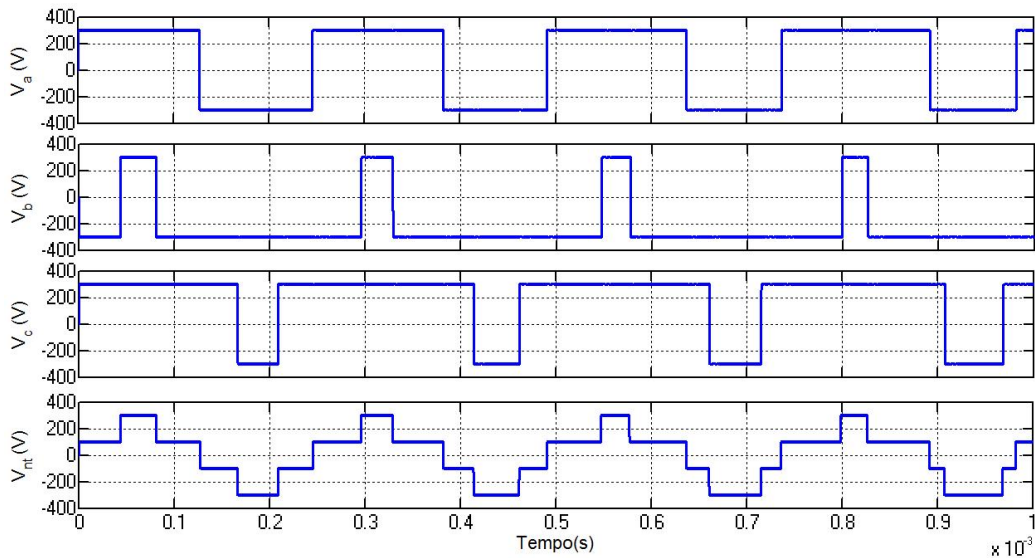


Figura 2.8: Tensões entre as fases do motor e o ponto médio do barramento CC (V_a , V_b e V_c) geradas pelo inversor PWM e tensão resultante entre o neutro e o aterramento (V_{nt}).

ao motor, caminhos de baixa impedância são estabelecidos através destes capacitores de acoplamento. Como em princípio todos os inversores PWM geram uma componente de tensão de modo comum, um fluxo de corrente associado à mesma é gerado, circulando através das diversas capacitâncias distribuídas do motor para a terra, inclusive do eixo para a carcaça aterrada, através dos rolamentos.

A figura 2.9(a) mostra os diferentes acoplamentos capacitivos entre as partes de um motor de indução, que constituem os diversos caminhos percorridos pelas correntes de modo comum. Sob a perspectiva de tais fenômenos de alta frequência, a figura 2.9(b) ilustra o circuito equivalente do motor, onde C_{ER} representa o acoplamento capacitivo entre o enrolamento do estator e o rotor, C_{EC} corresponde à capacitância entre o enrolamento do estator e a carcaça e C_{RC} refere-se ao acoplamento entre o rotor e a carcaça do motor. As capacitâncias dos mancais para a terra também são representadas, denominadas de C_{md} e C_{mt} (rolamentos dianteiro e traseiro, respectivamente). Com relação às correntes, I_{CM} refere-se à corrente total de modo comum, I_{ER} corresponde à corrente de descarga capacitiva do estator para o rotor, I_{RC} flui através do acoplamento entre o rotor e a carcaça, I_{EC} representa a corrente entre os enrolamentos do estator e a carcaça e I_C equivale à corrente de descarga pelos mancais.

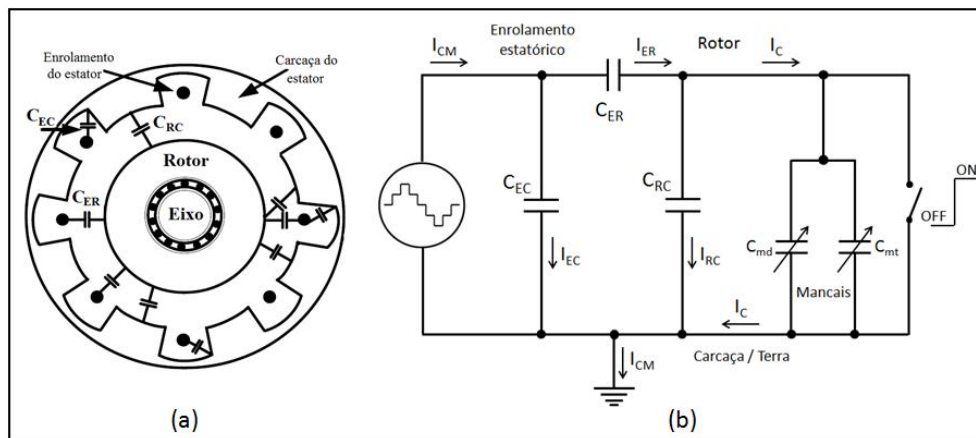


Figura 2.9: Acoplamentos capacitivos em um motor de indução (adaptada de Adabi *et al.* (2008)).

Durante a operação de um motor de indução, as mudanças de carga e de velocidade fazem variar as distâncias entre as esferas e os anéis dos rolamentos [Adabi *et al.* (2008)], variando assim o campo elétrico e, conseqüentemente a capacitância entre as partes. Assim sendo, tal capacitância tem uma relação não-linear com a carga e a velocidade, de forma que em diferentes condições de operação, um rolamento pode apresentar aleatoriamente boa condutividade, condutividade nula, ou uma impedância intermediária [Busse *et al.* (1996)].

Em virtude do acoplamento eletrostático existente entre o estator e o rotor, quando os rolamentos comportarem como um curto-circuito, para cada dv/dt da tensão de modo comum, haverá um pico de corrente através dos mesmos; no caso de apresentarem alta impedância, o potencial do rotor eleva-se gradualmente em relação a terra, até atingir um nível capaz de romper a rigidez dielétrica da graxa, gerando uma corrente de descarga, de natureza aleatória, que flui do eixo para a carcaça, através dos rolamentos.

A figura 2.10(a) apresenta a estrutura geral dos rolamentos de esferas da máquina, ao passo que a figura 2.10(b) fornece uma visão detalhada dos acoplamentos capacitivos existentes entre as pistas interna e externa. A figura 2.10(c) apresenta uma opção de modelagem simplificada para o comportamento da impedância do rolamento, onde o fenômeno aleatório de descarga é modelado como um interruptor. Portanto, dependendo da impedância apresentada pelo rolamento em função da carga e da rotação, surgem dois tipos diferentes de correntes de rolamento, chamadas de “corrente de condução” e “corrente de descarga” ou EDM³.

³EDM - *Electrical Discharge Machining*.

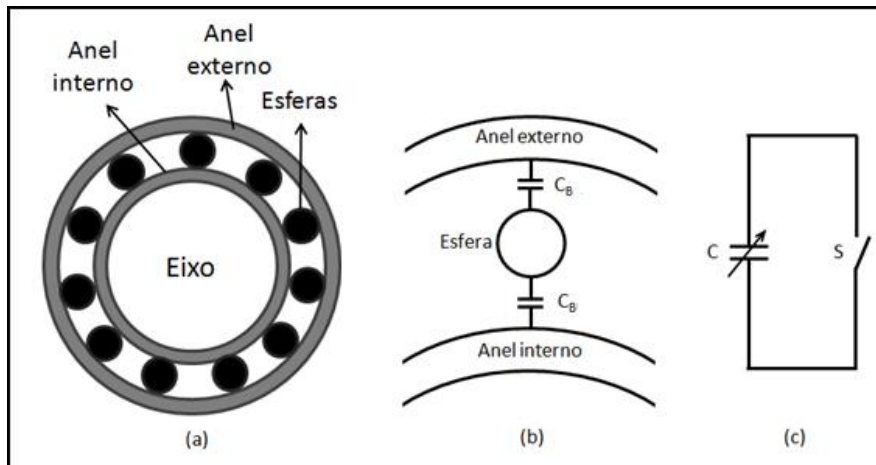


Figura 2.10: Estrutura dos rolamentos de esferas. (a) Visão geral do eixo, esferas e anéis interno e externo. (b) Acoplamentos capacitivos entre anéis e esferas. (c) Modelo simplificado para o comportamento da impedância (adaptada de Adabi *et al.* (2008)).

2.3.2.1 Corrente de Condução

O modo chamado de “corrente de condução” se refere à corrente dos rolamentos quando estes apresentam continuamente, boa condutividade. Este tipo de corrente existe normalmente em baixas rotações, quando o contato mecânico das esferas de rolamento com os anéis é bom, e as impedâncias internas tornam-se pequenas. Shancheng e Zhengguo (2006) demonstram em experimentos práticos, que a tensão entre o eixo e os rolamentos é próximo a zero em baixas rotações, comprovando o comportamento de curto-circuito dos rolamentos nesta condição de operação.

Skibinski *et al.* (2006) propõem um circuito equivalente para um motor trifásico, apresentado na figura 2.11. Neste, são modeladas as fases e o rolamento, tornando-se facilmente compreensível que em baixa rotação, onde o rolamento apresenta baixa impedância, ao ocorrer chaveamento no inversor, haverá um pulso de corrente nos rolamentos, similar aos pulsos de corrente no cabo de aterramento. No modelo, V_{snq} representa a tensão de modo comum do neutro para terra, V_{rg} corresponde à tensão do eixo em relação à carcaça, C_{sf} refere-se à capacitância do estator para a carcaça, C_{sr} equivale à capacitância do estator para o rotor, C_{rf} reúne as capacitâncias do rotor para a carcaça, R_b combina a resistência das esferas e anéis e C_b e Z modelam a capacitância do lubrificante e a impedância não-linear relacionada à carga e descarga do eixo, respectivamente.

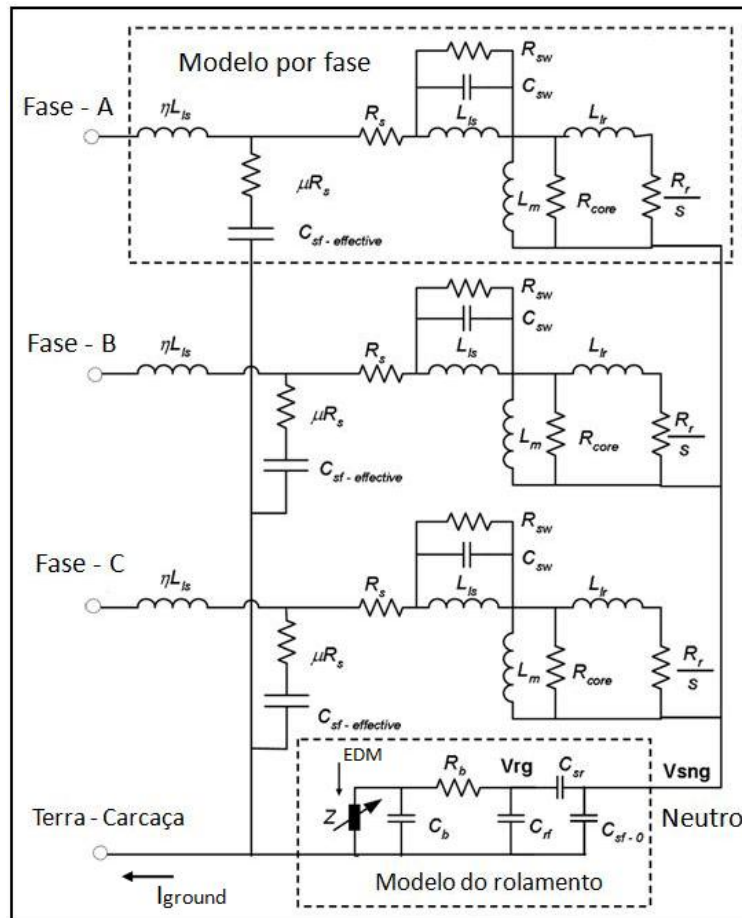


Figura 2.11: Modelo de um motor trifásico representando os parâmetros das fases e dos rolamentos (adaptada de Skibinski *et al.* (2006)).

Visando determinar a correlação entre o chaveamento PWM e os fenômenos de modo comum (tensão e corrente), o modelo proposto por Skibinski *et al.* (2006) foi simulado no Simulink. A figura 2.12 apresenta o diagrama simplificado da simulação, onde foi utilizado uma frequência de chaveamento de 3 kHz, um modelo de cabo de 50 metros e um motor de 75 kW.

Dos dados utilizados na simulação, os parâmetros das fases foram calculados considerando procedimentos propostos em Mirafzal *et al.* (2007) e Mirafzal *et al.* (2009), R_b foi especificada através de Chen *et al.* (2002) e as capacitâncias C_{sf} , C_{sr} , C_{rf} e C_b foram obtidas em Erdman *et al.* (1996) e Busse *et al.* (1996). A impedância Z foi modelada como uma chave controlada por tensão, simulando a ruptura do filme lubrificante.

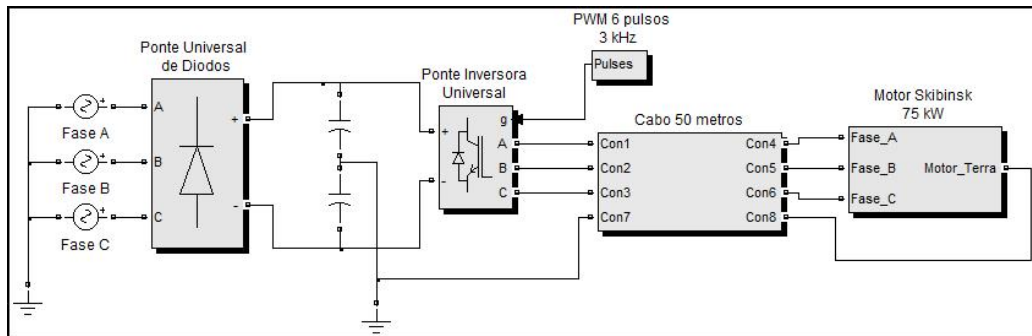


Figura 2.12: Diagrama simplificado da simulação do modelo de um motor trifásico no Simulink.

Os resultados da simulação são apresentados na figura 2.13. Observa-se que para cada dv/dt da tensão de modo comum, ocorre um pico de corrente no terra (I_{ground}), caracterizada por ocorrências sincronizadas com as bordas dos pulsos de tensão de modo comum. Mesma característica apresentada pela “corrente de condução” dos rolamentos, quando estes apresentam baixa impedância.

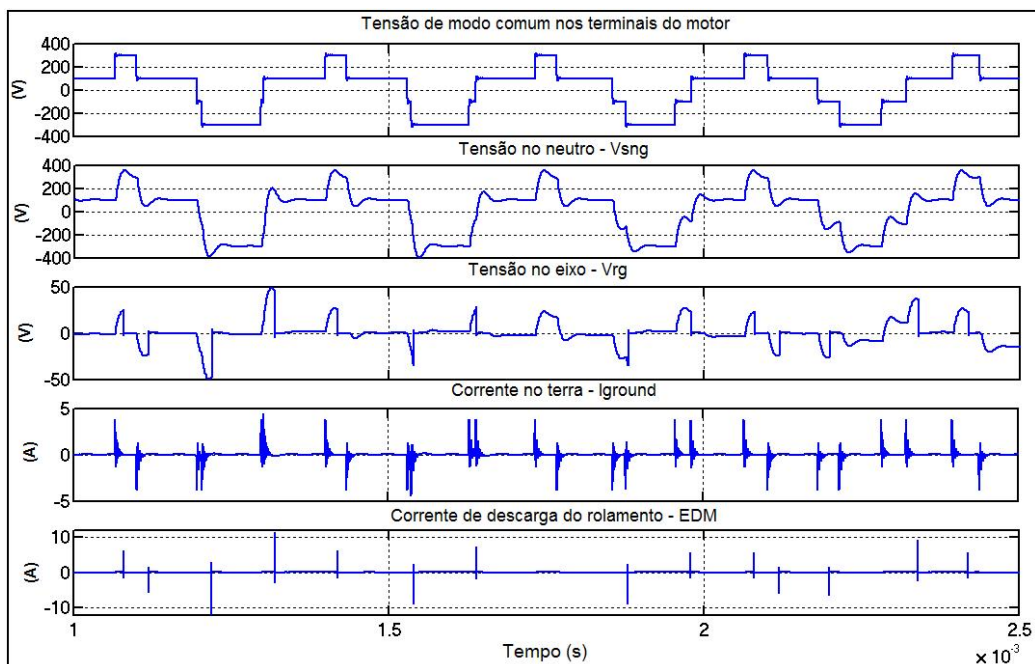


Figura 2.13: Simulação de fenômenos de alta frequência em acionamentos inversor/motor: tensão de modo comum, tensão de eixo, corrente no terra e corrente de descarga nos rolamentos (EDM).

2.3.2.2 Corrente de Descarga ou EDM

Quando um rolamento gira em alta velocidade, uma fina película de lubrificante é formada entre as esferas e os anéis. Desta forma, as esferas flutuam no lubrificante e devido a este mecanismo, rolamentos podem se comportar como um circuito aberto, ou de alta impedância [Shancheng e Zhengguo (2006)]. No entanto, uma vez tornando-se um circuito aberto, o rolamento retorna a um estado de baixa impedância se o contato entre as esferas e os anéis é recuperado, ou se o filme lubrificante se rompe, em função dos campos elétricos causados pela tensão do eixo. Portanto, o modo de descarga é causado pelo acoplamento formado entre o estator e o rotor (C_{ER}), que produz uma tensão entre o eixo e a carcaça. A tensão de eixo força o filme lubrificante dos rolamentos à ruptura, produzindo um pico de corrente de descarga através destes [Skibinski *et al.* (2006)].

Durante o período em que os rolamentos se comportam como um circuito aberto, as cargas são armazenadas temporariamente no capacitor de acoplamento entre rotor e estator, não sendo observado nesse período circulação de corrente através do rolamento durante os dv/dt 's da tensão de modo comum. A tensão do eixo, resultado da acumulação de carga, é aplicada através da fina camada de lubrificante do rolamento, tornando o campo elétrico no seu interior muito intenso. Quando o potencial atinge nível suficiente para romper o filme, um caminho súbito de curto-circuito é estabelecido e toda a energia armazenada é drenada a terra através do rolamento. A amplitude dos picos de corrente é obviamente, dependente da amplitude da tensão do eixo e da impedância do caminho de curto-circuito. Normalmente, os picos atingem ampères, dependendo do motor, do inversor, do sistema de chaveamento e das configurações do aterramento, tornando-se mais graves nos sistemas de acionamento com bom aterramento e de baixa impedância entre o motor e o inversor [Shancheng e Zhengguo (2006)].

Os resultados apresentados na figura 2.13 demonstram que os picos da corrente de descarga (EDM) aparecem após a tensão de eixo estar presente por um período curto de tempo, indicando um estado de alta impedância do rolamento. Ao ocorrer um pico de corrente, a tensão do eixo imediatamente cai para zero, implicando na ruptura do filme lubrificante e em um repentino curto-circuito no interior do rolamento. Estas ocorrências não estão em sincronismo com as bordas dos pulsos de tensão de modo comum. Ao contrário, os picos de corrente ocorrem quando a tensão de eixo atinge valor suficiente para romper o filme lubrificante.

O modo de condução ou de curto-circuito contínuo, raramente acontece em condições normais de funcionamento. Ele só aparece quando o motor funciona

próximo à rotação zero. Em quase todas as outras condições de funcionamento, somente é visto o modo de descarga. Como o modo de descarga tem picos de corrente com amplitude muito maior, esta é a componente que tem a maior contribuição para gerar danos no rolamento [Shancheng e Zhengguo (2006)].

2.3.2.3 Técnicas de Mitigação das Correntes de Rolamentos

A circulação de corrente pelos rolamentos ocorre continuamente durante o funcionamento do motor. Como são descargas extremamente rápidas, aquece instantaneamente e derrete a superfície da pista de rolamento, provocando uma pequena depressão no ponto de descarga. Com o tempo, a erosão aumenta, dando origem a pequenos furos, que começam a se sobrepor e, caso haja correntes de descarga por longo tempo, sulcos (crateras) serão formados. A erosão acarreta redução da vida útil dos rolamentos e pode levar à parada prematura da máquina.

Segundo Muetze e Binder (2007), as correntes capacitivas podem gerar tensões de eixo de três maneiras diferentes:

1. Tensão alta na carcaça em função do retorno da corrente de modo comum por um circuito indutivo;
2. Tensão de eixo de alta frequência induzida pelo fluxo magnético circumferencial em torno do eixo do motor;
3. Acoplamento de modo comum entre o eixo e a carcaça do motor através da capacitância do rolamento e da capacitância entre o estator e o rotor. Este mecanismo é o principal fator responsável por falhas de rolamentos quando a carcaça do motor está devidamente aterrada [Bell *et al.* (2001)].

Numerosas técnicas para minimização das correntes capacitivas em rolamentos de motores acionados por inversores PWM têm sido desenvolvidas e publicadas pelos fabricantes de motores, inversores, rolamentos e por diferentes autores. A questão fundamental é a viabilidade dos métodos apresentados para resolver um problema real. Muitas das soluções propostas não são práticas ou efetivas na resolução do problema e algumas são limitadas ou de custo elevado e outras não são tecnicamente viáveis. As alternativas para minimização dos problemas citados se dividem em três grupos:

1. **Isolamento:** interrupção do caminho das correntes através do uso de rolamentos de anéis isolados ou esferas de cerâmica. Esta solução pode deslocar

o problema para a carga ou componentes periféricos como *encoders* e, além de custosa, é apenas parcialmente eficaz;

2. **Caminhos alternativos de descarga:** quando adequadamente implementados, fornecem um caminho alternativo de baixa impedância entre o rotor e o estator, evitando as correntes de rolamento. Essa estratégia é preferível em relação ao isolamento, pois pode ser amplamente utilizada em todas as aplicações de motores CA⁴, fornecendo maior proteção ao rolamento e tendo o máximo retorno sobre o investimento;
3. **Redução dos dv/dt 's da tensão de modo comum e minimização das correntes de alta frequência:** técnicas alternativas de chaveamento dos IGBT's da unidade de potência e filtros instalados entre o inversor e o motor reduzem a tensão de modo comum, reduzindo assim todos os fenômenos a ela associados.

Guttowski *et al.* (2006) e Muetze e Binder (2007) apresentam uma série de tecnologias para proteger os rolamentos do motor CA de danos causados por correntes de alta frequência, caracterizando eficácia, custo e versatilidade de aplicação:

1. **Instalação de blindagem eletrostática entre estator e rotor:** a colocação de uma gaiola de Faraday no entreferro do motor elimina o acoplamento eletrostático entre o estator e o rotor, impedindo a indução de tensão no eixo. Os resultados demonstram elevada eficácia, no entanto, esta solução é extremamente difícil de implementar, muito cara, e tem sido geralmente abandonada como uma solução prática. Não existem máquinas comercialmente disponíveis que empreguem este recurso;
2. **Rolamentos dianteiros e traseiros isolados:** material isolante, normalmente uma resina não condutora ou camada de cerâmica, isola os anéis dos rolamentos e impede a circulação de corrente através dos rolamentos. Como a tensão do eixo ainda existe, a corrente encontra outros caminhos para a terra, provocando falhas em componentes periféricos. Além disso, no caso de elevadas frequências, o próprio rolamento isolado pode permitir a indução de tensão no eixo por causa do efeito capacitivo do revestimento cerâmico. Finalmente, as estratégias de isolamento do mancal podem ser

⁴CA - Corrente Alternada.

de custo elevado, resultam em modificações especiais no motor e ainda são apenas parcialmente eficazes;

3. **Rolamentos com esferas de cerâmica:** impede a descarga de corrente através do rolamento da mesma maneira que os rolamentos com anel isolado. Esses rolamentos são muito caros e, além disso, como rolamentos de cerâmica e aço diferem na resistência à compressão, rolamentos de cerâmica devem ser redimensionados;
4. **Graxa condutora:** graxa contendo partículas condutoras fornecem um caminho contínuo através do rolamento e assim drenam gradualmente a tensão de eixo, sem causar uma descarga prejudicial. Infelizmente, as partículas condutoras nestes lubrificantes aumentam o desgaste mecânico no rolamento, tornando os lubrificantes ineficazes e muitas vezes causando falhas prematuras, inviabilizando o seu uso nos rolamentos atuais, cujos materiais são incapazes de apresentar longevidade em tal aplicação;
5. **Escova de aterramento:** uma escova em contato com o eixo do motor é uma maneira prática e econômica para fornecer um caminho de baixa impedância para a terra, especialmente para motores de grandes carcaças. No entanto, apresentam vários problemas inerentes: (i) desgaste devido ao contato mecânico com o eixo; (ii) recolhem contaminantes como poeira em suspensão e graxa; (iii) oxidação do eixo; (iv) limitações para aplicação em alta velocidade; v) eficácia reduzida devido vibrações no conjunto mola/porta-escovas. Como resultado, escovas exigem manutenção frequente. No caso de motores grandes, uma única escova pode piorar o desempenho do rolamento oposto ao aterramento, forçando o uso de duas escovas de aterramento, sendo uma no eixo traseiro e outra no eixo dianteiro ou ainda alternar uma escova no eixo dianteiro e rolamento isolado no eixo traseiro;
6. **Anel de aterramento do eixo (SGR⁵):** aplicado como uma escova de aterramento convencional, esta abordagem inovadora envolve o uso de um anel de microfibras condutoras, especialmente concebido para redirecionar a corrente do eixo e oferecer um caminho paralelo de baixa impedância, do eixo para a carcaça do motor, eliminando inteiramente a passagem de corrente pelos rolamentos [Oh e Willwerth (2008)]. A tecnologia do anel, patenteada nos Estados Unidos [Oh *et al.* (2004)], usa princípios de ionização para

⁵SGR - *Shaft Grounding Ring*.

umentar a taxa de transferência de elétrons e promover com extrema eficiência, a descarga da tensão do eixo. O SGR é uma alternativa promissora e de baixo custo, que pode ser aplicada em motores de qualquer tamanho. A figura 2.14, retirada de Oh e Willwerth (2008), mostra um motor com o SGR instalado no eixo dianteiro e os detalhes das microfibras condutoras.

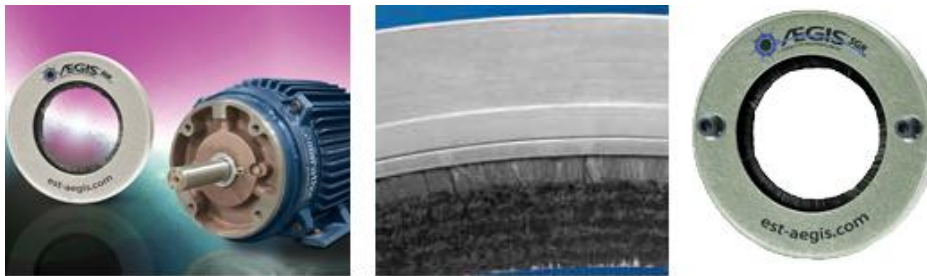


Figura 2.14: Anel de aterramento do eixo (SGR) instalado no mancal dianteiro de um motor e detalhes das microfibras condutoras.

2.4 Harmônicos Produzidos Pelo Chaveamento

Inversores modernos operam com frequências de chaveamento suficientemente elevadas, todavia, a operação do motor com velocidades próximas à nominal requer o funcionamento do inversor na região de sobremodulação, fazendo com que harmônicos de baixa frequência, da ordem $6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots, n$) apareçam em sua tensão de saída, resultando em pulsação e redução do conjugado [Trovão *et al.* (2002)].

Tomando-se como exemplo o 5º e 7º harmônicos, tem-se que o primeiro é de sequência negativa, ao passo que o último é de sequência positiva, gerando campos girantes de sentidos opostos. Dessa forma, ambos induzem no rotor frequências equivalentes ao 6º harmônico, gerando pulsações de conjugado nesta mesma frequência.

Teoricamente, segundo Kazmierkowski e Tunia (1994), o binário útil de um motor de indução alimentado por ondas de tensão produzidas a partir de um inversor PWM, considerando o 6º harmônico, pode ser definido pela equação 2.11.

$$T = T_1 + \sum_{6k} T_{max-6k} \text{sen}(6k\omega t) \quad (2.11)$$

Onde,

- T → Conjugado útil do motor de indução alimentado por ondas de tensão produzidas a partir de um inversor PWM [Nm];
- T_1 → Conjugado produzido pela componente fundamental da corrente [Nm];
- T_{max-6k} → Conjugado relativo ao 6º harmônico [Nm];
- k → Número inteiro ($k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm \dots, \pm n$).

Tais oscilações tornam-se fator de preocupação em relação ao tipo de aplicação pretendida para o acionamento motor/inversor e ao sistema mecânico no tocante a rolamentos, acoplamentos e engrenagens. Além disso, em acionamentos eletromecânicos onde é necessário um controle de torque, posição ou velocidade, com elevado grau de precisão, este tipo de oscilação pode perturbar os algoritmos de controle, tornando-se necessário que estes sejam imunes a este tipo de ruído, logo com maior grau de robustez [Trovão *et al.* (2002)].

2.5 Métodos de Análise de Rolamentos Danificados

Na sequência é apresentada uma abordagem teórica dos métodos de análise de avarias de rolamentos baseados nas componentes espectrais presentes na vibração mecânica, na corrente elétrica do estator e no fluxo estatórico, caracterizando o princípio de análise de cada método, bem como suas vantagens, desvantagens e limitações.

2.5.1 Análise Espectral de Vibração

O rolamento é constituído por quatro elementos; quando colocado em movimento, cada elemento gera uma frequência própria. Estas quatro frequências naturais (f_n) são definidas como: frequência do anel externo, frequência do anel interno, frequência da gaiola e frequência dos corpos rolantes. Os dados geométricos relevantes são ilustrados na figura 2.15.

Para o caso mais comum, em que a pista interna roda e a externa permanece fixa, as diferentes frequências típicas e seus múltiplos inteiros para cada elemento do rolamento são obtidas através das equações 2.12, 2.13, 2.14 e 2.15, conforme proposto em Harris (2001).

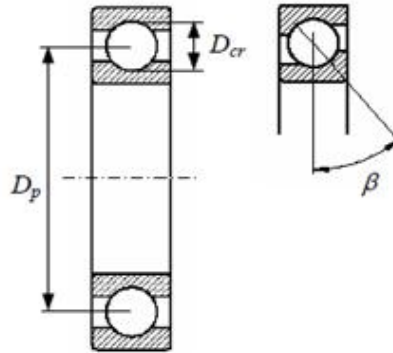


Figura 2.15: Geometria dos elementos de um rolamento [Harris (2001)].

$$\text{Anel externo (Hz): } f_{bor} = \frac{N_{cr}}{2} f_m \left(1 - \frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right) \quad (2.12)$$

$$\text{Anel interno (Hz): } f_{bir} = \frac{N_{cr}}{2} f_m \left(1 + \frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right) \quad (2.13)$$

$$\text{Corpos rolantes (Hz): } f_{bs} = \frac{D_p}{2 D_{cr}} f_m \left(1 - \left(\frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right)^2 \right) \quad (2.14)$$

$$\text{Gaiola (Hz): } f_{ft} = \frac{f_m}{2} \left(1 - \frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right) \quad (2.15)$$

Onde,

- $D_p \rightarrow$ Diâmetro primitivo [mm];
- $N_{cr} \rightarrow$ Número de corpos rolantes;
- $\beta \rightarrow$ Ângulo de contato [graus];
- $D_{cr} \rightarrow$ Diâmetro do corpo rolante [mm].

Desta forma, conhecendo as frequências esperadas de cada elemento do rolamento, torna-se possível avaliar o espectro de vibração e determinar a existência de defeitos. Além disso, a partir das frequências naturais, outros métodos de análise de falhas em rolamentos que já tenham sido danificados, podem ser aplicados, independentemente da causa.

2.5.2 Análise da Corrente do Estator

Schoen *et al.* (1995) e Obaid *et al.* (2003) demonstram a aplicabilidade da análise espectral da corrente elétrica no diagnóstico de avarias em rolamentos de motores de indução trifásicos. Nestes trabalhos, afirma-se que a presença de anomalias nos rolamentos se caracteriza pela existência de componentes espectrais específicas, relativas à corrente elétrica de alimentação do motor, cujas frequências são determinadas através da equação 2.16.

$$f_{sc} = f_r \pm k f_n \quad (2.16)$$

Onde,

- f_{sc} → Componente espectral da corrente elétrica referente às anomalias no rolamento [Hz];
- f_n → Frequências naturais dos componentes dos rolamentos, calculadas pelas equações 2.12, 2.13, 2.14 e 2.15 [Hz];
- k → Número inteiro > 0 ($k = 1, 2, 3, \dots, n$).

Assim, a presença de tais componentes acima de limites pré-estabelecidos ou apresentando tendência de elevação, permitem diagnosticar defeitos em rolamentos, antes que os mesmos entrem em falha.

2.5.3 Análise do Conjugado Eletromagnético

Partindo da expressão geral do conjugado eletromagnético de um motor de indução trifásico com p pares de pólos (equação 2.17) e após um extenso desenvolvimento matemático, Faya *et al.* (1998) afirmam que as frequências introduzidas no conjugado pelas avarias dos rolamentos são dadas pela equação 2.18.

$$T_{em} = \frac{3}{2} p_p I_m (\underline{\Psi}_s^* \underline{i}_s) \quad (2.17)$$

Onde,

- T_{em} → Binário eletromagnético desenvolvido pelo motor [Nm];
- p_p → Número de pares de pólos;
- I_m → Valor máximo da corrente elétrica do sistema trifásico [A];

- $\underline{\Psi}_s^*$ → Termo fundamental do fluxo estático do motor;
- \underline{i}_s → Termo fundamental da corrente de alimentação do motor.

$$f_t = k f_n \quad (2.18)$$

Onde f_t representa a componente espectral do conjugado referente às anomalias no rolamento.

Com esta técnica, conhecendo-se as frequências naturais de cada elemento do rolamento, é possível, a partir do fluxo magnético do motor, diagnosticar avarias em rolamentos.

2.5.4 Análise pelo Vetor de Park

A análise espectral da componente alternada do módulo do vetor de Park da corrente do estator para o diagnóstico de avarias nos rolamentos de motores de indução trifásicos, também chamada de EPVA (*Extend Parks Vector Approach*), é proposta em Cruz e Cardoso (2000). Segundo os autores, as componentes do vetor de Park da corrente elétrica, em função da corrente de alimentação i_a , i_b e i_c , em funcionamento normal, isto é, na ausência de defeitos, são dadas pelas equações 2.19 e 2.20.

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cos(\omega_s t) \quad (2.19)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \sin(\omega_s t) \quad (2.20)$$

Onde,

- I_m → Valor máximo da corrente elétrica do sistema de alimentação [A];
- ω_s → Frequência angular relativa ao sistema de alimentação [rad/s];
- t → Tempo [s].

A representação correspondente às equações 2.19 e 2.20 é uma circunferência centrada na origem das coordenadas. Nestas condições, o módulo do EPVA da corrente elétrica é constante. Por sua vez, a existência de avarias nos rolamentos

reflete-se no espectrograma da corrente elétrica absorvida pelo motor através do aparecimento de componentes espectrais específicas, nomeadamente aquelas associadas às frequências $f_r - kf_n$ e $f_r + kf_n$ (equação 2.16), considerando assim presença de avarias nos rolamentos. Cruz e Cardoso (2000) sugerem, após uma exposição teórica, que as frequências introduzidas pelas avarias dos rolamentos no EPVA, são dadas pela equação 2.21.

$$f_{EPVA} = kf_n \quad (2.21)$$

A componente espectral do módulo do vetor de Park referente às anomalias no rolamento (f_{EPVA}) apresenta a mesma frequência da componente espectral introduzida no conjugado pelo mesmo motivo (equação 2.18).

2.5.5 Comparação dos Métodos de Análise de Rolamentos

Silva e Cardoso (2005) apresentam resultados experimentais comparativos entre os métodos de diagnósticos supracitados. Os testes foram realizados em um motor de quatro pólos, 3 kW, com rotor do tipo gaiola e rolamentos de esfera modelo 6308 e 6206. Os ensaios foram realizados a partir de avarias conhecidas, introduzidas propositalmente nos rolamentos, e de forma semelhante ao procedimento descrito em Schoen *et al.* (1995) e Faya *et al.* (1998). Os resultados foram obtidos com os rolamentos apresentando um furo radial de 8 mm de diâmetro no anel externo, conforme mostra a figura 2.16, retirada de Silva e Cardoso (2005).



Figura 2.16: Rolamento com furo radial de 8 mm no anel externo.

As tabelas 2.2 a 2.5 apresentam as componentes espectrais mais relevantes, calculadas para a análise espectral das vibrações, da corrente elétrica estatórica, do binário eletromagnético e da componente alternada do módulo do vetor de Park, considerando f_{bor} (equação 2.12) a frequência natural do anel externo, onde a avaria foi introduzida por Silva e Cardoso (2005).

Tabela 2.2: Componentes espectrais das vibrações.

$f_r = 50 \text{ Hz}; f_m = 24,41 \text{ Hz (1465 rpm)}; f_{bor} = 70,6 \text{ Hz}$			
k	6	7	10
Frequência (Hz)	423,7	494,3	706,2

Tabela 2.3: Componentes espectrais da corrente elétrica.

$f_r = 50 \text{ Hz}; f_m = 24,41 \text{ Hz (1465 rpm)}; f_{bor} = 70,6 \text{ Hz}$			
k	-2	1	-3
Frequência (Hz)	91,2	120,6	161,8

Tabela 2.4: Componentes espectrais do binário eletromagnético.

$f_r = 50 \text{ Hz}; f_m = 24,41 \text{ Hz (1465 rpm)}; f_{bor} = 70,6 \text{ Hz}$		
k	2	3
Frequência (Hz)	141,2	211,9

Tabela 2.5: Componentes espectrais do EPVA.

$f_r = 50 \text{ Hz}; f_m = 24,41 \text{ Hz (1465 rpm)}; f_{bor} = 70,6 \text{ Hz}$			
k	1	2	3
Frequência (Hz)	70,6	141,2	353,1

As figuras 2.17 a 2.20, apresentadas por Silva e Cardoso (2005), permitem comparar o resultado dos ensaios para os quatro métodos de diagnóstico analisados. A análise espectral de vibrações, que constitui o método de diagnóstico tradicionalmente utilizado, se mostrou mais sensível, permitindo diagnosticar a

avaria num estado mais precoce de desenvolvimento. Os resultados obtidos pela análise espectral da corrente elétrica estática e do binário eletromagnético são muito semelhantes, apresentando-se pouco sensíveis ao estado incipiente da avaria ou da sua localização no rolamento. Além disso, a análise espectral do binário eletromagnético tem uma limitação prática devido à dificuldade de implementação de um adequado sistema de medida.

A análise espectral do EPVA apresenta-se mais sensível ao estado incipiente da avaria do que a análise espectral da corrente elétrica, apresentando-se como um método alternativo, porém, conforme Silva e Cardoso (2005), a análise espectral das vibrações ainda é o método mais eficiente de detecção precoce de avarias nos rolamentos dos motores elétricos.

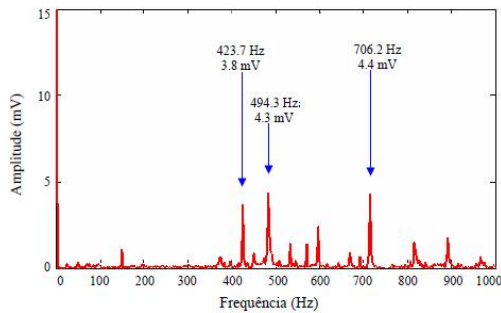


Figura 2.17: Espectro das vibrações com furo de 8 mm no anel externo do rolamento.

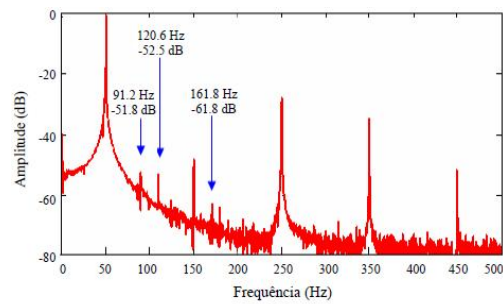


Figura 2.18: Espectro da corrente elétrica com furo de 8 mm no anel externo do rolamento.

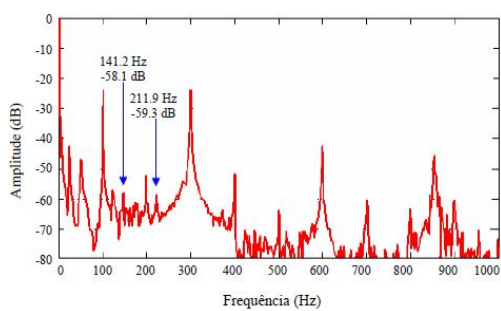


Figura 2.19: Espectro do binário eletromagnético com furo de 8 mm no anel externo do rolamento.

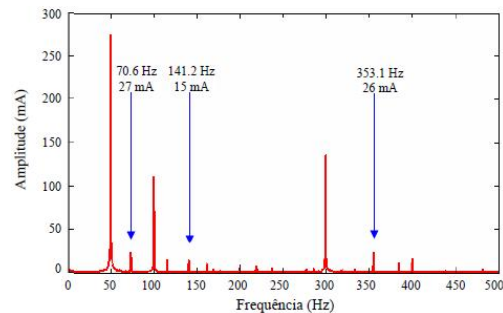


Figura 2.20: Espectro do EPVA com furo de 8 mm no anel externo do rolamento.

2.6 Diagnóstico de Avarias nos Rolamentos de um Motor: Um Caso Real

O motor em análise neste trabalho é de suma importância em um processo de recozimento e decapagem de aços inoxidáveis da empresa ArcelorMittal Inox Brasil, onde uma interrupção de emergência provoca defeitos superficiais no produto, gerando sucatas e prejuízos financeiros. A máquina está inserida no acionamento de um conjunto de rolos que têm como função tencionar a tira durante o processo, sendo arrastada por outros motores e, portanto posicionada como gerador.

O equipamento entrou em operação em 1999 e desde então o motor apresenta falhas prematuras e recorrentes nos rolamentos (tabela 1.1). As falhas são identificadas por análise de vibração e tratadas como sendo de origem mecânica, substituindo os componentes e convivendo com interrupções frequentes no processo, visto que as causas ainda não foram devidamente investigadas. Apenas fatores relacionados a vibrações de origem mecânica foram analisados: desbalanceamento, desalinhamento, eixo empenado, folgas, desgaste nos mancais, rigidez da base e lubrificação.

As características básicas do motor e do conversor de frequência, ambos fabricados pela ABB⁶, são apresentadas na tabela 2.6.

Tabela 2.6: Características básicas do inversor e do motor de indução em estudo.

Motor ABB modelo M2BA315MLA4B e inversor ACV 701	
Parâmetro	Valor
Potência nominal	220 kW
Tensão nominal	440 V
Corrente nominal	346 A
Rotação	1785 rpm
Frequência	60 Hz
$\cos \phi$	0,87
Rolamento dianteiro	6319
Rolamento traseiro	6316
Sistema de modulação	PWM
Frequência de chaveamento	4 kHz
Barramento CC	600 V _{CC}

⁶ABB - Asea Brown Boveri.

Mediante a importância desse motor para o processo no qual ele está inserido e das falhas repetitivas apresentadas por seus rolamentos, foi feito um estudo do sistema elétrico e coleta de dados das grandezas de modo normal e comum, visando determinar a causa fundamental. O objetivo, além de determinar a causa, será elaborar uma proposição de ações de bloqueio ou mitigação e fornecer uma sequência de análise, para dentro de um conjunto de prováveis causas, determinar a fundamental ou mais influente.

A figura 2.21 apresenta a preparação para coleta dos dados do sistema em análise. As fotos mostram o motor, e em detalhe, o sensor de corrente envolvendo simultaneamente as três fases, durante coleta da corrente de modo comum.



Figura 2.21: Preparação para coleta de dados das grandezas de modo comum do sistema real. (a) Motor em análise. (b) Sensor de corrente envolvendo as três fases simultaneamente.

2.6.1 Análise de Barras Quebradas

Conforme discutido no item 2.2, barras quebradas no rotor de um motor de indução provocam pulsações de conjugado, e conseqüentemente tornam-se uma das possíveis causas de danificação de seus rolamentos. Mediante esta afirmação, foi realizada uma análise de barras quebradas com o objetivo de determinar a causa fundamental da ocorrência de danos prematuros e recorrentes dos rolamentos do motor em foco. Como a análise por corrente elétrica é mais sensível que outros métodos (item 2.2.3) e em função da facilidade de acesso ao eixo para medição da rotação, a análise foi realizada utilizando o espectro da corrente do estator.

A análise por corrente elétrica utiliza as componentes das bandas laterais da frequência fundamental como referência, conforme a figura 2.1. A equação 2.4

define as frequências das bandas laterais e a detecção de barras rompidas é feita a partir da verificação da amplitude das bandas laterais em relação à fundamental em dB, conforme a tabela 2.1.

O cálculo das frequências das bandas laterais baseia-se no escorregamento do motor, tornando-se necessário conhecer a frequência síncrona e a frequência de rotação do eixo, para obtê-lo. A frequência fundamental da corrente do estator (f_r), extraída do espectro mostrado na figura 2.22, é 60,66 Hz. Substituindo-se os dados na equação 2.3 e considerando que o motor possui quatro pólos, calcula-se a frequência síncrona (f_s).

$$f_s = \frac{2f_r}{p} \implies f_s = \frac{2 \times 60,66}{4} \implies f_s = 30,33 \text{ Hz}$$

Ao mesmo tempo em que foram coletados os dados de corrente, a rotação do eixo foi medida com tacômetro ótico: obteve-se 1825 rpm, correspondente a uma frequência de rotação mecânica (f_m) de 30,416 Hz.

Determinada a frequência síncrona e a frequência de rotação, calcula-se o escorregamento (s), substituindo os dados na equação 2.2.

$$s = \frac{f_s - f_m}{f_s} \implies s = \frac{30,33 - 30,416}{30,33} \implies s = -0,0028$$

O escorregamento nominal do motor é 0,00832 (0,832%) e a corrente nominal 346 A, porém, como no momento das medições, a corrente do estator estava em 116 A, o escorregamento calculado foi abaixo do nominal (0,28%). Em função do sistema de controle de tração no qual o motor está inserido, o escorregamento é negativo, indicando a operação como gerador.

Obtido o escorregamento (s) e a frequência de alimentação (f_r), as bandas laterais para $k = 1$ são obtidas utilizando a equação 2.4.

$$f_L = (1 \pm 2ks)f_r \implies f_L = (1 \pm (2 \times 1 \times (-0,0028)))60,66$$

$$f_L = 60,32 \text{ Hz e } 61 \text{ Hz}$$

Observa-se no espectro da corrente do estator (figura 2.22) que as bandas laterais coincidem com os valores calculados, com uma diferença de amplitude em relação à fundamental em torno de 39 dB. Com base na tabela 2.1 recomenda-se neste caso, apenas a redução do intervalo de inspeção e verificação de tendência, não existindo indicativo de que barras quebradas possam estar provocando pulsações de conjugado suficientes para danificar os rolamentos do motor.

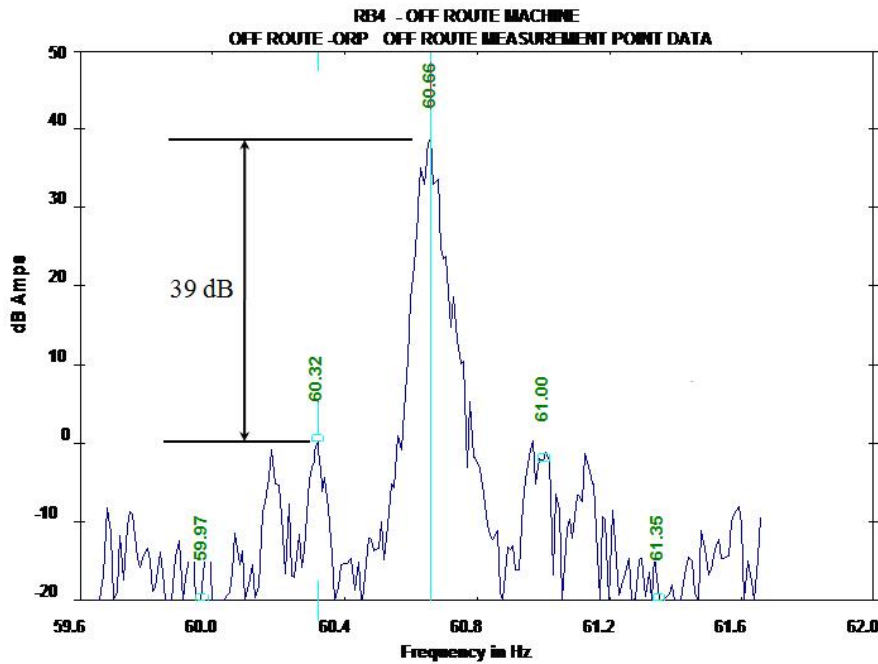


Figura 2.22: Análise de barras quebradas por corrente elétrica: frequência fundamental e bandas laterais - Caso real.

A taxa de amostragem do sinal de corrente foi de 40 kHz, com filtro entre 55 Hz e 65 Hz, obtendo-se assim apenas as frequências de interesse. O coletor/analizador utilizado foi o CSI⁷ 2120, com sensor de corrente Fluke 80i-1000s. Suas características detalhadas são mostradas no apêndice A.

2.6.2 Harmônicos de Baixa Frequência

Inversores operando com chaveamento em baixa frequência apresentam normalmente harmônicos de baixa ordem, conforme descrito no item 2.4. Os harmônicos provocam pulsações de torque e podem contribuir para a deterioração dos rolamentos da máquina, objeto deste estudo. No caso em análise, pelo fato do inversor encontrar-se operando em região não-linear, notou-se níveis exagerados de harmônicos de baixa ordem em operação com tensão e frequência nominais. A figura 2.23 apresenta o espectro da corrente do estator, onde observa-se os harmônicos de ordem $6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots, n$). Em relação à frequência fundamental, o 5º e o 7º harmônicos representam 21,5% e 13%, respectivamente.

⁷CSI - *Computacional Systems Incorporated.*

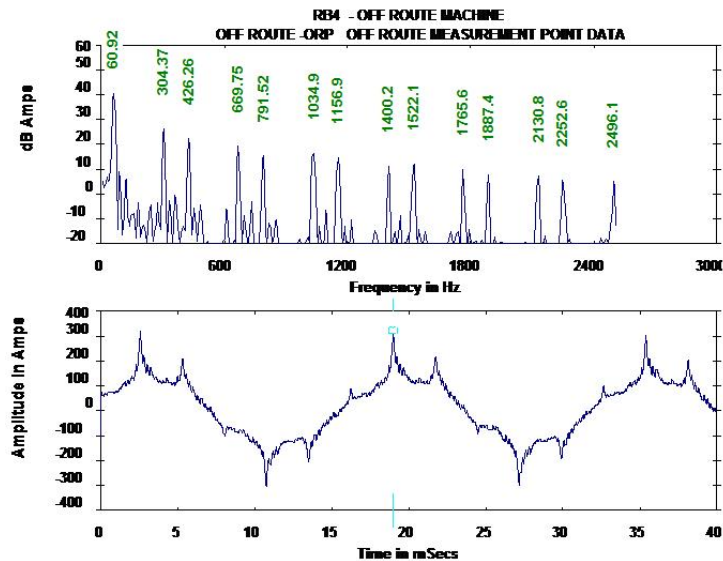


Figura 2.23: Corrente de uma fase do estator e seu espectro de frequência.

A taxa de amostragem do sinal de corrente foi de 40 kHz, com filtro para frequências superiores a 1 kHz. O sinal foi coletado em uma das fases do motor através do analisador CSI 2120 e do sensor de corrente Fluke 80i-1000s, ambos com as características detalhadas no apêndice A.

Registros da tensão entre fases demonstram a ocorrência de sobremodulação, ou seja, para formação da tensão senoidal, próximo aos valores máximos, praticamente não ocorre chaveamento. Com a frequência da saída em 40 Hz (figura 2.24 (a)) não existe sobremodulação, porém em 60 Hz (figura 2.24 (b) e (c)), onde a tensão do motor atinge o valor nominal, fica evidente sobremodulação e conseqüentemente aparecem harmônicos na corrente (figura 2.23). Vários registros efetuados e não apresentados demonstraram que a partir de 55 Hz inicia-se a sobremodulação. Como o processo de produção exige que na maior parte do tempo o motor opere em 60 Hz, a corrente tem sempre a presença de harmônicos. Considerando que os valores nominais são 600 V_{CC} no barramento CC e 440 V_{CA} na saída do inversor, e que além disso, este motor opera com carga bem abaixo da nominal (40%), recomenda-se reduzir a tensão máxima de saída em 10%, no intuito de minimizar a sobremodulação e conseqüentemente os harmônicos.

A coleta da tensão foi realizada com uma amostragem de 50 kHz, utilizando osciloscópio Tectronix modelo THS710 A (apêndice A).

Apesar de tamanha intensidade dos harmônicos de baixa ordem, não existem pulsações de torque suficientes para provocar vibrações significativas na máquina.

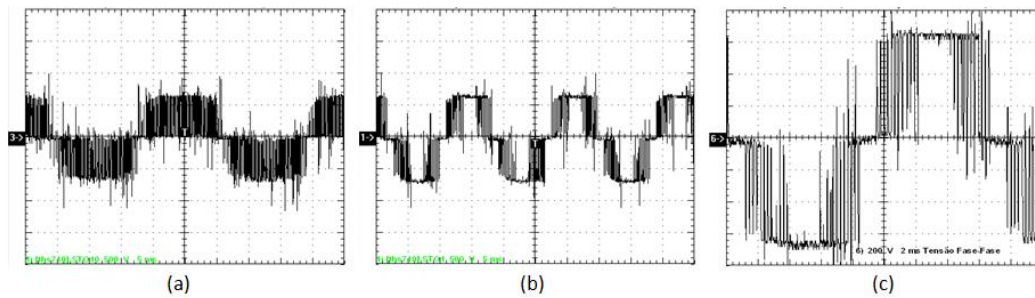


Figura 2.24: Tensão entre fases medida nos terminais do motor. (a) Frequência de saída em 40 Hz. (b) Frequência de saída em 60 Hz. (c) Detalhe em 60 Hz.

Isto fica evidente na figura 2.25, que apresenta uma análise de vibração com os rolamentos do motor novos. Com a frequência de alimentação do motor em 60 Hz, os níveis de vibração para o 6º e 12º harmônicos, originados dos harmônicos ímpares (item 2.4), são insignificantes, comparados aos níveis normais das frequências naturais dos componentes de um rolamento novo. Desta forma, a hipótese de que vibrações excessivas, provenientes de harmônicos da corrente, sejam a causa das falhas no rolamento, para este caso, foi também descartada.

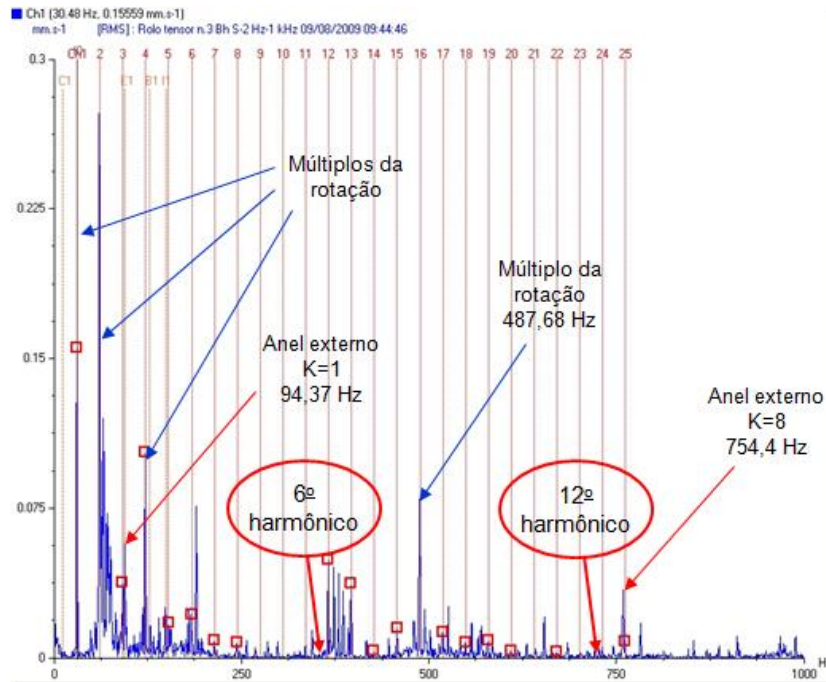


Figura 2.25: Espectro de vibração em mm/s com os rolamentos do motor novos.

Os dados para análise de vibração apresentados neste trabalho são em velocidade (mm/s), obtidos através de um acelerômetro⁸ instalado no mancal dianteiro do motor e do coletor/analizador CSI 2120 (apêndice A).

2.6.3 Fenômenos de Modo Comum

A coleta de algumas grandezas de modo comum exigiu alterações no sistema elétrico em análise. O conversor de frequência do motor é alimentado por um transformador que possui o primário ligado em Y e o secundário em Δ . Como o sistema não é solidamente aterrado, não existe um condutor único para o retorno das correntes de alta frequência. Existem vários caminhos de retorno ao barramento do inversor, dentre eles, a blindagem do cabo de potência, o eixo do motor conectado à carga e a carcaça montada sobre uma base aterrada. Desta forma, a alternativa encontrada para medir a corrente de modo comum foi envolver simultaneamente as três fases com um sensor de corrente, onde a resultante da medição representa a corrente de modo comum total, uma vez que o fluxo produzido pela corrente de modo normal se anula. Além disso, o motor não tem disponível um ponto neutro para medição da sua tensão de modo comum. Neste caso, a solução adotada foi criar um neutro artificial alterando a ligação do mesmo de Δ para Y .

A aquisição de dados foi realizada conforme diagrama da figura 2.26, que mostra os pontos de medição e os diferentes caminhos das correntes de modo comum: retorno pelo aterramento da carcaça, através do eixo de acoplamento com a carga e pela blindagem dos cabos de potência. Para analisar os fenômenos de alta frequência presentes no sistema, foram coletadas as seguintes grandezas:

- Tensão de modo comum, medida no neutro da conexão Y do motor;
- Tensão entre a carcaça e o eixo, ou seja, a tensão sobre os rolamentos, medida com o auxílio de uma escova sobre o eixo;
- Somatório das correntes, envolvendo simultaneamente as três fases com um sensor de corrente;
- Corrente na blindagem dos cabos de potência, que é conectada à carcaça do motor e ao inversor;
- Corrente no eixo, que circula do motor para a redutora (carga).

⁸Acelerômetro: cristal do tipo *piezo-film* que transforma movimentos em sinais elétricos.

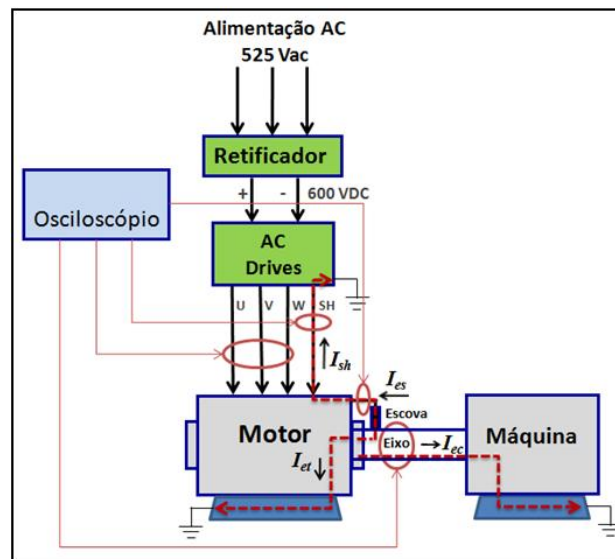


Figura 2.26: Diagrama ilustrativo do sistema elétrico real, indicando as grandezas medidas e os caminhos da corrente de modo comum.

As medições foram realizadas com o motor na rotação nominal e por se tratar de um sistema real, ressalta-se, que mesmo com alterações no sistema, algumas grandezas não foram passíveis de medição. O motor, a redutora e a carga estão montados sobre bases naturalmente aterradas, desta forma, os condutores de aterramento garantem uma equalização de potencial, mas não circulam por estas correntes significativas, uma vez que existem vários outros caminhos de conexão a terra. As correntes de condução e descarga reais, descritas no item 2.3.2 e possivelmente presentes nos rolamentos, também não puderam ser medidas. Conforme Shancheng e Zhengguo (2006), a medição dessas correntes é feita utilizando rolamentos isolados e estabelecendo uma conexão do anel externo do rolamento para a carcaça do motor, através do medidor. Neste caso, a análise do comportamento da tensão de eixo torna-se de suma importância no diagnóstico das causas de deterioração dos rolamentos.

No intuito de facilitar a análise dos fenômenos de alta frequência presentes no sistema, as grandezas de modo comum foram correlacionadas:

Tensão de modo comum x corrente de modo comum: a figura 2.27 apresenta no canal A a tensão de modo comum do motor e no canal B, a soma das correntes das três fases, representado a corrente de modo comum total. A tensão de modo comum apresenta degraus de $200 V_{CC}$, que são $1/3$ da tensão de $600 V_{CC}$ do barramento CC. A soma das correntes das fases apresenta picos de até 28 A, com

espectro de frequência de 4 kHz, correspondente à frequência de chaveamento do inversor, evidenciando que a corrente de modo comum é causada pela tensão de modo comum do inversor.

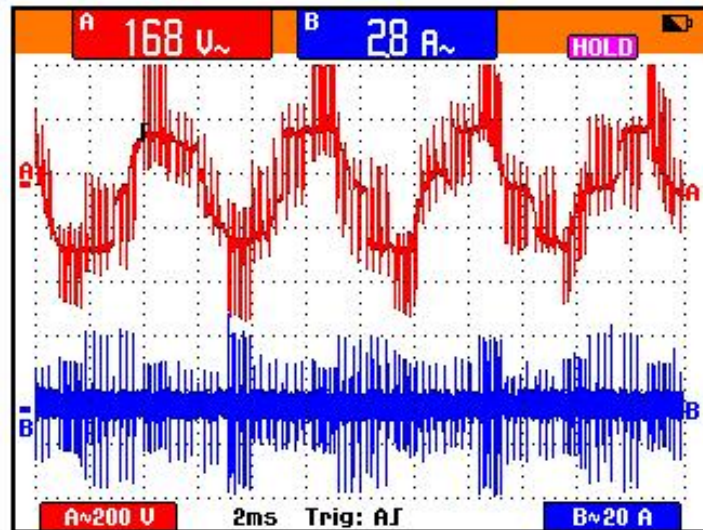


Figura 2.27: Tensão de modo comum x corrente de modo comum. Canal A: tensão de modo comum. Canal B: corrente de modo comum (soma das três fases).

Tensão de modo comum x corrente na blindagem: a parcela da corrente de modo comum que retorna ao inversor através da blindagem do cabo de potência (I_{sh}) mostrada no canal B da figura 2.28, tem espectro de frequência similar ao espectro da soma das correntes das fases e, conseqüentemente é também dependente dos dv/dt 's da tensão de modo comum do canal A, porém com valor de pico em 20%, ou seja, 6 A. Isso significa que 80% da corrente de modo comum retorna ao inversor por outros caminhos: cabos de aterramento da carcaça, base do motor aterrada e através do eixo de acoplamento com a carga. A corrente que retorna pela blindagem é composta pela corrente que circula pela capacitância equivalente de acoplamento dos enrolamentos do estator para a carcaça, mais as correntes que circulam do eixo para a carcaça através dos rolamentos (figura 2.9).

Tensão de modo comum x tensão induzida no eixo: a tensão entre o eixo e carcaça, que representa a tensão sobre os rolamentos, mostrada no canal B da figura 2.29, apresenta valores de até 2 V de pico, bem superior aos 350 mV máximos recomendados em Siemens (2006), para que não ocorra deterioração dos rolamentos. Observa-se que os picos da tensão do eixo não estão sincronizados com cada dv/dt da tensão de modo comum do canal A. Isso ocorre porque com

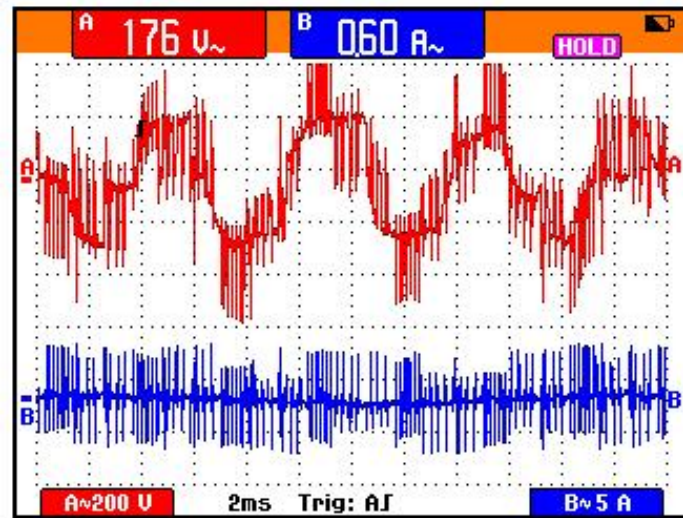


Figura 2.28: Tensão de modo comum x corrente na blindagem. Canal A: tensão de modo comum. Canal B: corrente de modo comum (retorno pela blindagem).

o motor em alta rotação, os rolamentos apresentam alta impedância, desta forma ocorrem descargas aleatórias quando a carga induzida no eixo rompe o dielétrico do rolamento, e não a cada dv/dt da tensão de modo comum.

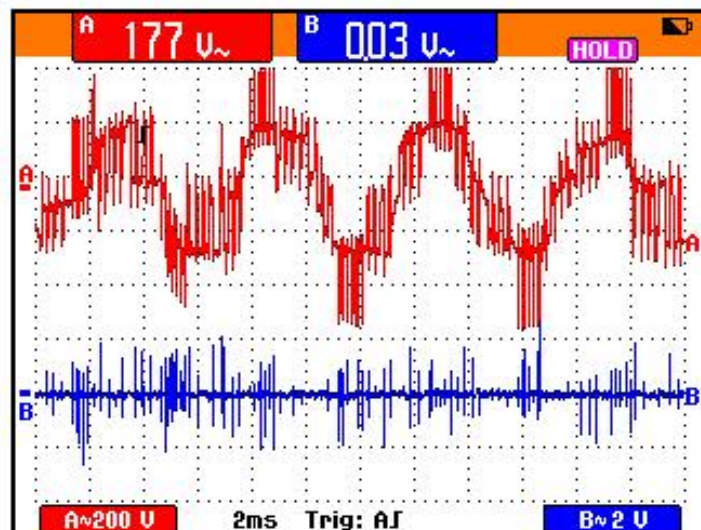


Figura 2.29: Tensão de modo comum x tensão induzida no eixo. Canal A: tensão de modo comum. Canal B: tensão induzida no eixo.

Corrente no eixo x tensão no eixo: o eixo entre o motor e a carga foi envolvido por um sensor e a corrente medida, objetivando verificar o comportamento da corrente do eixo em relação à tensão do próprio eixo. Observa-se no canal A da figura 2.30, que a corrente no eixo possui picos equidistantes dependentes dos dv/dt 's da tensão de modo comum. A corrente que circula pelo eixo retorna ao inversor através da base aterrada do redutor. São 8 A de pico circulando pelos rolamentos do redutor, que em função das cargas axiais e dos estágios de baixa rotação apresentam baixa impedância, propiciando a circulação de corrente em cada dv/dt da tensão de modo comum. Verifica-se que sempre que picos de corrente ocorrem no eixo, a tensão do próprio eixo fica com valores próximos a zero, sem acumular carga em algumas regiões, como pode ser observado na figura 2.30.

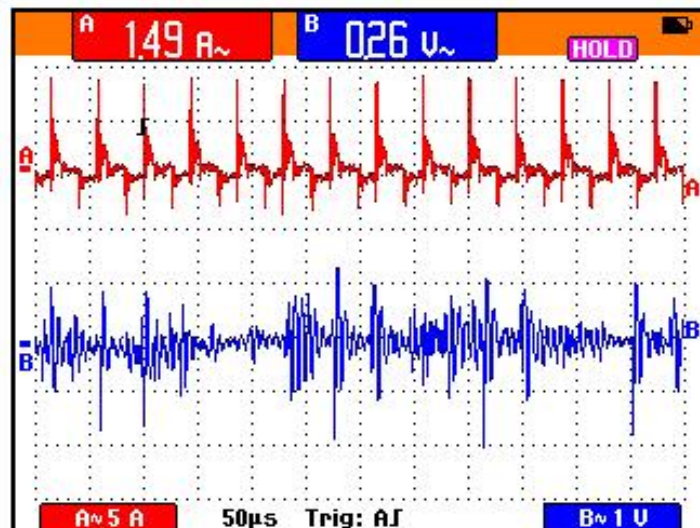


Figura 2.30: Corrente no eixo x Tensão no eixo. Canal A: corrente no eixo entre motor e carga. Canal B: tensão induzida no eixo.

Em resumo, na condição de operação em que os dados foram coletados, circula uma corrente total de modo comum com picos de até 28 A. Destes, 6 A retornam ao inversor pela blindagem dos cabos de potência, 8 A circulam pelo eixo e retornam ao inversor pela base aterrada do redutor e o restante, 14 A, retornam pela base aterrada do motor. Desta forma, em virtude das medições realizadas, conclui-se que existe tensão e corrente de modo comum com nível suficientemente elevado para causar danos às pistas dos rolamentos [Shancheng e Zhengguo (2006) e Siemens (2006)].

Guttowski *et al.* (2006) afirmam que a utilização de uma escova para aterramento do eixo fornece um caminho de baixa impedância para as correntes capacitivas, paralelo ao rolamento; porém, escovas no eixo devem receber manutenção constante, uma vez que vários fatores podem contribuir para que ela deixe de desenvolver sua função ou diminua a eficiência e o rolamento inicie o processo de deterioração: desgaste, agarramento, fixação do porta escova e graxa [Muetze e Binder (2007)]. Mesmo assim, ela pode ser uma alternativa para minimizar a degradação do rolamento e aumentar sua vida útil, desde que devidamente mantida.

Os componentes usados na coleta de dados a partir dos quais foram elaboradas as figuras 2.27 a 2.30, têm suas características detalhadas no apêndice A.

1. Osciloscópio digital portátil de 200 MHz, com 02 canais isolados, modelo 199 C - Fluke;
2. Pontas de prova de tensão de 200 MHz, modelo VPS210-G - Fluke;
3. Alicata amperímetro CA modelo 80i-1000s - Fluke;
4. Sonda de corrente flexível para uso em áreas de difícil acesso modelo LEM-Flex 3020.

2.6.4 Análise do Rolamento Danificado

Durante os estudos, o rolamento dianteiro do motor entrou em falha, apresentando níveis elevados de vibração nos múltiplos relacionados às frequências naturais dos seus componentes. Este rolamento, modelo 6319, apresenta as seguintes características:

- Diâmetro primitivo (D_p) = 147,5 mm;
- Número de corpos rolantes (N_{cr}) = 8;
- Ângulo de contato (β) = 0 graus;
- Diâmetro do corpo rolante (D_{cr}) = 33,32 mm.

Segundo Silva e Cardoso (2005), a análise espectral das vibrações ainda é o método mais eficiente de detecção precoce de avarias nos rolamentos dos motores elétricos. Mediante esta afirmação, este será o método utilizado. Os dados para análise foram coletados com a rotação do eixo em 1175,4 rpm, equivalente

a uma frequência de rotação (f_m) de 19,59 Hz. Esta mesma informação também pode ser extraída diretamente do espectro de vibração (2.31). Assim, a partir dos dados do rolamento e da frequência de rotação do eixo, as frequências típicas de cada elemento do rolamento (e seus múltiplos inteiros) foram obtidas através das equações 2.12 a 2.15.

$$f_{bor} = \frac{N_{cr}}{2} f_m \left(1 - \frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right) \implies f_{bor} = \frac{8}{2} \times 19,59 \left(1 - \frac{33,32}{147,5} \cos 0 \right)$$

$$f_{bor} = 60,66 \text{ Hz}$$

$$f_{bir} = \frac{N_{cr}}{2} f_m \left(1 + \frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right) \implies f_{bir} = \frac{8}{2} \times 19,59 \left(1 + \frac{33,32}{147,5} \cos 0 \right)$$

$$f_{bir} = 96,06 \text{ Hz}$$

$$f_{bs} = \frac{D_p}{2 D_{cr}} f_m \left(1 - \left(\frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right)^2 \right)$$

$$f_{bs} = \frac{147,5}{2 \times 33,32} \times 19,59 \left(1 - \left(\frac{33,32}{147,5} \cos 0 \right)^2 \right)$$

$$f_{bs} = 41,15 \text{ Hz}$$

$$f_{ft} = \frac{f_m}{2} \left(1 - \frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right) \implies f_{ft} = \frac{19,59}{2} \left(1 - \frac{33,32}{147,5} \cos 0 \right)$$

$$f_{ft} = 7,58 \text{ Hz}$$

Onde,

- f_{bor} → Frequência natural do anel externo = 60,66 Hz;
- f_{bir} → Frequência natural do anel interno = 96,05 Hz;
- f_{bs} → Frequência natural dos corpos rolantes = 41,15 Hz;
- f_{ft} → Frequência natural da gaiola = 7,58 Hz.

A figura 2.31 apresenta o espectro de vibração do rolamento em falha. A componente de frequência e seus múltiplos inteiros que se encontram com amplitude elevada, se referem à frequência natural do anel externo (f_{bor}), calculada através da equação 2.12 e apresentados na tabela 2.7. A análise do rolamento, apresentada na figura 2.31, indica que o anel interno, gaiola e corpos rolantes estão em perfeito estado, porém, o anel externo apresenta avarias, que pela análise dos fenômenos de modo comum, têm como causa mais provável passagem de corrente elétrica.

Tabela 2.7: Frequência natural do anel externo e seus múltiplos.

$f_r = 40 \text{ Hz}; f_m = 19,59 \text{ Hz (1175 rpm)}; f_{bor} = 60,66 \text{ Hz}$									
k	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Hz	60,66	121,3	181,98	242,6	303,3	363,6	424,6	485,2	545,9

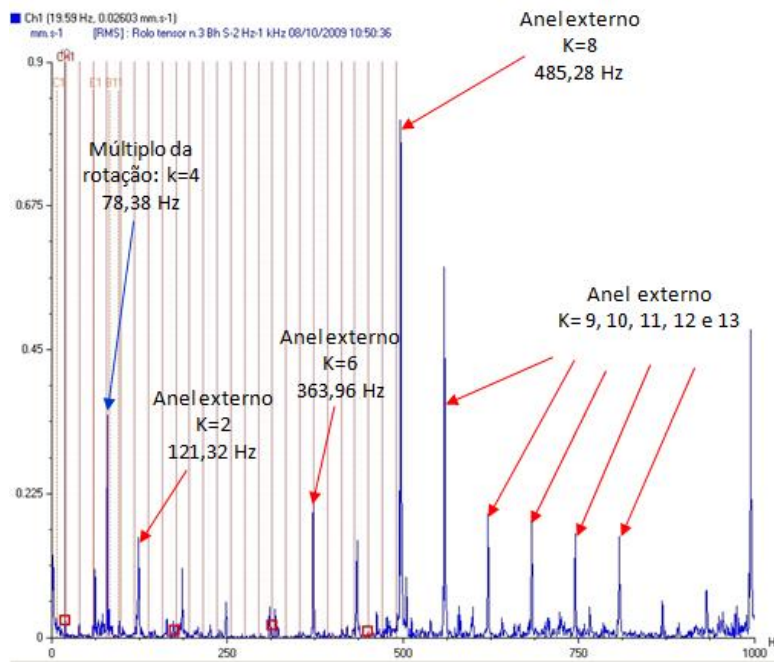


Figura 2.31: Espectro de vibração em mm/s com o rolamento dianteiro do motor apresentando avarias no anel externo.

Após a substituição do rolamento, nova análise foi realizada e os resultados são apresentados na figura 2.32. Com a rotação do eixo em 1828 rpm, equivalente a uma frequência de rotação (f_m) de 30,48 Hz, foi calculada a frequência típica do anel externo do rolamento, através da equação 2.12.

$$f_{bor} = \frac{N_{cr}}{2} f_m \left(1 - \frac{D_{cr}}{D_p} \cos \beta \right) \implies \frac{8}{2} \times 30,48 \left(1 - \frac{33,32}{147,5} \cos 0 \right)$$

$$f_{bor} = 94,37 \text{ Hz}$$

Observa-se na figura 2.32 que o espectro da vibração, após a substituição do rolamento, indica uma redução significativa da amplitude das componentes de frequência relacionadas ao anel externo. Comparando a figura 2.31, com a figura 2.32, fica evidente que a substituição do rolamento reduziu as amplitudes do espectro relativo ao anel externo em dez vezes.

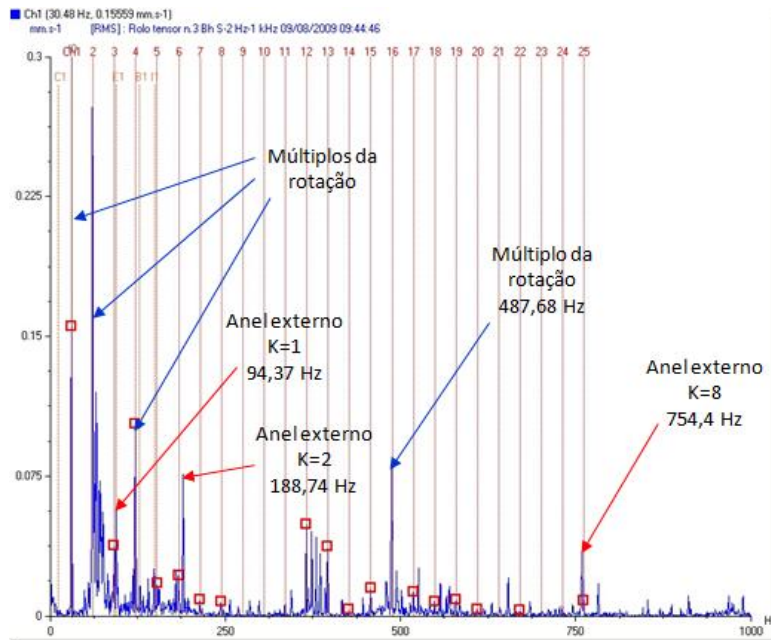


Figura 2.32: Espectro de vibração em mm/s após a substituição do rolamento dianteiro do motor.

Ao abrir o rolamento danificado para análise, ele apresentava deterioração acentuada no anel externo, caracterizada por estrias nas pistas, também chamado de *fluting*. Segundo Silva e Cardoso (2005), este tipo de avaria é caracterizado por passagem de corrente elétrica, concluindo que dentre as causas prováveis, os fenômenos de modo comum, responsáveis pelo surgimento de correntes através dos rolamentos, é a causa da danificação prematura e recorrente dos rolamentos do motor em análise.

A figura 2.33 mostra o rolamento avariado em corte, com estrias acentuadas no anel externo.



Figura 2.33: Anel externo do rolamento do motor em corte: estrias provocadas por passagem de corrente elétrica.

2.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada uma abordagem teórica das possíveis causas de falhas prematuras em rolamentos de motores de indução trifásicos acionados por inversores PWM. Um sistema real onde o motor apresentava falhas repetitivas nos seus rolamentos foi analisado e, a partir dos dados coletados, ações de mitigação e bloqueio da falha foram sugeridas e as seguintes conclusões e comentários elaborados:

1. Para a detecção de falhas em rolamentos, a análise de vibração é a mais indicada, pois detecta a falha em um estado mais incipiente;
2. A análise de barras quebradas pela corrente elétrica do estator é a mais indicada, por possuir uma excelente relação sinal-ruído;
3. Dados da corrente elétrica do motor não indicaram presença de barras quebradas, recomendaram apenas continuar as medições e verificar tendências;
4. A corrente do estator encontra-se rica em harmônicos de baixa ordem, provocados por sobremodulação, mas o efeito no espectro de vibração não se mostra preocupante;

5. A existência das correntes de modo comum nas medições realizadas indicou valores suficientes para conduzir os rolamentos do motor à falha. A posterior desmontagem comprovou tal hipótese, mostrando que o rolamento de fato apresentava sinais inequívocos de falha por passagem de corrente elétrica (figura 2.33);
6. A montagem de uma escova no eixo apresenta uma solução para aumentar a vida útil dos rolamentos, desde que devidamente mantida.
7. Outra possível solução para o problema é a utilização de rolamentos isolados. Isto eliminaria a circulação de corrente pelos rolamentos; porém, como a indução eletrostática no eixo continua, as correntes acabariam circulando por outros componentes, como os rolamentos da redutora ou *encoders* acoplados ao eixo, além de representar um considerável aumento de custo de manutenção.
8. Apesar das falhas nos rolamentos não serem provenientes dos harmônicos de baixa ordem presentes na corrente do motor, para minimizá-los, recomenda-se reduzir a tensão máxima de saída do inversor em 10%, uma vez que o motor opera com carga reduzida.

Além disso, trabalhos futuros relacionados à análise de falhas de rolamentos podem ser desenvolvidos: uma ferramenta de análise espectral de vibração eficiente na detecção de deterioração dos rolamentos por passagem de corrente elétrica seria de suma importância para o processo de manutenção das empresas. A detecção de formação de estrias (*fluting*) nas pistas dos rolamentos ainda num estado incipiente, sem que seja necessário a substituição e abertura dos rolamentos, permitiria antecipar as ações de mitigação e bloqueio e evitar assim a paralisação ou o colapso dos fluxos produtivos.

Considerando a facilidade de instalação e o baixo custo de implantação, uma escova foi montada na ponta do eixo dianteiro e conectada à carcaça, em setembro de 2009. Como descrito anteriormente, esta não é uma solução totalmente eficaz, mas contribuirá para aumentar o tempo entre falhas do rolamento da máquina.

Com o propósito de atuar na fonte do problema e minimizar as correntes de modo comum do sistema real, no próximo capítulo serão apresentadas diferentes topologias de filtros, dentre as quais, uma será escolhida por em função dos aspectos teóricos e experimentais, apresentar melhores resultados para o problema em análise.

FILTROS PARA FENÔMENOS DE ALTA FREQUÊNCIA EM ACIONAMENTOS PWM

Neste capítulo são apresentadas diferentes topologias de filtros para a minimização dos fenômenos de alta frequência em acionamentos PWM, caracterizando o seu princípio de funcionamento, vantagens e desvantagens, tais como perdas elétricas envolvidas, complexidade e custo de implementação. Dentre as topologias analisadas, uma é definida como a melhor alternativa para a solução do problema real descrito no item 2.6. O modelamento, projeto e simulação do filtro escolhido serão apresentados nos capítulos seguintes, onde sua eficácia na minimização dos fenômenos de modo comum será melhor verificada.

3.1 Introdução

Como o objeto de estudo deste trabalho são falhas prematuras e recorrentes dos rolamentos de um MIT, a revisão bibliográfica realizada neste capítulo terá especial interesse por filtros que possam minimizar as correntes de modo comum que fluem pelas capacitâncias do motor para a terra, mais especificamente aquelas que circulam pelos rolamentos do motor. Portanto, como não existe histórico de falhas dos enrolamentos do motor em análise por sobretensões transitórias, ao se comparar a eficácia dos filtros analisados, a minimização dos fenômenos de modo diferencial terá menor peso.

Nesse contexto, soluções alternativas para a eliminação ou redução dos fenômenos de modo comum e diferencial são propostas em diversas literaturas, dentre as quais, a utilização de filtros, de diferentes tipos e funções, se destaca como a mais comum. Cabe ressaltar que muitas vezes o seu custo ultrapassa o custo

de todo o sistema de acionamento ou a perda de potência supera limites aceitáveis ou mesmo as dimensões e dificuldades de instalação podem inviabilizar o projeto [Jouanne e Enjeti (2002)]. Diversas topologias estão disponíveis na literatura, porém resultados experimentais para motores de potência elevada não foram encontrados. Dentre a bibliografia estudada, dados como custo de implantação, dimensões físicas e perda de potência, estão disponíveis somente para experimentos em acionamentos de até 5 kW.

3.2 Filtro RLC na Saída do Inversor

Filtros RLC convencionais são compostos normalmente por uma indutância em série com as fases e um circuito RC em paralelo, conforme mostra a figura 3.1, adaptada de Jouanne e Enjeti (2002). Se dimensionados para eliminar somente os fenômenos de alta frequência, o filtro é menor e de custo reduzido, porém, se for necessário eliminar também os harmônicos de baixa ordem, aumenta-se a indutância L e a capacitância C . Neste caso, são normalmente denominados de filtros “senoidais”; filtram as componentes harmônicas presentes na tensão de saída do inversor, resultando apenas na tensão de frequência fundamental. A proposta deste trabalho se refere somente ao primeiro caso, visto que objetiva-se reduzir apenas os fenômenos de alta frequência.

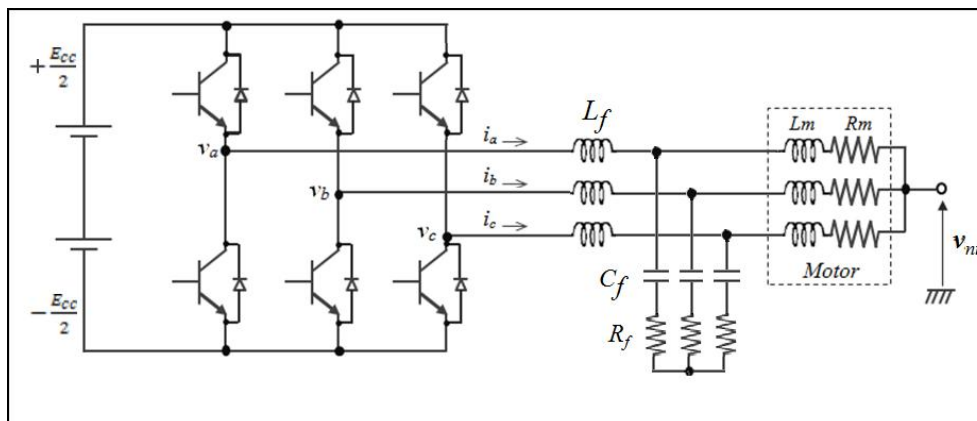


Figura 3.1: Filtro RLC convencional sem realimentação, montado na saída do inversor.

Várias topologias de filtros RLC na saída do inversor são propostas. Hongfei *et al.* (2004) propõem conectar o ponto comum do circuito RC no ponto médio do barramento CC (figura 3.2). Em comparação com o filtro convencional (figura

3.1), os resultados apresentados são praticamente os mesmos para as sobretensões nos terminais do motor; todavia, com relação aos fenômenos de modo comum, uma redução significativa da tensão de eixo e correntes de rolamentos é obtida.

Akagi *et al.* (2004) propõem ainda uma variação desta topologia: introdução de uma indutância de modo comum (L_C) em série com o reator L_f e conexão do filtro no barramento CC através de um circuito RC série (figura 3.3). O objetivo é eliminar tanto as grandezas de alta frequência de modo normal quanto de modo comum da tensão de saída CA do inversor.

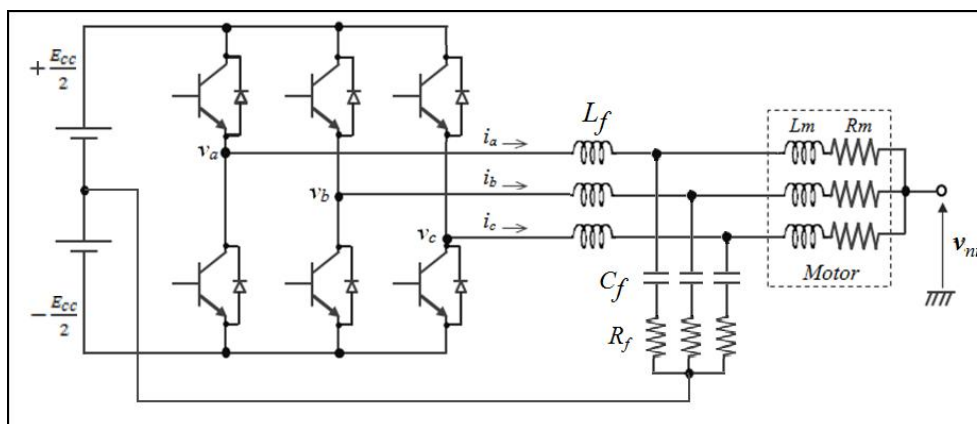


Figura 3.2: Filtro RLC montado na saída do inversor e conectado ao ponto médio do barramento CC.

Experimentos de laboratório com um sistema de 5 kVA demonstraram que a tensão de saída torna-se puramente senoidal; todavia mostrou-se que o projeto do indutor L_C é crítico, devido à possibilidade de saturação do seu núcleo. Além disso, o grande número de componentes torna o filtro complexo, de alto custo e com grandes dimensões. Apesar de Akagi *et al.* (2004) terem proposto um procedimento de projeto para a bobina de modo comum, alguns resultados experimentais ficaram comprometidos por uma evidente saturação do núcleo.

Dos trabalhos analisados, o que apresentou resultados práticos mais consistentes foi a topologia proposta por Jouanne e Enjeti (2002), que na verdade é a mesma topologia convencional de filtros RLC na saída do inversor, apresentada na figura 3.1. O diferencial do trabalho é o procedimento de cálculo proposto, capaz de combinar apropriadamente os valores dos resistores e capacitores de forma a se obter a máxima eficácia do filtro em reduzir os dv/dt 's do inversor, com máxima eficiência em perdas por V^2/R .

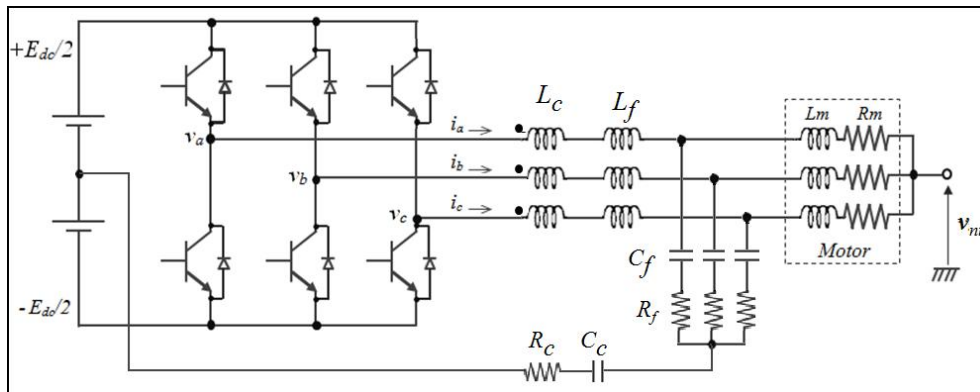


Figura 3.3: Filtro RLC montado na saída do inversor e conectado por ramo RC série no ponto médio do barramento CC.

Simulações e resultados experimentais demonstraram que a topologia convencional de filtros RLC na saída do inversor é eficiente em reduzir os dv/dt 's, aumentando o comprimento crítico dos cabos e minimizando mais de 50% das sobretensões nos terminais do motor. Porém, esses mesmos resultados indicaram que apesar desses filtros serem eficientes em reduzir reflexões provocadas pelo modo normal da tensão das fases, são ineficazes em minimizar fenômenos de modo comum. Além disso, as perdas apresentadas foram elevadas, ultrapassando perdas em filtros RC usados para o “casamento” de impedância nos terminais do motor. Segundo Jouanne e Enjeti (2002), filtros RLC na saída do inversor apresentam perdas elevadas: no experimento com um motor de 4 kW, as perdas atingiram 90 W.

3.3 Reator na Saída do Inversor e na Entrada do Motor

Soluções aplicadas nos terminais do motor não reduzem o dv/dt tanto quanto os filtros nos terminais do inversor. Isso ocorre porque os filtros nos terminais do motor somente “casam” impedâncias, reduzindo os picos de tensão resultantes das reflexões de onda, mas não interferem na forma do pulso PWM. Em outras palavras, as topologias aplicadas na saída do inversor reduzem o tempo de subida do pulso antes dele viajar através do cabo, tornando-as eficientes em reduzir além das sobretensões, também os fenômenos de modo comum. A figura 3.4, adaptada de Saunders *et al.* (1996), ilustra a introdução de um reator série na saída do inversor e outro nos terminais do motor.

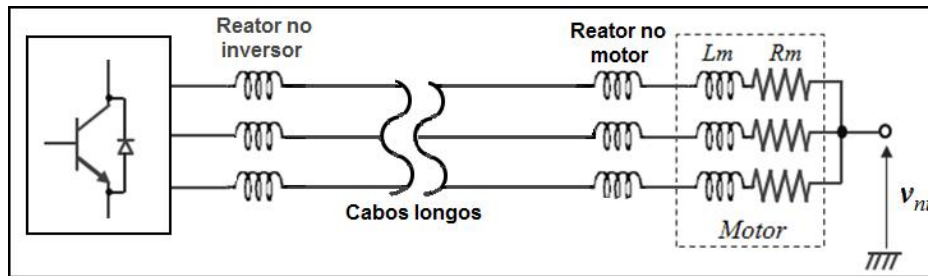


Figura 3.4: Reator série instalado na saída do inversor ou conectado nos terminais do motor.

3.3.1 Reator na Saída do Inversor

O estudo conduzido por Saunders *et al.* (1996) avalia a instalação de um reator na saída do inversor, com o objetivo de aumentar o tempo de subida dos pulsos, tornando-os mais “suaves”. Esta mudança no pulso aumenta o comprimento crítico do cabo ou, para um mesmo comprimento, reduz o valor do pico de tensão na sua extremidade. A desvantagem em adicionar um reator série é a introdução de uma queda de tensão na frequência fundamental, o que diminui a capacidade de produção de conjugado do motor. Outro aspecto negativo é a possibilidade da degradação do desempenho dinâmico do sistema com o aumento demasiado do tempo de subida dos pulsos [Kim *et al.* (2002)]. Além disso, o benefício conseguido com a sua utilização depende da potência do acionamento e do valor de reatância utilizado, de forma que a sua eficiência deve ser avaliada caso a caso.

A figura 3.5 apresenta um modelo simplificado para um reator instalado na saída do inversor, proposto por Kim *et al.* (2002). No modelo, que considera cabos com no máximo 20 metros de comprimento, R_s e L_s representam a indutância e a resistência do reator, e os parâmetros C_m e R_m correspondem à capacitância e à resistência do motor: a indutância dos cabos foi desprezada por ser muito inferior à indutância L_s . A partir da figura 3.5, Kim *et al.* (2002) propõem um procedimento para dimensionar o reator, baseado na equação geral de sistemas de segunda ordem (equação 3.1),

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2. \quad (3.1)$$

Onde ζ e ω_n são dados por:

$$\zeta = \frac{R_s + R_m}{\sqrt{4L_s/C_m}}, \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_s C_m}}. \quad (3.2)$$

Como trata-se de um circuito série ressonante, o coeficiente de amortecimento (ζ) e a frequência natural do sistema (ω_n) podem ser determinados para obter a resposta desejada: se R_s aumenta, resulta no aumento do coeficiente de amortecimento e se (L_s) aumenta, o coeficiente de amortecimento e a frequência natural diminuem. Como a resposta do filtro está diretamente relacionada aos parâmetros do reator, a saturação do núcleo degrada a eficiência do filtro em minimizar as sobretensões, tornando-se mais uma de suas desvantagens. Mesmo com um projeto otimizado, outra desvantagem está relacionada às grandes dimensões do reator para aplicações em acionamentos de elevada potência.

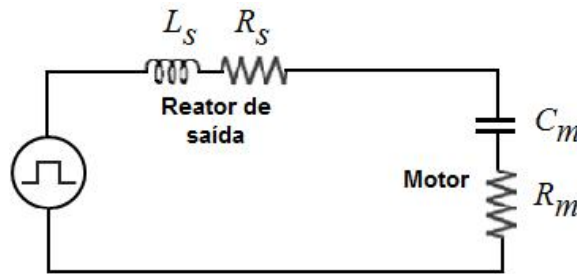


Figura 3.5: Modelo simplificado de um reator montado na saída do inversor.

3.3.2 Reator nos Terminais do Motor

Saunders *et al.* (1996) avaliam ainda outra alternativa: a aplicação de um reator série nos terminais do motor (figura 3.4), também com o objetivo de reduzir o tempo de subida dos pulsos. Desta forma, as sobretensões de 2 p.u. aparecem agora na entrada do reator, uma vez que o coeficiente de reflexão (Γ) próximo de 1, encontra-se na junção do cabo com o reator. No projeto do reator, Saunders *et al.* (1996) dimensionam sua impedância de forma a minimizar o coeficiente de reflexão entre este e o motor, reduzindo as sobretensões nos terminais da máquina (equação 3.3).

$$V_{motor} = \left[\left(\frac{Z_m}{Z_m + Z_s} \right) \Gamma + 1 \right] E \quad (3.3)$$

O coeficiente de reflexão entre cabo e o reator, representado por Γ , é determinado pela equação 3.4.

$$\Gamma = \frac{Z_s - Z_c}{Z_s + Z_c} \quad (3.4)$$

Onde,

- $E \rightarrow$ Tensão do barramento CC;
- $Z_m \rightarrow$ Impedância do motor;
- $Z_s \rightarrow$ Impedância do reator;
- $Z_c \rightarrow$ Impedância do cabo.

Esta alternativa apresenta desvantagens semelhantes à da utilização do reator na saída do inversor, além de não reduzir a corrente de carregamento do cabo e requerer que o reator seja projetado para suportar o estresse causado em seu isolamento, pelas sobretensões. Além de outra grande desvantagem: evita-se ao máximo colocar equipamentos juntos ao motor.

3.4 Filtro RC/RLC nos Terminais do Motor

Filtros RC/RLC instalados nos terminais do motor, com impedância característica igual à do cabo alimentador, têm o objetivo de proporcionar um coeficiente de reflexão nulo, eliminando assim as sobretensões transitórias. Este filtro pode ser constituído de RC, RLC ou apenas R, embora este último não seja comumente utilizado devido às elevadas perdas [de Paula (2005)].

Em Moreira *et al.* (2003) são apresentados resultados experimentais de um motor de 2,2 kW, com cabo de alimentação de 250 metros e o enrolamento do estator com derivações para a medição de tensões em pontos intermediários do mesmo. O objetivo do trabalho foi comparar a eficiência do filtro RLC colocado na saída do inversor, com filtros RC/RLC montados nos terminais do motor. Objetivos conflitantes como redução de sobretensão, otimização de perdas, minimização das correntes de modo comum e uma melhor distribuição da sobretensão no enrolamento do estator da máquina foram avaliados e comparados. A melhor resposta quanto à redução de sobretensão foi obtida com o filtro RC nos terminais do motor, porém os dv/dt 's da tensão continuaram elevados. Em relação às distribuições de tensão nos enrolamentos do estator, verifica-se nos resultados que com o filtro RC nos terminais do motor, reflexões internas ainda estão presentes, devido aos pulsos rápidos da tensão. Por estas razões, a amplitude da corrente de modo comum é maior em comparação ao filtro RLC na saída do inversor. No caso do filtro RLC, as reflexões internas da tensão praticamente não existem. Isto é obtido porque o filtro RLC na saída do inversor atua diretamente na origem do

fenômeno: o tempo de subida dos pulsos da tensão. Com o conversor operando em frequências de comutação elevadas, os filtros RLC apresentaram perdas menores em comparação com o filtro RC. Em resumo, os resultados permitiram concluir ainda que: (i) dentre as três topologias, o filtro RLC na saída do inversor é aquele que tem a menor perda; (ii) o filtro RC nos terminais do motor não é capaz de reduzir os dv/dt 's da tensão; portanto, não é eficaz em reduzir o estresse dos enrolamentos do estator, nem os valores das correntes de modo comum; (iii) o filtro RLC na saída do inversor diminui os dv/dt 's da tensão, reduzindo a amplitude das correntes de modo comum associadas.

Filtros RLC apresentam algumas desvantagens conforme discutido no item 3.2 e os filtros nos terminais do motor, apesar de apresentarem bons resultados em relação às sobretensões, frequentemente não podem ser utilizados devido à inacessibilidade aos terminais da máquina.

3.5 Bobina de Modo Comum

Uma bobina de modo comum é conectada entre o inversor e o motor a fim de suprimir a corrente de modo comum. Ela é composta por três enrolamentos conectados em série com cada fase do motor e dispostos no mesmo núcleo.

3.5.1 Modelagem da corrente de alta frequência

Antes de verificar os efeitos da bobina de modo comum, será analisado um circuito equivalente para a corrente, na forma de um circuito ressonante RLC série, proposto por Ogasawara e Akagi (1996), conforme mostrado na figura 3.6.

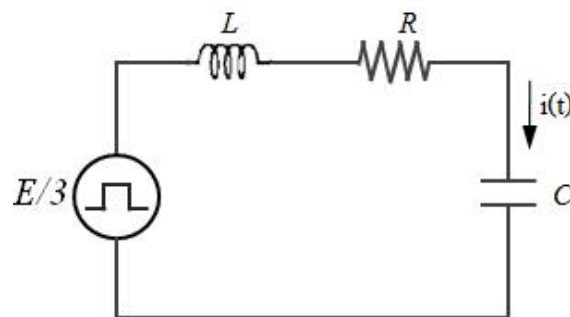


Figura 3.6: Circuito RLC série equivalente aos cabos, motor e caminho de retorno ao inversor.

Segundo Ogasawara e Akagi (1996), como a forma de onda da corrente $i(t)$ é semelhante à forma de onda da corrente em um circuito ressonante submetido a um degrau de tensão, ela pode ser determinada como segue:

$$i(t) = \frac{E/3}{\sqrt{1 - \zeta^2} Z_0} e^{-\zeta\omega_n t} \text{sen } \sqrt{1 - \zeta^2} \omega_n t \quad (3.5)$$

Onde,

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.7)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.8)$$

- $\omega_n \rightarrow$ Frequência natural ou de ressonância;
- $\zeta \rightarrow$ Fator de amortecimento;
- $Z_0 \rightarrow$ Impedância característica.

Para o caso em que $1 \gg \zeta^2$, a corrente que flui pelo circuito ressonante é dada pela equação 3.9, evidenciando que a impedância característica Z_0 determina o valor de pico da corrente oscilatória.

$$i(t) \simeq \frac{E/3}{Z_0} e^{-\zeta\omega_n t} \text{sen } \omega_n t \quad (3.9)$$

Ogasawara e Akagi (1996) afirmam ainda que no modelo equivalente (figura 3.6), E representa a tensão do barramento CC do inversor, C refere-se à capacitância de acoplamento entre os enrolamentos do estator e a carcaça do motor, L corresponde à indutância de linha entre o inversor e o motor e R equivale aos componentes resistivos, os quais estão quase todos no motor e não nos cabos e que a impedância de sequência zero do motor não tem influência sobre a corrente de modo comum.

Os parâmetros do circuito equivalente da figura 3.6 são estimados a partir da forma de onda da corrente, quando uma fase do inversor é chaveada com $1/3$ da tensão do barramento CC.

3.5.2 Efeito da Bobina de Modo Comum na Corrente de Modo Comum

O objetivo principal da inserção de uma bobina de modo comum entre o inversor e o motor é suprimir ou minimizar a corrente de modo comum. A bobina de modo comum provoca um aumento da indutância L no circuito equivalente da figura 3.6. Além disso, a resistência R também aumenta por causa das perdas introduzidas pela bobina de modo comum. Supondo que, com a inserção da bobina de modo comum, a indutância L e a resistência R aumentam n e m vezes respectivamente, os novos valores assumidos pela frequência natural (ω'_n), pelo fator de amortecimento (ζ') e pela impedância característica (Z'_0) são dados pelas equações 3.10, 3.11 e 3.12:

$$\omega'_n = \frac{1}{\sqrt{nLC}} = \frac{1}{\sqrt{n}} \omega_n \quad (3.10)$$

$$\zeta' = \frac{mR}{2} \sqrt{\frac{C}{nL}} = \frac{m}{\sqrt{n}} \zeta \quad (3.11)$$

$$Z'_0 = \sqrt{\frac{nL}{C}} = \sqrt{n} Z_0 \quad (3.12)$$

A figura 3.7 representa o circuito equivalente proposto por Ogasawara e Akagi (1996), no caso de ligar uma bobina de modo comum na saída do inversor.

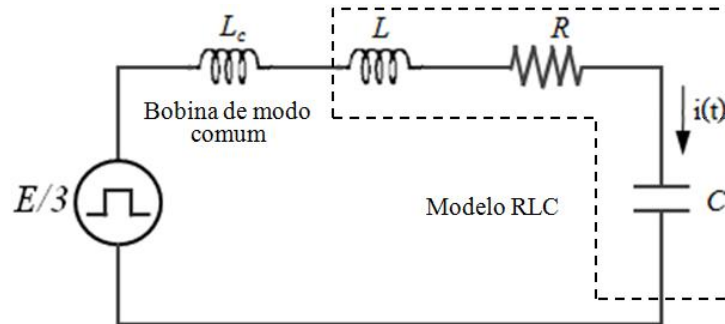


Figura 3.7: Circuito equivalente com uma bobina de modo comum conectada.

Então, a corrente após a inserção de uma bobina de modo comum é dada pela equação 3.13.

$$i'(t) = \frac{E/3}{\sqrt{n - (m\zeta)^2} Z_0} e^{-\frac{m\zeta\omega_n t}{n}} \text{sen} \sqrt{n - (m\zeta)^2} \frac{\omega_n}{n} t \quad (3.13)$$

Para o caso em que fator de amortecimento (ζ) é muito reduzido, ou seja, $n \gg (m\zeta)^2$, a corrente pode ser aproximada pela equação 3.14.

$$i'(t) \simeq \frac{E/3}{\sqrt{n} Z_0} e^{-\frac{m\zeta\omega_n t}{n}} \text{sen } \frac{\omega_n}{\sqrt{n}} t \quad (3.14)$$

Isso indica que após a inserção da bobina de modo comum, a amplitude, o tempo de decaimento e a frequência de ressonância são iguais a $1/\sqrt{n}$, n/m e $1/\sqrt{n}$ vezes os valores sem a bobina, respectivamente. Neste caso, o novo valor eficaz da corrente com uma bobina real, é calculado pela equação 3.15.

$$\sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{n}}\right)^2 \frac{n}{m}} = \frac{1}{\sqrt{m}} \quad (3.15)$$

Da mesma forma, o novo valor médio é dado pela equação 3.16.

$$\frac{1}{\sqrt{n}} \frac{n}{m} = \frac{1}{\sqrt{m}} \quad (3.16)$$

A tabela 3.1 resume os efeitos da bobina de modo comum na corrente de modo comum.

Tabela 3.1: Efeito da bobina de modo comum

Parâmetro	Sem bobina	Com bobina
Indutância	L	n
Resistência	R	m
Frequência natural	ω_n	$\frac{1}{\sqrt{n}}$
Fator de amortecimento	ζ	$\frac{m}{\sqrt{n}}$
Impedância característica	Z_0	\sqrt{n}
Tempo de decaimento	$\frac{1}{\zeta\omega_n}$	$\frac{m}{n}$
Valor de pico		$\frac{1}{\sqrt{n}}$
Valor eficaz		$\frac{1}{\sqrt{m}}$
Valor médio		$\frac{\sqrt{n}}{m}$

Considerando uma bobina de modo comum ideal, ou seja, sem nenhuma perda e, portanto, com $m = 1$, nenhuma alteração ocorre no valor eficaz da corrente, porém a média do valor aumenta, enquanto o valor de pico diminui.

Uma investigação experimental de Ogasawara e Akagi (1996) demonstrou a redução da corrente de modo comum quando uma bobina de modo comum foi conectada entre um inversor e um motor de 3,7 kW. A bobina introduziu um aumento da indutância L e da resistência R de 380 (n) e 9,2 (m) vezes, respectivamente. Os valores experimentais obtidos aproximaram-se dos valores teóricos: o valor de pico da corrente reduziu 19,5 vezes ($\sqrt{380}$), o valor eficaz reduziu 3 vezes ($\sqrt{9,2}$) e o valor médio reduziu 2,1 vezes ($\sqrt{380/9,2}$). Portanto, a conexão de uma bobina de modo comum convencional não é eficiente para reduzir o valor eficaz e médio da corrente de modo comum, mas sim para reduzir o seu valor de pico.

3.6 Transformador de Modo Comum

Ogasawara e Akagi (1996) propõem um transformador de modo comum para minimizar tanto o valor de pico quanto eficaz da corrente de modo comum, conforme ilustrado na figura 3.8. O mesmo é conectado entre o inversor e o motor, sendo composto por três enrolamentos conectados em série com cada fase do motor, e dispostos no mesmo núcleo, assim como a bobina de modo comum discutida no item 3.5. Existe ainda um enrolamento adicional isolado, com os terminais conectados a um resistor R_t . O transformador de modo comum e o resistor de amortecimento R_t atuam somente para o modo comum da corrente.

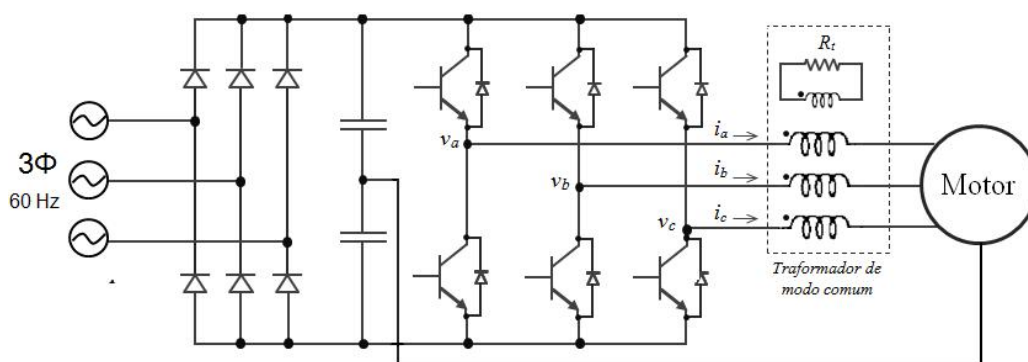


Figura 3.8: Configuração da ligação do transformador de modo comum

O transformador de modo comum, assim como a bobina de modo comum, pode ser representado por um circuito equivalente para o modo comum da corrente. A figura 3.9 mostra o circuito equivalente do transformador proposto por Ogasawara e Akagi (1996), onde L_t e ℓ_t significam indutância de excitação e indutância de dispersão, respectivamente.

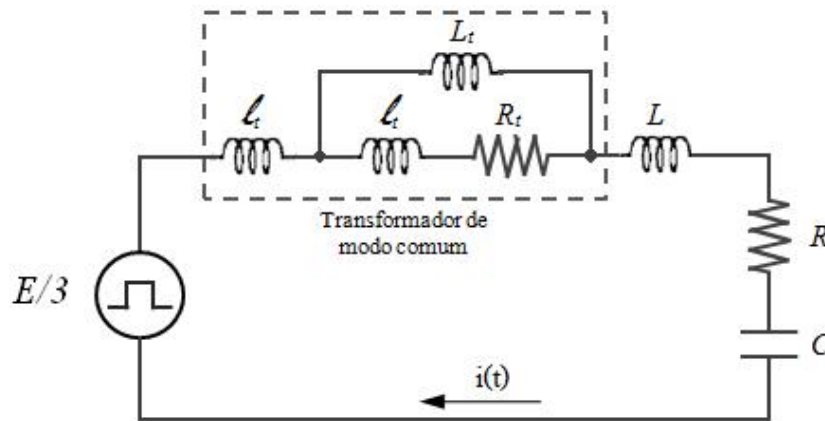


Figura 3.9: Circuito equivalente para a corrente de modo comum com o transformador de modo comum conectado.

3.6.1 Efeito do Transformador de Modo Comum na Corrente de Modo Comum

Segundo Ogasawara e Akagi (1996), a equação 3.17 representa a transformada de Laplace da corrente após um degrau de tensão ser aplicado nos terminais de saída do inversor, na qual considera-se que ℓ_t e R_t são insignificantes em relação a L_t e R_t , respectivamente.

$$I(s) = \frac{C(sL_t + R_t)E/3}{s^3L_tLC + s^2(L_t + L)CR_t + sL_t + R_t} \quad (3.17)$$

As raízes do denominador da equação 3.17 determinam as características da forma de onda da corrente. Se R_t assumir valores de forma que exista uma raiz real próxima à origem e duas raízes conjugadas complexas, as raízes complexas determinam a forma de onda da corrente, porque a raiz real é cancelada pelo zero de $I(s)$. Assim, se R_t tende a zero, o transformador de modo comum passa a não ter nenhuma impedância para a corrente, que se torna uma forma de onda oscilatória.

Se R_t assumir valores tais que exista uma raiz real distante da origem e duas raízes conjugadas complexas, estas duas últimas determinam a forma de onda. No entanto, a frequência de oscilação é muito menor do que no caso anterior, porque L_t é muito maior do que L . Neste caso, se R_t tende a infinito, o valor de pico é reduzido; porém, como o período e o tempo de decaimento da oscilação são muito maiores do que no caso anterior, o valor eficaz torna-se maior.

Se R_t assumir valores de forma que existam três raízes reais, a segunda raiz real mais próxima da origem determina a forma de onda, porque a raiz real mais próxima é cancelada pelo zero. Consequentemente, a corrente torna-se uma forma de onda com um decaimento aperiódico como a corrente em um circuito RC série submetido a um degrau de tensão.

Das análises acima pode-se concluir que o valor de R_t deve ser escolhido de forma que $I(s)$ tenha três raízes reais, a fim de se reduzir os valores de pico e eficaz da corrente de modo comum.

3.6.2 Determinação da Resistência de Amortecimento R_t

A resistência R_t do circuito equivalente para a corrente de modo comum (figura 3.9) deve assumir valores de forma que as raízes da equação característica 3.18, de terceira ordem, correspondente ao denominador de 3.17, atinjam um ponto ideal, ou seja, que minimize os valores de pico e eficaz da corrente.

$$s^3 L_t L C + s^2 (L_t + L) C R_t + s L_t + R_t \quad (3.18)$$

Utilizando o método de Girolamo Cardano¹ para a solução de equações de 3º grau e assumindo que $L_t \gg L$, a equação 3.19 deve ser satisfeita para que a equação 3.18 tenha três raízes reais distintas.

$$\frac{4}{L_t L} R_t^4 - \frac{1}{C L} R_t^2 + \frac{4}{C^2} = 0 \quad (3.19)$$

Portanto, R_t deve assumir valores entre $R_t = \frac{1}{2} Z_{0\infty}$ ou $R_t = 2 Z_{00}$, onde:

$$Z_{0\infty} = \sqrt{\frac{L_t}{C}} \quad (3.20)$$

$$Z_{00} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.21)$$

¹Girolamo Cardano: nascido na Pavia, Itália, em 1501, foi um matemático que propôs um método para resolver todas as equações de terceiro grau, publicado em 1545.

$Z_{0\infty}$ e Z_{00} significam a impedância característica nos casos de $R_t = \infty$ e $R_t = 0$, respectivamente. Se R_t satisfaz a condição da equação 3.22, $I(s)$ terá três raízes reais, de modo que os valores de pico e eficaz da corrente são reduzidos.

$$2Z_{00} \leq R_t \leq \frac{1}{2}Z_{0\infty} \quad (3.22)$$

O método proposto por “Cardano”, e utilizado por Ogasawara e Akagi (1996) para alocar as raízes da equação 3.18 em função de R_t , é descrito detalhadamente em Pinedo (2001).

Um protótipo do transformador de modo comum construído por Ogasawara e Akagi (1996) apresentou um montante insignificante de perdas, ou seja, cerca de 0,38 W ao ser testado em um controle vetorial de um motor de indução de 3,7 kW. Os valores de pico e eficaz da corrente de modo comum foram reduzidos para 1/3 e 1/4, respectivamente, com o núcleo do transformador dimensionado para 1/3 do tamanho do núcleo da bobina de modo comum convencional.

3.7 Considerações Finais

O presente capítulo dissertou sobre algumas topologias de filtros utilizados para a minimização dos fenômenos de alta frequência em acionamentos PWM. Suas principais características foram comparadas e a topologia que se mostrou como a melhor alternativa foi escolhida para a solução do problema real.

Filtros RLC na saída do inversor são muito eficazes na minimização das sobretensões nos terminais do motor, porém, mesmo realimentados no barramento CC, têm eficiência inferior à bobina de modo comum ou ao transformador de modo comum, na minimização das correntes de modo comum. Além disso, são complexos, de alto custo, com grandes dimensões e ainda apresentam perdas elevadas, se comparados ao transformador de modo comum.

Os filtros instalados nos terminais do motor “casam” a impedância destes com a dos cabos e, portanto, reduzem os picos de tensão oriundos da reflexão da onda nos terminais do motor, mas não podem interferir na forma do pulso PWM. Neste caso, eles não são eficazes na minimização das correntes de modo comum. Além disso, frequentemente não podem ser utilizados devido à inacessibilidade aos terminais do motor.

A bobina e o transformador de modo comum são concebidos especialmente para minimizar a corrente de modo comum. A bobina é eficiente em minimizar

o valor de pico da corrente, porém, em alguns casos, o valor eficaz pode até aumentar. Já o transformador pode reduzir tanto o valor de pico quanto o eficaz da corrente, dissipando uma quantidade insignificante de energia e com dimensões reduzidas.

Diante das características dos filtros analisados, entende-se que transformador de modo comum é a alternativa mais eficaz para minimizar as falhas prematuras nos rolamentos do motor em análise. Cabe ressaltar que os resultados da literatura foram obtidos em motores de baixa potência, sendo que o motor em foco é de 220 kW. Dessa forma, o desafio será dimensionar e construir um transformador que apresente resultados no mínimo equivalentes aos resultados teóricos e aos obtidos a partir da simulação do modelo equivalente.

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM FILTRO PARA CORRENTES DE MODO COMUM EM ACIONAMENTOS PWM

Neste capítulo é apresentado um procedimento de projeto do transformador de modo comum, cuja função será minimizar as correntes de modo comum do acionamento inversor/motor em estudo. Os parâmetros do transformador foram determinados a partir de um modelo RLC série, obtido através de dados coletados ao excitar o sistema real. Após a determinação dos parâmetros do transformador, a eficiência do mesmo em minimizar as correntes de modo comum foi verificada por meio de simulações no Simulink.

4.1 Introdução

O projeto do transformador de modo comum requer o conhecimento das principais características dos cabos e do motor: capacitâncias, indutâncias e resistências. Um modelo aproximado do sistema real deve ser portanto, primeiramente obtido, para então se determinar os parâmetros do transformador. Para se obter o modelo, o sistema em análise foi excitado aplicando um degrau em uma das fases do motor em relação ao terra (carcaça). A aplicação do degrau se deu desconectando-se os cabos de alimentação do motor nos terminais do inversor e aplicando a tensão em uma das fases. Analisando a forma de onda da resposta ao degrau e aplicando técnicas de identificação de sistemas (métodos determinísticos), foi obtido um modelo RLC ressonante série, que após validado, se tornou a base do projeto do transformador de modo comum descrito no item 3.6.

4.2 Modelagem da Corrente de Alta Frequência

Conforme descrito no item 3.5.1, a modelagem das correntes de alta frequência em acionamentos PWM pode ser realizada utilizando-se a forma de onda da corrente, obtida quando uma fase do inversor é chaveada, ou seja, utilizando-se a resposta a um degrau de tensão. Ao submeter o sistema a um degrau, fluem correntes pelas capacitâncias de acoplamento ao terra, e, como a forma dessas correntes é semelhante à forma de onda da corrente de um circuito ressonante RLC submetido a um degrau, um modelo RLC série pode representar o sistema.

4.2.1 Testes e Coleta dos Dados

Como o motor em estudo está inserido em um processo real, foi necessário aguardar uma parada do sistema para reforma e, assim, excitar o mesmo para a coleta dos dados. Os testes consistiram em desconectar as fases do inversor, aplicar um degrau em uma delas em relação ao aterramento e coletar o sinal da corrente obtida, cuja forma de onda foi usada para obter os parâmetros do modelo RLC equivalente.

Por razões de segurança, aplicou-se um degrau de $24 V_{CC}$, suficiente para excitar o sistema, porém inferior a $1/3$ da tensão do barramento CC, que é o dv/dt a que o motor é submetido durante o chaveamento PWM.

Os dados coletados são apresentados na figura 4.1: o canal A mostra o degrau de tensão aplicado à fase, ao passo que o canal B exibe a forma de onda da corrente correspondente, onde se nota que a mesma é semelhante à resposta a um degrau de um circuito ressonante RLC série. Os dados foram amostrados a 5 MHz e a figura é composta por 300 pontos, totalizando um período de $60 \mu s$.

Os equipamentos usados na coleta dos dados nesta fase têm suas características detalhadas no apêndice A e são listados abaixo:

1. Osciloscópio digital portátil, visor colorido, largura de banda de 200 MHz, com 02 canais isolados, fabricado pela empresa Fluke, modelo 199 C;
2. Pontas de prova de tensão, modelo VPS210-G de 200 MHz, para uso com osciloscópios Fluke;
3. Alicates amperímetro CA, modelo 80i-1000s, Fluke, usado em osciloscópios e analisadores de energia.

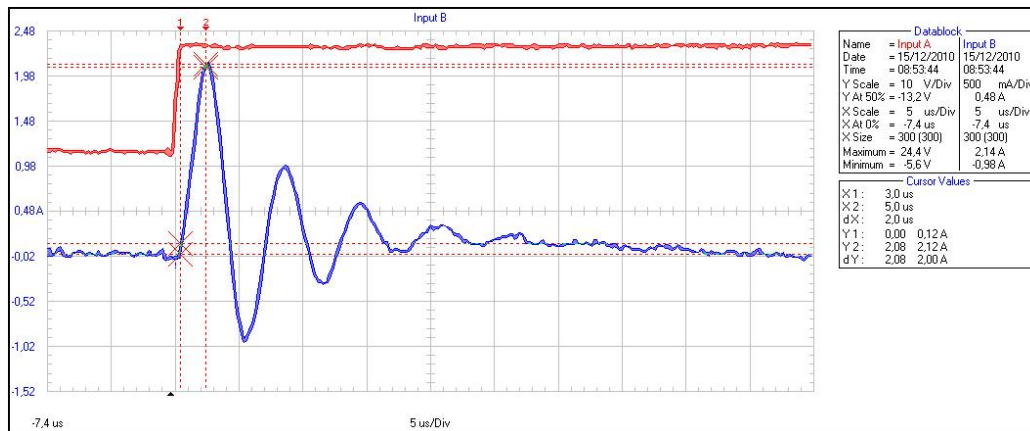


Figura 4.1: Forma de onda da corrente correspondente ao degrau aplicado em uma fase em relação ao aterramento. Canal A: degrau de $24 V_{CC}$ ($10 V/Div$). Canal B: corrente ($500 mA/Div$). Eixo x: base de tempo ($5 \mu s/Div$).

4.2.2 Determinação do Circuito Equivalente Ressonante Série

Observando a forma de onda da corrente (figura 4.1), verifica-se que existem 4,5 ciclos visíveis, e que o valor máximo para o degrau de $24 V_{CC}$ é de 2,14 A. Utilizando métodos de identificação determinísticos (apêndice B), calculou-se então o fator de amortecimento (ζ) e a frequência natural do sistema (ω_n).

Segundo Aguirre (2007), tais métodos de identificação não dão tratamento especial ao ruído presente nos dados, e somente apresentam bons resultados se a relação sinal/ruído for suficientemente alta. Neste caso, procurou-se excitar o sistema com sinal de intensidade suficiente para atender a condição supracitada.

Para sistemas pouco amortecidos, onde $\zeta^2 \ll 1$, o número de ciclos visíveis é dado pela equação 4.1 [Aguirre (2007)]:

$$cv = \frac{0,6}{\zeta} \quad (4.1)$$

Onde,

- $cv \rightarrow$ Número de ciclos visíveis da resposta ao degrau;
- $\zeta \rightarrow$ Fator de amortecimento.

Satisfeita a condição $\sqrt{1 - \zeta^2} \approx 1$, a frequência do sinal amortecido (ω) pode ser estimada diretamente da forma de onda da resposta ao degrau aplicada ao sistema, utilizando a equação 4.2.

$$\frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{T} \quad (4.2)$$

Onde,

- $T \rightarrow$ Período médio de um ciclo;
- $\omega_n \rightarrow$ Frequência natural do sistema [Hz];
- $\omega \rightarrow$ Frequência do sinal amortecido [Hz].

4.2.2.1 Estimação de ζ e ω_n

Considerando 4,5 ciclos visíveis (cv) na resposta ao degrau (figura 4.1), o fator de amortecimento (ζ) pode ser calculado através da equação 4.1.

$$cv = \frac{0,6}{\zeta} \implies \zeta = \frac{0,6}{cv} \implies \zeta = \frac{0,6}{4,5} \implies \zeta = 0,13$$

Observando a figura 4.1, nota-se ainda que aproximadamente 4 ciclos visíveis ocorrem nos primeiros $24,6 \mu\text{s}$. O período médio (T) pode então ser obtido conforme abaixo:

$$T = \frac{24,6 \times 10^{-6}}{4} = 6,15 \mu\text{s}$$

Com o período médio de um ciclo calculado, calcula-se a frequência do sinal amortecido, utilizando a equação 4.2.

$$\frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{T} \implies \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{6,15 \times 10^{-6}} \implies \frac{\omega_n}{2\pi} = 162,6 \text{ kHz}$$

4.2.2.2 Estimação dos Parâmetros R , L e C

A partir dos valores de ζ , ω_n e da impedância característica do sistema (Z_0), calcula-se os parâmetros R , L e C do modelo proposto, através das equações 3.6, 3.7 e 3.8, onde são aplicados também conceitos de circuitos ressonantes RLC série.

Como a impedância característica Z_0 determina o valor de pico da corrente oscilatória, esta pode ser determinada a partir da equação 3.9 e da figura 4.1. O valor máximo da corrente oscilatória é $2,14 \text{ A}$, quando aplicado um degrau de

24 V_{CC}. Considerando que o máximo da corrente ocorre em 90°, ou seja, em $T/4$, $\omega_n t$ será igual a 1. Neste caso, a equação 3.9 pode ser simplificada, e Z_0 passa a depender do valor máximo da corrente e de ζ .

$$Z_0 = \frac{E}{i_{\text{pico}}} e^{-\zeta} \implies Z_0 = \frac{24}{2,14} e^{-0,13} \implies Z_0 = 9,85 \Omega$$

Como é um circuito ressonante, a impedância característica é igual às reatâncias indutiva e capacitiva, ou seja, $Z_0 = X_L = X_C$. Assim a indutância L é calculada como se segue:

$$X_L = 2\pi f L \implies L = \frac{9,85}{2\pi \times 162,6 \times 10^3} \implies L = 9,6 \mu\text{H}$$

Da mesma forma, a capacitância C é calculada conforme abaixo:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \implies C = \frac{1}{2\pi \times 162,6 \times 10^3 \times 9,85} \implies C = 99 \text{ nF}$$

Onde, f representa a frequência do sinal amortecido, em Hertz.

Calculado os parâmetros L e C , o resistor (R) pode ser obtido reescrevendo a equação 3.7.

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \implies R = 2\zeta \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.3)$$

Substituindo-se os valores do coeficiente de amortecimento (ζ) e dos parâmetros L e C na equação 4.3, calcula-se o valor de R .

$$R = 2 \times 0,13 \sqrt{\frac{9,6 \times 10^{-6}}{99 \times 10^{-9}}}$$

$$R = 2,55 \Omega$$

A figura 4.2 apresenta o diagrama do modelo RLC, identificado a partir da forma de onda da resposta ao degrau a que o sistema foi submetido. Em função do uso de um método determinístico na identificação, o modelo é uma aproximação do sistema real. Porém, como foi observada a relação sinal/ruído na coleta

dos dados, assim como verificado com rigor os parâmetros da forma de onda da resposta ao degrau, espera-se que o modelo tenha incorporado características do sistema real suficientes para torná-lo útil à aplicação pretendida. Para garantir a eficácia do projeto, o modelo será validado e, caso o mesmo não tenha incorporado as características necessárias, o processo de identificação será repetido.

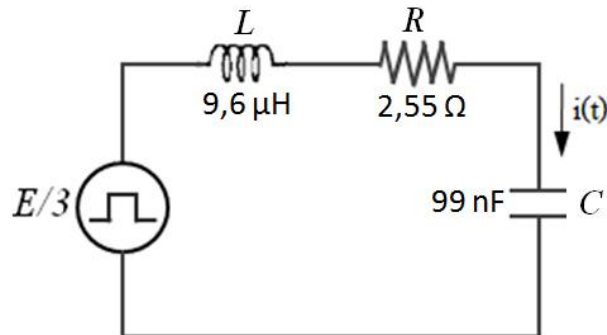


Figura 4.2: Modelo RLC série equivalente ao sistema inversor/motor.

4.2.3 Validação do Modelo Equivalente

Após a obtenção de um modelo ou uma família de modelos, deve ser feita sua validação, uma vez que é difícil obter respostas absolutas. Os resultados devem ser interpretados em relação ao uso pretendido para o modelo; é necessário saber como o mesmo será utilizado, para verificar se ele incorpora ou não as características requeridas, já que por definição, um modelo representa apenas alguns aspectos do sistema.

Na prática, é sempre importante usar várias ferramentas de validação, dependendo da complexidade do modelo e do método de identificação utilizado. Como no caso em análise, o método de identificação utiliza parâmetros retirados da forma de onda da resposta ao degrau do sistema real, para validar o modelo será verificado se a resposta ao degrau deste apresenta o mesmo fator de amortecimento (ζ) e a mesma frequência do sinal amortecido ($\omega_n/2\pi$) referentes ao sistema real. Tais parâmetros serão a base para o sucesso do transformador de modo comum em minimizar a corrente de modo comum do sistema inversor/motor.

O circuito RLC apresentado na figura 4.2 foi validado por meio de simulações no Simulink, utilizando os parâmetros calculados (figura 4.3). Uma chave ideal foi utilizada para aplicar o degrau de $24 V_{CC}$ no circuito ressonante, obtendo a resposta apresentada na figura 4.4, que, comparada à resposta ao degrau do sistema

real (figura 4.1), permite concluir que a resposta do sistema real e do modelo são semelhantes.

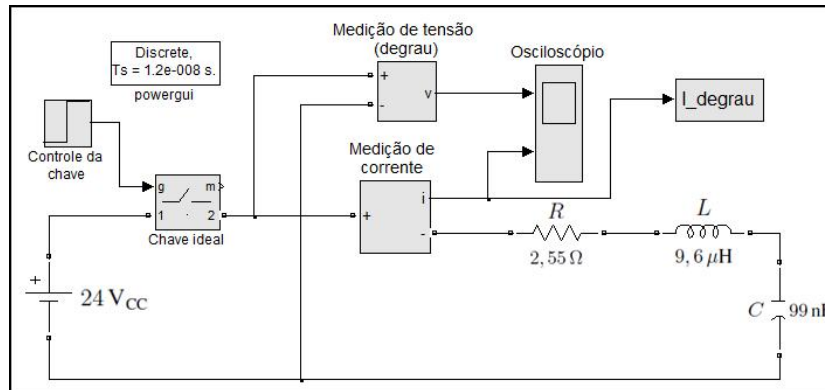


Figura 4.3: Diagrama do modelo RLC série equivalente ao sistema inversor/motor simulado no Simulink.

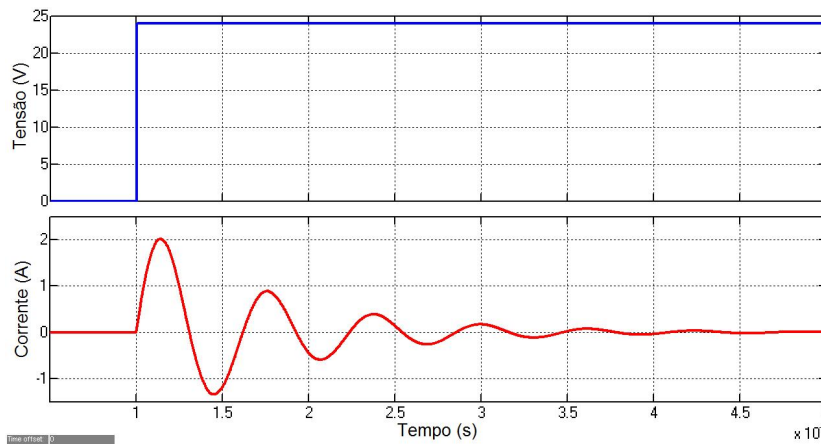


Figura 4.4: Reposta do modelo RLC a um degrau de 24 V_{CC}.

De forma a facilitar a análise, os dados da resposta ao degrau do sistema real e da simulação do modelo foram sobrepostos na figura 4.5, mostrando-se bastante próximos e, portanto, válidos para o projeto do transformador de modo comum.

Considerando o modelo válido, o mesmo foi simulado utilizando um degrau de 1/3 da tensão real do barramento CC do inversor, ou seja, 200 V_{CC}. O objetivo da simulação foi determinar os valores máximo e eficaz nominais da corrente de modo comum, de maneira a compor os dados necessários para determinação dos parâmetros do transformador e posterior verificação da sua eficiência.

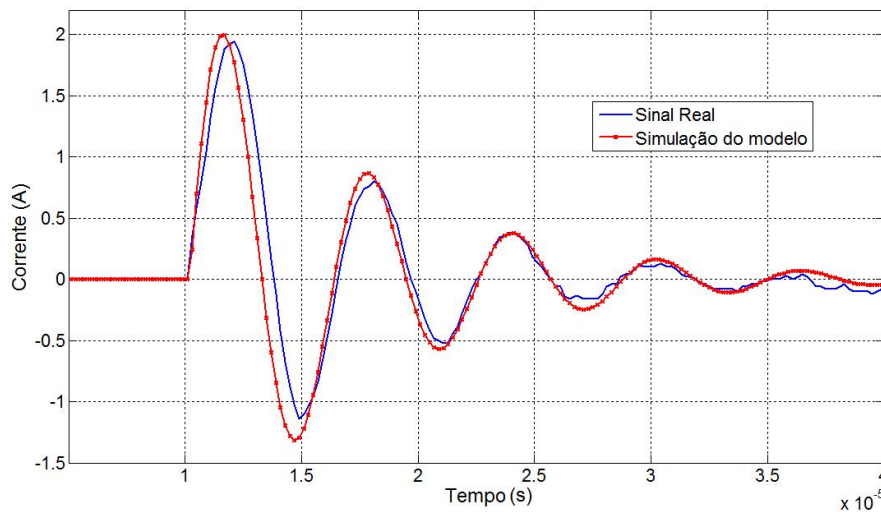


Figura 4.5: Validação do modelo RLC equivalente ao sistema inversor/motor: comparação da resposta ao degrau do sistema real e do modelo.

A figura 4.6 apresenta a resposta do modelo a um degrau de $200 V_{CC}$, onde o valor de pico da corrente foi de $16,8 A$ e o valor eficaz de $5,3 A$. O cálculo do valor eficaz ou RMS^1 da corrente oscilatória foi feito a partir dos dados coletados durante a simulação do modelo.

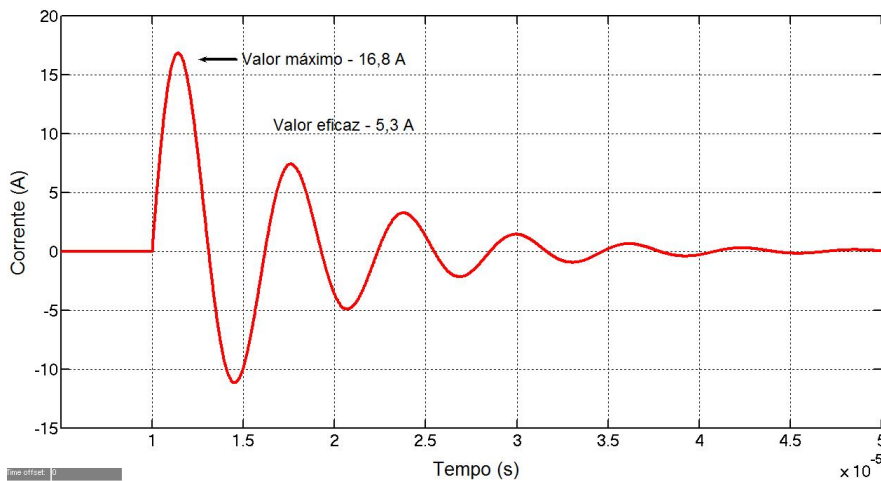


Figura 4.6: Resposta a um degrau de $200 V_{CC}$ do modelo RLC.

¹RMS - Root Mean Square.

4.3 Projeto do Transformador de Modo Comum

Uma vez validado o modelo, os parâmetros do transformador de modo comum, discutido no item 3.6, serão calculados. Além dos parâmetros do modelo, são considerados no projeto a frequência de chaveamento do inversor (4 kHz) e a tensão do barramento CC (600 V_{CC}).

A ligação do transformador de modo comum e seu circuito equivalente para a corrente de modo comum foram apresentados nas figuras 3.8 e 3.9, respectivamente. Ele possui o núcleo envolvido por três enrolamentos, conectados em série com cada fase do motor, e um quarto enrolamento (secundário), enrolado sobre o mesmo núcleo, com os terminais curto-circuitados por um resistor de amortecimento R_t . Desta forma, o modo normal de corrente não produz fluxo magnético. Somente o modo comum da corrente de alta frequência, gerado pela tensão de modo comum do inversor, produz o fluxo de acoplamento entre os enrolamentos das fases (primário) e o secundário.

4.3.1 Determinação dos Parâmetros

Os parâmetros do circuito equivalente da corrente, com o transformador incluído no modelo RLC (figura 3.9), devem atender às condições das equações 3.19 a 3.22, ou seja, o denominador da função de transferência da resposta ao degrau (equação 3.17) deve ter três raízes reais. Sendo as raízes reais, segundo Ogasawara e Akagi (1996), a segunda raiz real mais próxima da origem determina a forma de onda, porque a raiz real mais próxima é cancelada pelo zero. Conseqüentemente, a corrente torna-se uma forma de onda com um decaimento aperiódico, como a corrente em um circuito RC série, submetido a um degrau de tensão. Neste caso, o circuito equivalente pode ser aproximado por um circuito RC série, mostrado na figura 4.7, uma vez que, sendo as raízes reais, a corrente flui principalmente através de R_t e não através de L_t , visto que L_t é muito maior que L (figura 3.9).

4.3.1.1 Determinação da Corrente Eficaz do Circuito Equivalente - I_{rms}

Considerando apenas um circuito RC, a corrente pode ser aproximada pela equação 4.4.

$$i(t) = \frac{E}{R_t} e^{-\frac{t}{\sigma R_t}} \quad (4.4)$$

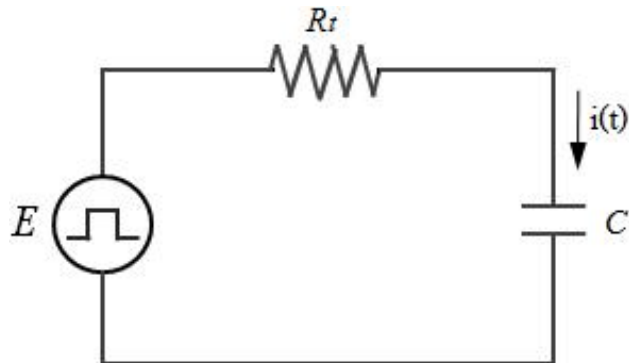


Figura 4.7: Modelo equivalente aproximado RC série.

Como a constante de tempo do sinal oscilante é muito menor que o período de chaveamento da tensão trifásica PWM, o valor eficaz ou RMS aproximado da corrente pode ser determinado pela equação 4.5 [Ogasawara e Akagi (1996)], considerando-se que o chaveamento ocorre seis vezes a cada período PWM.

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{6}{T_{sw}} \int_0^{\infty} i(t)^2 dt} \implies I_{rms} = E \sqrt{\frac{3C}{R_t T_{sw}}} \quad (4.5)$$

Onde,

- $T_{sw} \rightarrow$ Período da frequência de chaveamento ($T_{sw} = 1/f_{sw}$);
- $f_{sw} \rightarrow$ Frequência de chaveamento [Hz];
- $E \rightarrow$ 1/3 da tensão do barramento CC [V];
- $C \rightarrow$ Capacitância do modelo RLC ou RC aproximado [nF].

4.3.1.2 Resistor de Amortecimento - R_t

No projeto do transformador, a corrente eficaz desejada deve ser especificada, para, a partir daí, se calcular a resistência de amortecimento R_t . Conforme mostrado na figura 4.6, o valor eficaz da corrente corresponde à resposta ao degrau de 1/3 da tensão do barramento CC é de 5,3 A. A proposta do trabalho é reduzi-la em 1/5, ou seja, para $\simeq 1$ A. Este valor foi especificado observando uma relação de compromisso entre a capacidade do transformador em minimizar a corrente de modo comum e seus parâmetros; se a corrente for demasiadamente minimizada,

a indutância de magnetização e o fluxo de acoplamento aumentam, atingindo valores que tornam impraticável a construção do transformador.

Reescrevendo a equação 4.5, obtém-se a equação 4.6, que determina o valor de R_t em função do valor desejado para a corrente de modo comum após a implantação do transformador.

$$I_{rms} = E \sqrt{\frac{3C}{R_t T_{sw}}} \implies I_{rms}^2 = E^2 \frac{3C}{R_t T_{sw}}$$

$$R_t = E^2 \frac{3C}{I_{rms}^2 T_{sw}} \implies R_t = \frac{3CE^2 f_{sw}}{I_{rms}^2} \quad (4.6)$$

Substituindo-se na equação 4.6 os parâmetros do modelo RC, o valor eficaz desejado para a corrente de modo comum ($I_{rms} \simeq 1$ A) e a frequência de chaveamento do inversor (4 kHz), o resistor R_t é determinado.

$$R_t = \frac{3 \times 99 \times 10^{-9} \times (200)^2 \times 4000}{(1)^2}$$

$$R_t = 47,5 \Omega$$

4.3.1.3 Potência do Resistor de Amortecimento - P_{R_t}

Baseando-se no circuito equivalente RC apresentado na figura 4.7, obtém-se a equação 4.7, que determina a potência (P_{R_t}) dissipada no resistor R_t .

$$P_{R_t} = R_t \times I_{rms}^2 \quad (4.7)$$

Alternativamente, substituindo-se o valor de R_t (equação 4.6) na equação 4.7, obtém-se a equação 4.8, que também determina P_{R_t} .

$$P_{R_t} = \frac{3CE^2 f_{sw}}{I_{rms}^2} \times I_{rms}^2 \implies P_{R_t} = 3CE^2 f_{sw} \quad (4.8)$$

Substituindo-se na equação 4.8 os parâmetros do modelo e a frequência de chaveamento do inversor, a potência dissipada no resistor é então calculada.

$$P_{R_t} = 3 \times 99 \times 10^{-9} \times (200)^2 \times 4000$$

$$P_{R_t} = 47,5 \text{ W}$$

4.3.1.4 Indutância de Excitação - L_t

Conforme descrito no item 3.6.2, o resistor de amortecimento R_t deve ser igual à metade da impedância característica $Z_{0\infty}$, para que o sistema tenha raízes reais e, assim, os valores de pico e eficaz da corrente sejam reduzidos.

Como $Z_{0\infty}$ é igual a $\sqrt{L_t/C}$ (equação 3.20) e R_t foi determinado anteriormente, L_t deve ser calculado satisfazendo a condição supracitada.

$$R_t = \frac{1}{2}Z_{0\infty} \implies 2R_t = Z_{0\infty} \quad (4.9)$$

Substituindo-se $Z_{0\infty}$ na equação 4.9, obtém-se a equação 4.10.

$$2R_t = \sqrt{\frac{L_t}{C}} \quad (4.10)$$

Após a substituição de R_t na equação 4.10, a equação 4.11 é obtida.

$$2 \frac{3CE^2 f_{sw}}{I_{rms}^2} = \sqrt{\frac{L_t}{C}} \quad (4.11)$$

Elevando os termos da equação 4.11 ao quadrado, a equação da indutância de excitação L_t é definida (equação 4.12).

$$4 \frac{9C^2 E^4 f_{sw}^2}{I_{rms}^4} = \frac{L_t}{C} \implies L_t = \frac{36C^3 E^4 f_{sw}^2}{I_{rms}^4} \quad (4.12)$$

Substituindo-se os valores correspondentes na equação 4.12, L_t é determinada.

$$L_t = \frac{36 \times (99 \times 10^{-9})^3 \times (200)^4 \times (4000)^2}{(1)^4}$$

$$L_t = 894 \mu\text{H}$$

4.3.1.5 Fluxo de Acoplamento Máximo - Φ_{max}

Com o transformador de modo comum incluído no modelo equivalente da corrente (figura 3.9), a indutância de dispersão ℓ_t é insignificante em relação à indutância de acoplamento L_t . Com isso, a tensão sobre o resistor de amortecimento R_t e sobre L_t tem aproximadamente o mesmo valor. Baseando-se nesta consideração, a equação 4.13 determina o fluxo de acoplamento Φ_{max} no enrolamento secundário [Ogasawara e Akagi (1996)].

$$\Phi_{max} = 3CR_tE \quad (4.13)$$

Porém, objetiva-se determinar o fluxo de acoplamento no enrolamento secundário em função da corrente de modo comum estabelecida no projeto. Substituindo o valor de R_t (equação 4.6) na equação 4.13, obtém-se a equação 4.14, que fornece Φ_{max} em função de I_{rms} .

$$\Phi_{max} = 9 \frac{C^2 E^3 f_{sw}}{I_{rms}^2} \quad (4.14)$$

Substituindo-se na equação 4.14, os parâmetros do modelo, calcula-se o fluxo de acoplamento entre o primário e secundário.

$$\Phi_{max} = 9 \times \frac{99 \times 10^{-92} \times (200)^3 \times 4000}{(1)^2}$$

$$\Phi_{max} = 2,82 \text{ mWb}$$

A figura 4.8 apresenta o sistema completo, incluindo o modelo RLC equivalente, apresentado na figura 4.2, e o transformador de modo comum, com seus respectivos parâmetros.

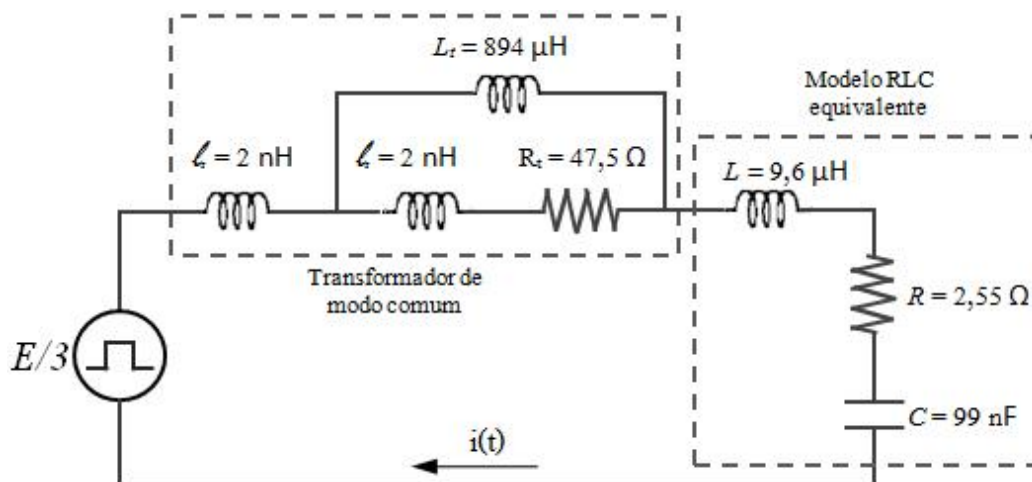


Figura 4.8: Parâmetros do circuito equivalente da corrente de modo comum, incluindo o transformador de modo comum e o modelo RLC.

Em resumo, os parâmetros que serão utilizados no projeto físico do transformador de modo comum são os seguintes:

- $R_t = 47,5 \Omega \rightarrow$ Resistência de amortecimento;
- $P_{R_t} = 47,5 \text{ W} \rightarrow$ Potência da resistência de amortecimento;
- $L_t = 894 \mu\text{H} \rightarrow$ Indutância de magnetização;
- $\ell_t = 2 \text{ nH} \rightarrow$ Indutância de dispersão (estimado conforme Ogasawara e Akagi (1996));
- $\Phi_{max} = 2,82 \text{ mWb} \rightarrow$ Fluxo de acoplamento primário/secundário.

4.4 Função de Transferência da Corrente no Domínio do Tempo

Determinados os parâmetros do modelo e os do transformador de modo comum, o próximo passo foi verificar se a função de transferência da corrente, no domínio do tempo (equação característica 3.18 - $I(s)$), possui raízes reais. Conforme indica a equação 3.22, a resistência R_t deve assumir valores que façam com que as raízes da equação característica sejam reais, e desta forma minimize os valores de pico e eficaz da corrente de modo comum.

4.4.1 Análise do Lugar das Raízes de $I(s)$

Para verificar se as raízes são realmente reais, o valor de R_t calculado ($47,5 \Omega$) e os demais parâmetros foram substituídos na equação 3.18. A figura 4.9 apresenta as raízes ou os pólos de $I(s)$. Conforme esperado, são três raízes reais, sendo duas próximas da origem e uma distante. Tal como discutido no item 3.6.1, a segunda raiz real mais próxima da origem determina a forma de onda, porque a raiz real mais próxima é cancelada pelo zero de $I(s)$. Consequentemente, a corrente deve ter um decaimento aperiódico, como a corrente em um circuito RC série submetido a um degrau de tensão.

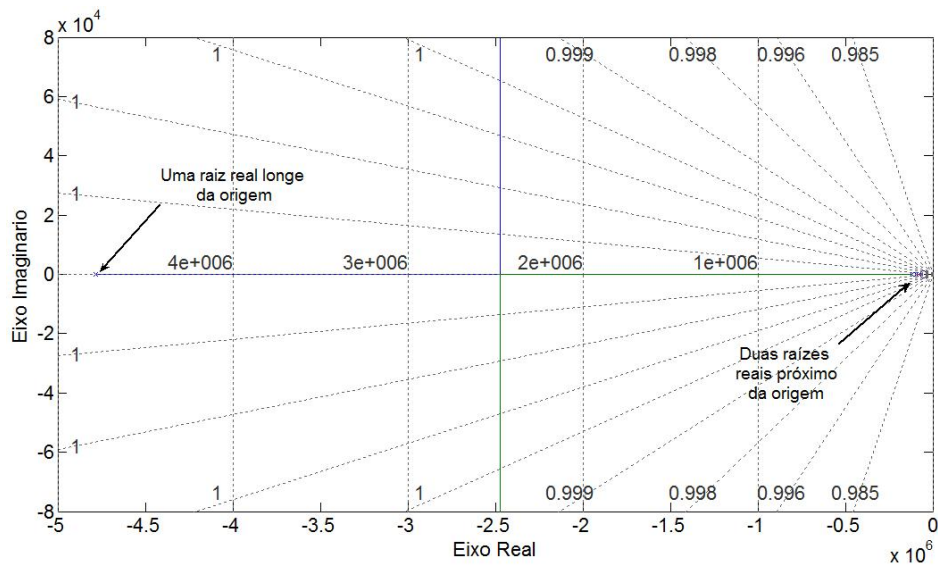


Figura 4.9: Raízes da equação característica de $I(s)$ para $R_t = 47,5 \Omega$.

Verificado também as raízes da equação característica quando R_t tende a zero e a infinito. Se R_t tende a zero, deve existir uma raiz real próxima da origem e duas raízes conjugadas complexas distantes. A figura 4.10 apresenta as raízes para o caso de $R_t = 1 \Omega$. Neste caso as raízes complexas determinam a forma de onda da corrente, uma vez que a raiz real é cancelada pelo zero de $I(s)$. Assim, a corrente se torna uma forma de onda oscilatória, similar à resposta obtida quando uma das fases do motor foi submetida a um degrau de tensão em relação à carcaça (figura 4.1). Quando R_t tende a zero, a resposta do sistema se assemelha à resposta do modelo RLC ressonante série, como se não existisse o transformador de modo comum.

Se R_t tende a infinito, deve existir uma raiz real distante da origem e duas raízes conjugadas complexas próximas. A figura 4.11 apresenta as raízes para o caso de $R_t = 1000 \Omega$. Neste caso as raízes conjugadas complexas determinam a forma de onda da corrente. Observando o modelo equivalente da figura 3.9 e os parâmetros calculados, é fácil notar que a frequência de oscilação será muito menor do que no caso anterior, uma vez que, aumentando o valor de R_t , a corrente começa a fluir por L_t e esta é muito maior do que L . Neste caso, o valor de pico é reduzido, porém, como o período e o tempo de decaimento da oscilação são muito maiores do que no caso anterior, o valor eficaz torna-se maior.

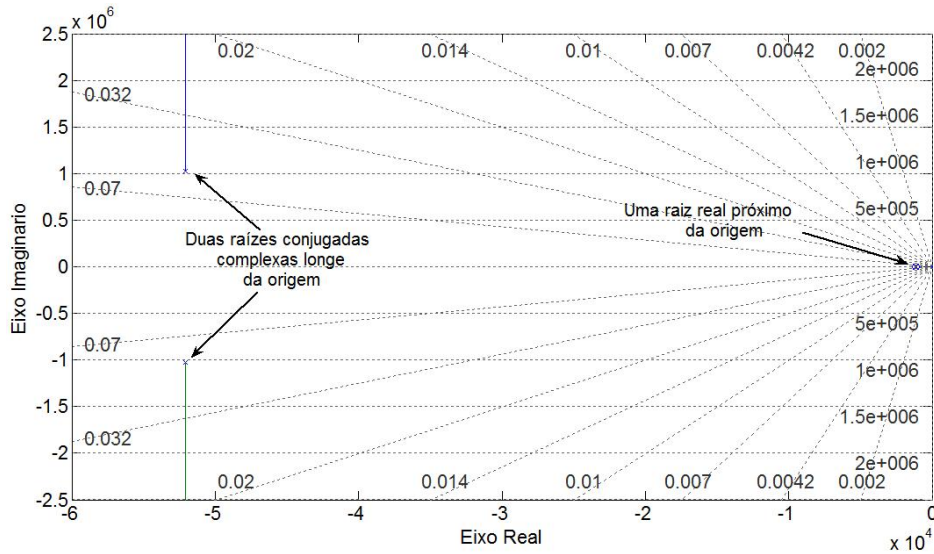


Figura 4.10: Raízes da equação característica de $I(s)$ para $R_t = 1 \Omega$

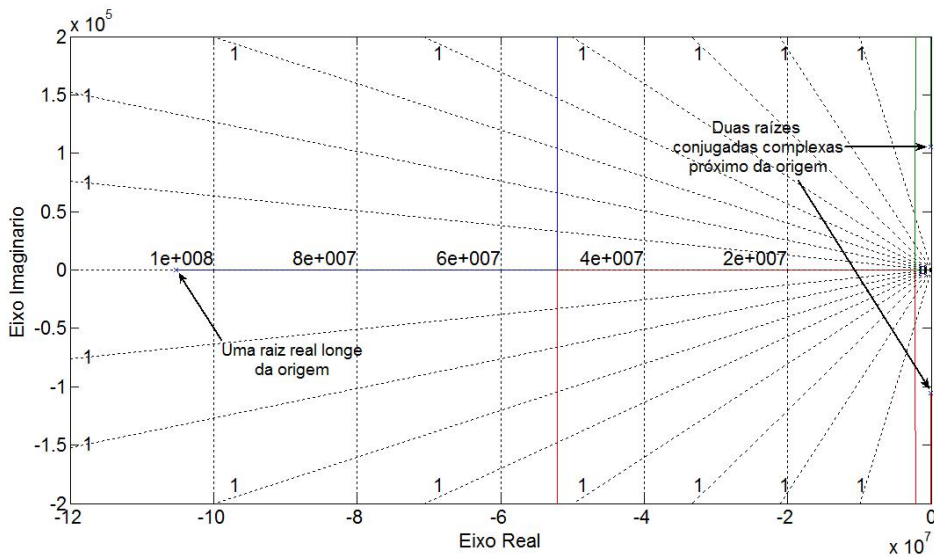


Figura 4.11: Raízes da equação característica de $I(s)$ para $R_t = 1000 \Omega$.

4.4.2 Análise da Resposta Temporal de $I(s)$

Confirmado o lugar das raízes, verificou-se também a resposta temporal do modelo completo, incluindo o transformador de modo comum. A resposta do modelo a um degrau foi simulada no Simulink, conforme mostra o diagrama apresentado na figura 4.12.

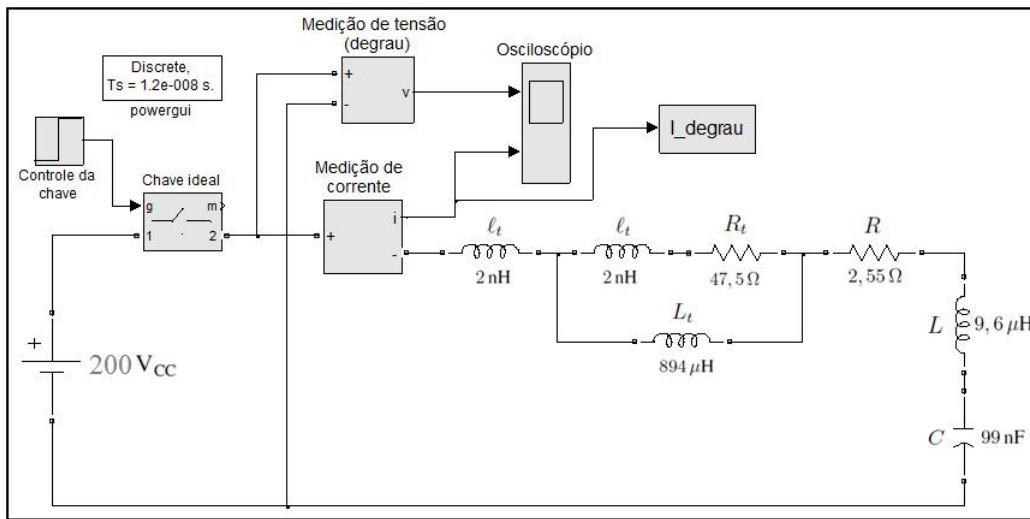


Figura 4.12: Diagrama do sistema completo simulado no Simulink: modelo RLC com o transformador de modo comum incluído.

Substituiu-se no modelo o valor calculado do resistor de amortecimento que é de $47,5 \Omega$ e, para os casos em que R_t tende a zero e a infinito, utilizou-se $R_t = 1 \Omega$ e $R_t = 1000 \Omega$, respectivamente. O objetivo foi verificar se as respostas apresentavam características em conformidade com as raízes da função de transferência.

A figura 4.13 apresenta a resposta ao degrau com $R_t = 47,5 \Omega$. A segunda raiz real mais próxima da origem determinou a forma de onda, provocando um decaimento aperiódico da corrente, minimizando os valores de pico e eficaz, conforme proposto.

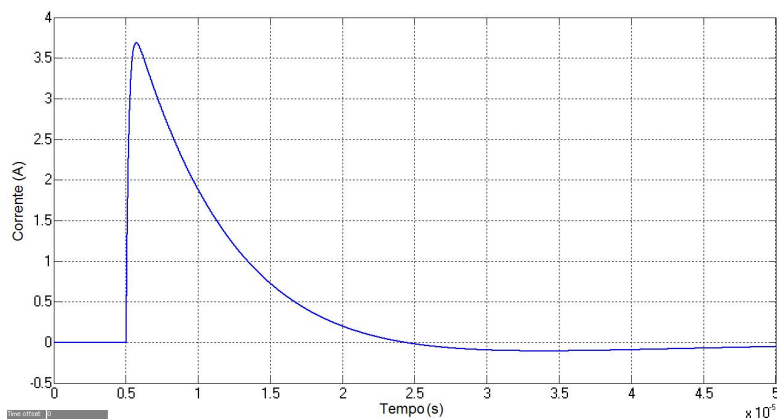


Figura 4.13: Resposta ao degrau para resistência de amortecimento do transformador de modo comum (R_t) igual a $47,5 \Omega$.

A figura 4.14 apresenta a resposta ao degrau com $R_t = 1 \Omega$. As raízes complexas determinaram a forma de onda, gerando uma corrente oscilatória similar à corrente obtida quando o sistema real foi submetido a um degrau de tensão.

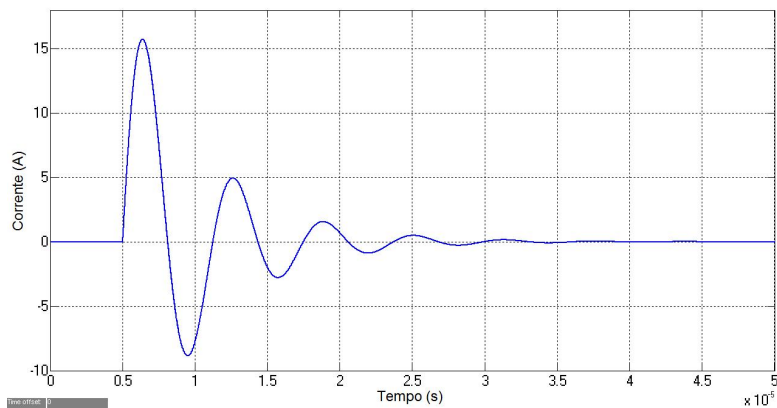


Figura 4.14: Resposta ao degrau para resistência de amortecimento do transformador de modo comum (R_t) igual a 1Ω .

A figura 4.15 apresenta a resposta ao degrau com $R_t = 1000 \Omega$. As raízes conjugadas complexas determinaram a oscilação da onda da corrente, porém o aumento de R_t provocou a circulação de corrente por L_t , aumentando a constante de tempo e reduzindo a frequência natural do sistema. Neste caso, é fácil notar que ocorre uma redução do valor de pico, porém o valor eficaz pode aumentar em função do chaveamento: antes de cessarem as oscilações relativas a um pulso, um novo pulso pode ocorrer, provocando sobreposição das oscilações.

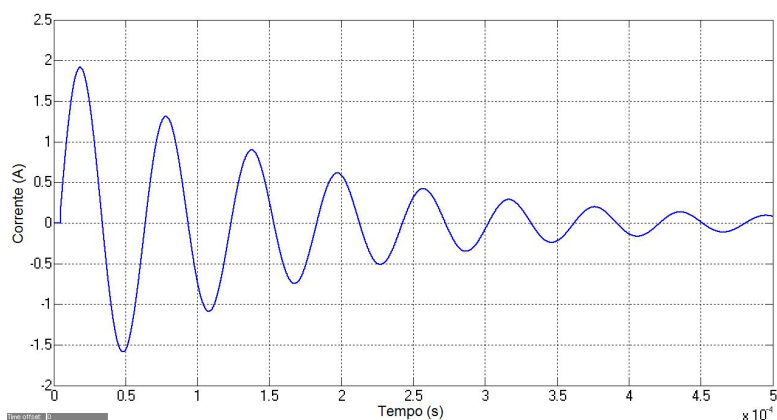


Figura 4.15: Resposta ao degrau para resistência de amortecimento do transformador de modo comum (R_t) igual a 1000Ω .

Anteriormente, para a validação do modelo RLC, foi aplicado um degrau no sistema real e no modelo equivalente, sendo o resultado apresentado na figura 4.5. No presente caso, como o objetivo é verificar se o transformador será eficiente em minimizar a corrente de modo comum, a simulação foi realizada aplicando um degrau no circuito equivalente do transformador, conectado ao modelo RLC. O resultado é apresentado na figura 4.16, onde se verifica que ocorreu uma redução de 4,56 vezes no valor de pico e 5,35 vezes no valor eficaz da corrente, demonstrando que o transformador, com os parâmetros calculados, se devidamente construído, será eficaz na redução da corrente de modo comum.

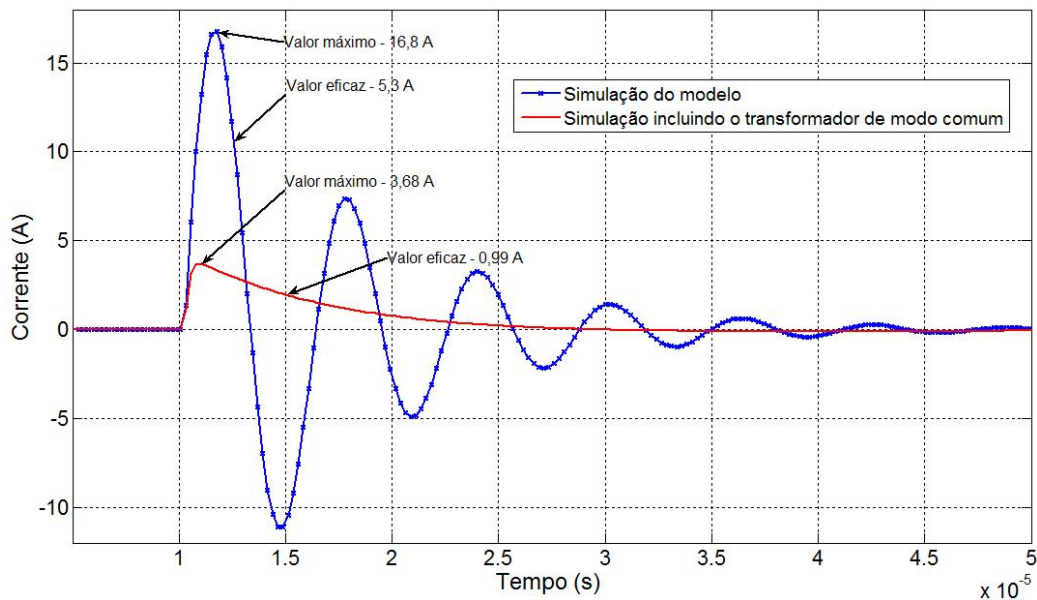


Figura 4.16: Validação do transformador de modo comum: comparação da resposta a um degrau de $200 V_{CC}$ do modelo RLC equivalente e do transformador de modo comum incluído no modelo.

4.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou um procedimento para determinação dos parâmetros do transformador de modo comum. Um modelo do sistema real foi primeiramente obtido e o transformador projetado baseado nos seus parâmetros.

Observou-se que o modelo RLC identificado reproduziu satisfatoriamente as principais características do sistema. Tal fato pôde ser confirmado no seu teste de validação, no qual sua resposta aproximou-se dos dados reais ao ser submetido a um degrau de tensão.

Após validado o modelo, os parâmetros do transformador de modo comum foram calculados de forma que a corrente de modo comum apresentasse um decaimento aperiódico, tal como ocorre com a corrente em um circuito RC série submetido a um degrau de tensão. Isso assegurou que o transformador minimize tanto o valor de pico quanto eficaz da corrente de modo comum.

A eficácia do transformador foi comprovada substituindo-se os parâmetros calculados no circuito equivalente e simulando uma resposta a um degrau: o resultado comprovou uma redução de 4,56 vezes no valor de pico e 5,35 vezes no valor eficaz da corrente, demonstrando ser o transformador eficaz, desde que devidamente projetado e construído.

PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DE MODO COMUM

Este capítulo apresenta uma breve descrição dos materiais aplicados em núcleos de transformadores de alta frequência e uma metodologia de cálculo dos parâmetros construtivos do transformador de modo comum proposto. Concluído o projeto e construído o transformador, ensaios e testes foram realizados para primeiramente determinar a indutância de magnetização real obtida, e por fim, com o transformador conectado entre o inversor e o motor em estudo, se realizar medições para a verificação da eficiência do mesmo em minimizar as correntes de modo comum.

5.1 Introdução

Os parâmetros indutância de magnetização (L_t) e fluxo de acoplamento primário/secundário (Φ_{max}), calculados no capítulo 4, são essenciais no desenvolvimento do projeto físico do transformador, especialmente do núcleo, uma vez que as frequências envolvidas são elevadas. No item 4.2, é demonstrado que ao se submeter as fases do sistema a um degrau de tensão, simulando a tensão de modo comum do inversor, a oscilação da corrente de modo comum é de 162,6 kHz.

Como o objetivo do núcleo de um transformador é fornecer um caminho de baixa relutância para o fluxo magnético, a escolha do material a ser utilizado na sua construção deve considerar a frequência do sinal a que este será submetido. Com relação aos materiais do núcleo, destacam-se as lâminas de ferro-silício, o ferrite, o “pó de ferro” e, mais recentemente, os materiais nanocristalinos. Em operações com baixas frequências, as lâminas de ferro-silício são mais adequa-

das, porém, com o aumento da frequência de operação, as perdas por histerese e consequentemente a elevação de temperatura, tornam o seu uso proibitivo.

5.2 Núcleos Toroidais de Alta Frequência

Toróides são núcleos para bobinas de forma circular, onde o diâmetro interno define uma janela que deve ter espaço suficientemente grande para alojar os condutores das espiras e a área da seção transversal, associada ao número de espiras, determina a indutância. A configuração toroidal é particularmente favorável, pois com essa geometria, as linhas de fluxos percorrerão o material magnético numa direção de permeabilidade elevada, sem a presença de entreferros transversais. Neste caso, a característica magnética do material do núcleo é de grande importância, pois quanto mais elevada for a permeabilidade e mais baixa for a força coerciva¹, menor será a corrente de excitação para estabelecer a densidade de fluxo magnético necessária ao funcionamento do transformador enrolado sobre o núcleo [Luciano *et al.* (2006)].

Estes núcleos estão divididos conforme o material em que são fabricados, os quais são descritos na sequência:

- **Núcleos de Pó de Ferro:** núcleos de pó de ferro são fabricados com ferro carbonyl (ou ferrocarbonilo) e com ferro reduzido por hidrogênio. Os núcleos de ferro carbonyl tem alta estabilidade de temperatura, possuem permeabilidade relativa (μ_r) de 1 a 35, frequência de operação de até 200 MHz e são usados em circuitos de alta potência e circuitos osciladores de rádio frequência (RF). Já os núcleos de ferro reduzido por hidrogênio possuem menor frequência de operação, mas tem permeabilidade relativa (μ_r) acima de 90 e são utilizados em circuitos de filtros de rádio frequência induzida (RFI), conforme Doug (1983).
- **Núcleos de ferrite:** núcleos de ferrite são fabricados com ferrites de níquel-zinco e magnésio-zinco. Os primeiros operam de 500 kHz a 100 MHz, possuem moderada estabilidade de temperatura e têm permeabilidade relativa (μ_r) que vai de 125 a 850. Já os últimos têm uma permeabilidade relativa (μ_r) de 850 a 5.000, operam de 1 kHz a 1 MHz e possuem moderada saturação, sendo muito utilizados em fontes de alimentação e filtros de RFI [Doug (1983)].

¹Força coercitiva - força magnetizante necessária para anular o magnetismo remanescente.

- **Núcleos nanocristalinos:** estes núcleos são feitos a partir de fitas magnéticas nanocristalinas de altíssima permeabilidade e baixas perdas. As ligas nanocristalinas (FeSiBCuNb) estão intimamente relacionados com materiais magnéticos moles. O precursor da liga FeSiB, que contém pequenas adições de Nb e Cu, é elaborado por solidificação rápida em fitas de $20\ \mu\text{m}$ de espessura. Este material, descoberto no final da década de 80, é recozido em temperatura média ($500 - 550\ ^\circ\text{C}$) para induzir a cristalização e desenvolver ótimas propriedades magnéticas na estrutura nanocristalina. Devido à combinação única de propriedades magnéticas favoráveis à construção de núcleos, materiais nanocristalinos já estão bem estabelecidos em um amplo campo de aplicações, especialmente na fabricação de sensores.

Em Nikolova e Valcheva (2009), as propriedades magnéticas dos materiais nanocristalinos e dos ferrites são comparadas. Os materiais nanocristalinos combinaram alta permeabilidade com as baixas perdas dos ferrites, tornando-os uma promessa para aplicação futura na eletrônica de potência. Resultados experimentais em potências de até 5 VA demonstraram que os materiais nanocristalinos apresentaram perdas duas a três vezes menores em comparação com ferrites, levando a uma redução de peso e volume dos componentes desenvolvidos a partir destes.

A escolha entre os materiais não se resume apenas à análise das características do sinal a que o transformador estará submetido, uma vez que a frequência poderá estar em uma faixa que todos os materiais atendam. Outros fatores, como permeabilidade, saturação, elevação de temperatura, construção e aquisição, devem ser também considerados [Doug (1983)]:

- Os núcleos de ferrite saturam mais facilmente que os núcleos de pó de ferro e nanocristalinos;
- Os materiais ferrite e nanocristalinos têm uma permeabilidade bem mais elevada que o pó de ferro. Permeabilidade relativa (μ_r) de aproximadamente 5.000 e 100.000 são possíveis para ferrite e nanocristalinos, respectivamente, enquanto que o pó de ferro atinge penosamente o valor 100.
- Quanto mais alta é a permeabilidade do material, menos este é estável em temperatura, tornando-se um fator importante do projeto para o caso específico em que cada material será utilizado.

Portanto, núcleos de pó de ferro possuem baixa permeabilidade, exigindo grandes dimensões e um maior número de espiras para obter a indutância desejada. Os núcleos nanocristalinos são uma promessa, mas os estudos recentes

[Doug (1983) e Nikolova e Valcheva (2009)] apresentam resultados apenas para potências de 5 VA em aplicações de sensores. Além disso, são materiais importados, com prazo de fornecimento elevado e vendidos somente em grandes quantidades. Restam os ferrites, que apesar de serem mecanicamente frágeis e terem limitações construtivas, se apresentam como a melhor opção. As limitações construtivas podem se tornar fator limitador no projeto de transformadores de modo comum para motores de potências elevadas, como o caso em análise, uma vez que os enrolamentos que serão alojados na janela do núcleo deverão conduzir além da corrente de modo comum, também a corrente de modo normal, o que resulta em condutores de seção transversal elevada.

5.3 Determinação dos Parâmetros Construtivos

Por se tratar de um transformador de modo comum, o núcleo será envolvido simultaneamente pelas três fases do motor. Portanto, o fluxo resultante depende apenas da corrente de modo comum, uma vez que a corrente de modo normal se anula. Um fator complicador é a necessidade dos condutores dos enrolamentos em série com as fases conduzirem a corrente nominal do motor, tornando as dimensões do núcleo dependentes dos condutores das fases, além dos parâmetros L_t e Φ_{max} .

5.3.1 Cálculo do Número de Espiras

Conforme apresentado no item 4.3.1, os principais dados para projeto do transformador são:

- $L_t = 894 \mu\text{H} \rightarrow$ Indutância de magnetização;
- $\Phi_{max} = 2,82 \text{ mWb} \rightarrow$ Fluxo de acoplamento primário/secundário.

A partir destes parâmetros e das características básicas dos núcleos de ferrite, inicia-se a determinação dos parâmetros físicos do transformador. O número de espiras necessário depende da indutância de magnetização L_t e do fator de indutância A_L , ou seja, da indutância do núcleo por unidade de espira. Segundo Ogasawara e Akagi (1996) e Doug (1983), o número de espiras em toróides de ferrite é dado pela equação 5.1.

$$N_{esp} = \sqrt{\frac{L_t}{A_L}} \quad (5.1)$$

Além disso, segundo Ogasawara e Akagi (1996), núcleos de ferrite apresentam características conforme a tabela 5.1; porém, estes valores podem variar entre fabricantes e em função da temperatura.

Tabela 5.1: Características dos núcleos de ferrite.

Parâmetro	Valor	Descrição
A_L	$13,2 \pm 25\% \mu\text{H}/\text{espira}$	Indutância por espira
B_s	300 mT	Densidade de fluxo de saturação

O número de espiras necessário para que seja obtida a indutância desejada é determinado substituindo os parâmetros na equação 5.1.

$$N_{esp} = \sqrt{\frac{894 \times 10^{-6}}{13,2 \times 10^{-6}}} \implies N_{esp} = 9 \text{ espiras}$$

Caso o núcleo a ser adquirido apresente características diferentes da tabela 5.1, o número de espiras deverá ser recalculado. Ressalta-se ainda que a indutância característica do núcleo (A_L) depende do tipo de ferrite usado, das dimensões e da forma como as espiras tenham sido enroladas (espaçamento), podendo existir valores diferentes para um mesmo número de espiras [Nikolova e Valcheva (2009)]. Quando A_L não for conhecido, é necessário determiná-lo experimentalmente. Para isso, basta enrolar um número conhecido de voltas, medir a indutância L e aplicar a equação 5.1.

Como o transformador é construído para operar com o modo comum da corrente, o número de espiras calculado se refere apenas a uma das fases de alimentação do motor. O número total de espiras que deverá ser enrolado no núcleo será de quatro vezes o valor calculado: três vezes para os cabos que alimentam o motor e uma vez para a alimentação do resistor de amortecimento R_t .

Calculado o número de espiras, o desafio passa a ser dimensionar o núcleo de forma que seja possível realizar o projeto, considerando que os condutores das fases devem conduzir a corrente nominal do motor, que é de 346 A. Neste caso, o fio esmaltado de 4 AWG apresentado na tabela 5.2, com as características citadas em Pasto (2006), tem capacidade de atender às condições acima, porém serão necessários 6 condutores por espira. Esta condição existe em função da dificuldade de construção dos enrolamentos com condutores de bitola elevada. Para utilizar apenas um condutor por espira, seria necessário um fio de 0000 AWG², que possui

²AWG - American Wire Gauge.

uma seção de $107,2 \text{ mm}^2$, o que tornaria impossível construir uma bobina sobre um núcleo de ferrite de baixa resistência mecânica.

O quarto enrolamento, que será conectado ao resistor de amortecimento, conduzirá apenas a corrente de modo comum. Neste caso, o fio esmaltado especificado de 10 AWG é apresentado na tabela 5.2, com suas características citadas em Pasto (2006). Neste enrolamento será usado apenas um condutor por espira.

Tabela 5.2: Dados dos fios de 4 AWG e 10 AWG.

Parâmetro	4 AWG	10 AWG
Diâmetro do fio nú	5,189 mm	2,588 mm
Diâmetro do fio isolado	5,329 mm	2,695 mm
Seção do fio nú	$21,15 \text{ mm}^2$	$5,26 \text{ mm}^2$
Resistência	$0,8 \Omega/\text{m}$	$3,23 \Omega/\text{m}$
Capacidade	60 A	15 A

5.3.2 Cálculo da Janela Interna

Especificado o condutor, o próximo passo é dimensionar a janela do núcleo (W_a) para acomodar o número de espiras calculado. O número total de espiras será $N_{esp}(9) \times 3 \text{ fases} \times 6 \text{ condutores por espira}$, resultando em 162 espiras de fio esmaltado de 4 AWG (tabela 5.2). Além destas, haverá mais 9 espiras de fio esmaltado 10 AWG (tabela 5.2), referente ao enrolamento secundário.

A utilização de mais condutores por espira, além de facilitar a construção dos enrolamentos, reduz o efeito pelicular em função das elevadas frequências, reduzindo o aquecimento dos condutores. Além disso, o núcleo será dimensionado para acomodar apenas duas camadas das 162 espiras dos três enrolamentos em série com as fases, aumentando sua eficiência térmica. As 9 espiras do quarto enrolamento serão construídas em uma terceira camada.

Para que o núcleo comporte o número total das espiras das fases em duas camadas, o diâmetro interno deve ser dimensionado conforme a sequência de cálculos para o dimensionamento de transformadores e indutores, proposta por Barbi *et al.* (2002).

A equação 5.2 determina o perímetro interno do núcleo (P_{nucleo}) para acomodar um determinado número de espiras, onde R_{in} representa o raio interno.

$$P_{nucleo} = 2 \pi R_{in} \quad (5.2)$$

Para que seja possível acomodar os condutores, o raio útil do núcleo (R_{util}) deve ser obtido através da equação 5.3, onde R_{fio} representa o raio do fio.

$$R_{util} = R_{in} - R_{fio} \quad (5.3)$$

Portanto, substituindo-se a equação 5.3 na equação 5.2, obtém-se o número máximo de fios (N_{fios}) que podem ser alojados em um determinado diâmetro de núcleo (equação 5.4), onde D_{fio} representa o diâmetro do fio das espiras.

$$N_{fios} = \frac{2 \pi (R_{in} - R_{fio})}{D_{fio}} \quad (5.4)$$

Como deseja-se alojar 162 espiras em duas camadas, reescrevendo a equação 5.4, determina-se, através da equação 5.5, o diâmetro interno mínimo necessário (D_{in}) para alojar as 81 espiras da camada interna .

$$D_{in} = \left(\frac{N_{fios} D_{fio}}{2 \pi} + R_{fio} \right) 2 \quad (5.5)$$

Substituindo-se na equação 5.5, os parâmetros do fio de 4 AWG apresentados na tabela 5.2, obtém-se o diâmetro interno do núcleo.

$$D_{in} = \left(\frac{81 \times 5,329}{2 \times \pi} + 2,6645 \right) \times 2 \quad \implies \quad D_{in} = 142,7 \text{ mm}$$

Considerando D_{in} o diâmetro necessário para acomodar a camada mais interna do enrolamento (segunda camada), o diâmetro final, necessário para acomodar a camada externa (D_{in1}) ou primeira camada, será obtido substituindo-se os dados na equação 5.6

$$D_{in1} = D_{in} + (2 D_{fio}) \quad (5.6)$$

$$D_{in1} = 142,7 + (2 \times 5,329) \quad \implies \quad D_{in1} = 153,36 \text{ mm}$$

Substituindo-se o diâmetro interno final na equação 5.7, determina-se a área mínima da janela do núcleo, necessária para possibilitar a confecção do transformador.

$$W_a = \frac{\pi D_{in1}^2}{4} \quad (5.7)$$

$$W_a = \frac{\pi \times (153,36)^2}{4} \implies W_a = 74,86 \text{ cm}^2$$

5.3.3 Cálculo da Área da Seção Transversal

Determinado o diâmetro interno do núcleo, o próximo passo é determinar a área efetiva da seção transversal ou seção magnética (A_e). A densidade máxima de fluxo (B_{max}) deve ser bem inferior à densidade de fluxo de saturação (B_s) do material do núcleo. Segundo Ogasawara e Akagi (1996), em função da elevada variação do fluxo de saturação com a temperatura do núcleo, tipicamente utiliza-se, no cálculo da seção magnética, 70% do valor da densidade do fluxo de saturação.

Ainda conforme Ogasawara e Akagi (1996), a equação 5.8 determina a área da seção magnética do núcleo.

$$A_e = \frac{\Phi_{max}}{N_{esp}} / B_{max} \quad (5.8)$$

Substituindo-se na equação 5.8 os parâmetros densidade de fluxo (B_{max}), número de espiras (N_{esp}) e fluxo de acoplamento (Φ_{max}), determina-se a seção magnética mínima suficiente para fornecer o acoplamento necessário entre primário e secundário, sem que ocorra saturação do núcleo. Deve ser lembrado que o valor de B_{max} considerado é 70% da densidade de fluxo de saturação B_s , retirado da tabela 5.1.

$$A_e = \frac{2,82 \times 10^{-3}}{9} / 0,3 \times 70\% \implies A_e = 14,92 \text{ cm}^2$$

Determinada a área, a altura H e a largura l da seção magnética, para efeitos construtivos, podem ser calculadas fixando, por exemplo, a largura l em 45,5 mm e calculando-se a altura em função da área, conforme indica a equação 5.9.

$$H = \frac{A_e}{l} \quad (5.9)$$

$$H = \frac{1492}{45,5} \implies H = 32,8 \text{ mm}$$

Por último, o diâmetro externo D_{ex} é determinado em função do diâmetro interno D_{in} e da largura da seção magnética l , tal como mostra a equação 5.10.

$$D_{ex} = D_{in} + (2l) \quad (5.10)$$

$$D_{ex} = 153,36 + (2 \times 45,5) \implies D_{ex} = 244,36 \text{ mm}$$

Em resumo, a geometria do núcleo é mostrada na figura 5.1, ao passo que as suas dimensões são apresentadas na tabela 5.3.

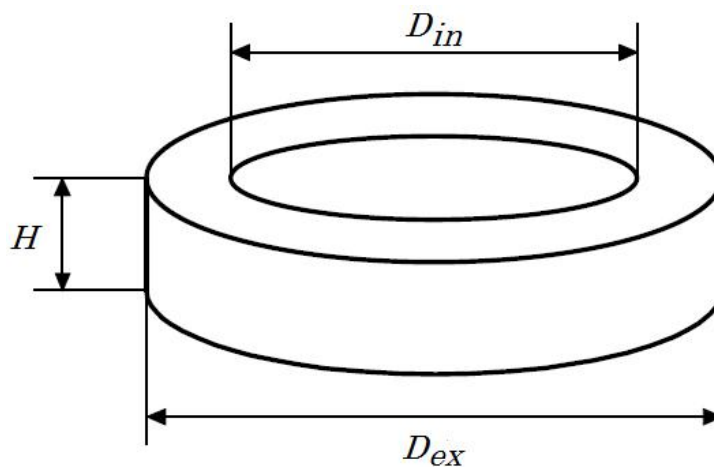


Figura 5.1: Geometria do núcleo toroidal de ferrite.

Tabela 5.3: Especificação do núcleo toroidal de ferrite (núcleo teórico).

Parâmetro	Valor
Diâmetro interno - D_{in}	153,36 mm
Diâmetro externo - D_{ex}	244,36 mm
Área da janela - W_a	74,86 cm ²
Área da seção magnética - A_e	14,92 cm ²
Altura da seção magnética - H	32,8 mm
Largura da seção magnética - l	45,5 mm
Indutância por espira - A_L	13,2 ± 25% μH/espira
Densidade de fluxo de saturação - B_s	300 mT
Densidade máxima de fluxo - B_{max}	210 mT

É importante ressaltar que este é um núcleo teórico, dimensionando para obter a indutância de magnetização (L_t) e o fluxo de acoplamento primário/secundário (Φ_{max}) definidos inicialmente. Tal dimensionamento foi feito facilitando ao máximo sua construção; porém, as dimensões obtidas não são encontradas comercialmente em fabricantes nacionais nem internacionais. Segundo a Thornton (2011), fabricante e importador de núcleos de ferrite no Brasil, os diâmetros externos máximos oferecidos são de 100 mm para os fabricados no Brasil e 160 mm para os importados. Conforme a própria Thornton (2011), isto é explicado pela baixa demanda e pelo elevado custo das ferramentas usadas na prensagem de núcleos durante o processo de fabricação. O fornecimento de núcleos em grandes dimensões somente é viável economicamente para pedidos acima de 500 peças.

5.4 Dimensionamento do Transformador Real

Como não existem núcleos disponíveis nas dimensões da tabela 5.3, a solução adotada foi redimensionar o transformador a partir do maior núcleo disponível no Brasil para pronta entrega. Pesquisando junto aos fabricantes e importadores de núcleos, tem-se que o maior núcleo encontrado, importado pela empresa Magmattec, tem diâmetro externo de 102 mm, cujas características são apresentadas na tabela 5.4.

O transformador real será dimensionado correlacionando os parâmetros do núcleo ideal, apresentado na tabela 5.3, com aqueles do núcleo disponível, apresentado na tabela 5.4. Como se trata de um protótipo, e em função das limitações construtivas, a primeira consideração é que, apesar da corrente nominal do motor ser de 346 A, a corrente de trabalho é de 120 A. Além disso, em função da importância do processo no qual o motor está inserido, o transformador será enrolado com cabos isolados, evitando que possíveis avarias nos fios esmaltados, possam provocar curto-circuito nas fases e danificar o inversor. Neste caso, os condutores foram dimensionados para 150 A, utilizando 3 condutores de 10 mm² em paralelo, conforme critério de capacidade de condução de corrente, descrito no item 6.2.5, da NBR-5410 (2007).

O número de núcleos a serem sobrepostos deve correlacionar o número de espiras e a área da seção magnética, visando obter a indutância necessária, sem ultrapassar a densidade de fluxo de saturação máxima. Uma vez que o material do núcleo é o mesmo, e, portanto, apresenta a mesma densidade de fluxo de saturação (B_s), a área da seção magnética (A_e) também será considerada a mesma. Como a

Tabela 5.4: Especificação do núcleo toroidal de ferrite fabricado no Brasil (Magmattec modelo MMT139T10215).

Parâmetro	Valor
Diâmetro interno - D_{in}	65,8 mm
Diâmetro externo - D_{ex}	102 mm
Área da janela - W_a	34 cm ²
Área da seção magnética - A_e	2,62 cm ²
Altura da seção magnética - H	15 mm
Largura da seção magnética - l	18,1 mm
Indutância por espira - A_L	2.700 ± 25% nH/espira

área da seção magnética do núcleo teórico (tabela 5.3) e do núcleo real (tabela 5.4) são 14,92 cm² e 2,62 cm² respectivamente, o número de núcleos necessários seria 14,92/2,62, que resultaria em um total de seis núcleos. Porém, considerando que empilhar núcleos aumenta o fluxo de dispersão e que a indutância por espira (A_L), fornecida pelo fabricante, tem variações de ±25%, o transformador será construído com sete núcleos, evitando-se qualquer possibilidade de saturação.

Como a indutância por espira do núcleo real é 2,7 μH/espira, sete núcleos sobrepostos terão A_L equivalente de 18,9 μH/espira. Em função da alteração da indutância por espira, o número de espiras (N_{esp}) será recalculado, substituindo-se os dados na equação 5.1.

$$N_{esp} = \sqrt{\frac{L_t}{A_L}} \implies N_{esp} = \sqrt{\frac{894 \times 10^{-6}}{18,9 \times 10^{-6}}} \implies N_{esp} = 7 \text{ espiras}$$

A possibilidade de saturação do núcleo pode ser verificada reescrevendo-se a equação 5.8. Como a área da seção magnética do novo núcleo é 2,62 cm², sete núcleos terão uma área total de 18,34 cm², que, substituída na equação abaixo, fornece a densidade máxima de fluxo.

$$B_{max} = \frac{\Phi_{max}}{N_{esp} A_e} \implies B_{max} = \frac{2,82 \times 10^{-3}}{7} / 18,34 \times 10^{-4}$$

$$B_{max} = 220 \text{ mT}$$

Ogasawara e Akagi (1996) recomendam que a densidade máxima de fluxo (B_{max}) não deve ultrapassar 70% do valor de saturação do núcleo (B_s). Como 220 mT representam 73% da densidade de fluxo de saturação do núcleo, que é de 300 mT, para se evitar qualquer possibilidade de saturação do núcleo, o transformador será construído com oito espiras, mesmo que isto implique em uma indutância de magnetização ligeiramente acima do valor calculado.

Variações de indutância não degradam facilmente a resposta do filtro, uma vez que a resistência de amortecimento (R_t) pode assumir valores no intervalo definido pela equação 3.22, sem que a função de transferência do sistema deixe de apresentar raízes reais.

Resta ainda verificar se é possível construir o transformador, ou seja, se todos os condutores cabem na janela do núcleo. São 3 condutores por espiras, 8 espiras e 3 fases, totalizando 72 condutores dentro da janela (W_a). Segundo Barbi *et al.* (2002), de forma resumida, a janela mínima necessária para alojar os condutores é dada pela equação 5.11.

$$W_a = \frac{N_{esp} \times N_{fios} \times S_{fios}}{k} \quad (5.11)$$

Onde,

- N_{esp} → Número total de espiras;
- N_{fios} → Número de fios ou condutores por espira;
- S_{fios} → Seção dos condutores em mm²;
- k → Fator de preenchimento da janela (40 a 60%).

Como a secção do cabo isolado é de 20,2 mm², e considerando um fator de preenchimento de 50%, a janela mínima necessária para alojar as espiras é obtida substituindo os valores na equação 5.11.

$$W_a = \frac{24 \times 3 \times 20,2}{0,5} \implies W_a = 29,08 \text{ cm}^2$$

Para que seja possível construir o núcleo, a janela mínima calculada deve ser menor que a janela do núcleo, ou seja, a relação entre a área das janelas calculada e real deve ser < 1, conforme mostra a equação 5.12.

$$\frac{W_{a_{minimo}}}{W_{a_{nucleo}}} < 1 \implies \frac{29,08}{34} = 0,85 \quad (5.12)$$

Onde,

- $W_{a_{\text{minimo}}}$ → Área da janela necessária para alojar o número total de espiras;
- $W_{a_{\text{nucleo}}}$ → Área da janela do núcleo.

Portanto, a relação de 0,85 entre a área necessária e a área real do núcleo, indica ser possível construir o transformador projetado.

5.5 Construção e Determinação dos Parâmetros do Transformador

Por ser um protótipo, o transformador foi enrolado manualmente, utilizando condutores com cores diferentes, visando facilitar a distribuição uniforme das espiras em torno do núcleo, garantindo que as bobinas tenham a mesma indutância. Os sete núcleos foram sobrepostos e fixados com resina, evitando que os mesmos apresentem ruído em funcionamento. A figura 5.2(a) apresenta um dos núcleos toroidais de ferrite e a 5.2(b) apresenta o transformador de modo comum pronto, preparado para ser conectado no sistema real em estudo.

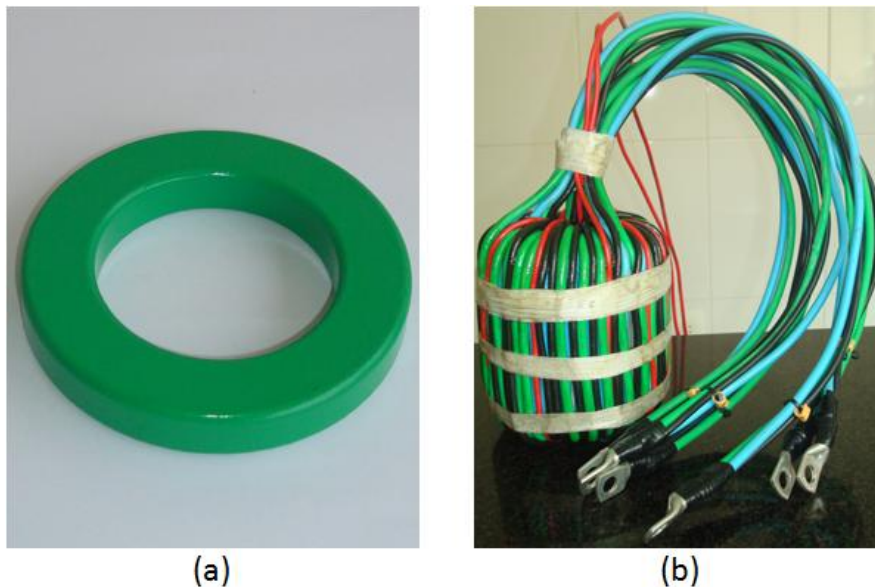


Figura 5.2: Transformador de modo comum construído. (a) Núcleo de Ferrite de 102 mm. (b) Transformador construído com sete núcleos sobrepostos.

5.5.1 Determinação dos Parâmetros Reais

Antes da instalação do transformador no sistema em análise, seus principais parâmetros foram determinados, de forma a garantir a segurança da instalação e evitar qualquer tipo de avaria. Desta forma mediu-se:

- Resistência das três bobinas principais, que serão ligadas em série com as fases: $7,93 \text{ m}\Omega$, equilibrado;
- Resistência de isolamento entre as bobinas: $> 100 \text{ M}\Omega$ para uma tensão de $500 \text{ V}_{\text{CC}}$;
- Indutância de magnetização: como não havia disponível um medidor de indutância, a solução foi determiná-la experimentalmente.

5.5.1.1 Determinação da Indutância de Magnetização

Várias são as opções para se determinar a indutância de bobinas; porém, como no caso do transformador projetado a indutância é muito baixa ($894 \mu\text{H}$), optou-se em montar um circuito LC, apresentado na figura 5.3, que se comporta como um ressonador. Este consiste em uma fonte de alimentação, um interruptor e um circuito “tanque”, formado por um capacitor e um indutor, que no caso serão as bobinas do transformador. O resistor de 130Ω apenas limita a corrente enquanto o interruptor está fechado.

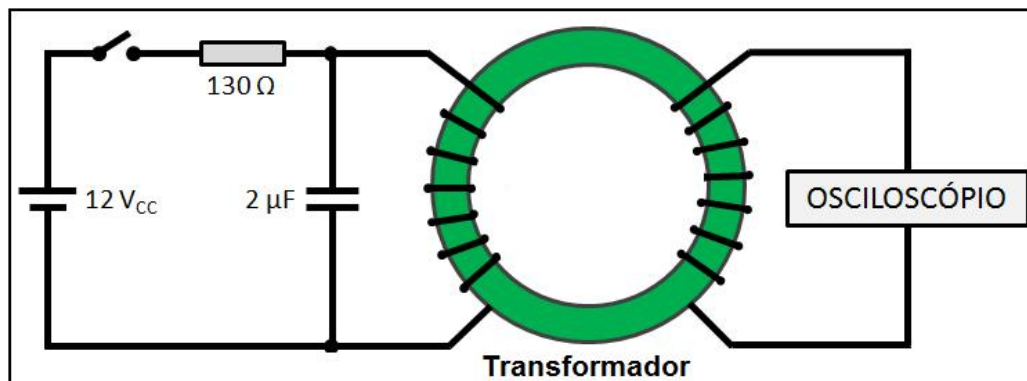


Figura 5.3: Circuito para determinação da indutância do transformador.

Com o circuito fechado, o capacitor e a bobina armazenam energia em forma de campo elétrico e magnético respectivamente. Ao abrir o circuito, uma corrente elétrica alterna entre o capacitor e a bobina em uma frequência de ressonância

determinada pela equação 5.13. Como a resistência da bobina é muito baixa, há pouca dissipação de energia e o sistema oscila por tempo suficiente para que seja determinada a frequência através do osciloscópio.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.13)$$

Onde,

- $f_R \rightarrow$ Frequência de ressonância [Hz];
- $L \rightarrow$ Indutância [Henry];
- $C \rightarrow$ Capacitância [Farad].

Ao abrir o interruptor, observou-se uma frequência de oscilação igual a 3,33 kHz. Como a capacitância é conhecida, reescrevendo a equação 5.13 e substituindo os valores correspondentes, determina-se a indutância da bobina.

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_R^2 C} \Rightarrow L = \frac{1}{4\pi^2 \times (3330)^2 \times 2 \times 10^{-6}} \Rightarrow L = 1,14 \text{ mH}$$

Apesar das considerações feitas para adaptar o projeto ao núcleo real, a indutância obtida (1,14 mH) em todas as bobinas está relativamente próxima à indutância calculada (894 μ H), não comprometendo o projeto.

Substituindo-se a indutância real encontrada e demais parâmetros na equação 3.22, que define o intervalo em que os valores da resistência de amortecimento (R_t) podem assumir, sem que a função de transferência do sistema deixe de apresentar raízes reais, encontra-se o novo intervalo para os valores de (R_t).

$$2\sqrt{\frac{L}{C}} \leq R_t \leq \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_t}{C}}$$

$$2\sqrt{\frac{9,6 \times 10^{-6}}{99 \times 10^{-9}}} \leq R_t \leq \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1,14 \times 10^{-3}}{99 \times 10^{-9}}}$$

$$20 \leq R_t \leq 54$$

Resumindo, tem-se que mesmo com a variação da indutância real em relação à calculada, o resistor de amortecimento de 47,5 Ω se encontra no intervalo desejado.

5.6 Funcionamento, Resultados e Discussão

O transformador construído, apresentado na figura 5.2, foi montado na saída do inversor PWM, com as bobinas do “primário” ligadas em série com as fases do motor. Seis resistências de $270\ \Omega$, ligadas em paralelo, totalizando $46,5\ \Omega$ reais, foram conectadas no enrolamento secundário. A figura 5.4 apresenta o transformador e as resistências, conectados ao inversor.

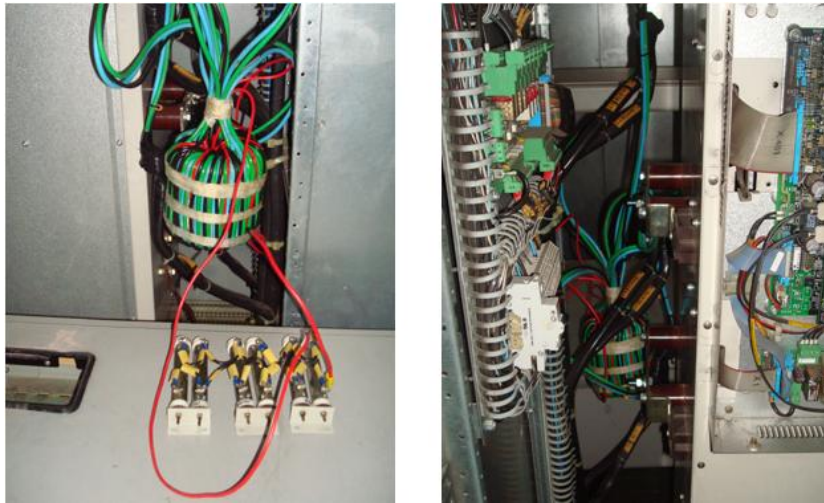


Figura 5.4: Transformador de modo comum montado na saída do inversor

Para possibilitar a medição da tensão de neutro, o motor foi ligado em Y, assim como na coleta de dados para análise dos fenômenos de modo comum, realizada anteriormente (item 2.6.3). Além disso, a coleta dos dados foi realizada nas mesmas condições de operação, para que a comparação dos resultados seja coerente.

5.6.1 Resposta a um Degrau de Tensão

O transformador de modo comum foi projetado a partir do modelo RLC série (figura 4.2), obtido a partir dos dados da resposta a um degrau de tensão, aplicado em uma das fases do motor em relação a terra. Com a introdução do transformador, a resposta ao mesmo degrau, que anteriormente era um sinal oscilante amortecido, semelhante à resposta a um degrau de um circuito RLC, deve passar a ter um decaimento aperiódico, como a corrente em um circuito RC, também submetido a um degrau. A figura 5.5 apresenta duas respostas a um degrau de $24\ V_{CC}$ aplicado em uma das fases do motor em relação a terra: uma antes da colocação

do transformador de modo comum e a outra com o transformador conectado na saída do inversor.

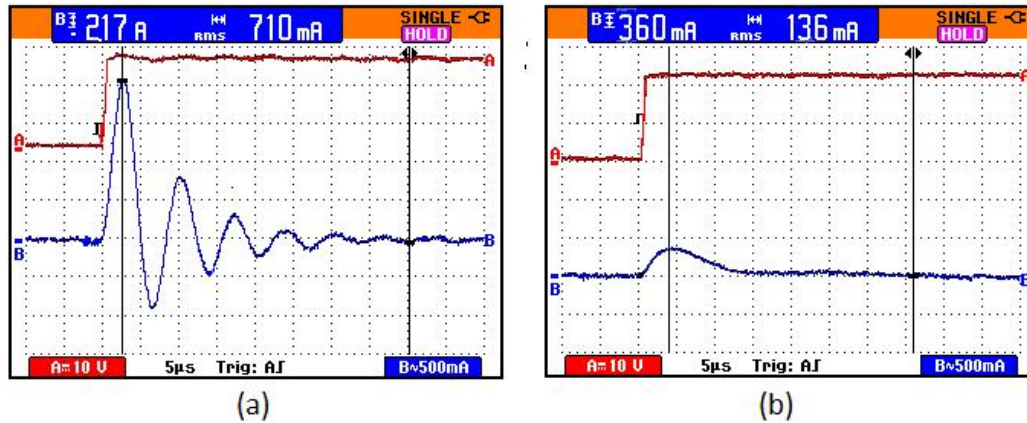


Figura 5.5: Resposta a um degrau de 24 V_{CC} aplicado à fase do motor em relação a terra: (a) Sem transformador de modo comum (b) Com transformador de modo comum.

Observa-se na figura 5.5(a), que a resposta ao degrau, sem o transformador, é oscilante amortecida, com um valor de pico de 2,17 A e eficaz de 710 mA. A figura 5.5(b), conforme esperado, apresenta um decaimento aperiódico, com um valor de pico de 360 mA e eficaz de 136 mA. Pela análise, o transformador será eficiente na redução tanto do valor eficaz, quanto do valor de pico da corrente de modo comum. Conforme proposto na fase de projeto (item 4.3.1), a corrente de modo comum foi reduzida em aproximadamente 1/5.

É possível constatar também que as respostas reais, apresentadas na figura 5.5, são próximas das respostas obtidas com as simulações (figura 5.6): o modelo RLC, submetido a um degrau, apresentou uma resposta oscilante, assim como a figura 5.5(a); o modelo com o transformador incluído, submetido ao mesmo degrau, resultou em um decaimento aperiódico, assim como a figura 5.5(b). Isso reforça a idéia de que a modelagem reproduziu bem as características do sistema real, e que o transformador será eficiente para minimizar a corrente de modo comum e seus efeitos.

As simulações foram realizadas no Simulink, utilizando o circuito apresentado na figura 4.3 para o modelo RLC e o circuito mostrado na figura 4.12, para o sistema com o transformador de modo comum incluído.

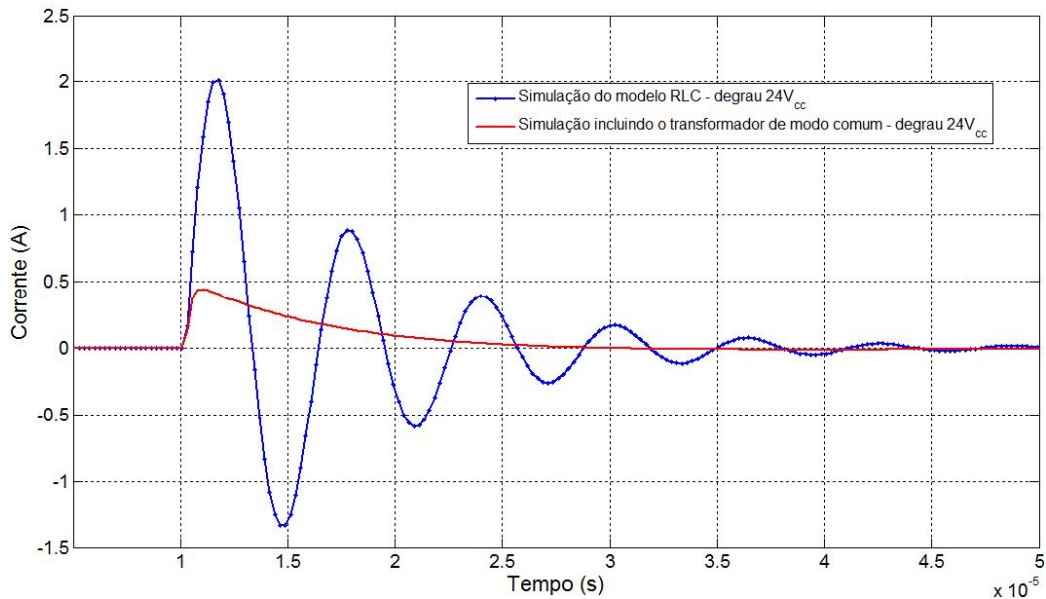


Figura 5.6: Resposta a um degrau de $24 V_{CC}$ do modelo RLC e com transformador de modo comum incluído.

5.6.2 Verificação do Efeito da Resistência de Amortecimento na Corrente de Modo Comum

Durante a determinação dos parâmetros do transformador, o valor da resistência de amortecimento (R_t) foi determinado de forma a garantir que a função de transferência da corrente tivesse somente raízes reais. Isso assegura a redução do valor de pico e eficaz da mesma, que foi comprovado pela figura 5.5.

Como o sistema apresentou um decaimento aperiódico para a resistência calculada (figura 5.5), resta verificar o efeito de R_t para os casos em que ela tende a zero e a infinito: quando tende a zero, as raízes conjugadas complexas (equação 4.10) provocam uma forma de onda oscilatória amortecida, como se não existisse o transformador de modo comum, e ao tender a infinito, a corrente começa a fluir por L_t , que é muito maior que L , o que pode ser entendido pela análise da figura 4.8. Neste caso, o valor de pico é reduzido, sendo que o mesmo não acontece com o valor eficaz, uma vez que o período e o tempo de decaimento da oscilação são muito maiores.

A figura 5.7 apresenta duas respostas a um degrau de $24 V_{CC}$, com R_t em curto-circuito: na figura 5.7(a) observa-se a resposta do modelo RLC equivalente, com o transformador de modo comum incluído, enquanto que na figura 5.7(b), a resposta do sistema real, com o transformador montado na saída do inversor, é

mostrada. Nota-se que ambas as respostas apresentam sinais oscilatórios amortecidos, como se o transformador não existisse.

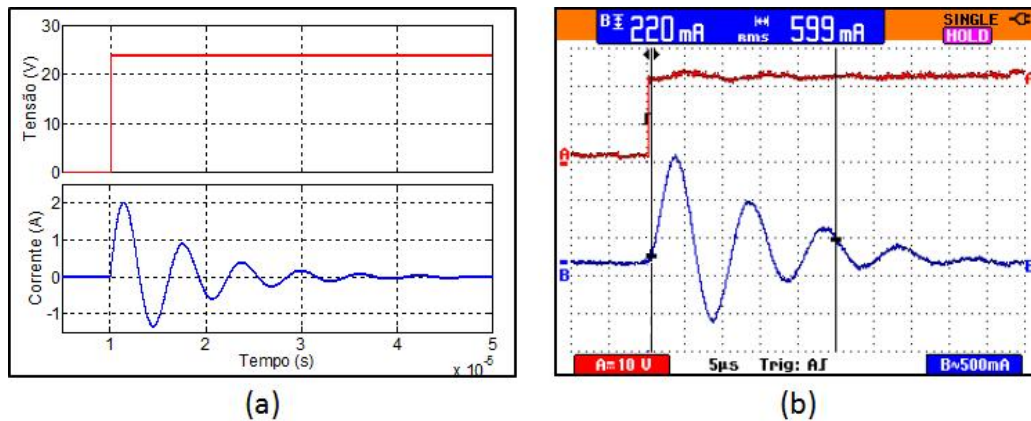


Figura 5.7: Resposta a um degrau de $24 V_{CC}$ com R_t em curto-circuito. (a) Modelo RLC equivalente, com o transformador de modo comum incluído. (b) Sistema real.

A figura 5.8 também apresenta duas respostas a um degrau de $24 V_{CC}$, porém com R_t tendendo a infinito (aberto): na figura 5.8(a), observa-se a resposta do modelo RLC, com o transformador de modo comum incluído; já a figura 5.8(b) ilustra a resposta do sistema real com o transformador montado na saída do inversor. As respostas apresentam redução no valor de pico, porém o período e o tempo de decaimento da oscilação são muito maiores do que no caso anterior. O comportamento do transformador de modo comum, neste caso, se assemelha a uma bobina de modo comum convencional, discutida no item 3.5: é eficiente apenas na redução do valor de pico e não no valor eficaz da corrente de modo comum.

5.6.3 Fenômenos de Modo Comum

Após a montagem do transformador na saída do inversor, dados coletados durante a fase de análise das possíveis causas da falha apresentada pelos rolamentos (item 2.6.3), foram comparados àqueles coletados após sua instalação. O objetivo foi verificar, na prática, se o transformador de modo comum cumpriu seu objetivo final, ou seja, se foi realmente eficiente para reduzir as correntes de modo comum e, conseqüentemente, os fenômenos a elas associados.

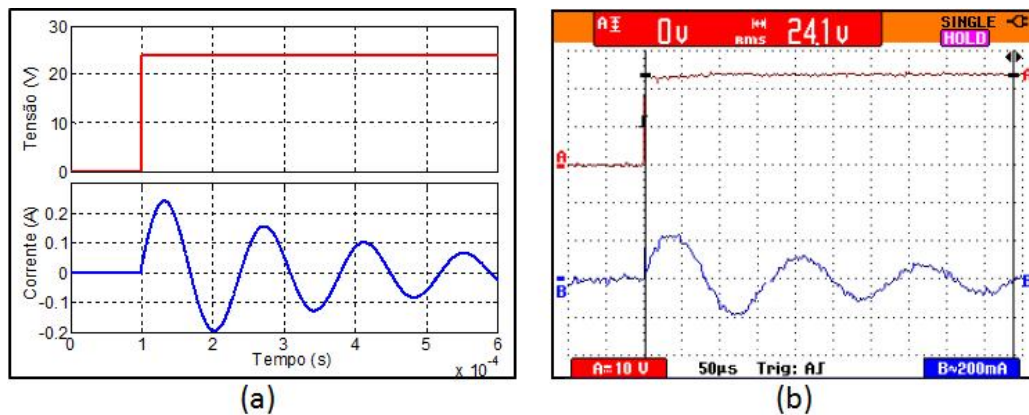


Figura 5.8: Resposta a um degrau de 24 V_{CC} com R_t aberto. (a) Modelo RLC equivalente, com o transformador de modo comum incluído. (b) Sistema real.

5.6.3.1 Tensão de Modo Comum x Corrente de Modo Comum

A figura 5.9 apresenta duas medições correlacionando a tensão de modo comum do motor, com a corrente de modo comum total, correspondente à soma das correntes das três fases, obtida envolvendo simultaneamente as mesmas. A figura 5.9(a) apresenta as grandezas medidas sem o transformador, enquanto a figura 5.9(b) mostra as formas de onda correspondentes com o transformador conectado na saída do inversor, mantendo-se as mesmas escalas para facilitar a comparação. Em relação à tensão de modo comum, observa-se que o transformador foi capaz de eliminar os picos e reduzir os dv/dt 's. Quanto à corrente de modo comum, picos superiores a 20 A sem o transformador, foram praticamente eliminados. O sinal de alta frequência, presente nas figuras 5.9(a) e (b), é um sinal totalmente descorrelacionado e, portanto ruído “branco”, originado da sonda de corrente (anel) utilizada para envolver as fases.

5.6.3.2 Tensão de Modo Comum x Corrente pela Blindagem

A figura 5.10 correlaciona a tensão de modo comum medida nos terminais do motor com a corrente de modo comum que retorna ao inversor pela blindagem dos cabos de interligação. Como são mantidas as escalas, nota-se facilmente que a corrente da blindagem (I_{sh}), sem o transformador de modo comum, apresentada na figura 5.10(a), teve os picos de até 5,5 A, reduzidos para no máximo 1 A (figura 5.10(b)), após a conexão do transformador.

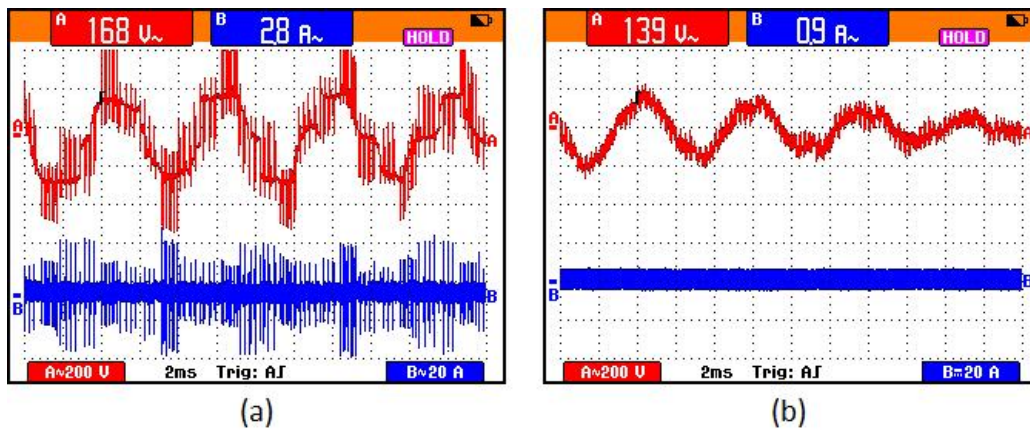


Figura 5.9: Tensão de Modo Comum (canal A) x Corrente de modo comum (canal B). (a) Sem transformador. (b) Com transformador.

Como ocorreu redução da corrente de modo comum total, a parcela que retorna pela blindagem também foi reduzida. O restante da corrente retorna por diversos pontos de aterramento da carcaça e pela carga, interligada ao motor através do eixo.

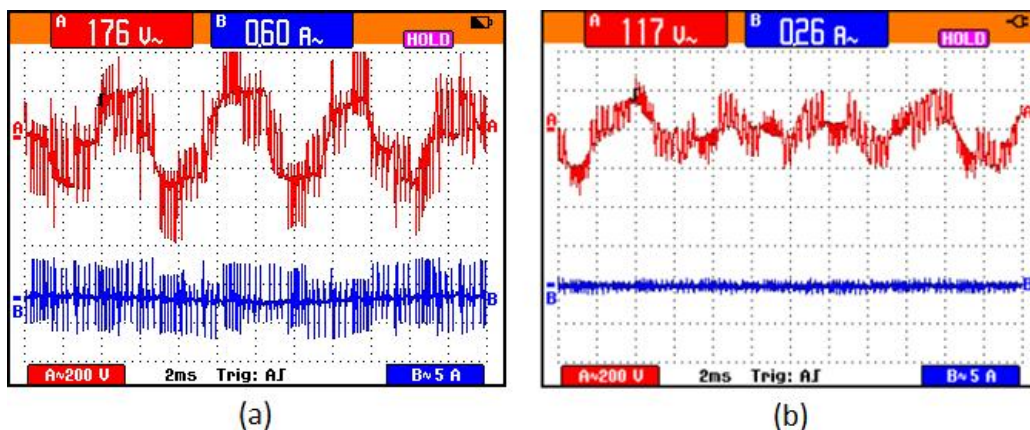


Figura 5.10: Tensão de Modo Comum (canal A) x Corrente na blindagem (canal B). (a) Sem transformador. (b) Com transformador.

5.6.3.3 Tensão de Modo Comum x Tensão no Eixo

A figura 5.11 correlaciona a tensão de modo comum obtida junto ao motor com a tensão existente entre o eixo e a carcaça, que representa a tensão sobre os rolamentos. As figuras 5.11(a) e (b) apresentam os dados coletados sem e com

o transformador montado na saída do inversor, respectivamente. Observa-se que a redução dos dv/dt 's da tensão de modo comum do motor com a conexão do transformador, praticamente eliminou os picos da tensão do eixo.

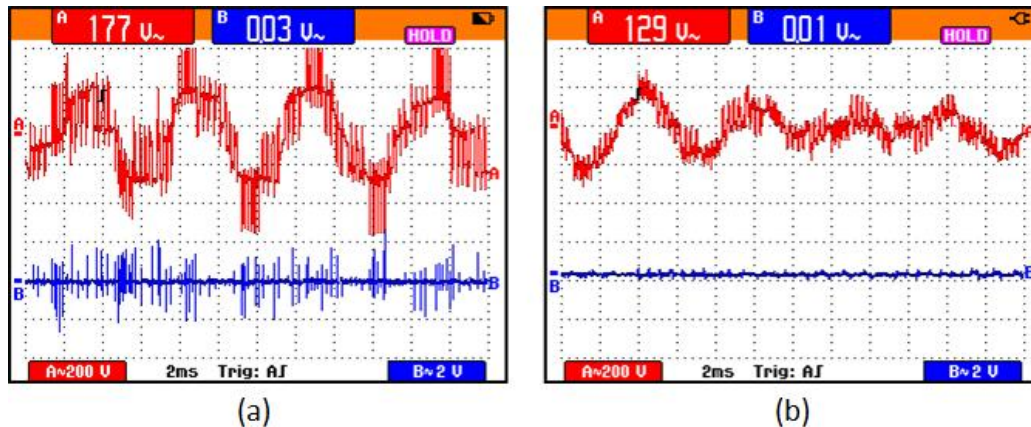


Figura 5.11: Tensão de Modo Comum (canal A) x Tensão no eixo (canal B). (a) Sem transformador. (b) Com transformador.

A tensão de eixo, agora com valores bem inferiores aos 350 mV máximos recomendados na literatura [Siemens (2006)], para que não ocorra deterioração dos rolamentos, confirma ser o transformador de modo comum, eficiente para evitar falhas prematuras e recorrentes nos rolamentos de motores de indução trifásicos.

5.6.3.4 Corrente no Eixo x Tensão no Eixo

Mesmo comprovando praticamente não mais existir tensão de eixo, foi correlacionada a corrente do eixo, que circula do motor para a carga (reductor), com a tensão do próprio eixo. Observa-se na figura 5.12(a) que, antes da instalação do transformador, haviam 8 A de pico circulando pelos rolamentos do reductor; com a instalação do mesmo, o valor de pico não atinge 1 A (figura 5.12(b)).

Quanto à tensão de eixo, os picos apresentados na figura 5.12 (a) foram reduzidos, como pode ser observado na figura 5.12(b). Com a montagem do transformador, tanto a corrente como a tensão de eixo, além de apresentarem redução significativa de amplitude, apresentaram também uma diminuição dos dv/dt 's, o que também contribui para a redução da circulação de corrente através dos rolamentos do motor e do reductor.

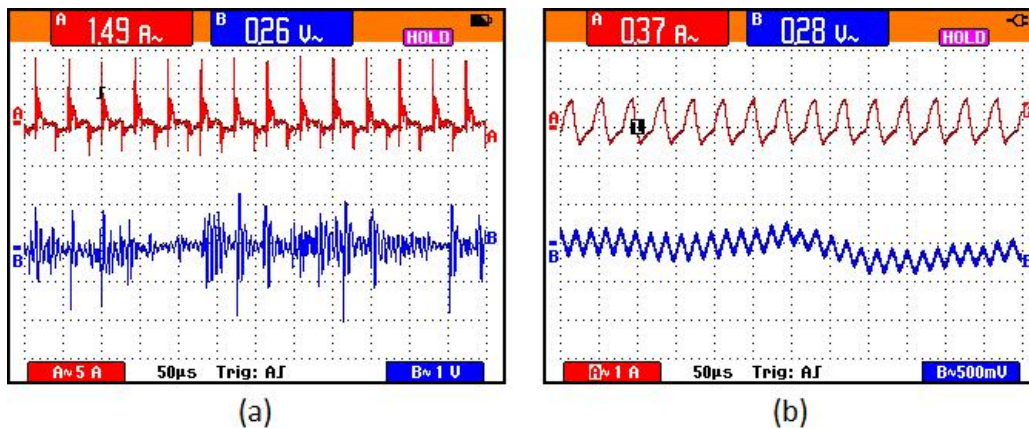


Figura 5.12: Corrente no eixo (canal A) x Tensão no eixo (canal B). (a) Sem transformador. (b) Com transformador.

5.7 Considerações Finais

Este capítulo destinou-se a apresentar uma metodologia de cálculo dos parâmetros construtivos do transformador de modo comum proposto, determinar os parâmetros reais obtidos após sua construção, e por fim, com o transformador conectado entre o inversor e o motor em estudo, verificar a eficiência do mesmo em minimizar as correntes de modo comum.

Mesmo com as limitações construtivas relacionadas às dimensões físicas do núcleo de ferrite, foi possível construir o transformador de modo comum com área efetiva de cobre (condutores) suficiente para verificar sua eficácia em um motor de 220 kW.

Durante a construção do transformador, observou-se ser possível empilhar uma quantidade ainda maior de núcleos, o que permite reduzir o número de espiras e, conseqüentemente, aumentar a área de cobre por fase. Acredita-se ser possível, desta forma, construir transformadores para operação contínua em motores com corrente nominal de até 340 A, utilizando núcleos com diâmetro externo de 100 mm^2 , disponíveis no mercado. Projetos utilizando núcleos importados comerciais, com diâmetro externo de 160 mm^2 , poderiam atender motores com corrente nominal de até 600 A.

A determinação correta do valor do resistor de amortecimento, conectado ao secundário do transformador, reduz o valor do fluxo de acoplamento, contribuindo efetivamente para a redução do tamanho do núcleo do transformador.

A comparação das formas de onda relativas às grandezas de modo comum, antes e depois da montagem do transformador, demonstrou que o mesmo é eficiente na redução da corrente de modo comum, cumprindo com o objetivo proposto. Desta forma, o transformador de modo comum mostrou-se uma alternativa eficaz em relação à bobina de modo comum convencional e aos tradicionais filtros RC e RLC, uma vez que o mesmo reduz o valor de pico e eficaz da corrente de modo comum, dissipando uma quantidade insignificante de potência.

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nesta dissertação foi apresentado como proposta de trabalho a determinação da causa fundamental, ou mais influente, da deterioração prematura e repetitiva dos rolamentos de um motor de indução, alimentado por inversor PWM, e inserido em um processo de recozimento e decapagem da empresa AMIB.

Anteriormente à medição e análise de dados, causas potenciais do defeito, preliminarmente estabelecidas, como vibrações produzidas pelas oscilações de conjugado devido à existência de barras quebradas, presença de harmônicos de corrente de baixa ordem e correntes de modo comum foram inicialmente discutidas de forma teórica. Diversos métodos de diagnóstico de tais causas foram avaliados a partir de resultados experimentais da literatura, caracterizando o princípio de cada método, bem como suas vantagens, desvantagens e limitações. Adotou-se como técnica para análise de barras quebradas, a análise da corrente elétrica do estator, e, no caso da detecção de falhas em rolamentos, a análise de vibração mecânica. Ambas, tradicionalmente utilizadas, são mais indicadas por possuírem uma excelente relação sinal-ruído e detectarem a falha em um estado mais incipiente.

Num segundo momento, as potenciais causas foram avaliadas experimentalmente por meio da aquisição e análise de dados reais de vibração, corrente de estator e tensão/correntes de modo comum. Os resultados obtidos sugeriram que o motor analisado não apresenta indícios de barras quebradas. A corrente do estator mostrou-se bastante rica em harmônicos de baixa ordem, provocados por sobremodulação, mas o seu efeito no espectro de vibração mecânica não se mostrou preocupante. Por fim, as medições das correntes de modo comum indicaram valores suficientemente elevados para conduzir os rolamentos do motor à falha. Desmontando-se o rolamento, comprovou-se tal hipótese: ele de fato apresentava

sinais inequívocos de falha por passagem de corrente elétrica.

Várias técnicas para a minimização das correntes através de rolamentos de motores acionados por inversores PWM, desenvolvidas e publicadas por fabricantes de motores, inversores, rolamentos e por diferentes autores, foram analisadas no capítulo 2. Muitas das soluções propostas não são práticas ou efetivas na resolução de um problema real: algumas são limitadas ou de custo elevado e outras não são tecnicamente viáveis.

Uma escova foi sugerida e montada no eixo do motor em setembro de 2009. Apesar de ser uma solução parcialmente eficaz e de apresentar vários problemas como desgaste, impregnação com poeira e graxa e mau contato por oxidação do eixo e por vibrações no conjunto mola/porta-escovas, é uma maneira prática e econômica para fornecer um caminho de baixa impedância para a terra, paralelo ao rolamento.

Como a escova no eixo exige manutenção constante e ainda não é uma solução totalmente eficaz, foi investigada uma alternativa para atuar na fonte do problema: tensão/correntes de modo comum. Desta forma, no capítulo 3, foram analisadas diferentes topologias de filtros propostos na literatura, caracterizando o seu princípio de funcionamento, vantagens, e desvantagens, como perda de potência e custo/complexidade de implementação. Como o foco é minimizar as correntes de modo comum, um transformador de modo comum, instalado na saída do inversor, se mostrou a solução mais eficaz para o problema real em análise: ele reduz o valor de pico e eficaz da corrente de modo comum, dissipando uma quantidade insignificante de energia e ainda apresentando dimensões reduzidas.

O capítulo 4 apresentou um procedimento de projeto do transformador de modo comum, baseando-se nos parâmetros de um modelo RLC série, equivalente aos cabos, motor e caminho de retorno das correntes de modo comum ao inversor. O mesmo foi modelado através de um procedimento proposto para, a partir de métodos de identificação determinísticos e da resposta de um degrau de tensão aplicado em uma das fases do motor para o aterramento, obter-se um modelo RLC equivalente ao sistema real. A partir de tal modelo, os principais parâmetros do transformador foram determinados: indutância de magnetização, fluxo de acoplamento e o resistor de amortecimento das correntes, conectado ao secundário do transformador.

O modelo equivalente, representando características do sistema real suficientes para torná-lo útil, juntamente aos parâmetros do transformador, possibilitou a obtenção dos resultados preliminares antes do projeto físico e da construção do transformador. Resultados simulados demonstraram que a corrente apresentaria

um decaimento aperiódico, como a corrente em um circuito RC série submetido a um degrau de tensão, demonstrando ser o transformador eficiente para reduzir os valores de pico e eficaz da corrente de modo comum, desde que devidamente projetado e construído. As simulações, nesta fase do trabalho, foram de grande importância para garantir o sucesso do transformador proposto, uma vez que na literatura, haviam sido encontrados resultados somente para aplicação de filtros em motores de até 5 kW.

No capítulo 5 foi apresentada uma metodologia de cálculo dos parâmetros construtivos do transformador de modo comum proposto: número de espiras, área da janela e área da seção magnética do núcleo. O núcleo teórico, dimensionado para obter a indutância de magnetização e o fluxo de acoplamento primário/secundário desejados, apresentou dimensões indisponíveis comercialmente. O desafio foi redimensionar o transformador, sobrepondo núcleos disponíveis no mercado, sem ocorrência de saturação magnética. Um núcleo real foi dimensionado para atender à corrente de trabalho do motor, sobrepondo sete núcleos disponíveis no mercado. Ensaio e testes demonstraram que a indutância de magnetização obtida é próxima àquela calculada e, por fim, com o transformador conectado entre o inversor e o motor em estudo, foram coletados dados e verificado que os resultados práticos são similares aos resultados das simulações. Além disso, a comparação das tensões e correntes de modo comum, em diferentes pontos antes e depois da montagem do transformador, demonstrou que o mesmo é eficiente na redução da corrente de modo comum, conforme proposto.

Como contribuição desta dissertação, destaca-se os seguintes pontos:

- Desenvolvimento de uma sequência de análise para falhas em rolamentos de motores acionados por inversores PWM, provocadas por pulsações de torque ou eletricamente induzidas;
- Proposta de um método para modelamento de sistemas de acionamento (cabos, motor e caminho de retorno de correntes ao inversor) por meio de circuito RLC, utilizando identificação determinística;
- Fornecimento de resultados simulados e práticos para filtros de correntes de modo comum em acionamentos de média potência, utilizando inversores PWM;
- Apresentação de uma alternativa para o dimensionamento de núcleos de ferrite para construção de transformadores de modo comum para acionamentos de média potência, utilizando núcleos disponíveis comercialmente.

Apresentadas as conclusões e as considerações finais do trabalho desenvolvido, vislumbrou-se alguns trabalhos que podem ampliar o uso das técnicas apresentadas neste, ou mesmo melhorar os resultados aqui obtidos:

- Desenvolvimento de uma ferramenta eficiente na detecção de deterioração dos rolamentos por passagem de corrente elétrica. A detecção de formação de estrias (*fluting*) nas pistas ainda num estado incipiente, permitiria antecipar as ações de mitigação e bloqueio e evitar assim a paralisação ou o colapso dos fluxos produtivos;
- Desenvolvimento de uma função de custo que atenda objetivos conflitantes no projeto de filtros, especialmente do transformador de modo comum: minimização da corrente de modo comum, das dimensões do núcleo e da potência dissipada, observando restrições de saturação magnética;
- Recomenda-se à AMIB, reduzir a tensão máxima de saída do inversor em 10%, visando minimizar os harmônicos de baixa ordem presentes na corrente do estator, mesmo estes não estando provocando pulsações de conjugado suficientes para gerar vibrações na máquina, uma vez que tal acionamento opera abaixo da potência nominal;
- Desenvolvimento de projetos de transformadores de modo comum “genéricos”, que atendam faixas de operação de frequências de chaveamento, comprimento de cabos e potência, evitando projetos caso a caso.

Como comentário final pode-se afirmar que os objetivos do trabalho foram atingidos: (i) determinou-se a causa da falha prematura dos rolamentos: passagem de corrente elétrica; (ii) aumentou-se a vida útil dos rolamentos, instalando uma escova no eixo: desde setembro de 2009 os mesmos não apresentam falha, sendo que o tempo médio entre falhas era de um ano; (iii) uma solução para atuar na fonte do problema (tensões/correntes de modo comum), foi desenvolvida: um transformador de modo comum, instalado na saída do inversor, se mostrou eficaz em proteger os rolamentos.

Referências Bibliográficas

- Adabi, J., Zare, F., Ledwich, G., Ghosh, A., e Lorenz, R. D. (2008). Bearing damage analysis by calculation of capacitive coupling between inner and outer races of a ball bearing. *13th International Power Electronics and Motion Control Conference*.
- Aguirre, L. A. (2007). *Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora UFMG, 2a edition.
- Akagi, H., Hasegawa, H., e Doumoto, T. (2004). Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1069 - 1076.
- Baccarini, L. M. R. (2005). Detecção e diagnóstico de falhas em motores de indução. Tese de doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG.
- Barbi, I., Font, C. H., e Alves, R. L. (2002). Projeto físico de transformadores e indutores. *Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC*.
- Bell, S., Cookson, T. J., Cope, S., Epperly, R., Fischer, A., e Schlegeln, D. (2001). Experience with variable-frequency drives and motor bearing reliability. *IEEE Transactions on industry application*, vol. 37, no. 5.
- Brito, J. N. (2002). Desenvolvimento de um sistema inteligente híbrido para diagnóstico de falhas em motores de indução trifásicos. Tese de doutorado, UNICAMP.
- Brito, J. N., Pederiva, R., e Filho, P. C. M. L. (2004). Detecção de falhas em motores elétricos através da análise de corrente e análise de fluxo magnético. *X Seminário Brasileiro de Manutenção Preditiva e Inspeção de Equipamentos*.

- Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D., e Skibinski, G. (1996). System electrical parameters and their effects on bearing currents. *Allen Bradley Company*.
- Chen, S., Lipo, T. A., e Fitzgerald, D. (2002). Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives. *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 1, pp. 388 - 393.
- Costa, F. F., Almeida, L. A. L., Naidu, S. R., e Braga, E. R. (2004). Improving the signal data acquisition in condition monitoring of electrical machines. *IEEE Transac on Instr. and Measurement*, vol. , 53, no. 4.
- Cruz, S. M. A. e Cardoso, A. J. M. (2000). Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by Extended Parks Vector Approach. *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, no. 4, pp. 289 - 299.
- de Almeida, M. T. (2000). *Manutenção Preditiva: Confiabilidade e Qualidade*. Disponível em: <<http://www.mtaev.com.br/download/mnt1.pdf>>. Acessado em 06 de abril de 2011.
- de Paula, H. (2005). Uma nova metodologia para a determinação dos fenômenos de alta frequência em sistemas de acionamento de motores de indução através de inversores PWM. Tese de doutorado, Universidade Federal de Uberlândia - UFU.
- de Paula, H., de Andrade, D. A., Chaves, M. L. R., Domingos, J. L., e de Freitas, M. A. A. (2008). Methodology for cable modeling and simulation for high-frequency phenomena studies in PWM motor drives. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 23, n. 2, pp. 744 - 752.
- Dias, C. G. (2006). Proposta de um novo método para detecção de barras rompidas em motores de indução com rotor de gaiola. Tese de doutorado, USP.
- Dobrodeyev, P. N., Volokhov, S. A., Kildishev, A. V., e Nyenhuis, J. A. (2000). Method for detection of broken bars in induction motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3608 - 3610.
- Doug, M. F. (1983). *Ferromagnetic-core design and application handbook*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1st edition.

- EASA (2003). The effect of repair/rewinding on motor efficiency. Technical report, Electrical Apparatus Service Association - EASA.
- Erdman, J. M., Kerkman, R. J., Schlegel, D. W., e Skibinski, G. L. (1996). Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 250 - 259.
- Faya, F. R., Cabanas, M. F., Melero, M. G., Orcajo, G. A., e Rojas, C. H. (1998). Electromagnetic torque as a new method for on-line induction motor rolling-element bearing damage detection. *ICEM 98 International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey*, pp. 1866 - 1871.
- Filippetti, F., Franceschini, G., Tassoni, C., e Vas, P. (1998). AI techniques in induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 98 - 108.
- Guttowski, S., Weber, S., Schinkel, M., John, W., e Reichl, H. (2006). Troubleshooting and fixing of inverter driven induction motor bearing currents in existing plants of large size - an evaluation of possible mitigation techniques in practical applications title. *Technical University Berlin*. Berlin, GERMANY.
- Harris, T. (2001). *Rolling bearing analysis*. Elsevier, Wiley, New York, 4rd edition.
- Hongfei, M., Dianguo, X., e Lijie, M. (2004). Suppression techniques of common-mode voltage generated by voltage source PWM inverter. *Power Electronics and Motion Control Conference - IPEMC 2004 - The 4th International*, vol. 3, pp. 1533 - 1538.
- Jouanne, A. V. e Enjeti, P. N. (2002). Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications. *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 33, no. 5, pp. 1138 - 1145.
- Jouanne, A. V., Zhang, H., e Wallace, A. K. (1998). An evaluation of mitigation techniques for bearing currents, EMI and overvoltages in ASD applications. *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 34, n. 5, pp. 1113 - 1122.
- Junior, A. M. (2008). Uma abordagem sobre detecção de barras quebradas em motores de indução.

- Kazmierkowski, M. e Tunia, H. (1994). Automatic control of converter-fed drives. *Elsevier*.
- Kim, H.-J., Lee, G.-H., Jang, C.-H., e Lee, J.-P. (2002). Cost-effective design of an inverter output reactor in ASD applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 1128 - 1135.
- Li, W. e Mechefske, C. K. (2006). Detection of induction motor faults: A comparison of stator current, vibration and acoustic methods. *Journal of Vibration and Control*, vol. 12 no. 2, pp. 165 - 188.
- Luciano, B. A., Freire, R. C. S., Lira, J. G. A., Fontgalland, G., e de Castro, W. B. (2006). Current transformer with toroidal nanocrystalline alloy core. *IEEE Latin America Transactions*, vol. 4, n. 3.
- Mirafzal, B., Skibinski, G. L., e Tallam, R. M. (2009). Determination of parameters in the universal induction motor model. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 45, no. 1, pp. 142 - 151.
- Mirafzal, B., Skibinski, G. L., Tallam, R. M., Schlegel, D. W., e Lukaszewski, R. A. (2007). Universal induction motor model with low-to-high frequency-response characteristics. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 1233 - 1245.
- Moreira, A. E., Santos, P. M., Lipo, T. A., e Venkataramanan, G. (2003). Filter networks for long cable drives and their influence on motor voltage distribution and common-mode currents. *Industrial Electronics Society, 2003 IECON 03. The 29th Annual Conference off the IEEE*, vol. 3, pp. 2917 - 2922.
- Muetze, A. e Binder, A. (2007). Calculation of circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 54, no. 2.
- NBR-5410 (2007). *Instalações elétricas de baixa tensão*. ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas, Rio de Janeiro.
- Nikolova, G. T. e Valcheva, V. C. (2009). Nanocrystalline magnetic materials versus ferrites in power electronics. *The 6th Conference on Mining Science & Technology*.

- Obaid, R., Habetler, T. G., e Stack, J. R. (2003). Stator current analysis for bearing detection in induction motors. *Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Atlanta, USA*, pp. 182 - 187.
- Ogasawara, S. e Akagi, H. (1996). Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1105 - 1114.
- Oh, H. W., King, C. A., e Cormick, D. P. M. (2004). *Static Neutralizing Assembly for use on Rollers and Shafts*. US Patent Application, US 20040184215 A1.
- Oh, H. W. e Willwerth, A. (2008). New motor design with conductive micro fiber shaft grounding ring prevents bearing failure in PWM inverter driven motors. *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, 2007*, pages 240 – 246.
- Pastro, D. H. (2006). Fios e cabos elétricos: fabricação, escalas e normas. *Universidade Federal do Paraná - UFPR*.
- Pinedo, C. J. Q. (2001). Equações quadráticas, cúbicas e quárticas. *VII Encontro Regional de Estudantes de Matemática da Região Sul*, pp. 17 - 28.
- Saunders, L. A., Skibinski, G. L., Evon, S. T., e Kempkes, D. L. (1996). Riding the reflected wave IGBT drive technology demands new motor and cable considerations. *IEEE 43rd IAS Annual Meeting*, pp. 75 - 84.
- Schoen, R., Habetler, T., e Bartheld, R. (1995). Motor bearing damage detection using stator current monitoring. *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1274 - 1279.
- Shancheng, X. e Zhengguo, W. (2006). Characteristic research of bearing currents in inverter-motor drive systems. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPERC 2006. CES/IEEE 5th International*, pp. 1 - 4.
- Siemens (2006). Informações gerais de serviço para motores padrão de baixa tensão. Technical report, Siemens A&D SD CS Service Cooperation.
- Silva, J. L. H. e Cardoso, A. J. M. (2005). Diagnóstico de avarias nos rolamentos de motores de indução trifásicos. *Universidade de Coimbra, DEEC/IT*.

- Skibinski, G., Mirafzal, B., Tallam, R., Schlegel, D., e Lukaszewski, R. (2006). Universal induction motor model with low-to-high frequency response characteristics. *Rockwell Automation Allen-Bradley Drives Division 6400 W*, pp. 423 - 433.
- Thomson, W. T. e Fenger, M. (2001). Current signature analysis to detect induction motor faults. *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 7, no. 4, pp. 26 - 34.
- Thornton (2011). Thornton Eletrônica LTDA - Núcleos de Ferrite. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/produtos/nt.htm>. Acessado em 20 de fevereiro de 2011.
- Thorsen, O. V. e Dalva, M. (2002). Failures identification and analysis for high voltage induction motors in petrochemical industry. *Conference Record of the Industry Applications Society Annual Meeting, St. Louis, MO*, pp. 810 - 818.
- Trovão, J., Ferreira, F., Francisco, L., e Carvalho, J. (2002). Efeitos da frequência de comutação de um inversor PWM no binário de um motor de indução trifásico. *Conferência Científica e Tecnológica em Engenharia, Actas da Conf., Instituto Superior de Engenharia de Lisboa*.

EQUIPAMENTOS USADOS NA COLETA E ANÁLISE DOS DADOS

Durante a coleta de dados do sistema em análise, foram usados diversos equipamentos. A utilização de cada sensor, coletor ou analisador foi definida baseando-se na faixa de frequência de interesse do sinal amostrado, na faixa de passagem do sensor (atenuação) e na faixa de medição. Além disso, sempre foi observada a categoria de segurança dos equipamentos conforme a norma IEC 61010-1¹.

Os dados de corrente para análise de barras quebradas e dos harmônicos de baixa ordem e os dados de vibração, para análise dos rolamentos, foram coletados através dos seguintes equipamentos:

1. Coletor/analisador de sinal fabricado pela empresa CSI, modelo 2120, com as características apresentadas na tabela A.1;
2. Alicates amperímetro CA modelo 80i-1000s, Fluke, usado em osciloscópios e analisadores de energia, com as características apresentadas na tabela A.2;
3. Osciloscópio digital portátil, largura de banda de 60 MHz, com 02 canais isolados, fabricado pela empresa Tectronix, modelo THS710 A, com as características apresentadas na tabela A.3.
4. Acelerômetro modelo 4397, fabricado pela empresa Brüel & Kjær, com largura de banda de 1 a 25 kHz, sensibilidade de 1 mV/g e precisão de 2%.

¹IEC 61010-1: Ensaios de segurança para equipamentos de medição e laboratório

Tabela A.1: Coletor/analizador de vibrações CSI 2120.

Analizador CSI 2120	
Faixa de frequência	10 Hz a 40 kHz
Faixa de passagem	5 Hz a 100 kHz
Níveis de entrada	3 mV a 21 V
Filtros	Passa faixa e passa baixa

Tabela A.2: Alicates amperímetro CA modelo 80i-1000s - Fluke.

Alicates amperímetro CA modelo 80i-1000s - Fluke	
Faixa CA	0,1 a 1000 A
Exatidão	0,5 a 1000 A – 2%
Faixa de passagem	5 Hz a 100 kHz
Níveis de saída	1 mV/A, 10 mV/A e 100 mV/A
Tensão máxima	600 V CAT III

Tabela A.3: Osciloscópio Tectronix usado na coleta de dados.

Osciloscópio modelo THS710 A - Tectronix	
Largura de banda	60 MHz
Taxa de amostragem	Até 250 MS/s
Base de tempo	10 ns a 50 s/div
Sensibilidade das entradas	5 mV a 50 V/div
Tensão de entrada máxima	1000 V CAT II ou 600 V CAT III

Os dados para análise dos fenômenos de alta frequência: tensão de modo comum, corrente de modo comum, tensão de eixo e corrente de eixo foram coletados pelos seguintes equipamentos:

1. Osciloscópio digital portátil, visor colorido, largura de banda de 200 MHz, com 02 canais isolados, fabricado pela empresa Fluke, modelo 199 C, com as características apresentadas na tabela A.4;
2. Pontas de prova de tensão modelo VPS210-G de 200 MHz, para uso com osciloscópios Fluke, com as características apresentadas na tabela A.5;

3. Alicata amperímetro CA modelo 80i-1000s, Fluke, usado em osciloscópios e analisadores de energia, com as características apresentadas na tabela A.2;
4. Sonda de corrente flexível para uso em áreas de difícil acesso modelo LEM-Flex 3020, com as características apresentadas na tabela A.6.

Tabela A.4: Osciloscópio Fluke usado na coleta de dados.

Osciloscópio modelo 199 C - Fluke	
Largura de banda	200 MHz
Taxa de amostragem	Até 2,5 GHz
Base de tempo	5 ns a 2 min/div
Sensibilidade das entradas	2 mV a 100 V/div
Tensão de entrada máxima	1000 V CAT II ou 600 V CAT III

Tabela A.5: Pontas de prova usadas na coleta de dados.

Pontas de prova de tensão modelo VPS210-G - Fluke	
Atenuação	10 x
Faixa de passagem	200 MHz
Tensão máxima	1000 V CAT II ou 600 V CAT III

Tabela A.6: Sonda de corrente flexível modelo LEM Flex 3020.

Sonda de corrente modelo LEM-Flex 3020	
Faixa CA	30 A 300 A e 3.000 A
Exatidão	$\pm 1\%$ da faixa
Faixa de passagem	0 a 20 kHz
Níveis de saída	1 mV/A, 10 mV/A e 100 mV/A
Tensão máxima	600 V CAT III

IDENTIFICAÇÃO DETERMINÍSTICA DE SISTEMAS DE SEGUNDA ORDEM POUCO AMORTECIDOS

Métodos de identificação determinísticos não dão nenhum tratamento ao ruído presente nos dados, mesmo que estes estejam contaminados, ao contrário dos métodos estocásticos. Os métodos determinísticos tratam os dados como puramente determinísticos. Por consequência, a utilização de métodos de identificação determinísticos requer uma relação sinal/ruído suficientemente elevada para obter resultados satisfatórios [Aguirre (2007)].

O procedimento de identificação de sistemas de segunda ordem demonstrado a seguir é baseado em Aguirre (2007). Quando o sistema a ser identificado apresenta uma resposta típica de sistemas subamortecidos, um possível modelo é a função de transferência do tipo B.1.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{B.1})$$

Sendo que ω_n , ζ e K representam a frequência natural, o coeficiente de amortecimento e o ganho do sistema, respectivamente.

O método descrito a seguir estima ζ e ω_n a partir da resposta ao degrau de um sistema pouco amortecido, onde $\zeta^2 \ll 1$. A resposta temporal ($y(t)$) da função de transferência B.1 é dada pela equação B.2.

$$y(t) = 1 - \frac{1}{\beta} e^{-\zeta\omega_n t} \text{sen}(\beta\omega_n t + \phi) \quad (\text{B.2})$$

Como $\beta = \sqrt{1 - \zeta^2}$ e $\phi = \tan^{-1} \beta / \zeta$, a frequência amortecida é $\omega = \omega_n \beta$ e a frequência do sinal amortecido, em hertz, é $\omega / 2\pi$. Observando-se as equações B.1 e B.2 verifica-se que a componente modulante do sinal amortecido tem uma constante de tempo $\tau = 1 / \zeta \omega_n s$. Portanto, o número de ciclos do sinal amortecido em uma constante de tempo é dado por:

$$\frac{\omega / 2\pi}{\zeta \omega_n} = \frac{\omega_n \beta}{2\pi} \frac{1}{\zeta \omega_n} = \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{2\pi \zeta}. \quad (\text{B.3})$$

Considerando que após N constantes de tempo, as oscilações não são mais visíveis, o número de ciclos visíveis da resposta do sistema a um degrau é dado por:

$$N \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{2\pi \zeta}. \quad (\text{B.4})$$

Como para funções de transferência do tipo B.1, a resposta ao degrau se mantém em $\pm 2\%$ do valor em regime permanente após quatro constantes de tempo ($N = 4$). Considerando o sistema pouco amortecido de forma que $\sqrt{1 - \zeta^2} \approx 1$, através da equação B.4 pode-se concluir que o número de ciclos visíveis é dado por:

$$N \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{2\pi \zeta} = 4 \frac{\sqrt{1}}{2\pi \zeta} = \frac{0,6}{\zeta}. \quad (\text{B.5})$$

A frequência ω pode ser estimada diretamente da forma de onda da resposta do sistema ao degrau e o ganho K é o valor em regime permanente.

A figura B.1 apresenta as respostas a um degrau unitário de dois sistemas de segunda ordem subamortecidos, com $K = 1$, $\omega_n = 1$ e com coeficientes de amortecimentos $\zeta = 0,15$ (-) e $\zeta = 0,3$ (..).

Aplicando o procedimento proposto, e partindo da equação B.5 é possível demonstrar que uma das formas de onda foi gerada a partir do fator de amortecimento $\zeta = 0,15$.

Considerando quatro ciclos visíveis (cv) na resposta ao degrau, o fator de amortecimento ζ é dado por:

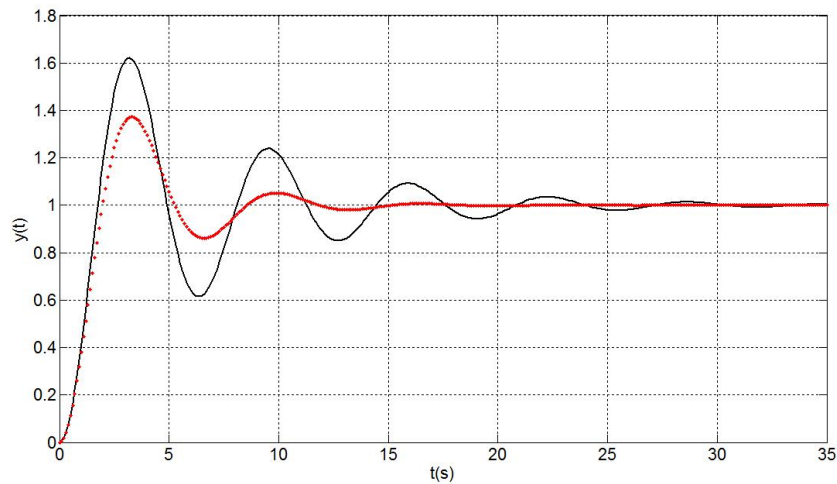


Figura B.1: Resposta a um degrau unitário de um sistema de segunda ordem subamortecido, com $K = 1$, $\omega_n = 1$ e $\zeta = 0,15$ (-) e $\zeta = 0,3$ (..).

$$cv = \frac{0,6}{\zeta} \implies \zeta = \frac{0,6}{4} \implies \zeta = \frac{0,6}{4} \implies \zeta = 0,15.$$

Nota-se ainda que aproximadamente 4 ciclos visíveis ocorrem nos primeiros 25 s. O período médio (T) pode então ser estimado por:

$$T = \frac{25}{4} = 6,25 \text{ s.}$$

Obtido o período médio de um ciclo, o sinal amortecido em hertz pode ser calculado por:

$$\frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{T} \implies \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{6,25}.$$

Comprovando que conforme esperado, ω_n pode ser estimado conforme abaixo.

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T} \approx 1 \quad (\text{B.6})$$

Portanto, para sistemas subamortecidos é possível obter uma função de transferência aproximada do tipo B.1, partindo da resposta a um degrau, porém no caso de sistemas pouco amortecidos, como a resposta apresentada na figura B.1 ($\zeta = 0,3$), torna-se impossível contar os ciclos visíveis.