GODOFREDO WINNISCHOFER

**CONTRIBUIÇÃO DAS CONFIGURAÇÕES DE SISTEMAS DE
ACIONAMENTO E DE SEUS COMPONENTES NATURAIS NO
CONTROLE DE INTERFERÊNCIAS ELETROMAGNÉTICAS**

**São Paulo
2014**

GODOFREDO WINNISCHOFER

**CONTRIBUIÇÃO DAS CONFIGURAÇÕES DE SISTEMAS DE
ACIONAMENTO E DE SEUS COMPONENTES NATURAIS NO
CONTROLE DE INTERFERÊNCIAS ELETROMAGNÉTICAS**

Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Doutor em Ciências

**São Paulo
2014**

GODOFREDO WINNISCHOFER

**CONTRIBUIÇÃO DAS CONFIGURAÇÕES DE SISTEMAS DE
ACIONAMENTO E DE SEUS COMPONENTES NATURAIS NO
CONTROLE DE INTERFERÊNCIAS ELETROMAGNÉTICAS**

Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Doutor em Ciências

Área de concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Carlos Antonio França
Sartori

**São Paulo
2014**

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, de julho de 2014.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

Catálogo-na-publicação

Winnischofer, Godofredo

Contribuição das configurações de sistemas de acionamento e de seus componentes naturais no controle de interferências eletromagnéticas / G. Winnischofer. -- versão corr. -- São Paulo, 2014.

180 p.

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

1.Compatibilidade eletromagnética 2.Sistemas de acionamento 3.Conversores estáticos I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Godofredo Emílio, *in
memoriam*, e Yasko.

À minha esposa Vilma e filhos,
Henrique e Vitória.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Carlos Antonio França Sartori por sua orientação e paciência, apoio e confiança, por sua ajuda na obtenção de recursos, sugestões e críticas e, acima de tudo, pela amizade dedicada;

À empresa ABB, que permitiu o desenvolvimento deste estudo, em particular aos Srs. Marcelo Palavani, Sérgio Arosti e Moyses Barros, pela disponibilização dos inversores e motor para testes e empréstimo de instrumentos, e de modo geral, aos muitos colegas de trabalho pelo incentivo recebido;

Ao CTMSP, em especial ao Comte. Mário Alves e ao Sr. André Tosin, pelo empréstimo de equipamentos que nos auxiliaram na implementação do protótipo de testes;

À PUC, que cedeu suas instalações e sua equipe de laboratórios, para realização de parte dos experimentos;

Ao Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado – LMAG, estendendo ao Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas - PEA, pela oportunidade de desenvolvimento deste trabalho e pelo apoio recebido;

Aos Profs. Dr. Maurício Barbosa de Camargo Salles e Dr. Pedro Pereira de Paula, pelas sugestões e recomendações;

Aos Profs. Dr. Lourenço Matakas Jr. e ao Dr. Wilson Komatsu e extensivo ao Laboratório de Eletrônica de Potência – LEP, pelas informações recebidas durante suas aulas e pela disponibilização de softwares;

A todos os meus amigos e familiares, e em especial à minha irmã Christina, que me auxiliou com recursos materiais e à Carmen Kawano, pelo auxílio na revisão do texto.

RESUMO

Nos últimos 20 anos, o inversor de frequência PWM passou a ser largamente utilizado. Dentre as razões principais de sua ampla difusão, cita-se a introdução do IGBT que, devido à sua capacidade de comutação rápida, possibilitou a redução de perdas, tamanho e custo dos conversores, ao mesmo tempo em que permitiu o uso do motor de indução em aplicações que demandam alto desempenho dinâmico. Porém, esta mesma característica que trouxe tais benefícios, contribuiu para acentuar os efeitos relacionados a fenômenos eletromagnéticos, devido à rápida transição que produz sinais em alta frequência, responsáveis por tornar os sistemas de acionamentos potenciais fontes de interferência eletromagnética. Os principais fenômenos desta natureza são a tensão de onda refletida, associada a ruídos de modo diferencial, e a corrente de modo comum. De maneira geral, a corrente de modo comum tem maior potencial de contribuição para a emissão radiada que a de modo diferencial e, em sistemas de acionamento, constitui a principal fonte de interferência eletromagnética. Esta não é resultado apenas da rápida comutação dos IGBTs, mas, também, da configuração do sistema, que propicia o surgimento das tensões de modo comum. Este trabalho visa estudar alternativas que minimizem, naturalmente, estas tensões através de sua configuração, reduzindo-se a necessidade de novos componentes, como filtros passivos ou circuitos ativos. Ressalta-se, assim, que o primeiro passo consistiu-se na compreensão do problema de geração da tensão de modo comum. Visando atingir os propósitos anteriormente mencionados, foi idealizado um inversor, composto de duas pontes chaveando em oposição, chamado de duplo-trifásico. A partir de simulações, avaliou-se seu potencial e definiu-se sua implementação, a partir de dois inversores idênticos. Testou-se o protótipo contra um terceiro módulo de mesmo tipo, em iguais condições. A comparação dos resultados indicou que a configuração proposta pode ser eficiente no controle do ruído de modo comum, obtendo-se valores de redução de 86%. Nota-se que o comportamento observado via o protótipo, permite um melhor entendimento dos fenômenos relativos à circulação da corrente de modo comum. Desta forma, à luz da pesquisa realizada, nota-se que, conceitualmente, a solução proposta se destaca das demais apresentadas na literatura pela sua exequibilidade e simplicidade.

Palavras-chave: Compatibilidade Eletromagnética. Controle de emissão conduzida. Corrente de modo comum. Sistema de acionamento. Inversor de frequência.

ABSTRACT

Over the last 20 years, the PWM frequency inverter has become widely used. Among the main reasons for its widespread distribution is the introduction of the IGBT, due to its ability for fast switching allowing the reduction of losses, size and cost of the converters, and the use of the induction motor in applications that demand high dynamic performance. However, this same characteristic that brought such benefits, stressed the effects related to electromagnetic phenomena, due to the fast transition that produces high frequency signals, responsible for turning drive systems, potential sources of electromagnetic interference. The main phenomena of this nature are the reflected wave overvoltage, associated with differential mode noise, and the common mode current. In general, the common mode current has greater potential of contribution to the emission of radiated interference than the differential mode current and is the main source of electromagnetic interference in drive systems. The common mode current is not just the result of the fast transitions of IGBTs, but also of the system configuration, which produces common mode voltages. This work aims to study alternatives that minimize, naturally, those voltages through its configuration, reducing the need for additional components, such as passive filters or active circuits. It is pointed, that the first step consisted in the understanding of the problem of the common mode voltage generation. In order to address this objective, an inverter composed of two bridges, switching in opposition, called double-three-phase was designed. Its potential for noise mitigation, as well, its implementation, with two identical inverters was evaluated by simulations. The prototype was tested against a third module of the same type, under the same conditions. The comparison of the results indicated that the proposed configuration can be efficient in the common mode noise control, with 86% reduction. The behavior observed through the prototype allows a better understanding of the phenomena involving common mode current. Thus, in the light of the research, we note that, conceptually, the proposed solution stands out for its practicality and simplicity, from the others presented in the literature.

Keywords: Electromagnetic Compatibility. Conducted emissions control. Common mode current. Drive systems. Frequency inverter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Inversor trifásico fonte de tensão de 2 níveis.....	30
Figura 2 – Formas de onda em um inversor PWM	31
Figura 3 – Tensão nos terminais de motor alimentado por inversor.....	45
Figura 4 – Percurso da corrente de fuga à terra em um sistema de acionamento	51
Figura 5 – Circuito de um LISN	53
Figura 6 – Circuito equivalente do LISN visto pelo produto sobre a faixa de frequência do teste de emissão conduzida.....	54
Figura 7 – Esquema básico de sistema trifásico.....	54
Figura 8 – Esquema de inversor trifásico fonte de tensão apresentado por Ogasawara e Akagi (1996) para definição da tensão de modo comum.....	56
Figura 9 – Tensões de pulso e de modo comum com base na tensão CC do barramento intermediário	57
Figura 10 – Cabos e formas de instalação recomendados para uso com inversores	59
Figura 11 – Atenuação da corrente de terra no motor pelo uso de filtro LC	60
Figura 12 – Modelo de inversor de 4 pernas proposto por Julian; Lipo e Oriti (1996)	61
Figura 13 – Circuito ativo de cancelamento do ruído de modo comum proposto por Ogasawara; Ayano e Akagi (1997b).....	62
Figura 14 - Percursos do ruído CM em sistemas de acionamento (MUTOH et al., 2003)	64
Figura 15 – Esquema de chaveamento da configuração proposta de 6 fases	67
Figura 16 – Fechamentos do motor trifásico: delta e estrela.....	70
Figura 17 - Modelo de motor trifásico com fechamento em delta.....	70
Figura 18 – Modelos utilizados para estimativa de C_D e C_C na configuração trifásica	73
Figura 19 - Modelo de motor trifásico com fechamento em estrela.....	74
Figura 20 - Modelo de inversor PWM para alimentação de motor trifásico	75
Figura 21 – Fechamentos do motor hexafásico: hexagonal e estrela	78
Figura 22 - Modelo de motor com fechamento em hexágono.....	78

Figura 23 - Modelo de motor com fechamento em estrela hexafásica	79
Figura 24 - Modelo utilizado para estimativa de C_D na configuração de seis fases	80
Figura 25 - Modelo utilizado para estimativa de C_C na configuração de seis fases	80
Figura 26 - Modelo de inversor para motor com enrolamento hexafásico	81
Figura 27 - Modelo de inversor para motor com enrolamento duplo-trifásico	82
Figura 28 - Modelo de motor com fechamento duplo- Δ	82
Figura 29 - Modelo de motor com fechamento duplo-Y	83
Figura 30 - Fechamentos possíveis de motores de 12 pontas	83
Figura 31 - Fechamento duplo- Δ a partir de motor de 12 pontas	84
Figura 32 - Modelo de controle a ser implementado	86
Figura 33 – Modelo de motor com fechamento trifásico em Δ a partir de motor de 12 pontas	87
Figura 34 - Motor utilizado para teste com bloco de terminais ao centro	89
Figura 35 – Ligações do motor de teste: fechamento em delta e duplo-delta.....	92
Figura 36 - Fechamento do motor em Δ	92
Figura 37 - Fechamento do motor em duplo- Δ	92
Figura 38 – Topologia do inversor cedido para a bancada de teste	93
Figura 39 – Detalhe de conexão típico do CI IR2136 por fase do inversor.....	96
Figura 40 – Interligação dos sinais de gatilho no protótipo duplo-trifásico	96
Figura 41 – Foto do protótipo do inversor duplo-trifásico proposto.....	97
Figura 42 - Esquema de interligação dos inversores	98
Figura 43 – Terminal de aterramento do motor.....	107
Figura 44 – Terminal de aterramento do inversor	107
Figura 45 – Correntes de modo comum e diferencial em um sistema de acionamento.....	108
Figura 46 –Arranjo de teste para medição da corrente de fuga à terra no sistema de acionamento com configuração trifásica	109
Figura 47 – Arranjo de teste para medição da corrente de fuga à terra no sistema de acionamento com configuração duplo-trifásica	109
Figura 48 - Arranjo de teste para medição da tensão na carcaça do motor no sistema de acionamento com configuração trifásica	113
Figura 49 - Arranjo de teste para medição da tensão na carcaça do motor no sistema de acionamento com configuração duplo-trifásica	113

Figura 50 - Arranjo de teste para medições da corrente de fuga à terra com o LISN na configuração convencional	115
Figura 51 - Arranjo de teste para medições da corrente de fuga à terra com o LISN na configuração proposta	115
Figura 52 - Arranjo de teste para medição da corrente de terra para o terra do sistema na configuração convencional	116
Figura 53 - Arranjo de teste para medição da corrente de terra para o terra do sistema na configuração proposta.....	116
Figura 54 – Associação de Resistências e Indutâncias considerando o efeito pelicular	139
Figura 55 – Modelo de simulação considerando atraso de disparo entre as pontes inversoras.....	141

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 - Correntes nas fases e terra em motor alimentado por tensão senoidal	74
Gráfico 2 - Correntes nas fases e de terra em motor com fechamento Δ , portadora 5 kHz.....	76
Gráfico 3 - Correntes nas fases e de terra em motor com fechamento Δ , portadora 16 kHz.....	77
Gráfico 4 - Correntes nas fases e de terra em motor com fechamento duplo- Δ , portadora 5 kHz.....	84
Gráfico 5 - Correntes nas fases e de terra em motor com fechamento duplo- Δ , portadora 16 kHz.....	85
Gráfico 6 - Correntes nas fases e de terra em motor trifásico com fechamento Δ , portadora em 16 kHz.....	88
Gráfico 7 – Comparativo da corrente de terra e queda de tensão sobre segmento do cabo terra, obtido em simulação, intervalo de 20 ms	111
Gráfico 8 - Comparativo da corrente de terra e queda de tensão sobre segmento do cabo terra, obtido em simulação, intervalo de 1 ms	111
Gráfico 9 – Corrente de fuga à terra, configuração convencional, portadora 16 kHz	112
Gráfico 10 – Corrente de fuga à terra, configuração proposta, portadora 16 kHz.	112
Gráfico 11 – Tensão na carcaça do motor, configuração convencional, portadora 16 kHz.....	114
Gráfico 12 – Tensão na carcaça do motor, configuração proposta, portadora 16 kHz	114
Gráfico 13 – Correntes na fase do inversor e terra para a configuração convencional, portadora 5 kHz	120
Gráfico 14 – Correntes na fase do inversor e terra para a configuração convencional, portadora 16 kHz	121
Gráfico 15 – Correntes na fase do inversor e terra para a configuração proposta, portadora 5 kHz.....	123
Gráfico 16 – Correntes na fase do inversor e terra para a configuração proposta, portadora 16 kHz.....	123

Gráfico 17 – Comparativo das tensões na carcaça do motor em alta velocidade produzidas nas configurações convencional e proposta	129
Gráfico 18 - Comparativo das tensões na carcaça do motor em alta velocidade produzidas nas configurações convencional e proposta (detalhe em 1 ms)	130
Gráfico 19 - Comparativo das tensões na carcaça do motor em baixa velocidade produzidas nas configurações convencional e proposta	130
Gráfico 20 - Comparativo das tensões na carcaça do motor em alta velocidade produzidas nas configurações convencional e proposta (detalhe em 1 ms)	131
Gráfico 21 - Tensão medida na carcaça do motor na configuração proposta.....	131
Gráfico 22 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas com ponta de corrente.....	134
Gráfico 23 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas com ponta de corrente (intervalo ampliado de 50 μ s)	135
Gráfico 24 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas com ponta de corrente (intervalo ampliado de 12 μ s)	136
Gráfico 25 –Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas pela queda de tensão no condutor do terra	137
Gráfico 26 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas pela queda de tensão no condutor do terra – detalhe da oscilação	138
Gráfico 27 – Comparativo das formas de onda de corrente de terra obtidos por medição (esquerda) e por simulação (direita)	140
Gráfico 28 – Comparativo das formas de onda de corrente de terra obtidos por medição (esquerda) e por simulação (direita) na configuração duplo-trifásica	142
Gráfico 29 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta, medidas pela queda de tensão no condutor do terra, com cabeamento longo (20 m).....	144

Gráfico 30 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta com cabeamento longo (detalhe em intervalo de 200 μ s).....	145
Gráfico 31 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta, com cabeamento longo (detalhe em intervalo de 50 μ s).....	146
Gráfico 32 – Comparativo das correntes de terra resultantes na configuração proposta com condutor de terra longo e curto (detalhe em intervalo de 100 μ s).....	147
Gráfico 33 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com C_D e C_C conforme calculado	167
Gráfico 34 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com variação do valor de C_D e C_C conforme calculado	168
Gráfico 35 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com variação do valor de C_C e C_D conforme calculado	168
Gráfico 36 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com variação dos valores de C_C e C_D	169
Gráfico 37 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com redução dos valores de C_C e C_D em 10 e 20 vezes	169
Gráfico 38 Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com redução dos valores de C_C e C_D em 15 vezes	170
Gráfico 39 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com aumento dos valores de C_C e C_D em 10 vezes	170
Gráfico 40 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com C_D e C_C conforme calculado	171
Gráfico 41 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com variação do valor de C_D e C_C conforme calculado	172
Gráfico 42 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com variação do valor de C_C e C_D conforme calculado	172
Gráfico 43 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com variação dos valores de C_C e C_D	173
Gráfico 44 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com redução dos valores de C_C e C_D em 10 e 20 vezes	173

Gráfico 45 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com redução dos valores de C_C e C_D em 15 vezes	174
Gráfico 46 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com aumento dos valores de C_C e C_D em 10 vezes	174
Gráfico 47 – Detalhe da corrente de terra obtida em 2 condições de valores de C_C e C_D	175
Gráfico 48 – Comparação de simulações com e sem considerar o feito pelicular	176
Gráfico 49 – Comparativo das tensões na carcaça do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 125 ms.....	177
Gráfico 50 – Comparativo das tensões na carcaça do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 16 ms.....	178
Gráfico 51 – Comparativo das correntes de fuga à terra do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 8 ms e instalação com cabos longos (20 m)	179
Gráfico 52 – Comparativo das correntes de fuga à terra do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 500 μ s e instalação com cabos longos (20 m)	179
Gráfico 53 – Comparativo das correntes de fuga à terra do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 500 μ s e instalação com cabos curtos (20 cm)	180

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores médios das capacitâncias medidas	73
Tabela 2 – Dados do motor utilizado na bancada de testes	91
Tabela 3 – Identificação das bobinas do motor	91
Tabela 4 – Valores medidos de resistência dos enrolamentos	91
Tabela 5 – Características técnicas do inversor utilizado nos testes.....	93
Tabela 6 – Características principais da ponta de corrente CT-2.....	102
Tabela 7 – Características principais da ponta de corrente TCP312	102
Tabela 8 – Medições realizadas em sistema trifásico convencional	122
Tabela 9 – Medições realizadas no sistema duplo-trifásico	124
Tabela 10 – Medições de tensão na carcaça do motor	127
Tabela 11 – Comparativo das medições nas configurações convencional e proposta.....	128
Tabela 12 – Medições de corrente de terra nas configurações convencional e proposta.....	133
Tabela 13 – Medições de corrente de terra nas configurações convencional e proposta pela queda de tensão	136
Tabela 14 – Medições de corrente de terra, nas configurações convencional e proposta, pela queda de tensão e com comprimento de cabo longo.....	143
Tabela 15 – Medições da corrente de terra com cabo de fase longo e cabo de terra curto.....	146
Tabela 16 – Períodos das oscilações para os diversos comprimentos de cabos.....	148
Tabela 17 – Medições de corrente de terra nas configurações convencional e proposta com e sem LISN.....	151
Tabela 18 – Medições de corrente de terra do inversor nas configurações convencional e proposta sem conexão ao motor.....	153

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Alternated Current (Corrente Alternada)
AMN	Artificial Mains Network (Rede de Alimentação Artificial)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
BDM	Basic Drive Module (Módulo Básico do Acionamento)
BJT	Bipolar Junction Transistor
CEM	Compatibilidade Eletromagnética
CDM	Complete Drive Module (Módulo Completo do Acionamento)
CI	Circuito Integrado
CM	Common-Mode (Modo Comum)
CMC	Common-Mode Choke (Choque ou Indutor de Modo Comum)
CSI	Current Source Inverter (Inversor Fonte de Corrente)
DC	Direct Current (Corrente Contínua)
DIP	Dual In-line Package
DM	Differential-mode (Modo Diferencial)
DTC	Direct Torque Control
EMC	Electromagnetic Compatibility (Compatibilidade Eletromagnética)
EMI	Electromagnetic Interference (Interferência Eletromagnética)
FFT	Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier)
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
IEM	Interferência Eletromagnética
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LCI	Load Commutated Inverter
LISN	Line Impedance Stabilization Network
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PDS	Power Drive Systems (Sistemas de Acionamento)

PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
RFI	Radio Frequency Interference (Interferência em radiofrequência)
RMS	Root mean square
SCR	Silicon Controlled Rectifier
SMD	Surface Mount Device (Dispositivo de Montagem em Superfície)
VSI	Voltage Source Inverter (Inversor Fonte de Tensão)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	25
1.1	RELEVÂNCIA E MOTIVAÇÃO	25
1.2	OBJETIVO	29
1.3	CONTRIBUIÇÕES	33
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	35
2	REVISÃO DA LITERATURA	37
2.1	INTRODUÇÃO	37
2.2	ESTADO DA ARTE DOS INVERSORES	38
2.3	ASPECTOS GERAIS DE IEM EM SISTEMAS DE ACIONAMENTO	41
2.4	TENSÃO DE ONDA REFLETIDA E RUÍDO DE MODO DIFERENCIAL.....	44
2.5	CORRENTE DE FUGA À TERRA E RUÍDO DE MODO COMUM	50
3	METODOLOGIA.....	65
3.1	INTRODUÇÃO	65
3.2	SIMULAÇÃO	69
3.3	BANCADA DE TESTES	89
3.3.1	Motor	91
3.3.2	Inversores.....	93
3.3.2.1	Características Técnicas dos Inversores.....	93
3.3.2.2	Configuração do Protótipo Duplo-Trifásico.....	95
3.4	ENSAIOS.....	101
3.4.1	Equipamentos.....	101
3.4.2	Arranjos de testes.....	105
3.4.2.1	Medições da Corrente de Fuga à Terra no Motor.....	109
3.4.2.2	Medições da Tensão na carcaça do motor	113
3.4.2.3	Medições com o LISN.....	115
3.4.2.4	Medições da corrente para o terra geral do sistema	116
3.4.3	Procedimento de testes	117
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	119

4.1	PRIMEIRAS MEDIÇÕES.....	119
4.2	MEDIÇÕES DA TENSÃO NA CARCAÇA DO MOTOR.....	127
4.3	MEDIÇÕES DA CORRENTE DE MODO COMUM.....	133
4.4	MEDIÇÕES DA CORRENTE DE MODO COMUM CABO LONGO	143
4.5	MEDIÇÕES COM O LISN	151
4.6	MEDIÇÕES DA CORRENTE PARA O TERRA GERAL DO SISTEMA	153
5	CONCLUSÃO	155
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	157
	REFERÊNCIAS	159
	REFERÊNCIAS COMPLEMENTARES.....	165
	APÊNDICE A – ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DOS MODELOS SIMULADOS...	167
	APÊNDICE B – ANÁLISE NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	177

1 INTRODUÇÃO

1.1 RELEVÂNCIA E MOTIVAÇÃO

Recentemente os estudos envolvendo a Compatibilidade Eletromagnética (CEM) têm recebido atenção especial, tornando-a um tema bastante atual, embora não seja novo. Paul (2006) comenta que a interferência eletromagnética (IEM) e sua respectiva correção surgiu ao final dos anos 1800, com o primeiro experimento de Marconi com um centelhador, porém a literatura técnica a respeito surgiu apenas por volta de 1920, antes mesmo da interferência em radiofrequência (RFI) por equipamentos elétricos dar sinais de ser um problema, o que passou a ser observado mais atentamente a partir da década de 1930. Durante a Segunda Grande Guerra, com o uso mais intenso da eletrônica em sistemas de rádio comunicação e de navegação, os problemas de interferência se acentuaram, mas eram ainda facilmente remediados, de forma pontual, caso a caso. Com o desenvolvimento de equipamentos com alta densidade de componentes eletrônicos e o uso de sistemas digitais a partir da introdução do transistor na década de 1950, do circuito integrado na década de 1960 e do microprocessador na década de 1970, os problemas de interferência aumentaram significativamente e a dificuldade para saná-los também. Em face à este cenário, nos Estados Unidos, a Comissão Federal de Comunicações (FCC - Federal Communications Commission) publicou uma regulação em 1979, estipulando níveis mínimos de emissão eletromagnética para os dispositivos digitais. Nesse país, até a década de 1980, a interferência eletromagnética era um tema de maior preocupação no âmbito militar, que no início dos anos 1960 publicou a norma MIL-STD-461. Esta norma aplicava-se a todos os equipamentos elétricos e eletrônicos e não somente aos digitais e impunha requisitos mínimos de susceptibilidade. “Requisito de susceptibilidade é um passo adiante na tentativa de garantir a operação eletromagneticamente compatível de equipamentos. Estes regulamentos têm tornado a CEM um aspecto crítico na comercialização de produtos eletrônicos” (PAUL, 2006, p. 12, tradução nossa). Nota-se que o conceito de Compatibilidade Eletromagnética é um conceito sistêmico e mais atual. Ele envolve os elementos potencialmente emissores de interferência, os elementos potencialmente susceptíveis à interferência e o meio em que eles se encontram.

Atualmente, destaca-se a importância do desenvolvimento de metodologias científicas de avaliação dos fenômenos eletromagnéticos, além do estabelecimento de regras, normas, critérios e recomendações com o objetivo de assegurar o perfeito funcionamento de equipamentos e sistemas eletroeletrônicos e a segurança dos seres vivos nos diversos ambientes eletromagnéticos a que estarão sujeitos. Este campo de pesquisas é chamado de Compatibilidade Eletromagnética. (SANTOS JUNIOR, 2009, p. 1).

Desta forma, um ambiente que propicie a operação de sistemas eletroeletrônicos livre de comportamentos indesejados, ou seja, um ambiente eletromagneticamente compatível, é obtido quando os níveis de emissão conduzida e radiada não superam os níveis de imunidade dos equipamentos e componentes destes sistemas. Nota-se que as normas desempenham papel fundamental neste aspecto, estabelecendo os níveis de emissão e imunidade e os critérios de avaliação destes. No entanto, as normas são estabelecidas em uma determinada época em decorrência do conhecimento existente, do estado da arte da tecnologia envolvida e, também, do grau de utilização dos equipamentos abordados pelas normas, e elas necessitam ser revistas quando algum destes parâmetros é alterado. Ressalta-se que a elaboração das normas é fruto do conhecimento científico, e não que o conhecimento científico seja condicionado à existência de normas. Portanto, se hoje elas são consideradas suficientes, sabe-se que no futuro deverão ser reavaliadas. Compete à ciência conhecer os fenômenos eletromagnéticos e propor soluções que reduzam sua influência. O objetivo deste trabalho não é o de desenvolver um dispositivo específico que vise adequar determinado tipo de equipamento aos níveis estipulados por normas, e sim propor configurações de sistemas de acionamentos em corrente alternada, cujos componentes naturais possam contribuir para a redução do potencial de emissão de ruídos eletromagnéticos, sem a necessidade de inserção de elementos adicionais. Ressalta-se a importância deste tópico através da apresentação de diversos trabalhos abordando o tema de interferência eletromagnética em sistemas motrizes na literatura atual, embora poucos tenham explorados o uso dos componentes naturais em seu controle.

Nota-se que o uso de inversores para controle de motores aumentou significativamente em vários setores nas últimas duas décadas, e não somente na indústria, sendo a introdução do IGBT o principal fator determinante deste sucesso. A sua rápida transição durante as comutações e a consequente redução de perdas no semicondutor possibilitaram o aumento da frequência de chaveamento, ao mesmo

tempo em que reduziram o tamanho e custo do inversor. A operação com frequências de chaveamento mais elevadas melhorou o desempenho dinâmico dos sistemas de acionamento, com a redução de perdas e do ruído sonoro nos motores. Assim, rapidamente, o sistema de acionamento, composto por inversor de frequência e motor de indução, conquistou espaço nas instalações elétricas. No setor industrial, o robusto e econômico motor de indução passou a ser considerado em aplicações de controle de velocidade, que antes eram reservadas aos motores de corrente contínua, devido às exigências de desempenho dinâmico e precisão de velocidade, tais como as encontradas em máquinas de papel e linhas de processo na indústria siderúrgica. Devido à redução de custo, também passou a ser cada vez mais utilizado no controle de bombas e ventiladores, visando a economia de energia. Neste tipo de aplicação, rapidamente, o inversor transpôs os limites do segmento industrial e passou a ser utilizado nos setores de serviços e predial, como hotéis, hospitais, escolas, restaurantes e prédios comerciais, nos sistemas de exaustão e condicionamento de ar. No setor de transportes, além do crescimento nas tradicionais aplicações de tração elétrica, na área ferroviária e metroviária, em substituição aos sistemas de acionamento em corrente contínua, existe um enorme potencial de utilização, devido às novas tendências de mercado, como é o caso do veículo elétrico e híbrido-elétrico.

Pode-se afirmar que a preocupação com a interferência eletromagnética sempre esteve entre os principais cuidados envolvendo instalações de sistemas de acionamento a conversores estáticos, e esta condição se intensificou com a introdução do inversor de frequência. É consenso que, em função da utilização de chaves estáticas operando em alta frequência, os inversores são, inevitavelmente, fontes de ruído eletromagnético, que causam interferência em outros equipamentos. O IGBT, que impulsionou a utilização dos inversores, é um dos principais responsáveis por acentuar o potencial de geração de interferências eletromagnéticas dos sistemas de acionamento, pelo mesmo motivo de seu sucesso: comutações mais rápidas e maior frequência de chaveamento.

Nota-se que, além do aumento do potencial de emissão de ruído, os inversores ultrapassaram os limites do setor industrial onde, por uma questão de experiência e, também, de localização, os problemas de interferências eletromagnéticas podem ser melhor avaliados e controlados. A tendência de mercado é de crescimento no uso de

inversores, e de que cada vez mais, os mesmos se aproximem dos equipamentos eletrônicos susceptíveis às interferências eletromagnéticas, como aparelhos domésticos, sistemas de comunicação em geral, equipamentos médicos, etc. Além disto, com a perspectiva de substituição de veículos à combustão por elétricos, estas fontes de ruídos passam a se movimentar e algumas soluções estáticas, que antes eram válidas, necessitam ser reavaliadas. Tendo em vista o crescimento do uso de inversores, sua distribuição geográfica e a tendência de evolução tecnológica dos semicondutores, com dispositivos cada vez mais rápidos, faz-se necessária uma atenção especial ao tema de controle das interferências eletromagnéticas em sistemas de acionamento. Por outro lado, nota-se que, embora nos últimos vinte anos, muito tenha sido estudado a respeito dos fenômenos eletromagnéticos nos sistemas de acionamento, o foco maior estava nos aspectos relacionados à confiabilidade do motor e não nos relativos à compatibilidade eletromagnética. Como exemplo, pode-se citar os fenômenos relacionados à sobretensão devida à onda refletida, que pode danificar a isolação das bobinas, e a corrente de “fuga à terra”, que pode provocar o desgaste prematuro dos rolamentos. Soma-se a isto o fato que as práticas de controle de interferência mais usuais em sistemas de acionamento têm como fundamentos técnicas de bloqueio, contenção e desvio do ruído gerado, pelo uso de blindagens e filtros. São soluções que adotam elementos externos, como filtros passivos. Menciona-se que estas devem, ao menos, serem revistas, face à tendência de evolução dos semicondutores, exigindo novos dispositivos mais eficazes, ou como já ocorre atualmente, o uso concomitante de vários métodos. Desta forma, novas práticas devem ser desenvolvidas. Algumas aplicações, como o caso dos veículos elétricos, necessitam soluções que tenham dimensões e peso reduzidos, pois estarão transportando a fonte de ruídos a todos os lugares. Assim, as investigações relacionadas ao tema de compatibilidade eletromagnética constituem um vasto campo a ser trabalhado.

1.2 OBJETIVO

A ideia principal que norteia este trabalho é a investigação de como os elementos de um sistema de acionamento que o compõem naturalmente podem contribuir no controle da interferência eletromagnética.

Cumpre-se observar os seguintes aspectos:

- atenção especial é dada ao controle de emissões conduzidas, não se considerando neste trabalho uma análise global relacionada à avaliação de compatibilidade eletromagnética, onde se inclui a análise de imunidade do sistema elétrico e eletrônico;
- o uso da palavra controle não remete ao conceito de controle como medição do valor real de determinada variável e a realimentação da informação para uma reação constante do sistema, mas, sim, à ação efetiva sobre os fenômenos eletromagnéticos e fontes de interferência;
- a ação sobre os fenômenos geradores de interferência eletromagnética considera os elementos que compõem o sistema como um todo, como cabos, inversor, motor, seus parâmetros, como valores de impedâncias, e seu arranjo físico e arquitetura.

Busca-se, desta forma, avaliar as reduções das contribuições a eventuais interferências eletromagnéticas geradas pelos sistemas de acionamento, sem a adição de elementos externos, como filtros ativos ou passivos. Ressalta-se que o foco do trabalho não visa, diretamente, a certificação de sistemas de acionamento através de análises e medidas relacionadas a ensaios normatizados, mas estudar os fenômenos eletromagnéticos inerentes a estes, identificando-se o potencial de redução de emissões conduzidas e, conseqüentemente, as emissões radiadas, através da adoção de medidas que se utilizem das características naturais do sistema. Pretende-se, desta forma, que este trabalho represente uma contribuição ao conhecimento relativo ao controle de interferências eletromagnéticas geradas pelos sistemas de acionamento através de adoções de configurações adequadas a este propósito. Desta forma, embora os requisitos das normas de medição de emissões e de imunidade a interferências

eletromagnéticas devam ser cumpridos quando da certificação de um produto, os procedimentos destas não foram, necessariamente, adotados neste trabalho, na busca ou adoção de uma determinada configuração do sistema, que seja favorável aos aspectos de redução dos níveis de emissões eletromagnéticas. A metodologia adotada envolve uma questão conceitual, cujas soluções vigentes tratam o ruído gerado pelos inversores como algo inerente e inevitável, que deve ser minimizado, bloqueado ou desviado. Entende-se, no entanto, que uma parcela do ruído pode ser evitada e é nela que se concentra o trabalho. Procura-se, assim, configurações que possam corresponder a menores emissões conduzidas, quando comparadas com as configurações canônicas. Por serem estas configurações compostas apenas pelos elementos básicos ao controle do sistema de acionamento, são denominadas de “naturais”.

Nota-se que existem diversos tipos de topologias possíveis para os sistemas de acionamento. Este trabalho adota uma alternativa à topologia, considerada a mais usual, que utiliza de inversor fonte de tensão trifásico de 2 níveis, de baixa tensão, conforme mostrado na figura 1.

Figura 1 – Inversor trifásico fonte de tensão de 2 níveis

Fonte: elaborado pelo autor

Este inversor é composto de ponte retificadora monofásica ou trifásica na entrada, dependendo da potência, barramento CC intermediário e ponte inversora a IGBT ou MOSFET. O inversor fonte de tensão impõe uma tensão na saída do conversor

independentemente de haver uma carga conectada ou não. Esta tensão varia em função da frequência requerida para a saída, determinada pelo controle do acionamento. Obtém-se a tensão variável na saída pelo chaveamento dos semicondutores T1 a T6. Estas chaves aplicam pulsos de tensão fixa, estabelecida pelo barramento CC intermediário. Esta tensão fixa é obtida pela retificação da tensão alternada fornecida pelo sistema de alimentação CA, realizada pelos semicondutores D1 a D6. A aplicação mais comum deste inversor é para o acionamento de motores de indução, operando com modulação por largura de pulsos (PWM). A modulação por largura de pulsos (PWM) consiste em uma técnica de chaveamento em que os semicondutores da ponte inversora T1 a T6 fornecem pulsos com diferentes larguras, dependendo do instante de chaveamento. A largura é determinada comparando-se um sinal de referência, senoidal, com um sinal repetitivo de frequência elevada, chamada de portadora, conforme figura 2. A portadora normalmente possui formato triangular simétrico e amplitude fixa. A frequência da onda triangular determina a frequência de chaveamento. O sinal de referência senoidal possui amplitude e frequência variáveis, proporcionais à tensão de saída.

Figura 2 – Formas de onda em um inversor PWM

Fonte: elaborado pelo autor

Na figura 2 à esquerda pode-se ver os sinais de referência e a portadora no quadro acima e a tensão de saída chaveada no quadro abaixo. À direita observa-se os mesmos sinais, ampliados em um instante menor. Estes sinais correspondem a uma única fase. Em um sistema trifásico, os demais sinais encontram-se defasados em 120° .

A conexão do inversor com a rede elétrica é feita pela ponte retificadora de entrada. A parte inversora, responsável pela maior parcela do ruído eletromagnético gerado, está conectada ao motor, que é um elemento com elevada imunidade à interferência eletromagnética. Assim, a grande parte da interferência conduzida, gerada pelos inversores, está relacionada ao ruído que passa pela ponte retificadora e é introduzido na rede ou que trafega pelo terra, de forma que a instalação exerce papel fundamental neste processo. Se o IGBT é por um lado o elemento gerador de ruído, por outro, é o sistema de acionamento, como um todo, que deve ser avaliado como fonte de interferência eletromagnética, pois a contribuição resultante de modo comum é consequência da tensão que surge devido à assimetria natural dos pulsos de chaveamento em um sistema trifásico e a radiação, emitida pelos condutores que compõem a instalação elétrica.

Com o objetivo de reduzir a contribuição da emissão conduzida relacionada a este sistema, propõe-se um arranjo composto por um inversor composto de duas pontes inversoras trifásicas alimentando um motor de seis fases. Dentre as múltiplas formas de se construir e de se ligar um motor com seis fases, uma alternativa reside em se alterar a forma de fechamento de um motor comum de doze pontas, disponível para as diversas tensões de alimentação: 440 V, 380 V e 220 V. Esta alternativa é escolhida, a fim de se implementar um arranjo de testes que possibilite testar a configuração proposta. A razão para a adoção desta topologia é explicada nos capítulos subsequentes. Observa-se que, no contexto deste trabalho, salvo menção em contrário, o termo inversor é aplicado somente à seção de saída do conversor, ou seja, à ponte inversora. Da mesma forma, quando se estiver discutindo sobre instalação e cabos, será a respeito dos que interligam o inversor ao motor.

1.3 CONTRIBUIÇÕES

É consenso que conversores estáticos, em geral, sejam fontes potenciais de interferências eletromagnéticas, devido às contribuições significativas de emissões conduzidas e radiadas inerentes à sua composição e operação. Este conceito direciona naturalmente a soluções que impliquem na adição de elementos que contribuam para a redução da interferência eletromagnética. Estabelecer como diretriz deste trabalho a intenção de reduzir a interferência através dos componentes naturais do sistema, levou a se imaginar uma solução que implica na alteração da configuração tradicional deste sistema através da duplicação da ponte inversora, que visa atuar diretamente na contribuição ou na fonte de geração de interferências eletromagnéticas, isto é, na redução da emissão conduzida. Um método de controle de emissões conduzidas é proposto, tendo como base a reconfiguração do sistema, e não apenas pontualmente do inversor ou do motor. Esta solução implica na duplicação da alimentação do motor, com dois subsistemas trifásicos. Apesar da aparente complexidade, constata-se por simulação, que a solução não demanda nem motor e nem controle especiais. Para viabilizar a solução, um acionamento composto de duas pontes inversoras, chamado de duplo-trifásico, é proposto.

Na fase final do trabalho, após a realização dos experimentos, durante redação desta obra, identificou-se que a utilização de uma ponte dupla como meio de redução da corrente de modo comum já havia sido proposta por Jouanne e Zhang (1999), visando a redução da corrente de rolamento e seu desgaste. A partir deste trabalho, identificou-se apenas alguns outros que o referenciassem (KANCHAN, 2005; MÄKI-ONTTO; LUOMI; KINNUNEN, 2006). Entretanto, a abordagem por essa literatura considera esta adoção de ponte dupla como uma solução convencional, comparável à utilização de filtros passivos ou ativos, que tratam da eliminação do ruído gerado, inerente ao sistema, e não como meio natural de mitigação do ruído na fonte. Esta condição leva, naturalmente, à obtenção de níveis inferiores de emissão de ruído, no entanto, desvia a observação do elemento que é a fonte de ruído. Conseguir um inversor duplo-trifásico com um sincronismo perfeito como idealizado na teoria é impossível. Desta forma, havia uma dúvida se a solução proposta poderia realmente contribuir para a redução da emissão conduzida, ou se eventualmente, geraria novos

ruídos. Os testes confirmaram que a solução proposta é incapaz de neutralizar 100% da emissão conduzida e gera novos ruídos em frequências mais altas que, no entanto, os componentes naturais do sistema, com suas indutâncias próprias e com o comportamento resultante do efeito pelicular, contribuem para mitigar esta nova parcela, apresentando resultados finais consideráveis e validando a solução.

Parte da investigação realizada neste trabalho foi compilada em artigo publicado em Congresso Internacional (WINNISCHOFER; SARTORI; 2013) e em periódico disponibilizado na rede¹. Comenta-se ainda que, para todos os congressos aos quais artigos foram submetidos, foram também aprovados, contabilizando-se 3 no ano de 2014, porém, que por decisão dos autores, optou-se pela não publicação dos mesmos. Nestes casos, os pontos de maior destaque ressaltados pelos avaliadores foram o interesse do assunto pesquisado para a área e os resultados práticos obtidos nos ensaios descritos neste trabalho.

Considera-se, assim, que este trabalho representa uma contribuição tecnológica significativa, com caráter de ineditismo comprovado face a implementação e comprovação prática e teórica das configurações propostas.

¹ WINNISCHOFER, G.; SARTORI, C.A.F.. **Polyphase Drive Systems Configuration aiming EMI Mitigation.** Energy & Power Quality Journal, No.11, March 2013. Disponível em < <http://www.icrepq.com/icrepq'13/256-winnischofer.pdf>>. Acesso em: 16 julho 2013.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

O processo de desenvolvimento da solução proposta para mitigação dos fenômenos que contribuem para a geração de interferência eletromagnética, consistindo em um sistema completo inversor-motor, com configuração duplo-trifásica, um sistema com configuração duplo-trifásica, que atua principalmente na redução do ruído de modo comum, bem como a sua validação, está descrito neste trabalho e organizado da seguinte forma:

Primeiramente, os fenômenos relacionados às interferências eletromagnéticas, tensão de onda refletida e corrente de modo comum, e os métodos de mitigação propostos foram estudados, cujos principais aspectos são apresentados no capítulo Revisão de Literatura. Estes fenômenos são avaliados no que se refere às interferências eletromagnéticas, a fim de se focar em soluções que apresentem maior eficiência para seu controle. A potencialidade das correntes de modo comum e da contribuição destas às interferências eletromagnéticas são enfatizadas na literatura internacional e constitui o problema preponderante em sistemas de acionamento (SKIBINSKI; KERKMAN; SCHLEGEL, 1999; PAUL, 2006).

A seguir, inicia-se o desenvolvimento da solução. Determina-se, assim, uma metodologia de trabalho visando à redução da corrente de modo comum, originada pela tensão de modo comum, cuja causa raiz, identifica-se como sendo a configuração do sistema. Conforme mencionado anteriormente, um método de controle é proposto, tendo como base a reconfiguração do sistema, e não apenas pontualmente do inversor ou do motor. Esta solução implica na duplicação da alimentação do motor, com dois subsistemas trifásicos. Apesar da aparente complexidade, constata-se por simulação, que a solução não demanda nem motor e nem controle especiais. Para viabilizar a solução, um acionamento composto de duas pontes inversoras, chamado de duplo-trifásico, é proposto.

Posteriormente, implementa-se o conversor com a configuração proposta a partir de dois inversores padrão de mercado. O motor utilizado permite a adaptação para uso em configuração convencional, bem como na configuração proposta, duplo-trifásica.

Na etapa final, a configuração proposta é testada comparativamente à convencional. Dois arranjos de testes, nas topologias mencionadas, são preparados. Para que haja uma referência de comparação, um inversor idêntico aos do protótipo é utilizado em medições da configuração trifásica. Por fim, os dados coletados nas medições, realizadas em iguais condições de operação, são analisados.

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado um resumo da literatura relacionada ao tema deste trabalho. O capítulo é dividido em quatro tópicos:

1. o primeiro aborda o estado da arte dos conversores estáticos para acionamento de motores, em particular os inversores trifásicos PWM de baixa tensão para controle de motores de indução. É feita uma breve explanação dos aspectos históricos da evolução destes acionamentos relativos à topologia, controle e dispositivos semicondutores;
2. em seguida, são apresentados aspectos gerais relativos à interferência eletromagnética em sistemas de acionamento;
3. o terceiro tópico apresenta uma revisão histórica sobre a consideração dos efeitos relativos às tensões de onda refletida nos sistemas de acionamento e seus aspectos teóricos, e trabalhos desenvolvidos visando a sua mitigação, e
4. o quarto tópico apresenta aspectos teóricos sobre a circulação de corrente de modo comum em sistemas de acionamento, e considerações sobre os métodos propostos para sua redução.

No início do capítulo seguinte, Metodologia, faz-se um resumo dos pontos principais discutidos na revisão de literatura com foco no objetivo desta pesquisa.

2.2 ESTADO DA ARTE DOS INVERSORES

Conversores de frequência do tipo fonte de tensão, com controle PWM, associados a motores de indução, representam hoje a ampla maioria dos sistemas de acionamento com controle de velocidade. Esta situação é decorrente de um conjunto de fatores que tornaram esta topologia a mais comum do mercado. Tais conversores, que se tornaram comercialmente viáveis na década de 1980, tiveram suas vendas impulsionadas a partir do início da década de 1990, devido a um salto tecnológico.

Segundo Kerkman; Skibinski e Schlegel (1999), este avanço tecnológico foi decorrente da introdução do IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Anteriormente, os acionamentos de velocidade variável utilizavam-se de outros dispositivos de chaveamento e com outras topologias, em grande parte devido às limitações dos semicondutores. Fazendo-se um retrospecto a partir do momento em que o estado da arte permitiu a construção de conversores estáticos a estado sólido, pode-se afirmar que o primeiro dispositivo semicondutor de potência foi o tiristor, usualmente denominado de SCR. Estes elementos não são autocomutados e necessitam, portanto, de um agente externo para seu bloqueio. As primeiras topologias de conversores a SCR eram comutadas pela linha. Esta característica determinou, de certo modo, o domínio do motor de corrente contínua nas aplicações de velocidade variável. Seguindo esta tendência, os primeiros conversores de frequência para motores de corrente alternada também se utilizaram de SCRs e foram os inversores fonte de corrente, conhecidos por sua sigla CSI, do inglês *Current Source Inverter*. Dentro desta classe de inversores, encontram-se as topologias de cicloconversor e LCIs, nomenclatura dada por seu nome em inglês, *Load Commutated Inverter*, ou em português, Inversor Comutado pela Carga. Os primeiros são comutados pela linha. Os inversores LCI, comutados pela carga, exigem que o motor acionado seja síncrono, para que a força contraeletromotriz bloqueie o semicondutor. Ainda dentro dessa classe, existem outras topologias com um circuito intermediário, composto de indutor e capacitores, para bloqueio dos tiristores. Posteriormente surgiram os inversores fonte de tensão, VSI, do inglês *Voltage Source Inverter*, utilizando-se de dispositivos de chaveamento autocomutados. Dentro desta subdivisão, os primeiros inversores possuíam controle com seis degraus. Depois surgiu o controle por Modulação em Largura de Pulso (PWM). Nos inversores VSI, os

dispositivos utilizados inicialmente foram o Gate Turn-off Thyristor (GTO) e posteriormente o Transistor de Junção Bipolar (BJT).

Na década de 1980, a topologia predominante nos inversores era a de fonte de tensão, PWM, utilizando-se transistores bipolares para aplicações em correntes e tensões reduzidas e GTOs para aplicações em que as correntes ou tensões eram mais elevadas. Segundo Saunders et al. (1996), a modulação por largura de pulso tornou-se a tecnologia de acionamento mais comum devido às várias vantagens em relação às outras topologias:

- Eficiência superior;
- Melhor regulação de velocidade;
- Operação suave em baixa velocidade;
- Ampla faixa de variação de velocidade;
- Fator de potência elevado e constante;
- Eliminação dos afundamentos de tensão na comutação;
- Redução de tamanho e de componentes;
- Menor sensibilidade a variações na linha;
- Maior capacidade de suportar faltas momentâneas na alimentação;
- Facilidade de testes e diagnósticos em relação aos CSIs, pela capacidade de operação com os terminais de saída abertos.

Os dispositivos de chaveamento em um inversor, além de suportar a tensão presente no sistema e conduzir a corrente necessária ao motor, devem ter a capacidade de chavear múltiplas vezes de forma a gerar tensões e correntes de saída que se aproximem, o quanto possível, da forma senoidal, a fim de reduzir as perdas no motor e componentes harmônicas. Analisando-se a evolução dos semicondutores, nota-se que diferentes dispositivos foram utilizados preferencialmente em determinadas épocas e em determinadas faixas de potência e tensão, dependendo de sua capacidade em atender a três requisitos: tensão, corrente e frequência de chaveamento (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995). No início da década de 1990, ocorreu a introdução do IGBT, substituindo tanto o transistor quanto o GTO em aplicações de baixa tensão (inferiores a 1000 V). Sua configuração interna permite que a transição durante o chaveamento, quer seja em condução ou bloqueio, ocorra em tempo muito curto. A taxa

de variação é da ordem de 5.000 a 10.000 volts por microssegundo. Como as perdas dos transistores de potência são mais elevadas durante as transições, este fato implica em redução de potência dissipada do IGBT em relação ao seu antecessor, o BJT, ao mesmo tempo em que permite o aumento da frequência de chaveamento. Nos inversores PWM o aumento da frequência da portadora, aliada à redução de perdas, trouxe inúmeras vantagens, tais como:

- 1) Melhor resposta dinâmica dos inversores;
- 2) Forma de onda de corrente com menos variação, mais próxima à fundamental;
- 3) Redução das perdas e do ruído sonoro nos motores;
- 4) Redução dos dissipadores térmicos.

Além disto, a menor corrente de gatilho do IGBT em relação ao transistor bipolar e a ausência de corrente de bloqueio, em comparação ao GTO, simplificaram os circuitos de controle, reduzindo a quantidade de componentes. Isto tudo possibilitou a redução do tamanho dos inversores em torno de 50%, também acompanhada pela redução de custo.

Além disto, a melhor resposta dinâmica do sistema permitiu que o conjunto inversor com motor de indução viesse a ocupar aplicações antes reservadas apenas aos motores de corrente contínua. Desta forma os IGBTs passaram a substituir tanto os BJTs quanto os GTOs na faixa de tensão de 600 a 3300 V e de corrente de 400 a 2400 A (KERKMAN; SKIBINSKI; SCHLEGEL, 1999).

2.3 ASPECTOS GERAIS DE IEM EM SISTEMAS DE ACIONAMENTO

Como será visto mais adiante, o IGBT, que alavancou a utilização do inversor, é também responsável por acentuar a contribuição de emissões conduzidas, potenciais fontes de interferências eletromagnéticas (IEM) neste tipo de equipamento. De qualquer forma, os inversores de frequência são conhecidos como uma grande fonte geradora de interferência eletromagnética.

A norma IEC 61000-1-1 (1992), que trata de compatibilidade eletromagnética (CEM), define a interferência eletromagnética como sendo a degradação do desempenho de um equipamento ou sistema causada por um fenômeno eletromagnético. Como ilustração, fenômenos relacionados às interferências eletromagnéticas são mencionados por Sikibinski et al. (1997, 1999) tais como aqueles que produzem efeitos indesejáveis em sistemas de controle, resultando em erros de comunicação, degradação do desempenho ou mau funcionamento. Assim, ressalta-se que a CEM existe quando um equipamento ou sistema tem a capacidade de funcionar satisfatoriamente no seu ambiente eletromagnético sem nele introduzir interferências eletromagnéticas acima dos níveis previstos pela norma (IEC 61000-1-1, 1992). Paul (2006) define um sistema como sendo eletromagneticamente compatível, quando ele não causa interferências e é imune às emissões de outros sistemas. Acrescenta ainda uma terceira condição, a de que também não cause interferência em si mesmo, a qual já se encontra subentendida, ao decompor-se um sistema em seus múltiplos subsistemas.

A interferência eletromagnética é caracterizada pela presença de sinais não desejados, que podem resultar de sinais eletromagnéticos com alto conteúdo espectral, ou seja, que possuam componentes em diversas frequências. Neste caso, quando da ocorrência do fenômeno de interferência, considera-se a existência de um emissor, ou fonte de ruído, e um receptor, que é o objeto susceptível às interferências eletromagnéticas. Um terceiro elemento é necessário, o meio de transferência ou acoplamento desta energia eletromagnética. Este meio pode ser composto pelos meios condutores, o ambiente, quando a transferência se dá por radiação, e meios de acoplamento, como, por exemplo, capacitâncias parasitas do sistema. Considerando-

se o meio de transferência desta energia eletromagnética, o modo de propagação e o objeto da análise, a avaliação de CEM observa quatro aspectos: a emissão conduzida, a emissão radiada, a imunidade conduzida e a imunidade radiada. Estas condições sugerem três formas de se prevenir a interferência: a supressão do sinal na fonte; a redução da capacidade de transferência ou acoplamento do ruído; e a elevação da imunidade do receptor (PAUL, 2006).

Estes ruídos eletromagnéticos, quando conduzidos, são caracterizados por tensões e correntes, que a literatura classifica em modo diferencial e modo comum. Paul (2006), que centra seu trabalho em circuitos eletrônicos, define as correntes de modo diferencial como sendo aquelas que, em um sistema a dois fios, fluem em sentidos opostos nos dois condutores e são iguais em grandeza, tais quais as correntes funcionais. As correntes de modo comum são iguais em grandeza, mas fluem no mesmo sentido.

Com relação aos sistemas de acionamento de motores elétricos trifásicos, as definições são similares. O ruído de modo comum é definido por Skibinski et al. (1999) como sendo um tipo de ruído elétrico com referência à terra. Ogasawara; Ayano e Akagi (1997a) definem a corrente de modo comum como sendo, também, referenciada à terra, como as de sequência zero ou corrente de fuga à terra, que flui através das capacitâncias parasitas do sistema, e a corrente de modo normal (diferencial), a que flui de uma fase, em que ocorre comutação, para as outras duas fases, também através de capacitâncias dispersas. Nota-se que alguns autores utilizam o termo “modo normal” como sinônimo preferencial de modo diferencial (MUTOH et al., 2002, 2003). Outros, por sua vez, chegaram a utilizar indistintamente ambas as nomenclaturas, optando, mais recentemente, pelo termo “modo diferencial” apenas (SKIBINSKI; KERKMAN; SCHLEGEL, 1999).

Componentes indesejáveis de corrente podem fluir tanto pelos circuitos de modo comum, quanto pelos de modo diferencial. As correntes de modo comum fluem pelas capacitâncias parasitas existentes nas diversas partes do sistema e retornam para a rede de alimentação de corrente alternada pelo terra. As correntes de modo diferencial fluem por uma fase e retornam por outra em um sistema trifásico, enquanto que em um sistema a dois fios utilizam o condutor neutro como caminho de retorno. (CONSOLI et al., 1996, p. 595, tradução nossa)

Conforme mencionado anteriormente, Paul (2006) comenta que em circuitos eletrônicos a 2 fios, as correntes de modo diferencial estão em sentidos opostos, resultando-se, assim, em um campo eletromagnético de baixa intensidade. Por outro lado as correntes de modo comum fluem no mesmo sentido, e contribuem significativamente para o campo total radiado. Assim, ressalta-se que as correntes de modo comum têm um potencial muito maior para a produção de emissões de radiação do que as correntes de modo diferencial, chamando a atenção dos pesquisadores. O mesmo se aplica para sistemas de acionamento a inversores trifásicos: correntes de modo comum geram campos eletromagnéticos muito mais intensos que as correntes de modo diferencial, de forma que em inversores PWM o ruído de modo comum é o problema predominante em relação a campos eletromagnéticos (SKIBINSKI; KERKMAN; SCHLEGEL, 1999).

Desta forma, em sistemas de acionamentos, pode-se considerar que a corrente de modo comum é, de maneira simples, a corrente de fuga à terra, ou simplesmente, corrente de terra. As razões para seu surgimento serão discutidas mais adiante. Observa-se que, por uma questão de uso comum, a nomenclatura preferencial é “corrente de modo diferencial”, conforme os autores têm adotado recentemente. Observa-se, também, que o termo ruído é o termo genérico relacionado aos fenômenos elétricos indesejados, com potencial de provocar interferências eletromagnéticas, e que são caracterizados por tensões e correntes como os demais fenômenos elétricos. Os ruídos eletromagnéticos característicos nos sistemas com inversores trifásicos serão discutidos a seguir.

2.4 TENSÃO DE ONDA REFLETIDA E RUÍDO DE MODO DIFERENCIAL

A tensão, ou sobretensão, de onda refletida é um fenômeno em que o pulso gerado pelo controle PWM, que parte do inversor, é somado à sua reflexão, que ocorre nos terminais do motor. Como consequência, o pulso atinge um pico de tensão bem superior ao seu valor.

Persson (1992) apresentou um estudo em 1989, relacionado a dois casos em que motores com tensão nominal de 660 V falhavam prematuramente, acionados por inversores alimentados em 690 V. Nessa época ocorria a transição dos inversores a BJT e GTO para IGBT. Os valores típicos de tempo de comutação de BJTs e GTOs são da ordem de 2 a 10 μ s, enquanto dos IGBTs são inferiores a 0,1 μ s o que contribui para evidenciar um problema que até então havia passado despercebidamente. Identificou-se 4 fatores que, conjuntamente, influenciaram a falha da isolação: tensão elevada da linha, a taxa de variação (dv/dt) durante a comutação do semicondutor, comprimento do cabo e a isolação do motor.

No caso do inversor VSI PWM, a tensão máxima aplicada ao motor é determinada pela rede e é praticamente constante, independentemente do valor eficaz na saída do conversor. Esta tensão máxima é a tensão dos pulsos de chaveamento, cuja amplitude é a tensão no barramento CC intermediário. Em um inversor com entrada a retificador trifásico de seis pulsos, a tensão no barramento CC, V_{BusCC} , em vazio, equivale à tensão de pico, dada por $V_{Linha} \cdot \sqrt{2}$. Em carga, adota-se normalmente:

$$V_{BusCC} = 1,35 \times V_{Linha} \quad (1)$$

Da teoria de linhas de transmissão é conhecido que uma onda e que trafega pelo cabo terá ao seu final um determinado comportamento em função da relação entre a impedância característica do cabo Z_L e a impedância de terminação do cabo Z_0 . Caso as impedâncias Z_L e Z_0 sejam diferentes, ocorrerá reflexão. A parcela refletida desta onda, e' , soma-se à onda e , resultando na tensão e_0 , ao final deste cabo, dada por:

$$e_0 = e + e' \quad (2)$$

sendo que,

$$e' = \frac{Z_0 - Z_L}{Z_0 + Z_L} \times e \quad (3)$$

portanto,

$$e_0 = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_L} \times e \quad (4)$$

Para $Z_L \ll Z_0$; $e_0 = 2 \times e$

Desta forma, a tensão nos terminais do motor pode chegar a duas vezes a tensão do barramento CC. Porém, para atingir este extremo, é necessário que a transição completa (0 a V_{BusCC}) ocorra em um tempo inferior ao tempo que o pulso leva para alcançar o motor e retornar. Reflexões muito rápidas (cabos curtos) ou transições lentas, provocam aumento de tensão, porém em menor magnitude. Tempos de transição mais curtos (dv/dt elevado) e cabos mais longos acentuam o problema.

Este mesmo pulso que sofreu reflexão nos terminais do motor, ao retornar no sentido do inversor, sofre nova reflexão, com inversão de sinal. Assim, sucessivamente, a reflexão oscila entre o inversor e o motor, com uma frequência inversamente proporcional ao comprimento do cabo, ou seja: cabos curtos provocam oscilações com frequências elevadas e cabos longos, frequências mais baixas. A resistência elétrica do cabo determina a amortização do sinal. Um esboço de forma de onda de tensão refletida é mostrado na figura 3 (MELFI, 2004).

Figura 3 – Tensão nos terminais de motor alimentado por inversor

Fonte: elaborado pelo autor

Persson (1992) recomendou que, como medida de proteção à isolação dos motores, o tempo de transição fosse fixado em torno de 5 μ s. Concluiu ainda que, se naquela época alguns motores resistiram a determinados inversores em determinadas tensões, inevitavelmente no futuro algum tipo de filtro precisaria ser utilizado em sistemas de acionamento. A tendência é de tempos de comutação cada vez mais curtos, de forma que a filtragem será mandatória para proteger os motores, podendo eventualmente, tomar lugar nos cabos.

Em artigos onde Takahashi et al. (1995), Melfi et al. (1997) e Melfi (2004, 2006), especializados em máquinas, centraram seus estudos nos motores elétricos, constatou-se que havia outras implicações além da tensão elevada, em decorrência da característica pulsante da onda, trafegando em alta velocidade. A elevada taxa dv/dt era responsável por queimas dos motores elétricos, de outro tipo, concentradas nas cabeças das bobinas. Concluiu-se que ao longo das espiras a influência desta sobretensão se comporta de modo diferente do que em regime. Jouanne e Enjeti (1996) comentam que a distribuição de tensão no enrolamento do motor alimentado por inversor PWM é um fenômeno complexo. A elevada taxa dv/dt provocava uma distribuição desigual da tensão ao longo das espiras da bobina do motor (Reliance Electric, 1993, 1999; Takahashi et al., 1995). A explicação sucinta deste fenômeno é que, devido à velocidade com que o pulso trafega pelos condutores do sistema, no instante em que a tensão superior do pulso chegar ao motor, ou seja, à primeira espira, a base do pulso mal terá chegado às demais voltas, e estas ainda estão com o nível de tensão anterior. Com uma taxa dv/dt baixa, quando o topo do pulso chega ao motor, a base do mesmo já atingiu as últimas espiras. Desta forma, a tensão total é distribuída uniformemente por todas as espiras. Como solução, a indústria adotou o reforço da isolação dos motores, com especial cuidado nas cabeças das bobinas, como prática, em motores para uso com inversores.

Outra prática adotada, do lado do conversor, foi o uso de reatores na saída dos inversores, chamados de filtro dv/dt . Finlayson (1998) observou que o fenômeno de onda refletida é menos acentuado nos motores maiores. A razão se deve ao fato de que a intensidade da reflexão de onda é tanto maior quanto maior for a relação de impedâncias entre os dois ambientes: motor e cabos. Com pulsos com tempo de transição curtos (elevada taxa de variação dv/dt), a impedância do motor parece

principalmente capacitiva, e com capacitância muito inferior que a do cabo. Portanto, o motor parece como um circuito aberto e resulta numa tensão refletida de até 2 vezes a tensão do barramento intermediário. Motores com mais de 100 HP costumam apresentar maior capacitância, resultando em reflexões de 1,7 para 1.8 vezes a tensão do barramento intermediário. Esta condição estabeleceu que, dependendo da capacidade da isolação do motor suportar os impulsos, não seria necessária proteção adicional, o que ocorria em sistemas de acionamento alimentados por tensões inferiores a 460 V de entrada, sendo, no entanto, mandatório para os demais casos, a utilização de filtros dv/dt de saída. Esta condição também tornou comum o uso da tensão de alimentação de 220 V para aplicações em potências baixas, devido ao fato destes motores apresentarem impedâncias mais elevadas, o que intensifica a reflexão de onda.

Alguns outros autores, como Skibinski (1996), Jouanne; Enjeti e Gray (1996), Saunders et al. (1996) e Skibinski et al. (1998), propuseram um filtro passivo a ser instalado juntamente ao motor, funcionando como impedância de terminação, para adequar a impedância do motor à do cabo, minimizando a reflexão de onda. No entanto esta solução já não é mais usual.

Os parâmetros dos cabos, como resistência, indutância e capacitância, bem como sua geometria, exercem papel fundamental na determinação do perfil da onda refletida (AOKI; SATOH; NABAE, 1999; MOREIRA et al., 2002; KERKMAN et al., 1997; BULINGTON; ABNEY; SKIBINSKI, 1999; SKIBINSKI et al., 2006). Kerkman et al. (1997) concluíram que, embora em cabos curtos a onda refletida tenda a ser mais intensa devido à menor impedância do cabo, isto não ocorre, pois, por sua frequência tornar-se elevada, a corrente se concentra na superfície do condutor devido ao efeito pelicular, elevando a resistência para a componente oscilatória. O efeito de proximidade devido a campos magnéticos de um condutor adjacente também contribui para elevar esta resistência, alterando o fator de amortecimento do transiente de sobre-tensão.

Segundo Finlayson (1998), a frequência da onda induzida pela reflexão depende do comprimento do cabo e da velocidade de propagação da onda. A velocidade de propagação, por sua vez depende de características do cabo tais como impedância do cabo por unidade de comprimento, geometria do cabo e permissividade da isolação. A frequência de oscilação está normalmente na faixa de 50 kHz a 2 MHz com as

frequências mais baixas em comprimentos de cabos longos e frequências mais elevadas em comprimentos mais curtos de cabo. A duração da oscilação é determinada pelo amortecimento do sistema que vem da resistência do cabo e de outras perdas dielétricas. O autor menciona a possibilidade dos picos de sobretensão ultrapassarem o dobro da tensão do barramento CC. Em situações em que as frequências de chaveamento são da ordem de 2 a 3 kHz e os cabos são moderadamente longos, normalmente a oscilação não atingirá valores significativos, antes que o valor relativo ao comprimento de pulso do inversor seja atingido. Porém, para frequências mais elevadas, da ordem de 20 kHz, é possível que a oscilação provocada pela borda de subida de um pulso não tenha sido completamente amortecida antes do surgimento de uma nova oscilação, provocada pela borda de descida. Isto leva a reflexões múltiplas e podem resultar em tensões transientes nos terminais do motor que excedam a 2 vezes a tensão do barramento CC.

A solução mais comum para minimizar os efeitos da onda refletida é a utilização de filtros passivos na saída do inversor. Na maioria dos casos o filtro é composto de um reator apenas, um filtro L. A indutância reduz a taxa de variação da tensão (dv/dt). Soluções mais sofisticadas foram propostas posteriormente, a começar pela adição de capacitores, como filtro dos ruídos de alta frequência que são gerados, formando o filtro LC. Uma versão mais refinada é o filtro LCL, chamado por alguns fabricantes de “filtro senoidal”. Habetler; Naik e Nondahl (2002) propuseram um filtro RLC na saída do inversor com diodos de grameamento interligados entre as fases e o barramento CC intermediário. Segundo os autores, a parcela LC do filtro limita a taxa de variação da tensão (dv/dt) e reduz o ruído de modo comum. Uma ponte de diodos foi utilizada para fixar a tensão ressonante. Em aplicações em que o dv/dt está limitado a 100-500 V/ μs , a frequência de ressonância do filtro está acima da frequência de comutação. As resistências ajudam a dissipar a energia armazenada no circuito ressonante.

A redução da taxa dv/dt tem sido proposta por vários autores, como Gerster e Hofer (1996), Idir; Bausière e Franchaud (2006) e Boora; Zare e Ghosh (2009). Suas propostas consistem em malhas de controle do sinal de gatilhamento do IGBT, retroalimentadas com sinais de tensão e corrente, para limitar as taxas de variação di/dt e dv/dt decorrentes do chaveamento. Esta solução substitui a adotada anteriormente, de limitação por incremento da resistência do circuito de gatilhamento, que eleva o

consumo destes dispositivos, anulando parcialmente os avanços que esta tecnologia trouxe.

Outra técnica proposta é a de filtro ativo de dv/dt . Encontramos nos textos de Korhonen et al. (2009), Tyster et al. (2009) e Strom et al. (2011) a descrição desta solução: ela é composta por um filtro LC na saída do inversor e um algoritmo próprio para chaveamento dos IGBTs. A ideia é reduzir a taxa de variação da tensão dv/dt durante o chaveamento e o bloqueio pela carga e descarga do circuito LC especialmente projetado para esta finalidade.

Korhonen et al. (2010) também propuseram uma solução ativa para acionamentos com configuração de paralelismo de pontes inversoras. Esta solução dispensa elementos passivos e é baseada em um determinado algoritmo de chaveamento. Exige, porém, uma conexão especial dos cabos do motor. Ao invés de unir os cabos paralelos nas extremidades, ou seja, na saída do inversor ou na caixa de ligações do motor, esta ligação é feita na metade do trajeto. A estratégia de chaveamento com intervalos diferentes entre os módulos paralelos provoca oscilações de tensão que se subtraem, reduzindo a sobretensão.

Observa-se que, na literatura pesquisada, é comum se fazer uma associação direta entre o fenômeno da onda refletida e as componentes de modo diferencial do ruído eletromagnético, como em Skibinski et al. (2006), que mescla os dois termos em uma única designação: “sobretensão de onda refletida de modo diferencial” (*differential mode [DM] reflected wave over-voltage*). Apesar disto, tais sinais apresentam, também, correlação com os ruídos de modo comum, conforme observação deste mesmo autor, de que em cabos longos, as oscilações de alta frequência dos transientes de tensão de onda refletida também surgem nos terminais do motor, gerando corrente CM de ruído para terra através das capacitâncias do enrolamento estático e cabos de alimentação (SKIBINSKI; KERKMAN; SCHLEGEL, 1999). Observa-se, ainda, que algumas técnicas de mitigação da onda refletida, como a proposta por Korhonen et al. (2010), podem acentuar os efeitos da corrente de modo comum, como será visto adiante.

2.5 CORRENTE DE FUGA À TERRA E RUÍDO DE MODO COMUM

Nos últimos 20 anos, uma extensa literatura pode ser observada abordando a questão de correntes de modo comum ou corrente de fuga à terra, como preferido por muitos autores, em sistemas de acionamento, em motores de indução trifásicos, acionados por inversores PWM. Identifica-se dois principais fatores motivadores desta literatura: 1) o próprio aumento da intensidade da corrente CM com a utilização de novas tecnologias e 2) além da interferência eletromagnética, este aumento de corrente CM evidenciou problemas relacionados à confiabilidade dos motores, relacionados a falhas mecânicas, tendo sido tratados como correntes no rolamento.

O aumento da taxa de variação da tensão provocou o surgimento de componentes harmônicas em frequências mais elevadas, que encontram nas capacitâncias parasitas dispersas no sistema, caminhos de menor impedância, intensificando a circulação de correntes de modo comum. Esta corrente, quando circula pelos rolamentos do motor, acelera seu desgaste, podendo levar o motor a sofrer falhas mecânicas. A película lubrificante entre os anéis do rolamento e as esferas funciona como dielétrico, impedindo que a corrente circule continuamente. Por sua vez, o conjunto formado pelos anéis, lubrificante e esferas funciona como um capacitor, que passa a acumular energia. Quando a tensão se eleva e rompe a rigidez dielétrica do lubrificante, ocorre uma descarga que gera corrente e tem como consequência a erosão da superfície interna dos anéis e das esferas e a alteração química do lubrificante (JULIAN; ORITI; LIPO, 1999; OGASAWARA; AYANO; AKAGI, 1997A; CACCIATO ET AL., 1997, 1999; ABB, 1999; MUETZE, 20004; DI PIAZZA; TINÈ; VITALE, 2008).

Para Murai; Kubota e Kawase (1992), a corrente de fuga à terra é, basicamente, decorrente da elevada taxa de variação das tensões de chaveamento e dos parâmetros de circuito, como as capacitâncias distribuídas entre os condutores e as estruturas aterradas, a maioria das quais concentrada nos enrolamentos do motor. Esta corrente é dada por:

$$I = C \cdot \frac{dv}{dt} \quad (5)$$

Comenta-se que esta corrente flui através da capacitância para a terra, e retorna para o inversor por vários caminhos, como, por exemplo, o condutor de neutro do transformador, de acordo com a figura 4. Neste caso, observa-se que, se o motor não estiver aterrado, poderá ocasionar choques elétricos ao se tocar em sua carcaça. Por outro lado, caso esteja aterrado, poderá provocar disparo indesejado dos relés de proteção devido à detecção de corrente de fuga à terra. Os autores propuseram um filtro de saída do inversor com núcleo toroidal de ferrite. Ao redor do núcleo há três enrolamentos concatenando o fluxo. Cada um destes enrolamentos é um indutor a ser conectado entre a fase do inversor e a fase do motor. Este filtro foi comparado às então alternativas convencionais, o filtro L, composto de um simples reator trifásico, e o filtro LC, e demonstrou desempenho superior, conforme conclusão dos autores. É o princípio do indutor de modo comum.

Figura 4 – Percurso da corrente de fuga à terra em um sistema de acionamento

Fonte: Murai; Kubota e Kawase (1992)

Para Zhong e Lipo (1995), o problema da circulação de corrente de modo comum, também resulta do elevado valor de dv/dt . Eles realizaram medições de emissão conduzida em um sistema formado por motor de indução e inversor, utilizando-se nestas medidas um LISN. Foi verificado que as emissões de modo comum constituem o ruído predominante neste tipo de sistema, e que se o motor e o inversor estiverem isolados do terra, a corrente de modo comum seria reduzida. Esta verificação se deve ao fato de que a elevada impedância de retorno reduz a corrente de terra. No entanto,

por uma questão de segurança, esta prática não é possível. Recentemente, como será mostrado adiante, Mutoh et al. fazem uso deste artifício, indiretamente.

O LISN, Line Impedance Stabilization Network, é um dispositivo utilizado em testes de emissão conduzida, cujo objetivo é avaliar a contribuição de emissões conduzidas (modo comum e diferencial), evitando-se a contribuição da rede de alimentação e fazendo-se que esta seja “vista” pelo sistema avaliado como uma impedância constante.

O objetivo do teste de emissão conduzida é medir as correntes de ruído que fluem pelos condutores do cabo de alimentação CA do produto. Estas emissões poderiam ser, simplesmente, medidas com uma ponta de corrente. No entanto, a exigência de que os dados coletados em diferentes locais de medição possam ser correlacionados, pode tornar impraticável este simples teste. A impedância do sistema de alimentação vista pelas tomadas de corrente alternada varia consideravelmente ao longo da faixa de frequência de medição, de tomada para tomada, de prédio para prédio. Esta variação aplicada ao produto afeta a quantidade de ruído que é conduzida para fora do cabo de alimentação. A fim de tornar a medição consistente entre diferentes locais de teste, a impedância vista pelo produto olhando para o cabo de alimentação CA do produto deve ser padronizada[...]. Este é o primeiro objetivo do LISN - *apresentar uma impedância constante na tomada do cabo de alimentação do produto ao longo da faixa de frequência do teste de emissão conduzida*. Além disso, a quantidade de ruído que está presente na rede do sistema de potência varia de lugar para lugar. Este ruído ‘externo’ entra pelo cabo de alimentação CA do produto, e, a menos que seja de alguma forma excluído, irá se adicionar às medidas de emissões conduzidas. Deseja-se medir apenas as emissões conduzidas que não são devidas ao produto, e isso dá o segundo objetivo do LISN - *bloquear as emissões conduzidas que não são devidas ao produto sob teste para que apenas as emissões conduzidas do produto sejam medidas*. Por conseguinte, os dois objetivos do LISN são: (1) apresentar uma impedância constante ($50\ \Omega$) entre o condutor de fase e o de segurança (o ‘fio verde’) e entre o condutor de neutro e o de segurança, e (2) evitar que ruídos conduzidos externos na rede do sistema de potência contaminem a medição. Estes dois objetivos serão satisfeitos somente na faixa de frequência do teste de emissão conduzida (150 kHz-30 MHz). Outro requisito é que o LISN seja capaz de transmitir a energia de 60 Hz (50 Hz) necessária para o funcionamento do produto. (PAUL, 2006, p. 379, tradução nossa).

O esquema do LISN é o apresentado na figura 5. O lado esquerdo da figura representa a conexão do LISN à rede elétrica. O produto sob teste é conectado ao lado direito da figura. Os indutores de $50\ \mu\text{H}$, ao centro, têm como finalidade bloquear o ruído proveniente da rede. Os capacitores entre a entrada e os indutores, de $1\ \mu\text{F}$, têm como finalidade desviar este ruído para o terra, de volta à sua fonte. Os capacitores de $0,1\ \mu\text{F}$

localizados entre os indutores e a carga formam o percurso de retorno do ruído conduzido emitido pelo equipamento sob teste. Estes capacitores estão em série com um resistor de $50\ \Omega$, no qual é feita a medição. Este capacitor conduz os ruídos de alta frequência e bloqueia sinais de baixa frequência.

Figura 5 – Circuito de um LISN

Fonte: Paul (2006)

De acordo com Paul (2006), na faixa de frequência dos testes de emissão conduzida, os capacitores do LISN serão, essencialmente, curtos circuitos e os indutores, circuitos abertos, de forma que o circuito equivalente do LISN será, como mostrado na figura 6, composto por resistências de $50\ \Omega$ entre fase e terra e entre neutro (ou fase, no caso de um circuito com duas fases) e terra. Cumpre-se observar que este comentário é do autor e que é uma aproximação bem grande. A impedância do capacitor de $0,1\ \mu\text{F}$ em 60 Hz é maior que 26 k Ω e, portanto, mais que 500 vezes maior que o resistor de $50\ \Omega$. Na faixa de 150 kHz a 30 MHz, a impedância varia de 10,5 Ω a 0,05 Ω . Portanto, de 1/5 a 1/1000 do valor do resistor de $50\ \Omega$. Ou seja, 1/5 do valor não é tão baixo para se considerar desprezível, a menos que erros de medida da ordem de 20% sejam aceitáveis.

Figura 6 – Circuito equivalente do LISN visto pelo produto sobre a faixa de frequência do teste de emissão conduzida

Fonte: Paul (2006)

Para Ogasawara e Akagi (1996), a corrente de modo comum é uma função da tensão de modo comum gerada no motor pelo inversor e pelos parâmetros do circuito, como as reatâncias capacitivas para a terra. De acordo com os autores, a tensão do neutro do motor corresponde à tensão de modo comum. A figura 7 mostra o esquema de um motor trifásico, representado por suas resistências e indutâncias, tendo cada fase alimentada por uma fonte de tensão.

Figura 7 – Esquema básico de sistema trifásico

Fonte: elaborado pelo autor

As equações tensão-corrente do sistema podem ser descritas por:

$$\begin{aligned} v_a - v_n &= R_m i_a + L_m \frac{di_a}{dt} \\ v_b - v_n &= R_m i_b + L_m \frac{di_b}{dt} \\ v_c - v_n &= R_m i_c + L_m \frac{di_c}{dt} \end{aligned} \quad (6)$$

sendo que,

v_a, v_b, v_c são as tensões de fase da saída do inversor;

i_a, i_b, i_c são as correntes nas fases;

v_n é a tensão no neutro correspondente à tensão de modo comum;

A adição do conjunto de equações resulta em:

$$v_a + v_b + v_c - 3v_n = \left(R_m + L_m \frac{d}{dt} \right) \times (i_a + i_b + i_c) \quad (7)$$

Desde que $i_a + i_b + i_c = 0$, a tensão de modo comum no motor é calculada por:

$$V_{CM} = v_n = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (8)$$

Portanto, simplificadamente, a tensão de modo comum é dada pela média aritmética das tensões de fase e não depende dos parâmetros do sistema, mas sim das características de sua topologia. Note-se que em um sistema trifásico equilibrado com tensões senoidais, a tensão de modo comum será zero.

Em um sistema com inversor trifásico PWM, as fontes de tensão senoidal são substituídas pelo chaveamento dos IGBTs ou MOSFETs, como mostrado na figura 8. Como a tensão é formada por pulsos, nota-se que dificilmente a tensão de modo comum será 0 em qualquer instante. Para efeito de explanação, considera-se o barramento CC

intermediário bipartido, tendo seu centro conectado ao terra, de forma que o mesmo seja composto por duas fontes de tensão CC em série. Desta forma, os semicondutores da parte superior da ponte inversora fornecem uma tensão de $+V_{cc}/2$ e os da parte inferior, $-V_{cc}/2$.

Figura 8 – Esquema de inversor trifásico fonte de tensão apresentado por Ogasawara e Akagi (1996) para definição da tensão de modo comum

Fonte: Ogasawara e Akagi (1996)

Sendo assim, em sistemas de inversores PWM, trifásicos, a tensão de modo comum atinge picos da mesma magnitude que a tensão de fase. Isto pode ser visualizado de forma gráfica, conforme mostrado na figura 9. Para cada fase, A, B e C, as tensões aplicadas V_a , V_b e V_c serão formadas por pulsos com larguras diferentes, conforme mostrado anteriormente na figura 2. Observa-se que a figura 2 apresenta a forma de onda de tensão aplicada em uma fase do motor. As outras duas fases estarão defasadas em $+120^\circ$ e -120° . Tais formas de onda estão transcritas na figura 9 e são: V_a , V_b e V_c . A tensão de modo comum V_{CM} será a média das tensões em cada instante, pela aplicação da equação 8. Como os pulsos, por fase, possuem amplitudes de $+V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$ em relação ao plano terra, a tensão de modo comum será formada por patamares de $+V_{cc}/2$, $+V_{cc}/3$, $+V_{cc}/6$, $-V_{cc}/2$, $-V_{cc}/3$ e $-V_{cc}/6$, (ABB, 1999; HANIGOVZKI et al., 2006).

Figura 9 – Tensões de pulso e de modo comum com base na tensão CC do barramento intermediário

Fonte: elaborado pelo autor

Com relação à aplicação de indutor de modo comum, nota-se que este reduz apenas a corrente CM no motor, isto é, a corrente de fuga à terra, porém, a amplitude da tensão CM permanece a mesma (DI PIAZZA; TINÈ; VITALE, 2008). Ogasawara e Akagi (1996) propuseram, então, um filtro chamado por eles de transformador de modo comum. Este dispositivo se assemelha ao indutor de modo comum, possuindo três enrolamentos sobre o mesmo núcleo toroidal, diferindo, no entanto, pela adição de um quarto enrolamento fechado por uma resistência. O transformador de modo comum apresentou desempenho satisfatório na redução da corrente de modo comum, com emprego de menos material, porém, com pouco efeito na redução da corrente de modo diferencial, chamado pelo autor de modo normal.

Posteriormente, foram realizadas medições de emissões radiadas. Estudou-se o nível de radiação do sistema para várias formas de instalação, distanciando-se e aproximando-se o cabo de terra dos cabos de potência fisicamente e utilizando-se cabo blindado. Concluiu-se que o cabo blindado é mais eficiente na redução da interferência radiada do que simplesmente a redução da área de laço entre terra e cabos de potência (OGASAWARA; AYANO; AKAGI, 1997A).

As práticas de controle de interferência eletromagnética adotadas em meados da década de 1990 perduram até hoje, e constituem as técnicas mais comuns. Skibinski et al. (1997) enumeram quatro meios de controle do ruído: aterramento apropriado, blindagem (bloqueio) dos equipamentos sensíveis, captura e retorno do ruído para a fonte e atenuação do ruído na fonte. Comentam, ainda, que qualquer meio usado individualmente pode minimizar, mas não necessariamente eliminar as correntes de ruído de modo comum, e que instalações bem sucedidas de sistemas de acionamentos são asseguradas quando vários métodos são utilizados conjuntamente.

O aterramento deve ser apropriado para baixas frequências, visando a segurança do ser humano, e para altas frequências, a fim de se evitar que surjam diferenciais de potencial no condutor de terra. Do ponto de vista do sistema, os equipamentos devem ser aterrados em um único ponto. Recomenda-se que os sinais e a eletrônica de controle em geral sejam aterrados em uma barra própria, que deve ser conectada em uma barra de terra do sistema, onde são aterrados os elementos de potência, que por sua vez é ligada ao terra geral da planta (SKIBINSKI; KERKMAN; SCHLEGEL, 1999).

Para garantir um aterramento apropriado em altas frequências, recomenda-se o aterramento dos componentes dos painéis com cordoalhas de cobre trançadas (ABB, 2005).

O bloqueio da radiação aos equipamentos sensíveis, tratada por Skibinski et al. (1997), não diz respeito somente ao uso de cabos blindados (*shielded*), mas também, ao arranjo e distanciamento de cabos, de acordo com as classes de tensões e tipos de sinais. Além disto, recomenda-se como prática de instalação, instalar os cabos das três fases e de terra em um conduíte metálico ou utilizar cabos blindados ou armados. Alguns fabricantes de inversores recomendam que os cabos do motor sejam blindados e simétricos, para equalização dos campos eletromagnéticos, cujos arranjos propostos são apresentados na figura 10. É recomendado ainda uma mínima condutividade, atendida por blindagens e armações em cobre ou alumínio, restringindo determinadas armações em aço galvanizado (ABB, 2005).

Figura 10 – Cabos e formas de instalação recomendados para uso com inversores

Fonte: ABB (2005)

O cabo blindado contribui tanto para a redução da emissão conduzida, reduzindo o acoplamento capacitivo e a corrente de fuga para o terra do sistema, quanto para a redução da emissão radiada. As emissões do campo elétrico são perpendiculares aos condutores de fase. A qualidade da atenuação será de acordo com o tipo de blindagem. De acordo com Skibinski et al. (1997), armaduras contínuas, seja de alumínio, seja de aço galvanizado, dão melhores resultados. Malhas trançadas são inferiores, mas ainda

assim são efetivas em atenuar o campo elétrico emitido. O campo magnético resultante é reduzido, pois a corrente de fuga retorna em sentido contrário às correntes de modo comum nas fases do sistema, de acordo com a lei de Ampère, transcrita abaixo, aplicada à circunferência ao redor do cabo. Sendo assim, a blindagem do cabo é responsável também pela captura e retorno do ruído para a sua fonte.

$$\oint H \cdot dl = \sum (I_a + I_b + I_c + I_{terra}) = 0 \quad (9)$$

A atenuação do ruído na fonte é a melhor prática para se controlar a interferência eletromagnética e, de acordo com Skibinski et al. (1997), é possível de se obter reduzindo a taxa dv/dt pelo controle de gatilhamento ou pelo uso de filtros passivos como reatores (filtro dv/dt ou L), filtros LC, como mostrado na figura 11, filtros RLC, filtros LCL ou senoidais ou pela aplicação de indutores ou transformadores de modo comum (CMC). Basicamente a função das indutâncias dos filtros (L) é inserir uma impedância elevada para os sinais de alta frequência, dificultando sua propagação, enquanto que as capacitâncias (C) proveem um caminho de baixa impedância, para retorno destes sinais. Sendo assim, a utilização de filtros LC pode ser interpretada como uma prática de captura e retorno.

Figura 11 – Atenuação da corrente de terra no motor pelo uso de filtro LC

Fonte: elaborado pelo autor

Os filtros do tipo RLC têm a vantagem de reduzir ao mesmo tempo as sobre tensões, o ruído de modo diferencial e o de modo comum, porém com a desvantagem de reduzir a tensão fundamental e aumentar as perdas no sistema, enquanto os CMC são preferíveis pelo tamanho reduzido em relação aos reatores (DI PIAZZA; TINÈ; VITALE, 2008).

À utilização de filtros passivos como prática de atenuação do ruído na fonte, discutida por Skibinski et al. (1997), somam-se os circuitos ativos de cancelamento da tensão de modo comum, mencionados por Skibinski; Kerkman e Schlegel (1999), em decorrência dos esforços e avanços que vinham sendo aplicados no desenvolvimento desta tecnologia nessa época. Julian; Lipo e Oriti (1996) propuseram um circuito ativo de cancelamento de tensão de modo comum, composto por um par adicional de IGBTs ligados ao barramento intermediário mais um filtro de segunda ordem na saída do inversor, conforme mostrado na figura 12. Devido a este arranjo, a ponte inversora trifásica, juntamente com o circuito de cancelamento ativo de tensão CM, foi chamada de conversor de quatro pernas. Segundo os autores, o circuito se mostrou apropriado para reduzir, ou mesmo eliminar, a tensão de modo comum controlando-se a corrente CM, obtendo-se uma tensão senoidal na saída do filtro.

Figura 12 – Modelo de inversor de 4 pernas proposto por Julian; Lipo e Oriti (1996)

Fonte: elaborado pelo autor

Ogasawara; Ayano e Akagi (1997b, 1998) propuseram outro circuito ativo de cancelamento da tensão de modo comum. A topologia proposta é mostrada na figura 13. O circuito de cancelamento ativo é constituído pelos seguintes elementos: um seguidor de emissor *push-pull* utilizando 2 transistores com simetria complementar, um transformador de modo comum, um circuito de detecção da tensão de modo comum constituído por três capacitores ligados em estrela e dois capacitores do lado CC para evitar que uma corrente contínua flua no enrolamento adicional do transformador CM.

A estratégia de controle consiste em monitorar diretamente a tensão de modo comum, chaveando os transistores de forma a circular no quarto enrolamento do transformador de modo comum uma corrente que gere um fluxo no ferrite suficiente para atenuar a tensão de modo comum. Esta topologia foi, posteriormente, utilizada por di Piazza; Tinè e Vitale (2008), implementando uma alteração na alimentação do circuito ativo.

Figura 13 – Circuito ativo de cancelamento do ruído de modo comum proposto por Ogasawara; Ayano e Akagi (1997b)

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que, embora tais circuitos sejam referenciados como de cancelamento da tensão de modo comum, o que eles efetivamente fazem é drenar a corrente de modo comum, na topologia proposta por Julian; Lipo e Oriti (1996), ou injetar uma corrente equivalente no transformador de modo comum que anule os efeitos da corrente gerada pela tensão de modo comum, evitando que ela circule pelo motor. Desta forma, esta

prática também pode ser interpretada como simplesmente de captura e retorno do ruído.

Outros autores, como Cacciato et al. (1997, 1999), propuseram e têm proposto a redução da tensão de modo comum sem alterações físicas do equipamento, apenas atuando na estratégia de modulação de pulsos. No entanto, soluções deste tipo podem afetar o desempenho do inversor, em questões de resposta em torque, limitando sua utilização em aplicações mais simples.

Jouanne e Zhang (1999) propuseram um inversor de ponte dual (*dual-bridge inverter*). De acordo com os autores, o inversor de dupla ponte é controlado para gerar excitação equilibrada de um motor de indução padrão trifásico de duplo enrolamento, eliminando a tensão de modo comum e consequente corrente de enrolamento sem a necessidade de dispositivos adicionais no motor, como os rolamentos isolados, nem da adição de elementos passivos, como filtros, e nem de limitar a modulação. Nota-se, que, como será discutido neste trabalho, esta solução é a que realmente pode ser interpretada como atenuação do ruído na fonte.

Mutoh et al. (2002, 2003) têm realizado pesquisas com análises em uma abrangência mais sistêmica, buscando também se valer das características naturais dos componentes para redução das correntes de modo comum. Seus trabalhos têm sido realizados identificando-se os diferentes percursos da corrente de modo comum definidos por capacitâncias parasitas e os métodos construtivos associados à respectiva parte do sistema. Através do aumento da impedância parasita, reduz-se a circulação de corrente por este trajeto. A figura 14 mostra, de maneira esquemática, a identificação dos percursos da corrente CM considerada na configuração estudada. Nota-se um aumento razoável de percursos em comparação ao que fora considerado por Murai; Kubota e Kawase (1992), na figura 4.

Figura 14 - Percursos do ruído CM em sistemas de acionamento (MUTOH et al., 2003)

Fonte: elaborado pelo autor

Em relação a trabalhos anteriores, os autores comentam que os estudos de ruídos de interferência eletromagnética focavam os elementos individualmente, tais como inversores e motores, e que, embora alguns métodos tenham apresentado resultados satisfatórios na redução de corrente de fuga, como circuitos de cancelamento ativo e estratégia de modulação, e até mesmo soluções passivas como os filtros, existe a possibilidade de que novos ruídos de interferência eletromagnética venham a ser gerados por estes compensadores. Os ruídos de modo comum fluem através das capacitâncias parasitas dispersas ao longo do sistema de acionamento do motor e, como a distribuição destas capacitâncias depende fortemente dos métodos construtivos, é necessário avaliá-las para se controlar esta corrente.

3 METODOLOGIA

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o problema que está em foco neste trabalho e como será a abordagem da solução. Nesta parte introdutória, são apresentadas as razões da escolha deste tema e um resumo do processo de desenvolvimento da solução idealizada. A partir do subitem posterior, inicia-se a descrição da metodologia.

Como comentado inicialmente, o foco do trabalho está voltado para o estudo do controle de interferência eletromagnética fazendo-se uso dos componentes naturais do sistema, ou seja, sua configuração e seus elementos, reduzindo-se a necessidade de dispositivos externos, como por exemplo filtros passivos.

Os sistemas de acionamento são reconhecidamente grandes fontes de interferência eletromagnética, tanto conduzida quanto radiada. Os conversores estáticos são compostos normalmente por uma ponte retificadora a diodos e uma ponte inversora a IGBT, que chaveia em alta frequência. Portanto, analisando sua topologia, nota-se que a fonte de geração de ruídos está voltada para o motor, que muitas vezes encontra-se instalado separadamente, em distâncias que atingem dezenas de metros. Conclui-se, portanto, que em sistemas de acionamento, a emissão conduzida e, principalmente, a emissão radiada, resultantes dos fenômenos relacionados ao chaveamento em alta frequência dos IGBTs e do efeito antena proporcionado pela instalação, demandam especial atenção. Este fato define ainda que, entre os dois fenômenos eletromagnéticos principais associados aos sistemas de acionamento trifásicos, a sobretensão de onda refletida e a corrente de fuga à terra, este último seja o mais crítico para interferência, dado que as correntes de modo comum possuem um potencial muito maior para a produção de emissões radiadas do que as correntes de modo diferencial.

A prática mais comum de controle de interferência eletromagnética em sistemas de acionamento é o uso de cabos tripolares na instalação entre inversor e motor, preferencialmente blindados, com a blindagem cumprindo a função de terra ou com o condutor de terra inserido na blindagem. A área entre os cabos de potência e o plano de terra fica, assim, reduzida, minimizando o efeito antena. Nota-se que o condutor de

terra em um sistema de acionamento não tem apenas a função de proteção, mas passa a ser um condutor ativo, de uma corrente que possui uma amplitude razoável - a corrente de modo comum.

Os circuitos ativos propostos por Julian; Lipo e Oriti (1996, 1999), Ogasawara; Ayano e Akagi (1997b, 1998) e Di Piazza; Tinè e Vitale (2008), apresentam resultados satisfatórios quanto à redução da corrente de modo comum. Seu princípio de funcionamento se baseia na mitigação da tensão de modo comum, gerada pela sobreposição dos pulsos nas três fases, decorrentes do chaveamento, conforme discutido anteriormente. Observa-se, no entanto, que pela forma de onda existente, um único par adicional de chaves é incapaz de cancelar a tensão CM por si só, razão pela qual estas topologias exigem elementos passivos, como o filtro LC na topologia proposta por Julian; Lipo e Oriti (1996, 1999), ou o transformador de modo comum, proposto por Ogasawara; Ayano e Akagi (1997b, 1998). Estes circuitos possibilitam o retorno da corrente de modo comum ao inversor por um caminho mais curto que o condutor de terra conectado ao motor, devolvendo a este a exclusividade na função de proteção.

Observa-se que a tensão de modo comum em um sistema de acionamento trifásico é inerente à sua configuração e à forma como os pulsos são gerados. Assim, uma forma de, teoricamente, se cancelar a tensão de modo comum sem a necessidade de filtro adicional, levando-se em consideração sua origem, é a introdução de um pulso contrário a cada um existente. Portanto, para cada fase, a, b e c, uma nova fase, a', b' e c', chaveando em sincronismo e em oposição deve ser adicionada. Em outras palavras, um inversor com fases simétricas: para as fases existentes, outras três são adicionadas. Este esquema de chaveamento é capaz de anular, na teoria, 100% da tensão de modo comum, conforme mostra a figura 15. Ao se adotar esta topologia, o ruído é naturalmente reduzido.

Como, basicamente, a solução proposta transforma o sistema trifásico em hexafásico, esta pode parecer em um primeiro momento uma solução inferior em comparação aos circuitos ativos de cancelamento de tensão CM, que mantém inalterado o sistema, adicionando apenas uma “quarta fase” à saída do inversor. Porém,

como será discutido mais à frente, a concepção acima proposta é viável e não demanda alterações significativas do sistema.

Figura 15 – Esquema de chaveamento da configuração proposta de 6 fases

Fonte: elaborado pelo autor

Diferentemente da topologia do inversor de 4 pernas, que drena a corrente de modo comum resultante e em decorrência disto anula a tensão CM existente, o princípio da topologia proposta é a não geração de tensão CM e, em decorrência disto, a não circulação de corrente de modo comum. Na prática, sabe-se que dificilmente esta corrente se anula por completo. No entanto, conforme será descrito, os resultados são promissores.

A metodologia descrita a seguir é dividida em 3 etapas:

- Simulações: nesta primeira etapa verifica-se como a corrente de modo comum se comporta nas diferentes configurações de sistemas, permitindo a avaliação do potencial da solução proposta em mitigar os ruídos de modo comum. Permite, também, avaliar dentre as possíveis configurações com seis fases, a que mais facilmente pode ser implementada em um arranjo de testes. Finalmente, auxiliará no desenvolvimento do controle do inversor a ser utilizado neste arranjo.
- Implementação da topologia: discute-se nesta segunda etapa como implementar a solução delineada no passo anterior. Descreve-se o motor e o protótipo do inversor proposto e como este último foi executado a partir de inversores padrão de mercado.
- Ensaio: nesta etapa, descreve-se os testes realizados a fim de se comparar a solução proposta com a solução convencional, ou seja, o sistema de acionamento trifásico.

3.2 SIMULAÇÃO

Entre a concepção teórica da solução para mitigação da corrente de modo comum através de uma configuração duplo-trifásica e sua implementação em um protótipo de testes, houve uma etapa intermediária, onde foram realizadas simulações, a fim de se avaliar a viabilidade da topologia proposta. Deve-se compreender, no entanto, que estas simulações foram realizadas apenas para proporcionar subsídios para a execução do arranjo de testes, não podendo ser em nenhum momento entendidas como um dos objetivos finais deste trabalho. Pode-se afirmar que desde o início da pesquisa estava delineado um plano visando a implementação deste arranjo. Qualquer tipo de simulação era considerada insuficiente para se tirar uma conclusão definitiva. Isto porque torna-se difícil fazer o modelamento de um sistema envolvendo os fenômenos relacionados à interferência eletromagnética. Tais fenômenos, em particular os relacionados a ruídos de modo comum e modo diferencial, são funções de parâmetros, capacitâncias e indutâncias, que estão distribuídos ao longo do sistema. Os modelos normalmente são simplificados por representações que os agrupam em determinados pontos (PAUL, 2006). Além disto, por mais completos que os modelos possam ser, nunca representam com total fidelidade estes parâmetros. Sua identificação, por si só, constitui uma dificuldade. Soma-se a isto o fato de que alguns parâmetros, em particular as resistências e indutâncias, variam com a frequência (ESMAELI; TAVASSOLI, 2011).

Desta forma, tendo em vista que um arranjo de testes seria implementado fisicamente, optou-se por simulações simples, apenas para avaliar qualitativamente o potencial da configuração proposta em mitigar a corrente de modo comum. As simulações foram realizadas utilizando-se o programa PSIM², versão 8.07.400. Alguns dos resultados obtidos via simulação são apresentados aqui, cuja análise serviu de base para estruturar os ensaios realizados posteriormente.

Os modelos de motores utilizados nas simulações de corrente de modo comum foram baseados em modelos utilizados por Zhong e Lipo (1995) e Consoli et al. (1996), extrapolados para as diversas configurações estudadas. Primeiramente foram feitos os

² PSIM VERSÃO 8.0.7.400. Módulos ativos: módulo de acionamento de motores 5.0; módulo de controle digital 3.2; módulo SimCoupler 2.0. Pertencente ao Laboratório de Eletrônica de Potência – LEP.

modelos da configuração trifásica, para os fechamentos das bobinas em delta (Δ) e estrela (Y), mostrados na figura 16. Para efeito de cálculo dos parâmetros, considerou-se a tensão nominal do motor de 220 V para fechamento em delta e 380 V para fechamento em estrela.

Figura 16 – Fechamentos do motor trifásico: delta e estrela

Fonte: elaborado pelo autor

A figura 17 mostra o modelo adotado para o fechamento em delta. As capacitâncias do modelo correspondem às capacitâncias entre fases (modo diferencial) e entre fases e carcaça (modo comum) do motor.

Figura 17 - Modelo de motor trifásico com fechamento em delta

Fonte: elaborado pelo autor

Este primeiro modelo teve como base a concepção convencional, trifásica, simples, ou seja, um enrolamento por fase apenas, a fim de se compreender melhor o fenômeno da corrente e tensão de modo comum. Posteriormente, para mitigação da tensão e corrente de modo comum, foi proposto um rearranjo da configuração, utilizando-se um motor com seis fases, o qual será discutido mais adiante.

As primeiras simulações foram realizadas com parâmetros estimados, baseados em exemplos encontrados na literatura. Posteriormente, quando um motor e os inversores haviam sido selecionados, as simulações foram refeitas utilizando-se parâmetros baseados nesses equipamentos, obtidos para os testes. Para se determinar os parâmetros, seguiu-se o critério descrito a seguir. Primeiramente, adotou-se os dados do motor de 12 pontas de 0,250 kW. Os dados completos são apresentados no capítulo referente a ensaios. Aqui serão apresentados apenas aqueles considerados necessários para as simulações. A corrente nominal é 1,60 A em 220 V e 0,92 A em 380 V. Na partida, a corrente atinge 6,5 vezes a corrente nominal. Em média a resistência de cada enrolamento, medida com multímetro digital, é 62 Ω , sendo 31 Ω em cada bobina formada por enrolamentos em paralelo.

Para facilitar o cálculo dos parâmetros, resistência e indutância, assumiu-se o fechamento do motor em estrela, em que a corrente de linha corresponde à corrente de fase. Considerando-se a partida diretamente na rede, com alimentação em 380 V, tem-se que a tensão aplicada sobre uma bobina do motor é 220 V. Nesta condição a corrente na bobina será 6,5 vezes a corrente nominal neste fechamento, que é 0,92 A. Então:

$$I_p = 6,5 * 0,92 A = 6 A \quad (10)$$

O módulo da impedância nesta fase, neste instante, é:

$$Z = \frac{220}{6} = 37\Omega \quad (11)$$

Portanto, calcula-se a indutância por:

$$Z = R + jX_L \quad (12)$$

$$X_L = \sqrt{Z^2 - R^2} = \sqrt{37^2 - 31^2} \quad (13)$$

$$L = \frac{X_L}{\omega_L} = \frac{20}{2 \cdot \pi \cdot 60} = 53mH \quad (14)$$

Com o motor em regime, ou seja, com corrente de 0,92 A, temos que:

$$Z_2 = \frac{220}{0,92} = 239\Omega \quad (15)$$

$$Z_2 = R_T + jX_L \quad (16)$$

$$R_T = \sqrt{Z^2 - X_L^2} = \sqrt{239^2 - 20^2} \quad (17)$$

$$R_T = 238 \Omega \quad (18)$$

Assim, cada bobina em fechamento trifásico corresponde, em regime, a uma impedância composta por: $R = 238 \Omega$ e $L = 53 mH$. O modelo separa estas resistências ao meio, conforme figura 17, de forma que cada lado da fase permanece com $R/2 = 119 \Omega$ e $L/2 = 27 mH$. Do meio destas duas parcelas RL derivam as capacitâncias parasitas do motor.

Para efeito de simulação, assumiu-se as capacitâncias dispersas de cada enrolamento como se estivessem concentradas em um único ponto, conforme Consoli et al. (1996), e no centro da bobina, como aproximação da adotada por Zhong e Lipo (1995). Isto significa localizá-las entre os parâmetros do modelo correspondentes aos resistores e indutores do motor. Localizar as capacitâncias próximas às fontes chaveadas provocam elevados picos de corrente devido ao dv/dt .

Com um multímetro digital, na função capacímetro, mediu-se as capacitâncias entre enrolamentos e entre enrolamento e carcaça do motor, mantendo-se uma ponta nos terminais curto-circuitados de uma bobina e a outra ponta nos terminais curto-circuitados das outras bobinas ou carcaça do motor. Os valores médios obtidos estão mostrados na tabela 1. A partir destes valores, calculou-se as capacitâncias de modo diferencial C_D e de modo comum C_C .

Tabela 1 – Valores médios das capacitâncias medidas

Capacitância medida	Valor médio
entre bobinas	0,60 nF
entre fases	0,85 nF
entre bobina e terra	0,85 nF
entre fase e terra	1,40 nF

Para o modelo trifásico, os valores das capacitâncias de modo diferencial C_D e de modo comum C_C foram calculados da seguinte maneira:

- adotou-se os modelos de simulação mostrados na figura 18, à esquerda e à direita;
- inseriu-se uma fonte senoidal de frequência de 16 kHz e 1 V de tensão;
- mediu-se a corrente, conforme esquemas da esquerda e da direita;
- calculou-se a reatância capacitiva X_C vista pela fonte para os 2 casos, dada pela razão da tensão pela corrente ($X_C = V / I$);
- atribuiu-se valores a C_D e C_C até que a reatância capacitiva X_C , calculada pelo esquema da esquerda, desse um valor compatível com a capacitância entre fases, e o da direita, à capacitância entre fase e terra, conforme tabela 1.

Obs. Ao se calcular as capacitâncias pelo método acima, simplesmente fez-se uma conta reversa da reatância capacitiva X_C equivalente resultante. Qualquer frequência poderia ser utilizada na fonte de tensão senoidal. Adotou-se 16 kHz por ser a frequência de chaveamento utilizada nos ensaios posteriores.

Figura 18 – Modelos utilizados para estimativa de C_D e C_C na configuração trifásica

Fonte: elaborado pelo autor

Pelo método acima obteve-se os valores de $0,4 \text{ nF}$ para C_D e de $1,3 \text{ nF}$ para C_C . O modelo para o fechamento em estrela é mostrado na figura 19. Considerou-se os mesmos parâmetros RLC neste modelo.

Figura 19 - Modelo de motor trifásico com fechamento em estrela

Fonte: elaborado pelo autor

Inicialmente, foram feitas simulações, cuja configuração corresponde à de um motor conectado diretamente à rede. O gráfico 1 apresenta os resultados correspondentes às formas de onda das correntes nas três fases, I_a , I_b e I_c e de terra, I_g , que é nula, para a simulação do modelo de motor delta.

Gráfico 1 - Correntes nas fases e terra em motor alimentado por tensão senoidal

Fonte: elaborado pelo autor

Dispensa-se a apresentação do modelo geral de simulação para o motor conectado na rede e maiores explicações, bem como a apresentação do resultado obtido no modelo do motor estrela, devido à semelhança com o anterior. Nota-se apenas que as simulações devem levar em consideração as diferentes tensões de alimentação: 220 V e 380 V.

Para simulação do sistema composto pelo motor alimentado por um inversor PWM trifásico, utilizou-se o modelo apresentado na figura 20.

Figura 20 - Modelo de inversor PWM para alimentação de motor trifásico

Fonte: elaborado pelo autor

Para este modelo, adotou-se a capacitância de $220 \mu F$ para o capacitor do barramento CC intermediário, obtida da indicação do capacitor montado no inversor utilizado posteriormente para teste. Adotou-se o valor de $0,035 nF$ para as capacitâncias parasitas entre terra e o positivo e o negativo do barramento intermediário, baseado em medições realizadas. Adotou-se ainda os valores de $0,80 \Omega$ e $1,8 \mu H$ para os cabos,

baseado em dados de catálogo³: resistência de condutor flexível de seção 0,5 mm² de 40 Ω/km e a indutância, 90 μH/km, calculada pela fórmula a seguir.

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\frac{1}{4} + \ln \frac{2a}{d} \right] \quad (19)$$

sendo:

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-4} \text{ H/km}$$

d = diâmetro dos condutores

a = distância entre os centros dos condutores

para uma disposição em trifólio, conforme mostrado na figura 10.

A frequência de chaveamento adotada, inicialmente, foi de 5 kHz. As formas de onda das correntes nas fases e de terra no motor, obtidas para a condição de fechamento dos enrolamentos em delta, são apresentadas no gráfico 2, onde pode-se ver as correntes de linha, Ia, Ib e Ic, e a corrente de fuga à terra, Ig, todas na mesma escala.

Gráfico 2 - Correntes nas fases e de terra em motor com fechamento Δ, portadora 5 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

³ CABELTE. Manual de Cabos Eléctricos de Baixa Tensão. Disponível em <http://www.cabelte.pt/LinkClick.aspx?link=PT/Manuais/Manual_Cabos_Electricos_Baixa_Tensao.pdf>. Acesso em: 27 janeiro 2013.

O mesmo modelo de inversor foi utilizado para as simulações na condição de fechamento dos enrolamentos do motor em estrela, substituindo-se apenas o modelo do motor e ajustando-se a tensão de linha. Dispensa-se a apresentação do resultado obtido nesta simulação, devido à similaridade com o anterior.

O aumento da frequência de chaveamento para 16 kHz resultou nas formas de onda do gráfico 3, apresentando aumento de corrente de fuga à terra, I_g . Nota-se que as formas de onda apresentadas são referentes ao modelo de fechamento das bobinas do motor em delta e que o resultado obtido com o modelo do motor em estrela é semelhante.

Gráfico 3 - Correntes nas fases e de terra em motor com fechamento Δ , portadora 16 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

O passo seguinte da simulação foi criar modelos para motores de 6 fases, a fim de se verificar a solução idealizada. Em analogia aos fechamentos delta (Δ) e estrela (Y) da configuração trifásica, foram criados modelos para o fechamento hexagonal e estrela de seis pontas, conforme mostrado na figura 21.

Figura 21 – Fechamentos do motor hexafásico: hexagonal e estrela

Fonte: elaborado pelo autor

Os modelos adotados para estes motores estão mostrados nas figuras 22 e 23 respectivamente. Como o motor na configuração trifásica associa 2 bobinas em paralelo, as resistências e indutâncias, por fase, do motor na configuração de seis fases, foram assumidas como sendo o dobro, ou seja, $R = 476 \, \Omega$ e $L = 106 \, mH$, divididos em dois segmentos de $R/2 = 238 \, \Omega$ e $L/2 = 53 \, mH$, com as capacitâncias parasitas de modo diferencial e de modo comum derivando da junção destes segmentos.

Figura 22 - Modelo de motor com fechamento em hexágono

Fonte: elaborado pelo autor

Figura 23 - Modelo de motor com fechamento em estrela hexafásica

Fonte: elaborado pelo autor

Para o cálculo das capacitâncias de modo diferencial C_D e de modo comum C_C adotou-se o mesmo procedimento utilizado para a configuração trifásica, porém com as seguintes mudanças:

- f. adotou-se os modelos de simulação mostrados nas figuras 24 e 25;
- g. atribuiu-se valores a C_D e C_C até que a reatância capacitiva X_C , calculada pelo esquema da figura 24, desse um valor compatível com a capacitância entre bobinas, e o da figura 25, à capacitância entre bobina e terra, conforme tabela 1.

Figura 24 - Modelo utilizado para estimativa de C_D na configuração de seis fases

Fonte: elaborado pelo autor

Figura 25 - Modelo utilizado para estimativa de C_C na configuração de seis fases

Fonte: elaborado pelo autor

Pelo método acima, obteve-se os valores de $0,2 \text{ nF}$ para C_D e de $0,5 \text{ nF}$ para C_C .

Para o modelo do inversor, adotou-se o modelo da figura 26. O controle é composto de um sistema hexafásico de referências defasadas de 60° em 60° : 0° , $+60^\circ$, $+120^\circ$, 180° , 240° e $+300^\circ$. A fim de se obter o resultado esperado, de pulsos opostos, o sinal da portadora foi invertido para as referências em 180° , 240° e $+300^\circ$.

Figura 26 - Modelo de inversor para motor com enrolamento hexafásico

Fonte: elaborado pelo autor

Após a solução ser delineada, explorou-se a possibilidade de utilização de um motor com dois enrolamentos trifásicos, ambos ligados em delta ou ambos em estrela, ao invés de um único conjunto hexafásico.

O modelo do inversor para este motor é apresentado na figura 27. Difere do apresentado na figura 26 apenas pela defasagem das referências. Neste caso, é composto de dois sistemas de referência trifásicos defasados em 180° . Ou seja, um sistema com as fases de referência em 0° , -120° e $+120^\circ$ e o outro sistema com as fases de referência em 180° , $+60^\circ$ e $+300^\circ$. Igualmente, a fim de se obter o resultado esperado de pulsos opostos, o sinal da portadora deve ser invertido para o segundo conjunto de referências: 180° , $+60^\circ$ e $+300^\circ$.

Figura 27 - Modelo de inversor para motor com enrolamento duplo-trifásico

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que o resultado final é o mesmo, ou seja, 6 saídas igualmente defasadas. Portanto, um mesmo inversor pode acionar um motor hexafásico ou duplo-trifásico, devendo-se, apenas, tomar cuidado com as ligações das fases do motor. Os modelos utilizados para simulações destas configurações, nomeados de duplo- Δ e duplo-Y, estão mostrados nas figuras 28 e 29, respectivamente.

Figura 28 - Modelo de motor com fechamento duplo- Δ

Fonte: elaborado pelo autor

Figura 29 - Modelo de motor com fechamento duplo-Y

Fonte: elaborado pelo autor

Com relação às configurações duplo- Δ e duplo-Y, nota-se que este motor é possível de se obter a partir de um motor comum de 12 pontas, produzido para atender às tensões de 220 V, 380 V e 440 V, conforme mostrado na figura 30, tendo ainda a possibilidade de fechamento em 760 V.

Figura 30 - Fechamentos possíveis de motores de 12 pontas

Fonte: elaborado pelo autor

O motor duplo- Δ pode ser obtido separando-se a ligação de 220 V em dois conjuntos trifásicos. No entanto, as polaridades das bobinas do segundo conjunto trifásico devem ser invertidas, a fim de que duas bobinas em oposição de 180° produzam fluxo na mesma direção, porém com sentidos opostos. Este arranjo é mostrado na figura 31.

Figura 31 - Fechamento duplo- Δ a partir de motor de 12 pontas

Fonte: elaborado pelo autor

Devido a esta facilidade de se obter um motor para esta topologia especial, esta será a alternativa adotada no decorrer do trabalho. Por este motivo, a configuração proposta será chamada de duplo-trifásica e não hexafásica.

Os resultados correspondentes às correntes nas fases e de modo comum para os motores com fechamento duplo- Δ são mostrados no gráfico 4, para a frequência de portadora de 5 kHz.

Gráfico 4 - Correntes nas fases e de terra em motor com fechamento duplo- Δ , portadora 5 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

Os resultados correspondentes às correntes nas fases e de terra para os motores com fechamento duplo- Δ são mostrados no gráfico 5, para a frequência de portadora de 16 kHz.

Gráfico 5 - Correntes nas fases e de terra em motor com fechamento duplo- Δ , portadora 16 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

Dispensa-se, por semelhança, a apresentação dos resultados referentes aos fechamentos duplo-estrela, estrela hexafásica e hexagonal.

Os dados obtidos na simulação, salvos em arquivos texto (*.txt), foram processados, adotando-se uma planilha de cálculo para análise. O valor rms da corrente de terra foi calculado através da expressão abaixo.

$$x_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i)^2}{N}} \quad (20)$$

Verificou-se que em 5 kHz de frequência de chaveamento, a redução obtida com a configuração duplo-trifásica foi de 98,17% em relação à trifásica. Em 16 kHz de frequência de chaveamento a redução chegou a 99,94%.

Nota-se que, conforme havia sido idealizado, a configuração simétrica apresenta redução considerável da corrente de modo comum. Desta forma, como comentado

anteriormente, o trabalho prosseguiu, como será descrito na próxima seção, com o desenvolvimento do protótipo, tendo sido escolhida, por facilidade de obtenção, a configuração duplo-trifásica, com motor duplo-delta, obtido a partir de um motor de 12 pontas.

Antes de se passar à próxima fase, de execução e testes, realizou-se uma simulação para direcionar a definição da configuração e implementação do controle dos inversores. Teve-se como objetivo montar o inversor duplo-trifásico a partir de dois inversores padrão. Através de simulações, observou-se que a adoção do cruzamento de pulsos de disparo entre os inversores, conforme mostrado na figura 32, fornece a defasagem de pulsos esperada. A implementação física deste artifício é descrita na seção seguinte.

Figura 32 - Modelo de controle a ser implementado

Fonte: elaborado pelo autor

Por este motivo, a configuração proposta será chamada de duplo-trifásica e não hexafásica. Observa-se ainda que, após os testes, descritos nas seções seguintes, algumas simulações foram refeitas, visando-se obter resultados semelhantes aos práticos e um melhor entendimento dos fenômenos, em decorrência de alguns resultados com certas diferenças em relação ao esperado. Outras, como utilizar o modelo de seis fases para compor o modelo de simulação do motor trifásico, a fim de

deixar um modelo universal para trabalhos futuros. Observa-se que as simulações não consistiam o objeto principal do trabalho e as simulações realizadas até então foram consideradas suficientes. O modelo do motor trifásico para o fechamento em delta a partir do modelo de seis bobinas é mostrado na figura 33.

Figura 33 – Modelo de motor com fechamento trifásico em Δ a partir de motor de 12 pontas

Fonte: elaborado pelo autor

O resultado da simulação para a frequência de chaveamento de 16 kHz é mostrado no gráfico 6.

Gráfico 6 - Correntes nas fases e de terra em motor trifásico com fechamento Δ , portadora em 16 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

3.3 BANCADA DE TESTES

A fim de se comprovar a eficácia da solução proposta, uma bancada de testes foi montada, permitindo-se obter os resultados necessários para se fazer a comparação entre as configurações trifásica e duplo-trifásica. Esta única bancada foi capaz de ensaiar as duas configurações. Os equipamentos⁴ utilizados foram: um motor trifásico de doze pontas e quatro módulos inversores trifásicos. O motor foi preparado, conforme foto apresentada na figura 34, para operar tanto com o fechamento trifásico, quanto o duplo-trifásico.

Figura 34 - Motor utilizado para teste com bloco de terminais ao centro

Fonte: elaborado pelo autor

Com relação aos conversores, dos quatro módulos inversores, dois foram utilizados para compor o protótipo do inversor duplo-trifásico, um foi utilizado para os testes da configuração convencional e a quarta peça ficou como sobressalente. Assim,

⁴ Os equipamentos foram cedidos pelo fabricante dos mesmos: ABB Ltda.

a bancada de testes utilizou sempre o mesmo motor e o mesmo modelo de inversor no que diz respeito ao algoritmo de controle e características construtivas.

Com a utilização de inversores padrão de mercado, destacam-se os seguintes pontos:

- 1) o produto foi desenvolvido e testado de forma a atender aos níveis exigidos pelas normas de compatibilidade eletromagnética, portanto, a emissividade apresentada pelo inversor em sua condição normal de aplicação são aquelas recomendadas pelas normas internacionais;
- 2) pelo fato de ter sido fabricado e utilizado em escala comercial, dirime-se a dúvida de que o inversor adotado nos testes, na configuração trifásica, pudesse ter sido fabricado de maneira descuidada gerando resultados tendenciosos para favorecer a solução proposta;
- 3) a montagem do protótipo duplo-trifásico sem nenhum algoritmo ou dispositivo especial, apenas com a inversão do chaveamento das pontes, demonstra, sem deixar dúvidas, de que a solução privilegia as características naturais do sistema, e não uma solução especialmente desenvolvida para resolver este problema, como os circuitos ativos. Este é o foco central deste trabalho, mostrando que o conhecimento da natureza e fonte da geração do ruído e o uso dos recursos que o próprio sistema disponibiliza permitem a implementação de uma solução com potencialidade de redução das interferências eletromagnéticas.

O item a seguir apresenta as características técnicas dos equipamentos utilizados na bancada de testes.

3.3.1 Motor

O motor utilizado foi um motor de 12 pontas, 6 polos, marca ABB, modelo M3AA071B-6, IM3601, Classe F, atendendo à NBR 17094-1. Os dados do motor, tal qual se encontram em sua placa de identificação, estão transcritos na tabela 2.

Tabela 2 – Dados do motor utilizado na bancada de testes

V	Hz	r/min	kW	A	cos φ
220 $\Delta\Delta$ / 440 Δ	60	1105	0,25	1,60 / 0,80	0,66
380 YY	60	1105	0,25	0,92	0,66

Não foram fornecidas maiores informações além dos dados de placa e dos esquemas de fechamento do enrolamento do motor, anexado à tampa da caixa de ligações.

Baseado no esquema anexo à tampa e medindo-se os enrolamentos com multímetro, verificou-se a identificação das bobinas, mostrada na tabela 3.

Tabela 3 – Identificação das bobinas do motor

Fase	Cor início	Identificação início	Identificação final	Cor final
U	vermelho	U1	U2	verde
U	vermelho	U5	U6	verde
V	amarelo	V1	V2	preto
V	amarelo	V5	V6	preto
W	marrom	W1	W2	azul
W	marrom	W5	W6	azul

Na tabela 4 estão listados os valores das resistências dos enrolamentos.

Tabela 4 – Valores medidos de resistência dos enrolamentos

Bobina		Resistência
U1	U2	61,0 Ω
U5	U6	63,2 Ω
V1	V2	61,0 Ω
V5	V6	63,2 Ω
W1	W2	61,0 Ω
W5	W6	63,2 Ω

A figura 35 mostra os fechamentos do motor para a configuração convencional, trifásica, em 220 V e o respectivo fechamento duplo- Δ , identificados com a nomenclatura do motor cedido para teste.

Figura 35 – Ligações do motor de teste: fechamento em delta e duplo-delta

Fonte: elaborado pelo autor

A figura 36 mostra o detalhe do fechamento do motor para a configuração convencional, trifásica, em 220 V, realizado no bloco de terminais do motor.

Figura 36 - Fechamento do motor em Δ

Fonte: elaborado pelo autor

A figura 37 mostra o fechamento do motor para a configuração proposta, duplo-trifásica, em 220 V, realizado no bloco de terminais do motor.

Figura 37 - Fechamento do motor em duplo- Δ

Fonte: elaborado pelo autor

3.3.2 Inversores

3.3.2.1 Características Técnicas dos Inversores

Os acionamentos utilizados na bancada de testes são inversores padrão de mercado cujas características técnicas resumidas são apresentadas na tabela 5.

Tabela 5 – Características técnicas do inversor utilizado nos testes

Modelo e Fabricante	ACS50 01A4-2	ABB
Potência	0.18	kW
Tensão de entrada U1	200 - 240 V 1 Φ	V
Corrente Nominal I2	1.4	A
Corrente Máxima I2max	2.1	A
Tensão de saída U2	0 - Uentrada 3 Φ	V
Corrente de Entrada I1	4.4	A
Frequência de comutação	5 / 16 kHz	kHz
Tipo de controle	Escalar	V/Hz
Curva característica (V/Hz)	Constante /Quadrática	

Este é um modelo simples. A parte de potência é constituída por uma entrada monofásica em 220 V, com retificação por onda completa, um único capacitor eletrolítico formando o barramento CC intermediário e 6 IGBTs discretos com diodo de retorno incorporado, compondo a ponte inversora trifásica de saída. O esquema do inversor é mostrado na figura 38. Este modelo se mostrou bastante adequado aos ensaios por ser de entrada monofásica em 220 V, devido à disponibilidade da fonte de alimentação.

Figura 38 – Topologia do inversor cedido para a bancada de teste

Fonte: elaborado pelo autor

O ajuste de controle é feito por potenciômetros e interruptores DIP. Os ajustes disponíveis por potenciômetros são: limite de corrente, rampa de aceleração e máxima velocidade. O controle do motor é escalar e os ajustes disponíveis por interruptores DIP são: frequência nominal do motor, frequência de chaveamento, característica da curva V/Hz e outros ajustes que não têm nenhuma interferência com os ensaios realizados, como por exemplo, função de relé, configuração de entrada analógica, etc.

Em relação aos potenciômetros, as seguintes considerações são feitas:

- limite de corrente: como não afeta o resultado, desde que o motor não o atinja, foi ajustado no mínimo, por uma questão de segurança;
- rampa de aceleração: foi ajustada em uma posição intermediária, pois não afeta os resultados em regime;
- máxima velocidade: foi ajustada no mínimo, implicando que em máxima velocidade o motor atinja 60 Hz. Este ajuste deve ser o mesmo para as duas alternativas de inversor testadas, para permitir a comparação em uma mesma condição operacional.

Os ajustes com interruptores DIP, que podem afetar os resultados dos testes, são os seguintes:

- frequência nominal do motor: determina a relação V/Hz e depende do motor utilizado. Deve ser ajustada em 60 Hz;
- frequência de chaveamento: permite selecionar 5 kHz ou 16 kHz;
- curva característica V/Hz: permite selecionar curva “linear”, para cargas com torque constante, ou “quadrática”, para cargas que tenham torque variável, como ventiladores e bombas centrífugas.

A curva característica V/Hz linear impõe uma tensão de saída diretamente proporcional à frequência, ou seja, mantém a relação V/Hz constante, exceto na região de baixa velocidade, em que o controlador fornece um incremento da tensão. O manual do produto informa que o inversor reforça automaticamente a tensão de partida em 10% e diminui gradualmente até, aproximadamente, metade da velocidade base. Com o inversor ajustado para controle de cargas de torque variável, a característica V/Hz varia segundo uma função quadrática, reduzindo a tensão de saída em baixas velocidades.

3.3.2.2 Configuração do Protótipo Duplo-Trifásico

Para a fabricação do inversor duplo-trifásico, utilizaram-se dois módulos iguais, efetuando-se uma alteração no circuito eletrônico de disparo dos IGBTs, seguindo o modelo de simulação apresentado na figura 32.

Além da dificuldade de acesso aos componentes, devido à montagem com uso de SMDs, deparou-se com um outro problema, que foi a falta de documentação. Os inversores foram entregues com os manuais, somente com recomendações de instalação e ajustes. Os esquemas eletrônicos não foram fornecidos, pois consistem em propriedade intelectual do fabricante. Ademais, este inversor é de pequeno porte e traz consigo a informação de que não são realizados reparos nas peças; em caso de defeito, a alternativa é a substituição completa da unidade. Sendo assim, para se estudar a modificação, uma unidade foi desmontada e as pontes retificadora e inversora, identificadas. A partir da identificação dos IGBTs discretos, rastreou-se a conexão de seu gatilho até a identificação de seu circuito controlador. Foi localizado um circuito integrado (CI), cuja identificação é: IR2136. Foi realizada a pesquisa da folha de dados⁵ deste dispositivo e constatado ser ele a unidade de disparo dos IGBTs.

O IR 2136 é uma unidade de controle de gatilhamento de IGBTs e MOSFETs de potência para pontes inversoras trifásicas. Um único circuito integrado é suficiente para o disparo dos 6 elementos da ponte inversora. Este CI recebe 6 sinais digitais oriundos do controlador do inversor e os amplifica para disparo dos IGBTs. Para cada fase do inversor, o detalhe típico da conexão está mostrado na figura 39. De acordo com a simulação realizada com o modelo apresentado na figura 32, a inversão de sinais entre H e L é suficiente.

⁵ INTERNATIONAL RECTIFIER. IR 213(6,62,63,65,66,67,68) (J&S) & PbF, Data Sheet No. PD60166 revU, 3-PHASE BRIDGE DRIVER. Disponível em <<http://www.datasheetarchive.com/PD60166-U-datasheet.html>>. Acesso em: 16 julho 2013.

Figura 39 – Detalhe de conexão típico do CI IR2136 por fase do inversor

Fonte: International Rectifier (2002)

Nota-se que a inversão dos gatilhos do IGBT deve ser realizada do lado da entrada do CI, cujos sinais digitais, HIN1,2,3 e LIN1,2,3, são independentes para cada chave. A inversão dos sinais HO1,2,3 e LO1,2,3 é algo complicado, pois envolve conexões com a parte de potência, como os pontos VS1,2,3. No caso do modelo IR2136, o sinal de entrada é de lógica invertida para as seis entradas, de maneira que a troca de sinais entre os dois inversores pode ser feita diretamente, conforme mostra a figura 40.

Figura 40 – Interligação dos sinais de gatilho no protótipo duplo-trifásico

Fonte: elaborado pelo autor

Um dos inversores ficou intacto e foi chamado de mestre. Nele foram feitas apenas as derivações das ligações. O segundo inversor foi chamado de seguidor e nele houve uma interrupção de conexões internas e criação de novas conexões com o inversor mestre. Além das ligações dos sinais HIN1,2,3 do inversor mestre com os pontos LIN1,2,3 do seguidor e vice-versa, o sinal de liberação do gatilhamento (EN) e o ponto VSS, ligado ao terra eletrônico do inversor, também foram interligados. Os pontos do CI seguidor, que receberam as conexões do CI mestre, à exceção do ponto VSS, tiveram seus terminais isolados da placa eletrônica para evitar curtos-circuitos e conflito de informações.

Com este arranjo, o controlador do inversor mestre passou a ser o controle geral do sistema, por isto sua denominação, enquanto o do seguidor ficou inoperante. A interligação entre os CIs foi feita com fio rígido fino: não se encontrou outra maneira de se fazer esta interligação, devido ao fato de os inversores serem produtos acabados. O protótipo do inversor duplo-trifásico é apresentado na figura 41.

Figura 41 – Foto do protótipo do inversor duplo-trifásico proposto

Legenda

1. Retificador
2. IGBTs
3. Barramento CC
4. Entrada 1 Φ
5. Saída 3 Φ
6. IR2136

Fonte: elaborado pelo autor

Além dos terminais do CI IR2136 acima citados, também foram interligados os terminais de entrada, o polo negativo do circuito CC intermediário e o terra eletrônico,

ligado à estrutura do inversor, que é também o dissipador térmico. Na figura 42 está apresentada esta ligação.

Figura 42 - Esquema de interligação dos inversores

Fonte: elaborado pelo autor

Havia dois problemas potenciais com o protótipo de testes do inversor duplo-trifásico: o primeiro refere-se à possibilidade de perda de proteção do seguidor, relacionada ao fato de a lógica de supervisão preestabelecida neste elemento ter sido

desconectada, impedindo uma ação de desligamento automático em caso de falha; o segundo refere-se à interligação mestre-seguidor, que poderia captar ruídos, provocando, eventualmente, disparos não desejados ou a geração de novos ruídos. As consequências destes potenciais problemas poderiam ser: a destruição do protótipo de testes, no primeiro caso, ou medições erradas, no segundo. Em caso de destruição do protótipo, um novo teria que ser construído, atrasando o cronograma. No caso das medições erradas, as consequências seriam mais graves para o propósito da pesquisa. No entanto, elas gerariam resultados insatisfatórios e nunca melhores que o esperado. Assim sendo, se no decorrer das medições os resultados obtidos não estivessem em conformidade com o esperado, nova investigação deveria ser feita a fim de se averiguar a causa, que poderia ser a interferência eletromagnética nas interligações ou mesmo a ineficácia da solução proposta. Portanto, estes problemas potenciais eram riscos avaliados de insucesso da pesquisa que, no entanto, não comprometeram o resultado geral.

3.4 ENSAIOS

Nesta seção são descritos os procedimentos adotados para a realização de testes comparativos entre os arranjos de testes da configuração convencional e da proposta. Descreve-se os equipamentos utilizados, os arranjos de testes e os procedimentos de ensaio.

3.4.1 Equipamentos

Os seguintes equipamentos foram utilizados nos ensaios:

- 1 motor de indução trifásico, descrito no item 3.3.1;
- 1 inversor trifásico, descrito no item 3.3.2.1;
- 1 protótipo de inversor duplo-trifásico, descrito no item 3.3.2.2;
- Osciloscópio Tektronix modelo TDS 3012B, de 2 canais;
- Osciloscópio Hantek modelo 6022BE, de 2 canais;
- Ponta de corrente Tektronix modelo CT-2;
- Ponta de corrente Tektronix modelo TCP312 mais amplificador TCPA300;
- Pontas passivas 1:1 / 10:1;
- Multímetro digital Minipa ET-2042D;
- Computador portátil para aquisição de dados;
- Roteador para comunicação Ethernet com osciloscópio Tektronix;
- Ferramentas para reconfiguração do enrolamento, tais como chaves de fenda, de boca, prensa-terminais, etc.

As folhas de dados dos instrumentos estão listadas na seção de Referências Complementares deste trabalho.

A ponta de corrente CT-2, é uma ponte com grande sensibilidade, capaz de medir corrente de pequena amplitude e elevadas frequências. Por este fato, pensou-se inicialmente em seu uso para a medição da corrente de fuga à terra. A transcrição dos dados principais encontra-se na tabela 6. Destaca-se que a ponta de corrente CT-2 possui uma relação de 1 mV/1 mA, ou seja, a leitura em volts é interpretada diretamente como corrente em amperes.

Tabela 6 – Características principais da ponta de corrente CT-2

Características	CT2
Largura de banda (típica)	1,2 kHz a 200 MHz
Tempo de subida	500 ps
Sensibilidade (sobre 50 Ω)	1 mV/mA
Precisão	$\pm 3\%$
Máxima tensão para cabo nu	
RMS	175 VRMS CAT I
Pico	1000 V
CC	175 V
Máximo pico de pulso de corrente	36 A
Máxima corrente RMS contínua	2,5 A

A ponta de corrente TCP312 pode ser ajustada em 1 V/A ou 100 mV/A. Para melhor resolução, foi ajustada em 1 V/A, o que também permite interpretação direta. A característica desta ponta encontra-se na tabela 7.

Tabela 7 – Características principais da ponta de corrente TCP312

Características	TCP312A c/ TCPA300
Largura de banda	DC – 100 MHz
Tempo de subida	$\leq 3,5$ ns
Precisão CC	$\pm 1\%$ da leitura
Mínima corrente mensurável	1 mA
Máxima tensão para cabo nu	150 V CAT II 300 V CAT II
Sensibilidade em alta corrente	
Ajuste	10 A/V
CC (contínuo)	30 A
RMS (senoidal)	21,2 A
Pico	50 A
Sensibilidade em baixa corrente	
Ajuste	1 A/V
CC (contínuo)	5 A
RMS (senoidal)	3,5 A
Pico	50 A

Parte das medições foi realizada com Osciloscópio Tektronix e parte com um PC-Scope Hantek. Em ambos os equipamentos, os dados podem ser coletados em um arquivo texto (*.csv ou *.txt), para serem posteriormente analisados.

No caso do osciloscópio Tektronix, todo o ajuste é feito no equipamento e para a coleta de dados é necessário ter um microcomputador comunicando-se com o aparelho, através de uma rede Ethernet TCP/IP. Para montar esta configuração, utilizou-se, além do osciloscópio, um computador portátil com Windows Vista e um roteador utilizado para distribuição dos endereços DHCP. A interface de comunicação é o *browser*, no qual se digita o endereço http do osciloscópio. Através do *browser*, pode-se monitorar a imagem da tela do osciloscópio e salvar os dados, individualmente para o canal 1 ou 2, em arquivo texto (*.csv), no disco rígido do computador. Os arquivos texto têm 10.000 amostras, em intervalos de tempo definidos em função do ajuste da base de tempo do osciloscópio: 1 μ s, 2 μ s, 4 μ s ou 20 μ s.

O osciloscópio Hantek é conectado diretamente ao microcomputador pela porta USB. A interface de comunicação entre o micro e o osciloscópio é um programa próprio e é utilizada para o ajuste total do osciloscópio. As medições são salvas diretamente no disco rígido por comando da interface. Os arquivos gerados em formato texto (*.txt) possuem as seguintes características:

- 1.047.552 amostras com intervalo de 1 μ s (amostragem de 1 MHz), para ajustes de base de tempo maiores ou iguais a 50 ms/divisão;
- 523.264 amostras com intervalo de 1 μ s, para ajustes de base de tempo inferiores a 50 ms/divisão e maiores ou iguais a 5 ms/divisão;
- 130.048 amostras com intervalo de 1 μ s, para ajustes de base de tempo inferiores a 5 ms/divisão e maiores ou iguais a 50 μ s/divisão;
- 130.048 amostras com intervalo de 250 ns (amostragem de 4 MHz), para ajustes de base de tempo de 20 μ s/divisão;
- 130.048 amostras com intervalo de 125 ns (amostragem de 8 MHz), para ajustes de base de tempo de 10 μ s/divisão;
- 130.048 amostras com intervalo de 62,5 ns (amostragem de 16 MHz), para ajustes de 5 μ s/divisão;
- 1.016 amostras com intervalo de 20,83 ns (amostragem de 48 MHz), para ajustes de base de tempo inferiores a 5 μ s/divisão;

Com relação à instalação, foram fabricados cabos tripolares com seção individual de 0,5 mm², trançando-se 3 condutores flexíveis, com isolação 600 V e passo de 50 voltas por metro, para a alimentação do motor. Embora não seja o arranjo ideal para uma boa instalação de sistemas de acionamento, que recomenda cabos blindados (ABB, 2005), para efeitos de teste, considera-se suficiente a utilização deste cabo mais um condutor independente de terra. Optou-se por esta alternativa ao invés do uso de cabos especiais para inversores para melhor individualização do parâmetro medido: a corrente de terra. Ademais, a prática de uso de cabos especiais é muitas vezes desconhecida pelos usuários ou mesmo desconsiderada, devido a questões econômicas, não diferindo a configuração utilizada do padrão estabelecido.

3.4.2 Arranjos de testes

A fim de demonstrar que a topologia adotada contribui para a redução da tensão de modo comum e, conseqüentemente, da corrente de modo comum, os ensaios previam inicialmente, a medição de duas grandezas apenas: a diferença de potencial entre carcaça do motor e dissipador térmico do inversor e a corrente de fuga à terra, medida como a corrente fluindo entre a carcaça do motor e o dissipador térmico do inversor.

Para se avaliar a contribuição da topologia na mitigação do ruído de modo comum, tensão e corrente, estas grandezas foram medidas nas duas configurações: convencional e proposta. Não se optou por seguir as medições conforme normas, pois as mesmas visam, principalmente, avaliar o potencial de emissão eletromagnética de um sistema como um todo, sendo que o objetivo deste trabalho era analisar pontualmente a contribuição da configuração e dos parâmetros naturais na redução do ruído de modo comum, especificamente. Apesar de não se seguir normas para os ensaios, algumas recomendações da IEC 61800-3 foram observadas.

Assumiu-se a corrente de fuga à terra como a principal variável a ser monitorada, pois é a que mais gera preocupação em uma instalação em sistemas de acionamento, em relação aos aspectos de compatibilidade eletromagnética. Nota-se que as orientações de instalação são bem mais rígidas a respeito do cabo entre inversor e motor e seu respectivo condutor de retorno de terra, do que em relação à instalação entre inversor e fonte. Para medida desta variável, pensou-se inicialmente em se utilizar as pontas de corrente CT-2 e TCP312. A ponta de corrente CT-2 é mais sensível e possui melhor resposta em frequência, porém, apresenta restrições com relação à dimensão física, basicamente ao diâmetro dos condutores. A ponta de corrente TCP312 permite a utilização de cabos com bitola maior, porém possui uma sensibilidade inferior. Desta forma, as medições iniciais previam a medição da corrente nos cabos de alimentação do motor com a ponta TCP312 e da corrente de terra com a ponta CT-2, para, posteriormente, medir-se apenas a corrente de terra com a ponta TCP312. Esta metodologia será detalhada nos itens a seguir. Menciona-se que durante os testes iniciais, os sinais não puderam ser adequadamente adquiridos devido a variações,

provocadas, provavelmente, por ruídos gerados pela ponta TCP312. Por esta razão, a medição da corrente com tais pontas de corrente foi abandonada, procurando-se uma alternativa que permitisse a adequada avaliação desta grandeza física em ambas as configurações, a fim de se efetuar comparações diretas. Decidiu-se, então, por medir a tensão sobre um segmento do cabo de terra com ponta passiva de osciloscópio. A tensão sobre um segmento do cabo é proporcional à corrente que flui por ele e a resposta em frequência é a mais rápida possível. Sendo assim, adotou-se um cabo de terra com comprimento fixo e um segmento de medição determinado. O mesmo cabo foi utilizado nas medições em ambas as configurações, conectado sempre com as mesmas extremidades no motor e no inversor. Esta medição foi considerada adequada. Apesar de haver o inconveniente de que os sinais referentes às correntes em frequências mais elevadas sofram uma amplificação devido à indutância do cabo, as frequências envolvidas são praticamente as mesmas nas duas configurações testadas, com uma tendência de aumento na configuração proposta, a qual se espera os níveis mais baixos de corrente, de forma que o erro de leitura não prejudica a análise pretendida.

Os ensaios foram feitos em vazio, ou seja, com o motor rodando livremente, pois:

“A taxa de variação da tensão ou corrente é esperada como a principal fonte de emissão de alta frequência. Neste tipo de emissão, os valores de dv/dt do PDS são os mais relevantes e estes podem ser obtidos com correntes de saída inferiores à corrente nominal do PDS. Portanto, estes testes são testes com carga leve. [...]” (IEC 61800-3, 2012, p. 39, tradução nossa)

Uma análise é apresentada no item 4.1, com o objetivo de avaliar a relação e influência da carga e corrente de alimentação do motor na tensão e corrente de modo comum.

O esquema de ligação idealizado previa apenas a interligação dos terminais de aterramento do motor e do inversor, que correspondem à carcaça do motor e ao dissipador térmico do inversor, de acordo com as figuras 43 e 44. “Se o CDM / BDM tem uma estrutura de metal ligada à terra, pode ser tomado como a terra de referência.” (IEC 61800-3, 2012, p. 54, tradução nossa). Os ensaios foram realizados sobre bancada de madeira. Optou-se por manter o sistema isolado de qualquer outro terminal de aterramento, ao contrário da recomendação da IEC 61800-3, a fim de que não houvesse participação de ruídos externos ao sistema medido.

Figura 43 – Terminal de aterramento do motor

Fonte: elaborado pelo autor

Figura 44 – Terminal de aterramento do inversor

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que os testes, descritos a seguir, previam, inicialmente, somente a medição da corrente de fuga à terra e da tensão na carcaça do motor. Posteriormente, foram incluídas medições de corrente para o terra geral do sistema, com e sem a utilização do LISN.

O LISN provê uma condição de alimentação normalizada, o que permite que ensaios em diferentes localidades e, portanto, diferentes condições de instalação, sejam realizados sob uma mesma condição de impedância de rede. “Sempre que possível, uma AMN deve ser utilizada para padronizar a impedância de alimentação usada durante os testes de tipo. Isso melhora a repetibilidade entre os diferentes locais de teste.” (IEC 61800-3, 2012, p. 53, tradução nossa). Porém, como o trabalho já previa a comparação entre as configurações convencional e proposta, na mesma condição de teste, ou seja, sob uma mesma impedância de rede, e não se utiliza de comparações com qualquer resultado obtido em outra condição, a utilização de um LISN não era vista como essencial. Considerou-se como sendo primordial a medição da corrente que circula entre o motor e inversor, conforme mostrado na figura 45, à direita. Nota-se nesta mesma figura, à esquerda, que apenas parte da corrente de terra retorna ao inversor através do sistema de alimentação. Dessa forma, a utilização do LISN como interface de medição não se mostra necessária, podendo até gerar resultados não apropriados ao objetivo deste trabalho.

Figura 45 – Correntes de modo comum e diferencial em um sistema de acionamento

Fonte: elaborado pelo autor

3.4.2.1 MEDIÇÕES DA CORRENTE DE FUGA À TERRA NO MOTOR

Para a medição da corrente de fuga à terra do motor, foram utilizados os esquemas das figuras 46 e 47, para as topologias convencional, trifásica, e proposta, duplo-trifásica, respectivamente.

Figura 46 –Arranjo de teste para medição da corrente de fuga à terra no sistema de acionamento com configuração trifásica

Fonte: elaborado pelo autor

Figura 47 – Arranjo de teste para medição da corrente de fuga à terra no sistema de acionamento com configuração duplo-trifásica

Fonte: elaborado pelo autor

A conexão de potência entre o inversor e o motor foi feita com cabos tripolares trançados, produzidos conforme descrito no item 3.4.1. Para a configuração trifásica, foram utilizados 2 esquemas: um deles utilizando apenas 1 cabo tripolar e o outro, 2 cabos tripolares em paralelo, os mesmos utilizados para a conexão do protótipo duplo-trifásico. Estas duas alternativas foram testadas a fim de se verificar que o arranjo de cabos não alteraria o valor da corrente de fuga à terra, favorecendo o resultado de determinada topologia, não devido à sua configuração, mas sim, devido à forma de instalação.

Para a conexão de terra entre o inversor e o motor foi utilizado inicialmente um fio telefônico de seção $0,13 \text{ mm}^2$ pelo fato de a medição de corrente de fuga ser realizado com ponta de corrente CT-2, que possui um orifício para passagem do elemento a ser medido com dimensões restritas. Posteriormente foi utilizado um condutor de $0,5 \text{ mm}^2$, o mesmo usado na fabricação dos cabos de alimentação do motor. Para este caso, a medição de corrente foi feita pela medição da queda de tensão sobre um segmento determinado de 40 cm no cabo terra, conforme esquematizada nas figuras 46 e 47. O mesmo cabo de terra e procedimento de medição foram utilizados, de forma a fornecer resultados que pudessem ser comparados diretamente. Os gráficos 7 e 8 mostram um comparativo entre os valores dos sinais de corrente e de queda de tensão sobre o segmento de cabo, obtidos via simulação. Os dados referentes ao sinal de queda de tensão foram multiplicados por uma única constante, a fim de aproximar os valores de ambos os sinais. Nota-se que, exceto da defasagem entre os sinais, ambos se assemelham em toda a faixa simulada e o sinal de queda de tensão torna-se um bom indicador do sinal de corrente. Um problema da medida da queda de tensão é que esta aumenta à medida que a frequência aumenta. No entanto, este fenômeno ocorre tanto em uma configuração como em outra, garantindo a viabilidade de se comparar, da forma prevista, estes resultados. Menciona-se que este aumento da tensão no segmento de medição está, diretamente, relacionada ao aumento das tensões no cabo decorrentes das contribuições de emissões conduzidas em frequências mais elevadas, sendo este método válido para avaliar-se as configurações estudadas.

Gráfico 7 – Comparativo da corrente de terra e queda de tensão sobre segmento do cabo terra, obtido em simulação, intervalo de 20 ms

Fonte: elaborado pelo autor

Gráfico 8 - Comparativo da corrente de terra e queda de tensão sobre segmento do cabo terra, obtido em simulação, intervalo de 1 ms

Fonte: elaborado pelo autor

Reafirma-se que a medição da corrente de terra visa avaliar a contribuição da topologia proposta na redução da corrente de modo comum. Espera-se, desta forma, que os sinais obtidos apresentem comportamentos semelhantes àqueles mostrados nos gráficos 2 ao 6. Ressalta-se, também, que a medição do sinal de corrente deve ser

realizada com uma base de tempo pequena, a fim de se avaliar a forma de onda de corrente, que sabe-se é oscilatória, a exemplo dos gráficos 9 e 10, obtidos por simulação, para as configurações trifásica e proposta, em 16 kHz de frequência de chaveamento.

Gráfico 9 – Corrente de fuga à terra, configuração convencional, portadora 16 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

Gráfico 10 – Corrente de fuga à terra, configuração proposta, portadora 16 kHz.

Fonte: elaborado pelo autor

3.4.2.2 MEDIÇÕES DA TENSÃO NA CARÇAÇA DO MOTOR

Como uma das consequências da tensão de modo comum é a presença de tensão na carcaça do motor, esta foi avaliada como sendo um bom indicador da tensão CM. Para esta medição foram utilizados os esquemas das figuras 48 e 49, para as configurações convencional e duplo-trifásica, respectivamente. Estes esquemas são semelhantes aos anteriores, substituindo-se o condutor de terra por um divisor resistivo de 5:1, composto por 5 resistores de $270\ \Omega$, $\pm 5\%$. A tensão sobre o último resistor conectado à carcaça do inversor foi medida com ponta passiva.

Figura 48 - Arranjo de teste para medição da tensão na carcaça do motor no sistema de acionamento com configuração trifásica

Fonte: elaborado pelo autor

Figura 49 - Arranjo de teste para medição da tensão na carcaça do motor no sistema de acionamento com configuração duplo-trifásica

Fonte: elaborado pelo autor

Os gráficos 11 e 12, obtidos por simulação, apresentam os sinais de tensão para a condição de frequência de chaveamento de 16 kHz, nas configurações convencional e duplo-trifásica, que servirão como referências para a análise dos resultados experimentais. Note-se que a amplitude do sinal na configuração duplo-trifásica, menos de 200 mV, é bem inferior à amplitude obtida na configuração convencional, de 30 V.

Gráfico 11 – Tensão na carcaça do motor, configuração convencional, portadora 16 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

Gráfico 12 – Tensão na carcaça do motor, configuração proposta, portadora 16 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

3.4.2.3 MEDIÇÕES COM O LISN

Conforme comentado, algumas medições não previstas originalmente foram adicionadas à pesquisa após certas dúvidas terem sido suscitadas: por exemplo, a medição da corrente para o terra geral do sistema. Estas medições foram realizadas, parcialmente, com um equipamento LISN, cujos esquemas de ensaios, para as configurações trifásica e duplo-trifásica, são apresentados nas figuras 50 e 51, respectivamente.

Figura 50 - Arranjo de teste para medições da corrente de fuga à terra com o LISN na configuração convencional

Fonte: elaborado pelo autor

Figura 51 - Arranjo de teste para medições da corrente de fuga à terra com o LISN na configuração proposta

Fonte: elaborado pelo autor

3.4.2.4 MEDIÇÕES DA CORRENTE PARA O TERRA GERAL DO SISTEMA

Em virtude dos resultados obtidos, as últimas medições foram realizadas apenas com o inversor, medindo-se a corrente de terra entre ele e o terra geral do sistema. Os esquemas de ensaios, para as configurações trifásica e duplo-trifásica, são apresentados nas figuras 52 e 53, respectivamente.

Figura 52 - Arranjo de teste para medição da corrente de terra para o terra do sistema na configuração convencional

Fonte: elaborado pelo autor

Figura 53 - Arranjo de teste para medição da corrente de terra para o terra do sistema na configuração proposta

Fonte: elaborado pelo autor

3.4.3 Procedimento de testes

Com o objetivo de dirimir dúvidas e de se certificar constantemente de que determinada medição não foi resultado de uma condição pontual, as medições sempre ocorreram alternando-se a configuração do sistema, de convencional trifásico para a proposta duplo-trifásica, e vice-versa.

Visando a avaliação da influência do cabeamento na corrente de modo comum, foram previstos ensaios para uma instalação do motor a uma distância curta do inversor, de 20 cm, e para uma longa, de 20 m. Os ensaios com a topologia convencional, no caso do cabo curto, foram realizados com a utilização de apenas um conjunto de cabos; para os ensaios em longa distância, utilizou-se, comparativamente, um e dois conjuntos de cabos.

No mínimo, durante as mudanças da configuração do sistema, a tensão de alimentação era medida. A tensão utilizada no laboratório foi medida inicialmente em 218 V e adotou-se como regra não tomar nenhuma providência extra para variações inferiores a $\pm 5\%$. Em nenhum caso a tensão medida esteve fora desta faixa. A medição da corrente foi parcialmente feita via ponta de corrente e parte via ponta de prova passiva, medindo-se a queda de tensão no segmento de medição próximo ao conversor, conforme comentado em 3.4.2. Em ambos os casos o resultado foi um sinal de tensão, que precisa ser convertido para amperes, com diferentes fatores multiplicadores. Como as medições sempre foram feitas em ambos os inversores, numa mesma condição operacional, utilizando-se dos mesmos elementos para as aquisições dos sinais, e o foco da pesquisa é avaliar a redução de tensão e corrente de modo comum com a topologia proposta em comparação à topologia convencional, então, a conversão não se faz necessária.

Em uma primeira etapa, com o objetivo de se avaliar o comportamento da corrente de modo comum nos diferentes pontos de operação do conjunto inversor-motor e de se certificar que o protótipo de testes está operando adequadamente, mediu-se inicialmente a corrente do terra, em ambas as configurações, em três faixas de frequências de saída: alta, 60 Hz, média, 30 Hz e baixa, 5 Hz. Como o inversor possibilita ajustar a frequência de chaveamento para 5 kHz ou 16 kHz e permite ajustar

a curva característica V/Hz em constante ou quadrática, a combinação destas possibilidades definiu doze pontos de operação:

1. velocidade alta, frequência de chaveamento 5 kHz, curva V/Hz constante;
2. velocidade média, frequência de chaveamento 5 kHz, curva V/Hz constante;
3. velocidade baixa, frequência de chaveamento 5 kHz, curva V/Hz constante;
4. velocidade alta, frequência de chaveamento 16 kHz, curva V/Hz constante;
5. velocidade média, frequência de chaveamento 16 kHz, curva V/Hz constante;
6. velocidade baixa, frequência de chaveamento 16 kHz, curva V/Hz constante;
7. velocidade alta, frequência de chaveamento 5 kHz, curva V/Hz quadrática;
8. velocidade média, frequência de chaveamento 5 kHz, curva V/Hz quadrática;
9. velocidade baixa, frequência de chaveamento 5 kHz, curva V/Hz quadrática;
10. velocidade alta, frequência de chaveamento 16 kHz, curva V/Hz quadrática;
11. velocidade média, frequência de chaveamento 16 kHz, curva V/Hz quadrática;
12. velocidade baixa, frequência de chaveamento 16 kHz, curva V/Hz quadrática;

Tal teste visava observar o comportamento em todo o espectro de operação, a fim de se verificar que o comportamento de uma topologia em relação à outra é constante em toda a faixa, e não apenas pontualmente. Em outras palavras, certificar-se que o desempenho da solução proposta não é um caso particular de determinado ponto de operação.

Posteriormente foram executadas as seguintes medições:

- Tensão da carcaça do motor (indicadora da tensão de modo comum)
- Corrente de modo comum com comprimento de cabo curto e longo
- Utilização do LISN nas medições realizadas
- Corrente de fuga para o terra geral do sistema

À medida que os testes foram evoluindo, diminuiu-se a quantidade de pontos operacionais avaliados. Como o sistema sofria constantes alterações entre as duas configurações analisadas, os ensaios se tornaram demorados. Ademais, algumas medições foram realizadas com várias tomadas de leitura, conforme será visto mais adiante.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste item são apresentados os resultados experimentais, considerando-se as seguintes configurações pré-selecionadas: sistema de acionamento trifásico convencional e sistema de acionamento duplo-trifásico.

Estas configurações tiveram por objetivo avaliar a influência da topologia na corrente de modo comum e verificar a eficácia da configuração duplo-trifásica em mitigar a tensão de modo comum e consequentemente reduzir a corrente de fuga à terra.

4.1 PRIMEIRAS MEDIÇÕES

Os primeiros testes foram realizados com cabo curto, de comprimento de 20 cm, entre inversor e motor. As figuras 46 e 47, comentadas anteriormente, detalham o arranjo de testes.

Para a medição do valor da corrente no condutor terra foi utilizada a ponta de corrente CT-2. A corrente de linha foi registrada em uma das fases, após verificação de distribuição equilibrada em todas as demais, através da ponta de corrente TCP312. A especificação de ambas as pontas podem ser encontradas em 3.4.1.

Para o cabo de terra foi utilizado um fio de seção 0,13 mm², a fim de poder passar pelo orifício do instrumento. Este, porém, teve comprimento de 0,5 m devido à disposição dos elementos na bancada.

Preparando-se o arranjo de testes na configuração trifásica convencional, o inversor foi ajustado para operar com frequência de chaveamento de 5 kHz e com curva de característica tensão/frequência (V/Hz) constante. Com o objetivo de se certificar sobre o bom funcionamento do sistema, foram medidas as correntes nas três fases do motor e foi verificado que estavam equilibradas e compatíveis com a corrente nominal do motor. Após esta medição, procedeu-se o registro de leitura da corrente em uma fase do motor e no condutor terra.

Com o objetivo de averiguar o comportamento da corrente de modo comum em uma velocidade diferente do motor, mais baixa, com uma quantidade maior de pulsos

por semiciclo, refaz-se as medidas para velocidade intermediária do motor, correspondente à tensão de alimentação com frequência fundamental de 30 Hz, e para velocidade do motor inferior, correspondente a 5 Hz.

Com o objetivo de averiguar o comportamento da corrente de modo comum em relação à corrente de carga, repetiu-se as medições para as velocidades alta, intermediária e inferior, mantendo-se o ajuste da frequência de chaveamento em 5 kHz e alterando a curva característica V/Hz para a função quadrática, o que implicou em redução da corrente na fase de saída do inversor para as velocidades média e baixa.

Com o objetivo de averiguar o comportamento da corrente de modo comum para uma frequência de chaveamento mais elevada, repetiu-se as medições para as velocidades alta, intermediária e inferior, reajustando-se a frequência de chaveamento para 16 kHz e retornando o ajuste da curva V/Hz para constante.

Finalmente, para completar a análise nos 12 pontos de operação definidos em 3.4.3, repetiu-se as medições para as velocidades alta, intermediária e inferior, mantendo-se a frequência de chaveamento em 16 kHz e retornando o ajuste da curva V/Hz para quadrática.

As formas de onda obtidas na medição em 60 Hz, com frequência de chaveamento 5 kHz e ajuste de curva V/Hz constante, são mostradas no gráfico 13.

Gráfico 13 – Correntes na fase do inversor e terra para a configuração convencional, portadora 5 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

A leitura dos valores dos dois sinais em tensão (V) correspondem à amplitude da corrente (A), observando-se que a sensibilidade das pontas é de 1 mV/1 mA.

As formas de onda obtidas na medição em 60 Hz, com frequência de chaveamento 16 kHz e ajuste de curva V/Hz constante, são mostradas no gráfico 14.

Gráfico 14 – Correntes na fase do inversor e terra para a configuração convencional, portadora 16 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que a corrente de terra apresenta um nítido aumento de corrente de modo comum em relação à condição de frequência de chaveamento em 5 kHz. Os vários picos de elevada amplitude, observados tanto neste ensaio, como no anterior, decorrem das características da ponta utilizada na medição de corrente.

Os gráficos acima foram obtidos a partir dos valores de tensões amostrados pelo osciloscópio, correspondentes às correntes, e salvos em arquivo texto (*.csv). Os valores rms destas grandezas foram calculados através da expressão 19, anteriormente apresentada.

Os valores rms calculados, correspondentes à corrente na fase de saída do inversor e à corrente de terra em cada ponto de operação definido, são apresentados na tabela 8.

Tabela 8 – Medições realizadas em sistema trifásico convencional

Frequência de chaveamento	Frequência da fundamental	Corrente na fase de saída	Corrente de terra	Curva V/Hz
kHz	Hz	(V) = (A)	(mV) = (mA)	
5	alta (60 Hz)	1,17	57	constante
	média (~30 Hz)	1,42	62	
	baixa (~5 Hz)	1,61	63	
	alta (60Hz)	1,18	56	quadrática
	média (~30 Hz)	1,02	60	
	baixa (~5 Hz)	0,7	61	
16	alta (60 Hz)	1,18	87	constante
	média (~30 Hz)	1,47	107	
	baixa (~5 Hz)	1,39	107	
	alta (60 Hz)	1,2	88	quadrática
	média (~30 Hz)	0,77	104	
	baixa (~5 Hz)	0,73	105	

Em seguida, o motor foi reconfigurado para duplo-delta. O inversor foi substituído pelo protótipo duplo-trifásico e foi preparado o arranjo de testes na configuração proposta, duplo-trifásica. O inversor foi ajustado para operar com frequência de chaveamento de 5 kHz e com curva de característica tensão/frequência (V/Hz) constante.

Com o objetivo de se certificar sobre o bom funcionamento do sistema, foram medidas as correntes nas seis fases do motor e verificado que estavam equilibradas e compatíveis com a corrente nominal do ensaio anterior, isto é, em 50% do valor, pois o inversor proposto alimenta cada bobina separadamente, enquanto o trifásico alimenta o par. Após esta medição, procedeu-se o registro de leitura da corrente em uma fase do motor e no condutor terra.

As medições nos 12 pontos de operação, anteriormente descritas para o sistema trifásico convencional, foram repetidas para a configuração duplo-trifásica. A primeira medição, para a condição de frequência de saída em 60 Hz, de chaveamento em 5 kHz e ajuste da curva característica V/Hz linear, é mostrada no gráfico 15.

Gráfico 15 – Correntes na fase do inversor e terra para a configuração proposta, portadora 5 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

O mesmo ocorreu para a medição com frequência de chaveamento em 16 kHz, mantendo-se a de saída em 60 Hz e curva V/Hz linear, conforme gráfico 16.

Gráfico 16 – Correntes na fase do inversor e terra para a configuração proposta, portadora 16 kHz

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que a corrente de terra nesta condição é inferior à observada na configuração convencional.

Os valores rms das correntes de terra e de fase calculados a partir dos valores obtidos nos ensaios do arranjo de testes duplo-trifásico são apresentados na tabela 9. Apresenta-se, também, a relação entre os valores rms das correntes de terra na configuração proposta ($I_{\text{terra}2x3\Phi}$) e na convencional ($I_{\text{terra}3\Phi}$).

Tabela 9 – Medições realizadas no sistema duplo-trifásico

Frequência de chaveamento kHz	Frequência da fundamental Hz	Corrente na fase de saída (V) = (A)	Corrente de terra (mV) = (mA)	Curva V/Hz	$I_{\text{terra}2x3\Phi} / I_{\text{terra}3\Phi}$
5	alta (60 Hz)	0,58	32	constante	56%
	média (~30 Hz)	0,71	33		53%
	baixa (~5 Hz)	0,79	33		52%
	alta (60 Hz)	0,58	31	quadrática	55%
	média (~30 Hz)	0,5	33		55%
	baixa (~5 Hz)	0,33	35		57%
16	alta (60 Hz)	0,59	60	constante	69%
	média (~30 Hz)	0,72	62		58%
	baixa (~5 Hz)	0,69	56		52%
	alta (60 Hz)	0,59	60	quadrática	68%
	média (~30 Hz)	0,35	59		57%
	baixa (~5 Hz)	0,33	57		54%

Com relação a estas primeiras medições, faz-se três observações:

- 1) O objetivo destes ensaios iniciais era avaliar a tendência de variação dos valores;
- 2) Em função das indicações do desempenho não adequado dos instrumentos de medição de corrente, na fase de saída do inversor, decidiu-se não as realizar mais após este momento, em decorrência de desarmes provocados no inversor. Estes foram observados, primeiramente e em menor grau, na topologia convencional, gerando a suspeita de que o motor de teste não estivesse em perfeitas condições. Posteriormente, também, foram observados na topologia duplo-trifásica com mais frequência, levando à suspeita de problemas de concepção do protótipo. Porém, ao se

eliminar esta medição, tais desarmes não voltaram a ocorrer. Não se investigou a razão dos desarmes, uma vez que a medição de corrente na fase de saída do inversor tinha um carácter mais ilustrativo e as informações necessárias já tinham sido coletadas.

- 3) Diante dos fatos anteriormente relatados, as medições da corrente de terra foram refeitas. Quando esta nova medição ocorreu, optou-se por substituir o osciloscópio Tektronix pelo Osciloscópio (PCScope) Hantek, cujo manuseio se mostrou mais amigável e com a vantagem de se obter uma amostragem maior de dados.

Através destes ensaios, certificou-se que os equipamentos estavam operando adequadamente e de acordo com o que fora proposto. Portanto, os resultados obtidos com a configuração proposta poderiam ser comparados com os obtidos com a convencional, sem dúvidas quanto à natureza do resultado. Destas medições iniciais, destacam-se os seguintes pontos:

- 1) Quanto maior a frequência de chaveamento, maior a corrente de modo comum. Alterando-se a frequência de 5 kHz para 16 kHz, o aumento da corrente CM no sistema trifásico convencional foi de 66%, em média, contra 80% para o sistema hexafásico.

- 2) Em ambos os casos, o ruído de modo comum se eleva à medida que a velocidade do motor é reduzida. Este aumento é mais nítido na configuração convencional, com aumento médio de 15%;

- 3) O aumento da corrente na fase de saída do inversor em baixa velocidade, para o inversor ajustado com característica V/Hz constante, pode ser explicado pelo ajuste fixo de incremento de torque. Com o inversor ajustado para controle de cargas de torque variável, a tensão em baixas velocidades é reduzida, o que resulta na redução da corrente na fase de saída do inversor nesta condição.

- 4) O detalhe comentado acima permitiu que fosse correlacionada a intensidade de corrente que circula pelo motor e a corrente de modo comum. Aparentemente, a corrente na fase de saída do inversor exerce pouca influência sobre o montante de corrente que circula pelo terra. No caso da configuração convencional, que apresenta

os valores mais elevados, a variação da corrente de terra foi de 4%, enquanto a de fase variou 43%.

5) Os valores obtidos apontam para a eficácia da solução proposta. A redução da corrente de modo comum foi em média 57%. Cumpre observar, no entanto, que a amostragem de medidas não foi elevada, embora as mesmas tenham sido feitas após longa observação qualitativa.

Em decorrência destes primeiros resultados, em que se constatou o aumento da corrente de modo comum com a elevação da frequência de chaveamento e a pouca influência da curva característica V/Hz , decidiu-se por realizar os testes subsequentes fixando estas duas variáveis: frequência de chaveamento em 16 kHz e curva V/Hz constante.

4.2 MEDIÇÕES DA TENSÃO NA CARÇAÇA DO MOTOR

Conforme discutido em 3.4.2, mediu-se a tensão na carcaça do motor, que é tomada como parâmetro indicador da tensão de modo comum. Estas medições ocorreram somente com cabo de interligação curto, considerado o caso mais conservativo, e divisor resistivo entre os terminais de aterramento do motor e do inversor, de acordo com os arranjos esquematizados nas figuras 48 e 49.

Primeiramente, foi medida a diferença de potencial entre as carcaças do motor e do inversor, com um multímetro digital. Na configuração convencional o valor medido foi de 74 Vca, enquanto na configuração proposta o valor foi de 30 Vca.

Foram, então, realizadas dez tomadas de dados sobre a última resistência do divisor, para cada ponto operacional definido: velocidade alta, média e baixa do motor, frequência de chaveamento 16 kHz e curva V/Hz constante, conforme discutido no subitem anterior.

Os valores rms calculados das tensões, conforme eq. (20), para as configurações convencional e proposta são apresentados na tabela 10.

Tabela 10 – Medições de tensão na carcaça do motor

	medida	1 ^a	2 ^a	3 ^a	...	9 ^a	10 ^a	Vrms média	σ
configuração	velocidade	V	V	V	...	V	V	V	%
convencional	alta	5,77	5,76	5,75	...	5,87	5,78	5,74	0,3%
	média	10,89	10,99	10,85	...	11,01	10,97	10,90	0,2%
	baixa	13,75	13,61	13,64	...	13,70	13,63	13,68	0,1%
proposta	alta	0,66	0,66	0,66	...	0,65	0,66	0,66	0,4%
	média	0,69	0,71	0,71	...	0,71	0,72	0,71	0,6%
	baixa	0,70	0,66	0,69	...	0,70	0,71	0,70	0,9%

O valor médio das tensões rms foi calculado por:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (21)$$

e seu desvio padrão por:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N}} \quad (22)$$

$$\sigma (\%) = \frac{\sigma}{\bar{x}} \quad (23)$$

Considerou-se interessante, para efeito ilustrativo, apresentar alguns valores rms obtidos, porém, por tornar-se inviável e desnecessário mostrar todos os dados, optou-se por interromper a tabela, suprimindo os valores centrais.

As várias medições foram feitas a fim de se verificar a repetibilidade dos valores medidos. O desvio padrão reduzido confirmou a repetibilidade do sinal e, portanto, considerou-se válido utilizar o valor rms como indicador para avaliar a redução do sinal gerado. Desta forma, a observação feita na tela do osciloscópio, de que a tensão gerada na carcaça do motor é reduzida, traduz-se em valores numéricos por este simples indicador. A tabela 11 apresenta um resumo da análise feita:

Tabela 11 – Comparativo das medições nas configurações convencional e proposta

Velocidade	Configuração Convencional		Configuração Proposta		Vproposto / Vconvencional %
	Vrms sobre resistor V	Vrms total na carcaça V	Vrms sobre resistor V	Vrms total na carcaça V	
alta	5,74	28,71	0,66	3,28	11,4%
média	10,90	54,49	0,71	3,56	6,5%
baixa	13,68	68,40	0,70	3,48	5,1%

A discussão destes resultados será feita posteriormente. Estas grandezas foram medidas individualmente, nos dois arranjos de testes, e combinadas em um único arquivo, para apresentação gráfica. O gráfico 17 apresenta a comparação entre estas duas formas de onda, em um intervalo de 80 ms.

Observa-se que a forma de onda de tensão de modo comum, considerando-se a tensão na carcaça do motor, no sistema convencional, apresenta repetibilidade em uma

frequência de 60 Hz. Note-se que o ponto de operação em que a medição foi realizada é o mesmo: velocidade de 60 Hz. A diferença de tempo entre os instantes de realização das medidas foi o tempo necessário para reconfigurar o sistema: em torno de 30 a 60 minutos.

Gráfico 17 – Comparativo das tensões na carcaça do motor em alta velocidade produzidas nas configurações convencional e proposta

Fonte: elaborado pelo autor

O gráfico 18 mostra a ampliação de um intervalo de 1 ms do anterior. Desta forma, é possível visualizar o pulso de tensão que surge na carcaça do motor. Contabiliza-se 16 pulsos, o que corresponde aos 16 kHz da frequência de chaveamento. A quebra dos pulsos e o aparecimento de uma parcela invertida são devidos à sobreposição dos pulsos nas diferentes fases do motor.

Gráfico 18 - Comparativo das tensões na carcaça do motor em alta velocidade produzidas nas configurações convencional e proposta (detalhe em 1 ms)

Fonte: elaborado pelo autor

Os gráficos 19 e 20 apresentam o resultado das medições no ponto operacional de velocidade inferior do motor, correspondente a uma frequência de 5 Hz, para intervalos de 80 ms e 1 ms respectivamente. A repetibilidade na forma de onda de tensão do sistema convencional torna-se mais evidente. Este aspecto será discutido mais à frente.

Gráfico 19 - Comparativo das tensões na carcaça do motor em baixa velocidade produzidas nas configurações convencional e proposta

Fonte: elaborado pelo autor

Gráfico 20 - Comparativo das tensões na carcaça do motor em alta velocidade produzidas nas configurações convencional e proposta (detalhe em 1 ms)

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que os gráficos 18 e 20 apresentam formas de onda da tensão medida na carcaça do motor, na configuração trifásica, semelhantes àquela obtida em simulação (gráfico 11). A ampliação da forma de onda de tensão medida na carcaça do motor na configuração proposta está mostrada no gráfico 21, que embora não seja idêntico ao gráfico 12, assemelha-se a tal.

Gráfico 21 - Tensão medida na carcaça do motor na configuração proposta

Fonte: elaborado pelo autor

Estes ensaios, realizados com várias amostragens, apresentando resultados médios com desvios padrão reduzidos, em geral inferiores a 2%, mostraram que a metodologia é adequada e que os mesmos não foram frutos de condições momentâneas, com valores coincidentemente satisfatórios.

Os resultados obtidos com os testes de medição da tensão na carcaça do motor demonstram que o protótipo é eficiente na redução da tensão de modo comum. Para a condição de velocidade nominal do motor, em 60 Hz, a média das tensões rms na carcaça do motor é de 28,71 V, com desvio padrão de 1,1%. Nesta mesma condição, com a configuração proposta, duplo-trifásica, o valor rms da tensão na carcaça do motor na configuração duplo-trifásica é de apenas 3,28 V, significando uma redução de 88,5% da tensão de modo comum. À medida em que a velocidade do motor é reduzida, a tensão de modo comum se eleva, particularmente na configuração convencional, tal qual a corrente observada em 4.1. Embora na configuração duplo-trifásica também ocorra aumento, este é inferior, de tal forma que a redução da tensão de modo comum é de 93,5% na condição de velocidade intermediária, e de 94,9% para a velocidade inferior.

Nas medições da tensão na carcaça do motor e, posteriormente, nas de corrente de fuga, observa-se a influência de um sinal da ordem de 60 Hz /120 Hz sobre os valores amostrados na configuração trifásica convencional. Este detalhe foi primeiramente observado com o motor operando a 60 Hz e tornou-se mais evidente ao se reduzir sua velocidade. Desta forma, descarta-se a hipótese de que tenha uma relação com a frequência fundamental de saída do inversor. Portanto, esta interação se dá com a frequência da rede. Sendo assim, a primeira hipótese a surgir seria de que o ruído estivesse retornando pelo transformador de alimentação e diodos de entrada, tal qual mostrado no esquema da figura 4 (MURAI; KUBOTA; KAWASE, 1992).

4.3 MEDIÇÕES DA CORRENTE DE MODO COMUM

A corrente de modo comum, neste caso relacionada à corrente que circula pelo terra, foi medida novamente, com várias amostragens, para determinação do desvio padrão. Em virtude dos resultados anteriores, o ponto de operação foi reduzido a um único ponto: velocidade do motor em 60 Hz, 16 kHz de frequência de chaveamento e curva característica V/Hz constante. Decidiu-se fixar a frequência da tensão de saída em 60 Hz devido à facilidade de se ajustar esta velocidade e por ter a máxima refrigeração do motor. Observa-se que os cabos de potência foram mantidos com 20 cm de comprimento.

Embora à meia ou à mínima velocidade a corrente de terra tenda a subir, as medições iniciais indicaram que o aumento foi de apenas 15%, aproximadamente, apesar da elevação de mais de 100% da tensão na carcaça para o sistema convencional. Em 60 Hz, por ser o ponto operacional com menor geração de corrente de modo comum, para o sistema convencional, torna-se o melhor ponto de avaliação de desempenho da topologia proposta.

Os arranjos de testes utilizados foram os das figuras 46 e 47. Tendo em vista que os ensaios foram realizados com cabo curto, somente um conjunto trifásico de cabos foi utilizado na topologia convencional. Para medição de corrente de terra foi utilizada a ponta de corrente CT-2. Os dados coletados em 10 medições estão mostrados na tabela 12, em que se observa a interrupção da apresentação de dados pelos mesmos motivos expostos anteriormente.

Tabela 12 – Medições de corrente de terra nas configurações convencional e proposta

Configuração	1 ^a mV	2 ^a mV	3 ^a mV	...	9 ^a mV	10 ^a mV	I _{terra} mV = mA	σ %
Convencional	163,13	161,00	156,32	...	162,76	159,86	160,21	0,6%
Proposta	67,35	60,05	73,18	...	66,11	65,95	66,63	2,3%

A única diferença em relação à medição anterior foi com relação ao comprimento do fio de terra, que neste caso estava mais curto (48 cm), devido a um retrabalho em

suas pontas, o que resulta em uma impedância menor e consequente elevação da corrente de fuga à terra. Esta medição comprovou os resultados anteriormente apresentados em 4.1, cuja redução de corrente de modo comum não ocorre na mesma proporção que a redução da tensão de modo comum, observada em 4.2. No sistema duplo-trifásico a corrente de terra foi reduzida para 41,6% (redução de 58,4% contra 88,5% da tensão de modo comum). As formas de ondas de corrente para os dois sistemas estão mostradas no gráfico 22, em um intervalo de 80 ms.

Gráfico 22 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas com ponta de corrente

Fonte: elaborado pelo autor

Visando observar os detalhes, as formas de onda de corrente de fuga à terra são apresentadas no gráfico 23, em um intervalo de 50 μ s. Não se pode afirmar que a combinação de chaveamento correspondam ao mesmo instante em ambos os casos, no entanto, esta visualização permite uma análise qualitativa do comportamento das configurações em relação à corrente de modo comum.

Gráfico 23 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas com ponta de corrente (intervalo ampliado de 50 μ s)

Fonte: elaborado pelo autor

A forma de onda sugere que o inversor proposto induza sinais de frequência mais elevada, com duração menor e que as oscilações da forma de onda do convencional perdurem além da duração do pulso.

O gráfico 24 mostra o detalhe das formas de onda de corrente de fuga à terra em intervalo de 12 μ s.

Gráfico 24 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas com ponta de corrente (intervalo ampliado de 12 μ s)

Fonte: elaborado pelo autor

Com o objetivo de dirimir dúvidas de que o comportamento oscilatório observado, resultasse do processo de medição via ponta de corrente, a corrente de terra foi medida considerando-se, então, a queda de tensão sobre o condutor de aterramento. Os valores de tensão medidos nos terminais do fio estão apresentados na tabela 13.

Tabela 13 – Medições de corrente de terra nas configurações convencional e proposta pela queda de tensão

Configuração	1 ^a	2 ^a	3 ^a	4 ^a	5 ^a	6 ^a	7 ^a	8 ^a	média	σ
	V	V	V	V	V	V	V	V	V	%
Convencional	1,72	1,71	1,73	1,73	1,72	1,73	1,73	1,73	1,72	0,1%
Proposta	1,12	1,12	1,12	1,12	1,13	1,12	1,13	1,12	1,12	0,1%

Considerando-se este procedimento, observa-se uma redução de 35% da corrente de modo comum. A forma de onda medida no intervalo de 80 ms é apresentada no gráfico 25.

Gráfico 25 –Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas pela queda de tensão no condutor do terra

Fonte: elaborado pelo autor

O gráfico 26 apresenta o detalhe da oscilação de corrente de terra medida pela queda de tensão no cabo de aterramento. Nota-se a similaridade entre os transientes medidos pelos dois métodos, com duração de 3 a 5 μ s e atenuação em 6 a 7 ciclos.

Gráfico 26 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta medidas pela queda de tensão no condutor do terra – detalhe da oscilação

Fonte: elaborado pelo autor

Nas medições da tensão na carcaça do motor e, posteriormente, nas de corrente de fuga, observa-se a influência de um sinal da ordem de 60 Hz /120 Hz sobre os valores amostrados na configuração trifásica convencional. Este detalhe foi primeiramente observado com o motor operando a 60 Hz e tornou-se mais evidente ao se reduzir sua velocidade. Desta forma, descarta-se a hipótese de que esta flutuação tenha uma relação com a frequência fundamental de saída do inversor. Portanto, esta interação se dá com a frequência da rede. Sendo assim, a primeira hipótese a surgir seria de que o ruído estivesse retornando pelo transformador de alimentação e diodos de entrada, tal qual mostrado no esquema da figura 4 (MURAI; KUBOTA; KAWASE, 1992). Como o arranjo de testes não estava conectado ao terra geral do sistema, o ruído provavelmente retornou ao barramento CC pelo próprio instrumento de medição e pelas capacitâncias parasitas do inversor.

As medições de corrente de terra, realizadas em 4.3, bem como as de 4.1, corroboram para a validação da configuração proposta como meio de mitigação do ruído de modo comum. Entretanto, observa-se que estas correntes de modo comum não se reduziram na mesma proporção que a tensão: a redução da corrente de terra foi de 58,4% (corrente configuração proposta/convencional = 41,6%), contra 88,5% da tensão de modo comum.

Observando-se os valores simulados e experimentais, alguns aspectos podem ser observados;

- 1) como esperado, a corrente de terra não se reduz a 98 %;
- 2) a corrente de terra é mais elevada em 16 kHz do que em 5 kHz, refletindo a contribuição real das reatâncias capacitivas;
- 3) a forma de onda medida, que é evidenciada na configuração convencional, em que o sinal possui uma amplitude maior.

Estes aspectos foram analisados com o auxílio de simulações, apresentadas neste item. A primeira consistiu em implementar um modelo mais completo do motor, considerando-se o efeito pelicular, conforme discutido por Esmaeli e Tavassoli (2011). Os autores sugeriram o modelo para representar os cabos, mas a ideia é a mesma, qualquer que seja o condutor. À medida que a frequência se eleva, a corrente passa a circular mais concentrada na superfície dos condutores, elevando a resistência elétrica e reduzindo a indutância. Assim, os modelos numéricos do motor tiveram cada associação RL original substituída por novas associações RL em paralelo, conforme mostrado na figura 54. Observa-se que, o modelo abaixo é uma adaptação do modelo em escada proposto por Esmaeli e Tavassoli e que, para obter os resultados a seguir descritos, as capacitâncias C_D e C_C tiveram seus valores reduzidos⁶.

Figura 54 – Associação de Resistências e Indutâncias considerando o efeito pelicular

Fonte: elaborado pelo autor

⁶ No apêndice A é feita uma discussão sobre os valores utilizados nas simulações e a razão para sua mudança.

O gráfico 27 apresenta uma comparação dos valores de corrente de terra medidos, à esquerda, e o simulado, à direita, com o modelo refeito considerando o efeito pelicular, no sistema em configuração trifásica. Os resultados são apresentados em 2 intervalos de tempo, 2,5 ms, em cima, e 500 μ s, embaixo. Nota-se que o resultado obtido em simulação com este novo modelo possui uma frequência de oscilação mais alta e um decaimento mais rápido, em comparação com o anterior, mostrado no gráfico 9. Este decaimento mais rápido implica que a contribuição de modo comum se eleva à medida que a frequência de chaveamento aumenta. No modelo anterior, sem o efeito pelicular, o valor rms da corrente de modo comum na situação de frequência de chaveamento em 16 kHz foi 30% inferior ao valor na situação de frequência de 5 kHz. Implementando-se o modelo considerando o efeito pelicular, o valor rms da corrente de terra se eleva em 75% com o aumento da frequência de chaveamento de 5 kHz para 16 kHz.

Gráfico 27 – Comparativo das formas de onda de corrente de terra obtidos por medição (esquerda) e por simulação (direita)

Fonte: elaborado pelo autor

Outra modificação no modelo implementada após os ensaios foi em relação ao modelo do inversor duplo-trifásico. Os resultados dos testes apresentaram valores de corrente de terra superiores aos obtidos nas simulações. A razão deste fato decorre, provavelmente, de diferenças no instante de disparo dos semicondutores que chaveiam em oposição. Foi implementado um pequeno atraso no disparo dos IGBTs da ponte escrava, conforme figura 55, com diferentes valores para cada semicondutor, ao redor de 30 ns.

Figura 55 – Modelo de simulação considerando atraso de disparo entre as pontes inversoras

Fonte: elaborado pelo autor

O gráfico 28 apresenta uma comparação do valor de corrente de terra medido, à esquerda, e o simulado, à direita, com o modelo feito considerando o atraso no disparo de IGBTs da ponte adicional mais o efeito pelicular, no sistema em configuração duplo-trifásica. Com o modelo utilizado, os resultados obtidos via simulação se aproximaram dos experimentais.

Gráfico 28 – Comparativo das formas de onda de corrente de terra obtidos por medição (esquerda) e por simulação (direita) na configuração duplo-trifásica

Fonte: elaborado pelo autor

4.4 MEDIÇÕES DA CORRENTE DE MODO COMUM CABO LONGO

O passo seguinte da pesquisa foi ensaiar os sistemas de acionamento em uma condição com cabo longo. Nota-se que as capacitâncias dos cabos podem influenciar os valores das correntes de modo comum, bem como a tensão de onda refletida. Foram utilizados os cabos trifásicos, torcidos em laboratório, mais um condutor de terra, todos com seção de 0,5 mm². Conforme explanado anteriormente, definiu-se um segmento fixo de 40 cm do condutor terra para medição da queda de tensão, uma vez que o condutor em questão não poderia passar pelo orifício da ponta de corrente e os ensaios anteriores apresentaram resultados compatíveis com medição por um ou pelo outro método. Ademais, o mesmo condutor foi utilizado em todas as medições, o que determinou a mesma condição de leitura.

No caso da configuração convencional, repetiu-se as medições com um e dois conjuntos de cabos, conforme comentado em 3.4.2. Foram realizadas 10 medidas de tensão com ponta passiva sobre o segmento de medição, no ponto de operação definido anteriormente: velocidade de motor 60 Hz, 16 kHz de chaveamento, curva V/Hz constante. O resultado das medições é apresentado na tabela 14.

Tabela 14 – Medições de corrente de terra, nas configurações convencional e proposta, pela queda de tensão e com comprimento de cabo longo

Configuração	1 ^a mV	2 ^a mV	3 ^a mV	...	8 ^a mV	9 ^a mV	10 ^a mV	média mV	σ %
Convencional 2 cabos	417,3	423,0	455,5	...	412,8	407,5	403,7	425,6	4,7%
Convencional 1 cabo	396,1	385,1	409,0	...	386,2	404,0	415,5	394,1	4,9%
Proposta	57,5	62,1	59,9	...	57,2	55,2	54,5	57,7	4,0%

Nota-se que a topologia proposta apresentou um valor de corrente de fuga à terra, obtido pela medição de tensão, correspondente a 13,6% do valor obtido com a configuração convencional, com a instalação feita com dois conjuntos de cabos, o que

resultou em uma redução de 86,4%. A instalação de dois cabos na configuração convencional resultou em um aumento de corrente de modo comum de 8%, com um desvio padrão de 4,5%, de forma que nas medidas subsequentes, foi utilizada, salvo menção em contrário, somente a instalação de 2 conjuntos de cabos. As formas de onda de tensão, equivalentes à corrente circulando pelo terra são apresentadas no gráfico 29, onde foram combinados os resultados das medições na configuração proposta e na configuração convencional, com dois conjuntos de cabos de interligação. Nota-se a semelhança das formas de onda de corrente de terra e da tensão na carcaça do motor, na configuração convencional.

Gráfico 29 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta, medidas pela queda de tensão no condutor do terra, com cabeamento longo (20 m)

Fonte: elaborado pelo autor

O gráfico 30 apresenta o detalhe destas formas de onda em intervalo de 200 μ s. Nesta condição, torna-se mais evidente a indução de sinais de frequência mais elevada e com duração menor na configuração proposta, bem como o fato de as oscilações na configuração convencional perdurarem além da duração do pulso.

Gráfico 30 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta com cabeamento longo (detalhe em intervalo de 200 μ s)

Fonte: elaborado pelo autor

O gráfico 31 apresenta o detalhe destas formas de onda em intervalo de 50 μ s. Nota-se que nesta condição, os transientes passam a ter duração em torno de 45 μ s, com um amortecimento que leva em torno de 16 ciclos, contra 3 a 5 μ s de duração, 6 a 7 ciclos para atenuação, encontrados nos ensaios anteriores, com cabos de potência e terra curtos.

Gráfico 31 – Comparativo das correntes de terra resultantes nas configurações convencional e proposta, com cabeamento longo (detalhe em intervalo de 50 μ s)

Fonte: elaborado pelo autor

Com os cabos de potência mantidos com o comprimento de 20 m, reduziu-se o cabo de terra, substituindo-o por um de 1 m de comprimento, de mesma seção e com um mesmo segmento definido de 40 cm para medida da queda de tensão. Os dados obtidos são apresentados na tabela 15 e serão discutidos posteriormente.

Tabela 15 – Medições da corrente de terra com cabo de fase longo e cabo de terra curto

comprimento do cabo terra	Configuração	1 ^a	2 ^a	3 ^a	4 ^a	5 ^a	média	σ
		mV	mV	mV	mV	mV	V	%
curto	convencional	482,0	494,2	469,3	476,4	482,7	480,9	1,7%
	proposta	242,5	255,4	263,8	262,5	259,6	256,8	3,0%
longo	convencional	417,3	433,0	455,5	466,1	435,1	441,4	3,9%
	proposta	57,5	62,1	59,9	58,6	60,1	59,7	2,7%

A comparação das correntes de terra na configuração proposta, para cabos de terra curto e longo está mostrada, para um intervalo de 100 μ s, no gráfico 32.

Gráfico 32 – Comparativo das correntes de terra resultantes na configuração proposta com condutor de terra longo e curto (detalhe em intervalo de 100 μ s)

Fonte: elaborado pelo autor

Não se nota uma variação significativa da frequência de oscilação, porém, percebe-se, nitidamente, o aumento da atenuação do sinal com o aumento do comprimento do condutor de terra.

Nota-se que, na corrente de modo comum, surgem componentes de frequência mais elevada⁷. A corrente do terra é constituída por pacotes de pulsos indicando a reflexão do sinal no circuito do terra. Por exemplo, nas medições realizadas ao longo do ensaio 4.3, em que tanto os cabos de potência quanto os de terra eram curtos, o período do pulso foi de aproximadamente 0,4 μ s, correspondente à frequência de 2,5 MHz. Ao final do ensaio 4.4, foi feito um teste para avaliar as influências dos comprimentos dos cabos na reflexão de onda e nas componentes de alta frequência presentes na corrente do terra. Os cabos de alimentação foram mantidos em 20 m e o condutor terra reduzido a 1 m. Esta, provavelmente, será uma condição existente

⁷ Uma análise no domínio da frequência também foi realizada e um resumo é apresentado no apêndice B.

apenas em ambiente de teste. Notou-se que as oscilações na corrente de terra voltaram a se elevar. Os valores medidos de período e frequência de oscilação correspondente, neste ensaio e nos anteriores, estão indicados na tabela 16.

Tabela 16 – Períodos das oscilações para os diversos comprimentos de cabos

Condição	Período aproximado do pulso	Frequência aproximada
Cabo de potência de 20 cm, cabo de terra de 20 cm	0,4 μ s	2,5 MHz
Cabo de potência de 20 m, cabo de terra de 20 m	2,5 μ s	400 kHz
Cabo de potência de 20 m, cabo de terra de 20 cm	1,5 μ s	667 kHz

Comparando-se os resultados⁸, é possível concluir que a frequência de oscilação da corrente de modo comum varia com o comprimento, tanto do condutor de terra, quanto dos cabos de potência. Desta forma, o processo de reflexão ocorre ao longo de todo o circuito, que se inicia nos IGBTs e, neste caso, termina na carcaça do próprio inversor, tendo o motor como elemento intermediário. Percebe-se, no entanto, que os sinais de corrente da configuração duplo-trifásico, evidenciados nos gráficos 30 e 31, possuem um conteúdo de frequência mais elevada em relação à configuração convencional. Deduz-se que esta frequência mais elevada seja decorrente da transição (dv/dt) mais rápida. Como o princípio do inversor duplo-trifásico é ter pulsos em oposição, conforme a figura 15, um pequeno atraso entre eles provoca uma transição de aproximadamente 2 x dv/dt original. A forma como o protótipo foi fabricado, com ligações por fios soldados aos terminais dos circuitos integrados, pode ter ocasionado estes transientes. Uma distribuição melhor dos elementos e trajetos de sinais poderia elevar a imunidade do circuito à interferência eletromagnética, e prover impedâncias semelhantes que não gerassem atrasos de sinais entre uma ponte inversora e outra. Este item já havia sido discutido ao final do item 4.3. Este detalhe pode também ser responsável por outro aspecto observado em diversos ensaios: notou-se que a variação (desvio padrão) dos resultados obtidos com o protótipo do inversor proposto foi maior que o do inversor convencional.

⁸ Uma análise no domínio da frequência também foi realizada e um resumo é apresentado no apêndice B.

À medida que a instalação cresce em comprimento, a eficácia da configuração duplo-trifásica torna-se mais evidente. As reduções de corrente CM obtidas nas 3 combinações, cabos curtos na potência e no terra, cabos longos de potência e curto no terra e, finalmente, cabos longos nos dois circuitos, foram de 35%, 46,6% e 86,4%, respectivamente. Nota-se que, apesar de se verificar uma atenuação mais rápida do sinal de frequência elevada, conforme os gráficos 30 e 31, devido ao efeito pelicular, a corrente não se reduz na mesma proporção. Como a corrente de modo comum circula pelos caminhos propiciados pelas capacitâncias parasitas dispersas no sistema, as componentes de alta frequência possuem mais percursos alternativos.

Para a situação em que a instalação era composta de cabos longos, tanto de potência, quanto de terra, cujas medições são descritas e os valores resultantes apresentados no início do item 4.4, a redução de corrente de terra apresentou valores próximos aos obtidos na redução da tensão de modo comum, em 4.2. A topologia proposta apresentou um valor de corrente correspondente a 13,6% do valor obtido com a configuração convencional, equivalendo à redução de 86,4%. Nota-se que a forma de onda da corrente de modo comum na topologia convencional também se aproxima da forma de onda medida na carcaça do motor, nessa mesma configuração. Em relação às oscilações de corrente, observa-se uma redução da frequência e um prolongamento da duração. Tal qual o fenômeno de onda refletida nas fases de alimentação, a menor frequência é explicada pelo aumento do tempo de reflexão. A duração das oscilações está associada à atenuação do sinal, pelas impedâncias resistivas. Nota-se que, apesar da impedância menor do cabo mais curto, o sinal foi atenuado em menos tempo, devido ao efeito pelicular, que eleva a resistência do circuito à medida que a frequência aumenta.

4.5 MEDIÇÕES COM O LISN

Os arranjos de testes utilizados até este momento foram aqueles apresentados nas figuras 46 e 47. Visando um estudo comparativo com aqueles obtidos nas condições anteriores, foram feitos, também, ensaios com o LISN, cujos esquemas de testes estão apresentados nas figuras 50 e 51. O LISN foi conectado, de um lado, ao terra geral do sistema disponível então, e do outro, através de um cabo de 1 m, seção 0,5 mm², com um segmento de 40 cm para medição da queda de tensão, à carcaça do inversor. Os resultados dos ensaios encontram-se agrupados na tabela 17.

Tabela 17 – Medições de corrente de terra nas configurações convencional e proposta com e sem LISN

Ensaio	Configuração	Posição	1 ^a mV	2 ^a mV	3 ^a mV	4 ^a mV	5 ^a mV	Média mV	σ %
c/ LISN	Convencional	Motor	414,4	427,8	430,5	445,5	402,6	424,2	1,5%
		Fonte	39,7	40,7	40,3	41,4	39,6	40,4	0,7%
	Proposta	Motor	55,9	54,9	58,8	56,7	55,4	56,3	1,1%
		Fonte	29,4	29,7	31,9	31,3	30,8	30,6	1,4%
s/ LISN	Convencional	Motor	396,0	401,3	402,5	413,8	390,6	400,8	0,9%
		Fonte	80,4	80,7	80,1	80,4	78,7	80,1	0,4%
	Proposta	Motor	61,4	61,4	61,1	59,0	61,5	60,9	0,7%
		Fonte	30,1	29,9	30,0	30,7	30,9	30,3	0,6%

O valor da corrente de terra entre inversor e motor apresentou variações, com aumento de 6% na configuração convencional e redução de 7% na proposta. A utilização do LISN apresentou alteração dos resultados de medição da corrente de terra que circula entre o inversor e o terra geral do sistema, variável que não estava, inicialmente, sendo monitorada. Ela foi de 50% para a configuração convencional, embora para a proposta não tenha sido mais que 1%.

Levando-se em conta que o foco do trabalho é a corrente de terra oriunda do motor, que apresentou pouca variação, considera-se que os valores obtidos com a utilização dos arranjos de testes iniciais, quando comparados àqueles obtidos com o LISN, são válidos e suficientes para a análise da contribuição da topologia proposta na mitigação das tensões e correntes de modo comum. Ademais, a metodologia proposta

é adequada, uma vez que estabelece a comparação das duas topologias em iguais condições.

4.6 MEDIÇÕES DA CORRENTE PARA O TERRA GERAL DO SISTEMA

Os testes realizados com o LISN despertaram atenção para uma variável que não estava sendo considerada até este momento: a corrente de terra do inversor para o terra do sistema. Foram realizados testes com os inversores operando em vazio, somente, para avaliar suas influências na corrente de modo comum, quando conectados ao terra geral do sistema, conforme esquemas das figuras 52 e 53.

Mediu-se as quedas de tensão no cabo de terra do sistema para três condições:

- inversor desenergizado: quando a tensão de alimentação não é aplicada;
- inversor energizado, quando simplesmente se aplica a tensão de alimentação e carrega-se o barramento CC intermediário;
- inversor ligado: quando os IGBTs passam a disparar.

Os resultados destas medições são apresentados na tabela 18.

Tabela 18 – Medições de corrente de terra do inversor nas configurações convencional e proposta sem conexão ao motor

Configuração	Desen. mV	Energ. mV	Tensões Medidas					Ligado mV	σ %
			1 ^a mV	2 ^a mV	3 ^a mV	4 ^a mV	5 ^a mV		
Convencional	3,2	7,1	13,7	13,8	13,6	13,8	13,5	13,8	0,4%
Proposta	3,6	6,2	6,6	6,7	6,7	6,6	6,6	6,7	0,1%

Este ensaio visou avaliar a contribuição dos conversores no ruído de modo comum resultante no sistema. Inicialmente, mediu-se a corrente de terra com os equipamentos na condição desenergizado, a fim de se avaliar que parcela desta não poderia ser atribuída aos inversores. Como era de se esperar, obteve-se resultados semelhantes para os dois arranjos de teste, ~3,4 mV. Ao se energizar o sistema, a ponte retificadora passa a ter influência no sistema, havendo condição de circulação de correntes de modo diferencial e comum devido ao conversor. Os valores medidos em ambas as configurações continuaram semelhantes, ~ 6,6 mV, porém com um aumento de 100% em relação à situação anterior, permitindo concluir que, embora a ponte inversora seja responsável por grande parte do ruído de modo comum, ela não o é pela totalidade.

Observa-se que a topologia do retificador é a mesma nos dois conversores, justificando correntes de terra semelhantes.

Ao se ligar o equipamento, nota-se a diferença nas topologias de inversor. A configuração proposta apresenta uma redução de corrente de terra de 51,4% em relação à convencional. Além disto, comparando-se a corrente de terra da topologia duplo-trifásica no estado ligado com relação ao estado energizado, observa-se aumento de apenas 8%, contra 92% de elevação de corrente de terra na configuração convencional. Isto corrobora a tese de que a configuração duplo-trifásica é eficiente na mitigação das correntes de modo comum em um sistema de acionamento.

5 CONCLUSÃO

Os resultados dos testes demonstram que a topologia proposta duplo-trifásica é eficaz e eficiente na redução da tensão e da corrente de modo comum, não apenas no trecho entre inversor e motor, onde o ruído tende a ser mais intenso e apresentar problemas de interferência eletromagnética radiada, mas também no trecho entre o inversor e o terra geral do sistema, em que, apesar da menor intensidade, a interferência se dá também por condução. Nota-se ainda a elevação da segurança com a redução de riscos de choque elétrico e de probabilidade de desgaste dos rolamentos. Consiste, portanto, em solução potencial para problemas de compatibilidade eletromagnética onde os inversores escalares convencionais, PWM, de 2 níveis, são atualmente utilizados.

É possível ainda inferir que esta solução, tal qual desenvolvida neste trabalho, é igualmente aplicável em inversores com controle mais sofisticado, como os vetoriais de fluxo e DTCs, uma vez que o protótipo de testes foi fabricado sem qualquer alteração na parte de controle, mas apenas na interface com a potência, composta pelo amplificador de pulsos. O pré-requisito é que seja um inversor fonte de tensão de 2 níveis. Soluções semelhantes, certamente, poderão ser desenvolvidas para topologias multiníveis.

No decorrer deste trabalho e mais especificamente na etapa final de seu desenvolvimento, notou-se que este método apresenta elevado potencial, em comparação aos demais, como meio de controle do ruído de modo comum em sistemas de acionamento. Considerando-se as práticas de controle do ruído mencionadas por Skibinski et al. (1999), excetuando-se o aterramento, o qual é necessário se fazer por uma questão de segurança, observa-se que as demais três podem ser classificadas em uma escala progressiva de qualidade. A prática mais básica é o bloqueio, que trata o ruído como algo inerente e o controle se dá por sua contenção. A prática intermediária é a captura e retorno do ruído, que o considera como algo inevitável e cujo controle se dá por sua retirada. Em geral, as práticas se confundem na aplicação dos métodos, como por exemplo, as blindagens dos cabos, que cumprem o papel de bloquear a radiação ao mesmo tempo que retornam o ruído para a fonte. O mesmo pode-se comentar a respeito dos filtros passivos.

Avaliando-se os circuitos de cancelamento ativo da tensão de modo comum com a adição de um quarto conjunto de chaves, nota-se que os mesmos não são capazes de o fazer, sem ao menos gerar uma parcela de ruído. Isto fica evidente ao se observar a figura 9 e notar a incapacidade de um único par de chaves compensar a forma de onda com patamares intermediários. Assim sendo, o cancelamento da tensão de modo comum só se dá pela adição de um filtro e, portanto, este método pode, então, ser compreendido como uma prática de captura e retorno do ruído.

A prática mais refinada de controle, considerada também por Skibinski et al. (1997), consiste na redução do ruído na fonte, que o considera como algo evitável. A metodologia apresentada, de geração de pulsos opostos, é a que mais se enquadra nesta classificação. Esta é a razão de avaliá-la como mais aprimorada.

Ressalta-se que o inversor duplo-trifásico aparenta ser uma solução potencial para o controle da corrente de modo comum em instalações industriais. Muito embora o número de componentes de potência dobre, a redução da corrente do IGBT pela metade permite o uso de dispositivos de menor capacidade. Em algumas faixas de corrente de inversores de potência elevada, em que são utilizadas pontes inversoras em paralelo, não há a necessidade de custos adicionais. Assim, quanto à aplicabilidade comercial desta configuração, pode se afirmar que é potencialmente viável, porém eventuais dificuldades poderão surgir nos casos de substituição de inversores existentes, em decorrência da complexidade do arranjo de cabos e demais itens das instalações atuais. Ressalta-se que é possível viabilizar esta configuração, uma vez que o motor é padrão e o custo da ponte inversora adicional pode ser mitigado pela redução da corrente nos IGBTs, principalmente em aplicações de grande porte. Sistemas customizados como os de tração elétrica e propulsão naval tendem a ser um potencial mercado desta solução.

Este trabalho apresenta um modelo simples de simulação, que auxilia nas análises relativas ao estudo das correntes de modo comum. O modelo foi aprimorado após os testes de bancada, decorrentes dos resultados diferentes obtidos. No entanto, os resultados dos ensaios indicam uma grande dificuldade em se obter um modelo completo. Os fenômenos de alta frequência provocam a circulação da corrente nas capacitâncias parasitas que estão espalhadas por toda a parte e, devido ao efeito

pelicular, provocam respostas muito diversas daquelas obtidas em regime. Verificou-se que é grande a dificuldade para identificar os parâmetros associados a estes fenômenos e modelá-los adequadamente.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Ao longo deste trabalho inúmeras ideias surgiram. Muitas delas eram relacionadas diretamente ao tema, porém não houve tempo hábil ou recurso para executá-las. Outras, ainda, exigiriam todo um novo trabalho de pesquisa. Sendo assim, algumas sugestões para trabalhos futuros são:

- Ensaios do protótipo em carga.
- Ensaios em um sistema duplo-trifásico de potência mais elevada.
- Investigação das correntes de modo diferencial na configuração proposta.
- Análise do rendimento e dissipação térmica em um inversor duplo-trifásico visando avaliar a contribuição da corrente de modo comum no aquecimento dos dispositivos eletrônicos.
- Desenvolvimento de modelos de simulação mais aprimorados.
- Execução de um inversor duplo-trifásico mais refinado, sem atrasos de disparo entre as pontes.
- Ensaio do sistema para medição de interferência radiada.
- Implementação da solução duplo-trifásica em inversores com diferentes algoritmos de controle, como o DTC ou vetorial de fluxo.
- Análise de alternativas para minimização da tensão de onda refletida, explorando métodos de instalação não ortodoxos, após a quase eliminação da corrente de modo comum.

REFERÊNCIAS

ABB. **Grounding and Cabling of the Drive System - Variable Speed Drive.**

Publicação de 23 junho 2005. Disponível em < http://documents.rs-components.com/EITC/UK/ABB/Grounding_&_cabling_guide.pdf >. Acesso em: 08 novembro 2011.

ABB. **Technical Guide No. 5 - Bearing Currents in Modern AC Drive Systems.**

Publicação de 01 dezembro 1999. Disponível em < [http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/8c253c2417ed0238c125788f003cca8e/\\$file/ABB_Technical_guide_No5_RevC.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/8c253c2417ed0238c125788f003cca8e/$file/ABB_Technical_guide_No5_RevC.pdf) >. Acesso em: 08 março 2011.

AOKI, N.; SATOH, K.; NABAE, A. **Damping circuit to suppress motor terminal overvoltage and ringing in PWM inverter-fed AC motor drive systems with long motor leads.** IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.35, no.5, pp.1014-1020, Sep/Oct 1999.

BOORA, A.; ZARE, F.; GHOSH, A. **Efficient Voltage/Current Spike Reduction by Active Gate Signaling.** Proceedings of the Electromagnetic Compatibility Symposium, Adelaide 2009. 16-18 September 2009, Lakes Hotel Resort, Adelaide.

BULINGTON, E.J.; ABNEY, S.; SKIBINSKI, G.L. **Cable alternatives for PWM AC drive applications.** Petroleum and Chemical Industry Conference, 1999. Industry Applications Society 46th Annual, pp.247-259.

CACCIATO, M.; CONSOLI, A.; SCARCELLA, G.; TESTA, A. **Effects of PWM techniques on common mode currents in induction motor drives.** Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE '97, vol.1, no., pp.SS212-SS217 vol.1, 7-11 Jul 1997.

CACCIATO, M.; CONSOLI, A.; SCARCELLA, G.; TESTA, A. **Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives.** IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.35, no.2, pp.469-476, Mar/Apr 1999.

CONSOLI, A.; ORITI, G.; TESTA, A.; JULIAN, A.L. **Induction motor modeling for common mode and differential mode emission evaluation.** Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE, vol.1, no., pp.595-599 vol.1, 6-10 Oct 1996.

DI PIAZZA, M.C.; TINE, G.; VITALE, G. **An Improved Active Common-Mode Voltage Compensation Device for Induction Motor Drives.** IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol.55, no.4, pp.1823-1834, April 2008.

ESMAELI, A; TAVASSOLI, F. **Suppressing of common-mode voltage, shaft voltage, leakage current and EMI generated by voltage source PWM inverter,** International Electrical Engineering Journal (IEEJ), Vol. 1 (2011) No. 1, pp. 529-535, ISSN 2078-2365.

FINLAYSON, P.T. **Output filters for PWM drives with induction motors**. IEEE Industry Applications Magazine, vol.4, no.1, pp.46-52, Jan/Feb 1998.

GERSTER, C.; HOFER, P. **Gate-controlled dv/dt- and di/dt-limitation in high power IGBT converters**. EPE Journal, Vol. 5, no 3/4, January 1996, page 11-16.

HABETLER, T.G.; NAIK, R.; NONDAHL, T.A. **Design and implementation of an inverter output LC filter used for dv/dt reduction**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.17, no.3, pp.327-331, May 2002.

HANIGOVSZKI, N.; LANDKILDEHUS, J.; SPIAZZI, G.; BLAABJERG, F. **An EMC evaluation of the use of unshielded motor cables in AC adjustable speed drive applications**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.21, no.1, pp. 273- 281, Jan. 2006.

IDIR, N.; BAUSIERE, R.; FRANCHAUD, J.J. **Active gate voltage control of turn-on di/dt and turn-off dv/dt in insulated gate transistors**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.21, no.4, pp. 849- 855, July 2006.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61000-1-1**: Electromagnetic Compatibility (EMC); Part 1: General; Section 1: Application and interpretation of fundamental definitions and terms. 1992.

JOUANNE, A.V.; ENJETI, P.; GRAY, W. **Application issues for PWM adjustable speed AC motor drives**. IEEE Industry Applications Magazine, vol.2, no.5, pp.10-18, Sep/Oct 1996.

JOUANNE, A.V.; ENJETI, P.N. **Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, no.5, pp.1138-1145, Sep/Oct 1997.

JOUANNE, A.V.; ZHANG, H. **A Dual-Bridge Inverter Approach to eliminating common-mode voltage and leakage currents**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, No.3, January 1999, pp.43-48.

JULIAN, A.L.; LIPO, T.A.; ORITI, G. **Elimination of common mode voltage in three phase sinusoidal power converters**. Power Electronics Specialists Conference, 1996. 27th Annual IEEE PESC '96 Record, vol.2, no., pp.1968-1972 vol.2, 23-27 Jun 1996.

JULIAN, A.L.; ORITI, G.; LIPO, T.A. **Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, no.5, pp.982-989, Sep 1999.

KANCHAN, R.S. **Investigations on PWM Signal Generation and Common Mode Voltage Elimination Schemes for Multi-Level Inverter Fed Induction Motor Drives**. 2005. 257 p. Tese (Doutorado) - Faculty of Engineering, Indian Institute of Science, Bangalore, Índia, 2005.

KERKMAN, R.J.; LEGGATE, D.; SKIBINSKI, G.L. **Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, no.3, pp.722-731, May/Jun 1997.

KERKMAN, R.J.; SKIBINSKI, G.L.; SCHLEGEL, D.W. **AC drives: year 2000 (Y2K) and beyond**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual, vol.1, no., pp.28-39 vol.1, 14-18 Mar 1999.

KORHONEN, J.; STROM, J.-P.; TYSTER, J.; SILVENTOINEN, P.; SAREN, H.; RAUMA, K. **Control of an inverter output active du/dt filtering method**. Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th, vol., no., pp.316-321, 3-5 Nov. 2009.

MÄKI-ONTTO, P.; LUOMI, J.; KINNUNEN, H. **Reduction of capacitive and induced shaft voltages in an induction motor drive using dual bridge inverter approach**. Electrical Engineering, 2006. Vol. 88. pp. 465-472.

MELFI, M.; SUNG, J.; BELL, S.; SKIBINSKI, G. **Effect of Surge Voltage Risettime on the Insulation of Low Voltage Machines Fed by PWM Converters**. IEEE Industry Application Society Conference. Oct., 1997. Disponível em <
http://www.ab.com/support/abdrives/documentation/techpapers/ieee/05_7.pdf>.
Acesso em: 07 abril 2012.

MELFI, M.J. **Low-Voltage PWM inverter-fed motor insulation issues**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.42, no.1, pp. 128- 133, Jan.-Feb. 2006.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. John Wiley & Sons Inc., 2nd ed., 1995.

MOREIRA, A.F.; LIPO, T.A.; VENKATARAMANAN, G.; BERNET, S. **High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.38, no.5, pp. 1297- 1306, Sep/Oct 2002.

MURAI, Y.; KUBOTA, T.; KAWASE, Y. **Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, no.4, pp.858-863, Jul/Aug 1992.

MUTOH, N.; OGATA, M.; GULEZ, K.; HARASHIMA, F. **New methods to suppress EMI noises in motor drive systems**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, no.2, pp.474-485, Apr 2002.

MUTOH, N.; KANESAKI, M.; NAKASHIMA, J.; OGATA, M. **A new method to control common mode currents focusing on common mode current paths produced in motor drive systems**. Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record, vol.1, no., pp. 459- 466 vol.1, 12-16 Oct. 2003.

MUETZE, A.; BINDER, A. **Calculation of circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems**. IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record, vol.2, no., pp. 720- 726 vol.2, 3-7 Oct. 2004.

OGASAWARA, S.; AKAGI, H. **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, Sep/Oct 1996.

OGASAWARA, S.; AYANO, H.; AKAGI, H. **Measurement and reduction of EMI radiated by a PWM inverter-fed AC motor drive system**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, no.4, pp.1019-1026, Jul/Aug 1997a.

OGASAWARA, S.; AYANO, H.; AKAGI, H. **An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter**. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record, vol.2, no., pp.1547-1553 vol.2, 22-27 Jun 1997b.

OGASAWARA, S.; AYANO, H.; AKAGI, H. **An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.5, pp.835-841, Sep 1998.

OGASAWARA, S.; AKAGI, H. **Analysis and reduction of EMI conducted by a PWM inverter-fed AC motor drive system having long power cables**. Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, vol.2, no., pp.928-933 vol.2, 2000.

ORITI, G.; JULIAN, A.L.; LIPO, T.A. **A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction**. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record, 28th Annual, vol.2, no., pp.1541-1546 vol.2, 22-27 Jun 1997.

PAUL, C. R. **Introduction to electromagnetic compatibility**. 2nd ed, John Wiley & Sons, Inc, 2006.

PERSSON, E. **Transient effects in application of PWM inverters to induction motors**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, no.5, pp.1095-1101, Sep/Oct 1992.

RELIANCE ELECTRIC. **Application Considerations for PWM Inverter-Fed Low-Voltage Induction Motors**. Publicação D-7157, Julho 1993. Disponível em <http://www.reliance.com/pdf/drives/whitepapers/D7157.pdf>. Acesso em 29 março 2012.

RELIANCE ELECTRIC. **Riding the Reflected Wave to Improve Variable-Speed AC Motor Reliability**. Publicação D-7722-1, Junho 1999. Disponível em < <http://www.reliance.com/pdf/drives/whitepapers/D7722.pdf> >. Acesso em 07 abril 2012.

SANTOS JUNIOR, M. A. dos. **Avaliação de desempenho de câmaras excitadas via linhas de transmissão aplicáveis à compatibilidade eletromagnética**. 2009. 195 p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

SAUNDERS, L.A.; SKIBINSKI, G.L.; EVON, S.T.; KEMPKES, D.L. **Riding the reflected wave-IGBT drive technology demands new motor and cable considerations**. Petroleum and Chemical Industry Conference, 1996, Record of

Conference Papers. The Institute of Electrical and Electronics Engineers Incorporated Industry Applications Society 43rd Annual, vol., no., pp.75-84, 23-25 Sep 1996.

SKIBINSKI, G. **Design methodology of a cable terminator to reduce reflected voltage on AC motors**. Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE, vol.1, no., pp.153-161 vol.1, 6-10 Oct 1996.

SKIBINSKI, G.; LEGGATE, D.; KERKMAN, R. **Cable characteristics and their influence on motor over-voltages**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997. Twelfth Annual, vol.1, no., pp.114-121 vol.1, 23-27 Feb 1997.

SKIBINSKI, G.; PANKAU, J.; SLADKY, R.; CAMPBELL, J. **Generation, control and regulation of EMI from AC drives**. Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE, vol.2, no., pp.1571-1583 vol.2, 5-9 Oct 1997.

SKIBINSKI, G.; KERKMAN, R.; LEGGATE, D.; PANKAU, J.; SCHLEGEL, D. **Reflected wave modeling techniques for PWM AC motor drives**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998. Thirteenth Annual, vol.2, no., pp.1021-1029 vol.2, 15-19 Feb 1998.

SKIBINSKI, G.L.; KERKMAN, R.J.; SCHLEGEL, D. **EMI emissions of modern PWM AC drives**. IEEE Industry Applications Magazine. Vol.5, no.6, pp.47-80, Nov/Dec 1999.

SKIBINSKI, G.; TALLAM, R.; REESE, R.; BUCHHOLZ, B.; LUKASZEWSKI, R. **Common Mode and Differential Mode Analysis of Three Phase Cables for PWM AC Drives**. Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, vol.2, no., pp.880-888, 8-12 Oct. 2006.

STROM, J.-P.; KORHONEN, J.; TYSTER, J.; SILVENTOINEN, P. **Active du/dt - New Output-Filtering Approach for Inverter-Fed Electric Drives**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.58, no.9, pp.3840-3847, Sept. 2011.

TAKAHASHI, T.; TETMEYER, M.; TSAI, H.; LOWERY, T. **Motor lead Length Issues for IGBT PWM Drives**. Reliance Electric D-7172-1, Outubro 1995. Disponível em <<http://www.reliance.com/pdf/drives/whitepapers/D7172.pdf>>. Acesso em 07 abril 2012.

TYSTER, J.; ISKANIUS, M.; STROM, J.-P.; KORHONEN, J.; RAUMA, K.; SAREN, H.; SILVENTOINEN, P. **High-speed gate drive scheme for three-phase inverter with twenty nanosecond minimum gate drive pulse**., 2009. EPE '09. 13th European Conference on Power Electronics and Applications, vol., no., pp.1-10, 8-10 Sept. 2009.

WINNISCHOFER, G.; Sartori, C.A.F. **Polyphase Drive Systems Configuration aiming EMI Mitigation**. International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICRE PQ 13), Vol. 11, 2013.

ZHONG, E.; LIPO, T.A. **Improvements in EMC performance of inverter-fed motor drives**. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.31, no.6, pp.1247-1256, Nov/Dec 1995.

REFERÊNCIAS COMPLEMENTARES

ABB. **User's Guide for type ACS50 AC Drives from 0.18 to 2.2 kW**. Disponível em <[http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/9ba427c3617e452dc2256f47003136ec/\\$file/pt_acs50_reve.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/9ba427c3617e452dc2256f47003136ec/$file/pt_acs50_reve.pdf)>. Acesso em: 20 abril 2013.

ABB. **Motores de Baixa Tensão Manual**. Disponível em <[http://www05.abb.com/global/scot/scot259.nsf/veritydisplay/71fb53ad5df9ad4fc12579f20027e553/\\$file/Standard Manual Low Voltage PT_revE%20lores.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot259.nsf/veritydisplay/71fb53ad5df9ad4fc12579f20027e553/$file/Standard Manual Low Voltage PT_revE%20lores.pdf)>. Acesso em: 20 abril 2013.

ADABI, J.; ZARE, F.; LEDWICH, G.; GHOSH, A.; LORENZ, R.D. **Bearing damage analysis by calculation of capacitive coupling between inner and outer races of a ball bearing**. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, vol., no., pp.903-907, 1-3 Sept. 2008.

AKAGI, H.; DOUMOTO, T. **A passive EMI filter for preventing high-frequency leakage current from flowing through the grounded inverter heat sink of an adjustable-speed motor drive system**. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.41, no.5, pp. 1215- 1223, Sept.-Oct. 2005.

AKAGI, H.; SHIMIZU, T. **Attenuation of Conducted EMI Emissions From an Inverter-Driven Motor**. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.23, no.1, pp.282-290, Jan. 2008.

AKAGI, H.; OE, T. **A Specific Filter for Eliminating High-Frequency Leakage Current From the Grounded Heat Sink in a Motor Drive With an Active Front End**. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.23, no.2, pp.763-770, March 2008.

AKAGI, H.; MATSUMURA, I. **Overvoltage Mitigation of Inverter-Driven Motors With Long Cables of Different Lengths**. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.47, no.4, pp.1741-1748, July-Aug. 2011.

ELECTRO-METRICS. **EM-7825 - Line Impedance Stabilization Network (LISN)**. Disponível em <<http://www.electro-metrics.com/docs/datasheets/6/PDF-100507/7825-New-Version.pdf>>. Acesso em: 06 dezembro 2013.

ESTADOS UNIDOS. Department of Defense. **MIL-STD-462D - Test Method Standard for Measurement of Electromagnetic Interference Characteristics**. Disponível em <<http://snebulos.mit.edu/projects/reference/MIL-STD/MIL-STD-462D.pdf>>. Acesso em: 06 dezembro 2013.

HANTEK. **USER'S MANUAL Hantek6022BE**. Disponível em <www.hantek.com/down.aspx?url=http%3a%2f%2fwww.hantek.com%2fProduct%2fHantek6000%2fHantek6022BE_Manual.pdf>. Acesso em: 13 setembro 2013.

IEEE. **IEEE guide for the installation of electrical equipment to minimize electrical noise inputs to controllers from external sources**. ANSI/IEEE Std 518-1982, IEEE Press, John Wiley.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IR 213(6,62,63,65,66,67,68) (J&S) & PbF, Data Sheet No. PD60166 revU, 3-PHASE BRIDGE DRIVER.** Disponível em <<http://www.datasheetarchive.com/PD60166-U-datasheet.html>>. Acesso em: 16 julho 2013.

TEKTRONIX. **AC Current Probes CT1 • CT2 • CT6 Datasheet.** Disponível em <http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/AC_Current_Probes.pdf>. Acesso em: 03 agosto 2013.

TEKTRONIX. **AC/DC Current Measurement Systems TCPA300 • TCP312 • TCP305 • TCP303 • TCPA400 • TCP404XL Data Sheet.** Disponível em <http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/60W_16458_5.pdf>. Acesso em: 03 agosto 2013.

TEKTRONIX. **CT-1 and CT-2 Current Transformer Instructions.** Disponível em <<http://www.tek.com/current-probe-manual/ct-1-and-ct-2>>. Acesso em: 03 agosto 2013.

TEKTRONIX. **Current Probes A621 • A622 Data Sheet.** Disponível em <http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/60W_15081_2.pdf>. Acesso em: 03 agosto 2013.

TEKTRONIX. **Digital Phosphor Oscilloscopes TDS3012B • TDS3014B • TDS3024B • TDS3032B • TDS3034B • TDS3044B • TDS3052B • TDS3054B • TDS3064B.** Disponível em <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/133278/ETC1/TDS3012B.html>>. Acesso em: 03 agosto 2013.

TEKTRONIX. **Instruction Manual TCPA300/400 Amplifiers & TCP300/400 Series AC/DC Current Probes 071-1183-03.** Disponível em <<http://www.tek.com/current-probe-manual/tcpa300-400-tcp300-400-series-0>>. Acesso em: 03 agosto 2013.

TEKTRONIX. **Programmer Manual TDS3000, TDS3000B, and TDS3000C Series Digital Phosphor Oscilloscopes 071-0381-03.** Disponível em <<http://www.tek.com/oscilloscope/tds3014b-manual/tds3000-tds3000b-tds3000c-series>>. Acesso em: 03 agosto 2013.

TEKTRONIX. **TCPA300/400 Amplifiers & TCP300A/400 Series AC/DC Current Probes User Manual.** Disponível em <<http://www.tek.com/current-probe-manual/tcpa300-400-tcp300a-400-series>>. Acesso em: 03 agosto 2013.

TEKTRONIX. **User Manual TDS3000B Series Digital Phosphor Oscilloscopes 071-0957-04.** Disponível em <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/133278/ETC1/TDS3012B.html>>. Acesso em: 03 agosto 2013.

WEINZIERL, D. **Estudo de câmaras de teste de compatibilidade eletromagnética (CEM) através do método de modelagem por linhas de transmissão (TLM).** 2004. 134 p. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.

APÊNDICE A – Análise de sensibilidade dos modelos simulados

Um estudo de sensibilidade foi realizado para verificar o comportamento dos modelos utilizados nas simulações. A seguir são apresentados alguns estudos feitos, todos na frequência de chaveamento de 16 kHz. A análise consistiu em, partindo-se dos valores de C_D e C_C calculados, cuja metodologia está descrita em 3.2, observar o comportamento do modelo com diferentes variações nos valores destes parâmetros, incrementando-os e decrementando-os.

Inicialmente, considerando-se o modelo simplificado do sistema trifásico, ou seja, com um motor composto de 3 bobinas, realizou-se a simulação com os valores adotados de 0,4 nF para C_D e 1,3 nF para C_C , o qual é apresentado no gráfico 33.

Gráfico 33 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com C_D e C_C conforme calculado

Fonte: elaborado pelo autor

Mantendo-se C_C constante, o valor de C_D foi reduzido em 20% e posteriormente aumentado em 20%. Os resultados são apresentados no gráfico 34. Depois, fixando-se C_D , o valor de C_C foi reduzido e aumentado em 20%, cujos resultados são mostrados no gráfico 35.

Gráfico 34 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com variação do valor de C_D e C_C conforme calculado

C_D reduzido em 20%

C_D aumentado em 20%

Fonte: elaborado pelo autor

Gráfico 35 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com variação do valor de C_C e C_D conforme calculado

C_C reduzido em 20%

C_C aumentado em 20%

Fonte: elaborado pelo autor

Observou-se que, com a variação aplicada em C_D , não ocorre nenhuma variação significativa nas correntes das fases e de terra. Com a redução de C_C , não se nota variação das correntes nas fases, mas houve uma leve variação da corrente de terra, com aumento das amplitudes das oscilações. A variação da corrente de terra é sensível com o aumento de C_C e é possível observar uma variação no perfil das correntes nas fases do motor.

O passo seguinte foi variar conjuntamente C_D e C_C . O gráfico 36 apresenta o resultado de simulação com a redução conjunta dos dois parâmetros em 20%, e o aumento dos mesmos, também em 20%.

Gráfico 36 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com variação dos valores de C_C e C_D

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que, com a redução das duas capacitâncias, a alteração não é significativa, embora ela tenha ocorrido, inclusive com aumento da variação da corrente nas fases. Com o aumento das capacitâncias, o resultado é semelhante ao obtido somente com o aumento de C_C . Os resultados obtidos contrariam de certa forma a expectativa natural, de se obter corrente de terra inferior e uma melhor forma da corrente de fase com a redução das capacitâncias. Sendo assim, um outro teste foi feito reduzindo-se as capacitâncias na ordem de 10, 15 e 20 vezes. Os resultados são apresentados nos gráficos 37 e 38.

Gráfico 37 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com redução dos valores de C_C e C_D em 10 e 20 vezes

Fonte: elaborado pelo autor

Gráfico 38 Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com redução dos valores de C_C e C_D em 15 vezes

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que, com a redução dos parâmetros em 10 e 20 vezes, ocorreu uma redução da corrente de terra e uma redução da variação da corrente de fase sobre sua fundamental, o que era esperado. Com relação aos resultados observados no Gráfico 38, nota-se que a redução dos valores das capacitâncias em 15 vezes resultou em um aumento da contribuição da corrente de modo comum. O gráfico 39 mostra o comportamento do modelo com o aumento do valor das capacitâncias em 10 vezes. Conforme esperado, a corrente de terra se eleva consideravelmente, bem como a variação das correntes de fase sobre suas fundamentais.

Gráfico 39 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 3 bobinas, com aumento dos valores de C_C e C_D em 10 vezes

Fonte: elaborado pelo autor

Observa-se neste trabalho o uso extensivo do modelo simples de motor trifásico com três bobinas, pois foi o ponto de partida, antes de haver sido idealizada uma solução com a proposta de uma configuração duplo-trifásica. Para o modelo do motor-duplo trifásico, um modelo de simulação semelhante, considerando 6 bobinas, foi desenvolvido. Posteriormente, este modelo foi utilizado para simular o motor trifásico na condição de bobinas paralelas, como descrito em 3.2.

Para a análise de sensibilidade, partiu-se dos valores adotados de 0,2 nF para C_D e 0,5 nF para C_C , refazendo-se a simulação, cujo resultado é mostrado no gráfico 40.

Gráfico 40 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com C_D e C_C conforme calculado

Fonte: elaborado pelo autor

Variou-se, então os valores de C_D em 20%, mantendo-se C_C constante e, depois, mantendo-se C_D constantes, variou-se C_C em 20%. Os resultados são apresentados nos gráficos 41 e 42, respectivamente.

Gráfico 41 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com variação do valor de C_D e C_C conforme calculado

C_D reduzido em 20%

C_D aumentado em 20%

Fonte: elaborado pelo autor

Gráfico 42 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com variação do valor de C_C e C_D conforme calculado

C_C reduzido em 20%

C_C aumentado em 20%

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que, da mesma forma que no modelo simples, não ocorre nenhuma variação sensível nas correntes das fases e de terra com a variação aplicada em C_D . No entanto, reduzindo-se C_C , nota-se uma grande variação das correntes de terra, com aumento da amplitude, e das fases. Com o aumento de C_C em 20%, o resultado obtido é semelhante ao obtido com o modelo simples de 3 bobinas.

O próximo passo foi variar conjuntamente C_D e C_C . O gráfico 43 apresenta o resultado de simulação com a redução conjunta dos dois parâmetros em 20%, e o aumento dos mesmos, também em 20%.

Gráfico 43 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com variação dos valores de C_C e C_D

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se que, com a redução das duas capacitâncias, as formas de onda acompanham a forma de onda obtida somente com a alteração de C_C . Com o aumento das capacitâncias, contrariando novamente as expectativas, a corrente de terra diminui e a forma de onda das correntes de fase aproximam-se da fundamental.

Os gráficos 44 e 45 apresentam as formas de onda obtida com a redução das capacitâncias na ordem de 10, 15 e 20 vezes.

Gráfico 44 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com redução dos valores de C_C e C_D em 10 e 20 vezes

Fonte: elaborado pelo autor

Gráfico 45 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com redução dos valores de C_C e C_D em 15 vezes

Fonte: elaborado pelo autor

Para este modelo, nota-se que, com a redução dos parâmetros em 10, 15 e 20 vezes, ocorreu uma redução da corrente de terra e uma redução da variação da corrente de fase sobre sua fundamental, conforme o esperado, com aproximação das formas de onda das correntes de fase às suas respectivas fundamentais. O gráfico 46 apresenta o resultado com um aumento dos valores de C_D e C_C em 10 vezes, visando verificar o comportamento esperado de aumento da contribuição da corrente de modo comum.

Gráfico 46 – Resultado de simulação, configuração convencional, modelo de 6 bobinas, com aumento dos valores de C_C e C_D em 10 vezes

Fonte: elaborado pelo autor

Observa-se que, diferentemente das simulações encontradas na literatura (CONSOLI et al., 1996; ZHONG; LIPO, 1995), em que apenas a corrente de terra é simulada, optou-se por um modelo completo, em que todas as correntes fossem observadas. Como a corrente de terra é a variável principal a ser observada neste trabalho, a mesma foi analisada em detalhe. O gráfico 47 apresenta as formas de onda da corrente de terra obtidas por simulação, durante o intervalo de 1 ms para o modelo de 6 bobinas do sistema convencional, em duas condições: 1) com os valores de valores de C_D e C_C conforme adotados em 3.2 e 2) com estes valores divididos por 20.

Gráfico 47 – Detalhe da corrente de terra obtida em 2 condições de valores de C_C e C_D

Fonte: elaborado pelo autor

Observou-se correntes de terra oscilando em frequências mais elevadas nas simulações com os modelos com valores de capacitâncias dez vezes menores que os valores adotados. Com isto, a contribuição da corrente de modo comum diminuiu sensivelmente, em decorrência do aumento das reatâncias indutivas do sistema.

Em virtude dos resultados observados, conclui-se que valores menores dos parâmetros C_D e C_C são os mais adequados para as simulações. Isto é mais evidente ao se implementar o modelo de efeito pelicular. O gráfico 48 mostra a simulação com os valores de C_D e C_C reduzidos em 15 vezes, sem considerar e considerando o modelo do efeito pelicular. Observa-se que, o resultado à direita, considerando este efeito é semelhante à forma de onda medida e só foi possível de se obter em simulação, com a redução dos valores de C_D e C_C .

Gráfico 48 – Comparação de simulações com e sem considerar o efeito pelicular

Fonte: elaborado pelo autor

Conclui-se que a metodologia para determinação das capacitâncias deve ser revista. Conclui-se, também, que exista muito espaço para trabalhar o modelo do motor e do sistema em geral. Somente em relação ao motor, nota-se que as infinitas capacitâncias dispersas nos enrolamentos com as infinitas indutâncias e resistências em série possam ter modelos mais apurados. Nota-se, que é mandatório que o efeito pelicular seja levado em conta. Expandindo-se para o resto do sistema, observa-se que os cabos de alimentação também podem ter modelos mais apurados, considerando, no mínimo, capacitâncias e efeito pelicular.

APÊNDICE B – Análise no domínio da frequência

Além da comparação gráfica, no domínio do tempo, e dos valores rms calculados, os dados amostrados foram analisados no domínio da frequência. Para tal, utilizou-se o software PSIM. Os dados coletados pelo osciloscópio nos ensaios das configurações analisadas, em uma mesma condição operacional, foram reunidos em um único arquivo texto (*.txt). Estes dados foram carregados pelo módulo *Simview*, do PSIM, e a análise do domínio da frequência foi feita, aplicando-se sua Transformada Rápida de Fourier (FFT). Algumas das análises são apresentadas a seguir, com as imagens geradas pelo próprio programa.

Primeiramente analisou-se a tensão de modo comum. O gráfico 38 mostra a transformada de Fourier sobre os dados, das tensões medidas na carcaça do motor, coletados em um intervalo de 125 ms. No quadro superior, encontra-se o resultado da configuração convencional e no inferior, o da duplo-trifásica.

Gráfico 49 – Comparativo das tensões na carcaça do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 125 ms

Fonte: elaborado pelo autor

Nesta operação de transformada FFT, é gerado um gráfico compreendendo componentes harmônicas de 0 a 40 kHz. Nota-se a predominância da componente de

16 kHz, na configuração convencional. Na configuração proposta, as maiores harmônicas se situam numa faixa de frequências duas vezes superior, e com amplitudes inferiores. Reduzindo-se o intervalo analisado para 16 ms, a transformada de Fourier dos dados resulta em um gráfico compreendendo componentes harmônicas até 500 kHz. Visualiza-se, nitidamente, que as componentes harmônicas com maiores amplitudes são múltiplas de 16 kHz, ou seja, da frequências de chaveamento. Na configuração convencional, a maior componente harmônica está em 16 kHz e na proposta, em 48 kHz.

Gráfico 50 – Comparativo das tensões na carcaça do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 16 ms

Fonte: elaborado pelo autor

A mesma metodologia foi aplicada para a corrente de modo comum. A transformada de Fourier sobre os dados coletados, durante os ensaios com cabos longos, de 20 m, em um intervalo de 8 ms, é apresentada no gráfico 35. Nota-se que o gráfico resultante compreende componentes harmônicas de até 600 kHz. Observa-se que as maiores amplitudes de harmônicas estão próximas de 400 kHz, para a configuração convencional, e de 500 kHz, para a duplo-trifásica.

Gráfico 51 – Comparativo das correntes de fuga à terra do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 8 ms e instalação com cabos longos (20 m)

Fonte: elaborado pelo autor

Aplicando-se a transformada de Fourier sobre os dados, selecionando-se um intervalo de 500 μ s, obtém-se as curvas apresentadas no gráfico 36, compreendendo componentes harmônicas de até 8 MHz.

Gráfico 52 – Comparativo das correntes de fuga à terra do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 500 μ s e instalação com cabos longos (20 m)

Fonte: elaborado pelo autor

Nesta análise, observa-se que a configuração proposta apresenta contribuições de corrente de modo comum em frequências mais elevadas, porém com amplitudes inferiores.

A mesma análise, aplicando-se a transformada de Fourier sobre os dados de um intervalo de 500 μ s, coletados no ensaio com cabos curtos (20 cm), resultou nas curvas apresentadas no gráfico 37, compreendendo componentes harmônicas de até 8 MHz.

Gráfico 53 – Comparativo das correntes de fuga à terra do motor no domínio da frequência para um intervalo de dados de 500 μ s e instalação com cabos curtos (20 cm)

Fonte: elaborado pelo autor

Nota-se nesta condição, a predominância de frequências mais elevadas, devido à menor distância entre os pontos de reflexão das ondas.