



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

TAMIRES SANTOS DE SOUZA

**CONTINUIDADE DE OPERAÇÃO DE
ACIONAMENTOS MULTIFÁSICOS FRENTE A
FALHAS DE CIRCUITO ABERTO**

Belo Horizonte

Agosto de 2017

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1003

**CONTINUIDADE DE OPERAÇÃO DE ACIONAMENTOS MULTIFÁSICOS
FRENTE A FALHAS DE CIRCUITO ABERTO**

Tamires Santos de Souza

DATA DA DEFESA: 18/08/2017

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**CONTINUIDADE DE OPERAÇÃO DE ACIONAMENTOS
MULTIFÁSICOS FRENTE A FALHAS DE CIRCUITO ABERTO**

Tamires Santos de Souza

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho

Belo Horizonte - MG

Agosto de 2017

S729c Souza, Tamires Santos de.
Continuidade de operação de acionamentos multifásicos frente a falhas de circuito aberto [manuscrito] / Tamires Santos de Souza. – 2017. xiv, 187 f., enc.: il.

Orientador: Braz de Jesus Cardoso Filho.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 156-178.

Bibliografia: f. 179-187.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Máquinas elétricas de indução - Teses. 3. Localização de falhas (Engenharia) - Teses. I. Cardoso Filho, Braz de Jesus. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

**"Continuidade de Operação de Acionamentos Multifásicos
Frente a Falhas de Circuito Aberto"**

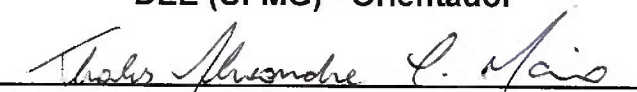
Tamires Santos de Souza

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 18 de agosto de 2017.

Por:


Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE (UFMG) - Orientador


Prof. Dr. Thales Alexandre Carvalho Maia
DEE (UFMG)


Prof. Dr. Anderson Vagner Rocha
Coord. Eletrotécnica (CEFET-MG)


Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa
DEE (CEFET-MG)

Agradecimentos

Agradeço ao PPGEE – UFMG por ter contribuído para a minha evolução profissional e acadêmica. Ao meu orientador Braz de Jesus Cardoso Filho pela oportunidade, pelo acompanhamento, paciência e por me proporcionar um amplo aprendizado. Tenho muito a agradecer ao Rodrigo Bastos, que me ajudou com boa vontade em todas as vezes em que eu precisei! Aos demais colegas do Laboratório Tesla, Victor Ferreira, Gabriel Alves, Fernando Amaral, Gideon Lobato, Rafael Átila, Hélio Antunes, Alysson Machado, Flávio Lacerda, Flávio Michel, André Saraiva, Sandro Elisson, Reginaldo Ferreira, Thiago Parreiras, Nicolas Fernandes, Bruno e Matheus pelas dicas, discussões, apoio e simplesmente pelos momentos de descontração! Agradeço agora às meninas que eu conheci no laboratório, Camila Elias, Patrícia Carletto, Letícia Braz e Sarah Tavares pela ajuda, amizade e companheirismo de sempre! Agradeço à doce Arlete Freitas, da secretaria do laboratório, por todo seu carinho e cuidado.

Um agradecimento especial aos meus amigos do CEFET-MG, Leonardo Calazans, Hans Hoffmann, Vítor Silva, Felipe Zanon, Ícaro Veloso, Daniel Tartaglia, Izabela, Gustavo Guimarães, Luiza Sena, Renata Lobato, Paula Kelmer, Lívia Fonseca, Lucas Martins, Rafael Matheus Eiras, Tati Mattioli, Thiago Lucas, Marcela Batista, Matheus Oliveira, Matheus Henrique, Luquinhas também pelas discussões, pelas dicas e pela amizade inabalável! À minha grande amiga Nathália, pela sincera amizade que temos desde o curso técnico. Obrigada por sempre me ouvirem, me aconselharem e me incentivarem.

Aos meus professores do CEFET-MG, Alex-Sander Amável Luiz e Marcelo Stopa por sempre contribuírem com o meu crescimento, mesmo eu sendo ex-aluna.

Agradeço aos meus familiares, principalmente à minha mãe, Eliana, ao meu irmão, Túlio, minha tia Ofélia, meu tio Edmar e à minha prima Valquíria pelo incentivo e pelo suporte.

À agência CAPES pelo suporte financeiro.

A todos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

E a Deus por permitir que eu chegasse até aqui.

Resumo

Máquinas multifásicas possuem várias vantagens frente a seus homólogos trifásicos e são atrativas para algumas aplicações. A tolerância a falhas é uma das mais importantes dessas vantagens, uma vez que a interrupção do serviço pode gerar grandes custos e oferecer riscos. Falhas geralmente ocorrem em inversores e em enrolamentos de estator. No entanto, uma grande vantagem das máquinas de indução multifásicas é a capacidade de partir e continuar operando mesmo com uma ou várias de suas fases de estator abertas ou em curto-circuito. O objetivo desta dissertação é analisar a operação pós-falha de uma máquina indução de nove fases em várias condições de falha na própria máquina, seus terminais e nas chaves dos inversores. A princípio, é feita uma abrangente revisão bibliográfica. São desenvolvidos dois métodos neste trabalho para eliminar a pulsação de torque, que ocorre na situação de uma ou mais fases abertas, mantendo a mesma força magnetomotriz balanceada. O primeiro método possibilita as menores perdas no cobre do estator. O segundo produz as mesmas magnitudes de corrente para as oito fases restantes. Ambos os métodos dispensam conexões ou equipamentos extras. Um modelo da máquina de indução de nove fases com múltiplas fases abertas também foi desenvolvido aqui. Com este modelo, velocidade, enlases de fluxo e pulsações de torque podem ser analisados quando algumas fases são abertas. Derivadas desse modelo, as novas correntes de estator em referencial estacionário podem ser calculadas para eliminar a pulsação de torque, com até 7 fases abertas. Os resultados de simulação mostram a eliminação da pulsação de torque aplicando os métodos propostos. Resultados experimentais, comparações e análises de vários tipos de falhas no inversor e na máquina são realizadas: uma, duas e três fases abertas adjacentes, falta fase-neutro, falta fase-fase e um IGBT em curto-circuito. Os resultados experimentais estão incluídos como suporte a trabalhos futuros sobre modelagem do sistema de acionamento composto por motores de indução multifásicos operando com essas falhas e sua validação.

Palavras-chaves: Máquinas multifásicas, falhas em inversores de frequência, falhas em máquinas de indução, falha em circuito aberto, falha em curto-circuito.

Abstract

Multiphase machines have several advantages when compared to their three-phase counterparts and are attractive for some applications. Fault-tolerance is one of the most important of those advantages, since interruption of service can be costly and dangerous. Faults commonly occur in inverter switches and stator windings. However, a great advantage of multiphase induction machines is the capability to start and keep working even with one or several of its many stator phases open or short circuited. The purpose of this dissertation is to analyze the post fault operation of a nine-phase induction machine under several fault conditions in the machine itself, its terminals and in the inverter switches. Initially, an embracing literature review is realized. Two methods are developed here to eliminate the torque pulsation which appears in the situation of one or more open phases by maintaining the same balanced magnetomotive force. The first method provides the lowest stator copper losses. The second one produces the same current magnitudes for all the remaining phases. Both methods exempt extra connections or equipment. A model of the nine-phase induction machine with multiple open phases was also developed here. With this model, the speed, flux linkage and torque pulsations can be analyzed when some phases are opened. This model can also be used to validate the proposed methods. The new stationary reference frame stator currents can be calculated to overcome the torque pulsation, with up to 7 open phases. Simulation results show the elimination of torque pulsation by applying the proposed methods, when the machine has an open phase. Experimental results, comparisons and analysis of several types of inverter and machine faults are performed: one, two and three adjacent open phases, phase-neutral fault, phase-phase fault and IGBT short-circuit. Experimental results are included as a support for further work on multiphase induction motor drives modeling and validation.

Keywords: Multiphase machines, inverter faults, induction machine faults, open-circuit fault, short-circuit fault.

Sumário

RESUMO.....	6
ABSTRACT	7
SUMÁRIO.....	8
LISTA DE FIGURAS.....	10
LISTA DE TABELAS.....	12
LISTA DE SIGLAS.....	13
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	15
1.1. Objetivos.....	17
1.2. Contribuições deste Trabalho	18
1.3. Organização do Trabalho.....	18
CAPÍTULO 2 MÁQUINAS DE INDUÇÃO MULTIFÁSICAS.....	20
2.1. Introdução.....	20
2.2. Graus de Liberdade.....	22
2.3. A Máquina de Indução de Nove Fases	26
2.3.1. Modelagem da Máquina de Indução de Nove Fases (Equilibrada).....	28
2.3.2. Experimentação da Máquina de Indução de Nove Fases (Equilibrada).....	30
2.4. Conclusão	33
CAPÍTULO 3 FALHAS EM MÁQUINAS DE INDUÇÃO	34
3.1. Introdução.....	34
3.2. Tipos de Falhas em Máquinas de Indução.....	36
3.2.1. Curto-Circuito entre Espiras.....	39
3.2.2. Falha Fase-Neutro e Falha Fase-Fase.....	42
3.2.3. Fase(s) aberta(s).....	46
3.3. Conclusão	52
CAPÍTULO 4 TRATAMENTO DA FALHA DE FASES EM CIRCUITO ABERTO ..	54
4.1. Introdução.....	54
4.2. Métodos para Produção da Mesma Força Magnetomotriz: Uma Fase Aberta.....	56
4.2.1. Método 1: Método das Componentes de Sequência Simétricas.....	57
4.2.2. Método 2: Método das Amplitudes Iguais	68
4.2.3. Comparações dos Métodos – Perda de uma Fase.....	77
4.2.4. Simulação utilizando Elementos Finitos	80
4.3. Produção da Mesma Força Magnetomotriz: Perda de Duas Fases.....	85
4.3.1. Fases abertas do Mesmo Sistema Trifásico.....	85

4.3.2. Fases abertas de Sistemas Trifásicos Diferentes	85
4.4. Conclusão	87
CAPÍTULO 5 MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO DE NOVE FASES	
FRENTE A PERDA DE FASES	88
5.1. Introdução	88
5.2. Modelo Baseado em [2] e [86]	89
5.2.1. Matrizes de transformação.....	90
5.2.2. Equações de Tensão.....	92
5.2.3. Cálculo dos Parâmetros	95
5.3. Simulação do Modelo – Sem nenhuma compensação.....	96
5.3.1. Operação balanceada	96
5.3.2. Operação com fase em circuito aberto	97
5.4. Análise das Correntes no plano $\alpha\beta$ e no Subespaço Z	103
5.5. Modelo Modificado (Corrente de Neutro Nula).....	106
5.6. Controle da Máquina Multifásica em Condição de Perda de Fases	110
5.6.1. Simulação do Controle no plano dq síncrono em condição de fase aberta – Controlador de Corrente Ideal	113
5.6.2. Controlador de Correntes em Referencial Síncrono.....	118
5.7. Resultados Experimentais.....	123
5.8. Conclusão	129
CAPÍTULO 6 FALHAS EM CONVERSORES DE POTÊNCIA	131
6.1. Introdução.....	131
6.2. Falhas nos dispositivos chaveados do inversor	133
6.2.1. Falha de IGBTs em Circuito Aberto.....	136
6.2.2. Falha de IGBT em Curto-Circuito.....	140
6.2.3. Conclusão	148
CAPÍTULO 7 CONCLUSÕES	150
7.1. Propostas de trabalhos futuros.....	154
APÊNDICE A	156
APÊNDICE B.....	159
APÊNDICE C	160
APÊNDICE D	164
APÊNDICE E.....	170
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	179

Lista de Figuras

Figura 2.1 – (a) Diagrama de construção (considerando-se dois polos) e (b) diagrama elétrico básicos da máquina de 9 fases [3].....	26
Figura 2.2 – Diagrama fasorial das correntes na máquina de nove fases.....	27
Figura 2.3 – (a) Protótipo da Máquina de indução de nove fases, (b) conversor de frequência de nove fases e (c) Placa do DSP TMS320F28335 da Texas Instruments.....	30
Figura 2.4 – Tensões de fase do conjunto trifásico 1 em relação ao neutro da máquina.	31
Figura 2.5 – Espectro de frequência da tensão de fase V_{a1N}	32
Figura 2.6 – Correntes medidas – Operação Balanceada.	32
Figura 2.7 – Espectro de frequência de i_{a1} – Operação Balanceada.....	32
Figura 2.8 – Correntes filtradas – Operação Balanceada.	33
Figura 3.1 – Custo médio durante um tempo de inatividade de diferentes indústrias [42].....	35
Figura 3.2 – Falhas no estator de uma máquina multifásica [24], [52].	37
Figura 3.3 – Faltas nos terminais de uma máquina de nove fases com enrolamentos de estator conectados em estrela: a) Falha fase-neutro e b) Falha fase-fase.....	44
Figura 3.4 – Correntes de linha filtradas – Falha Fase-Neutro.....	44
Figura 3.5 – Correntes experimentais no caso de falha fase-neutro: Corrente de Linha, corrente no resistor e corrente no enrolamento da fase A1.....	45
Figura 3.6 – Correntes experimentais no caso de falta fase-fase: Corrente de Linha, corrente no resistor e corrente no enrolamento da fase A1.....	45
Figura 3.7 – Correntes experimentais no caso de falta fase-fase: Corrente de Linha e corrente no enrolamento da fase A1.	46
Figura 3.8 – Correntes de linha filtradas – Falta Fase-Fase.	46
Figura 4.1 – Correntes restantes e força magnetomotriz no sistema trifásico com a falha.	58
Figura 4.2 – Força Magnetomotriz de sequência negativa dos três sistemas trifásicos.	58
Figura 4.3 – Força Magnetomotriz de sequência positiva dos três sistemas trifásicos.	59
Figura 4.4 – Força Magnetomotriz de sequência negativa dos três sistemas trifásicos.	59
Figura 4.5 – Representação fasorial das correntes da solução pelo Método das Componentes de Sequência Simétricas.	61
Figura 4.6 – Amplitude das correntes obtidas pelo Método das Componentes de Sequência Simétricas.	61
Figura 4.7 – Novas correntes do sistema trifásico 2, Método das Componentes de Sequência Simétricas.	62
Figura 4.8 – Novas correntes do sistema trifásico 2, Método das Componentes de Sequência Simétricas.	62
Figura 4.9 – Correntes da solução pelo Método das Componentes de Sequência Simétricas.	63
Figura 4.10 – Força Magnetomotriz Resultante das nove fases: Original e Pós-falta pelo Método proposto.....	64
Figura 4.11 – Lugar geométrico da FMM resultante.....	64
Figura 4.12 – Correntes nos planos $\alpha\beta$ de primeiro harmônico e corrente de sequência zero (neutro).	65
Figura 4.13 – Máxima e Mínima Correntes para o Método 1 variando-se I_m	67

Figura 4.14 – Aumento de perdas joulicas no motor para o Método 1 variando-se I_m .	68
Figura 4.15 – Distribuição dos Fasores de Corrente remanescentes para o Método das Amplitudes Iguais.	69
Figura 4.16 – Correntes pós-falta pelo Método das Amplitudes Iguais.	71
Figura 4.17 – FMM de sequência positiva de cada sistema trifásico (Método das Amplitudes Iguais).	72
Figura 4.18 – FMM de sequência negativa de cada sistema trifásico (Método das Amplitudes Iguais).	73
Figura 4.19 – Força Magnetomotriz Resultante das nove fases: Original e Pós-falta pelo Método das Amplitudes Iguais.	73
Figura 4.20 – (a) FMM de sequência positiva, (b) FMM de sequência negativa e (c) corrente de sequência zero por sistema trifásico (Método das Amplitudes Iguais).	74
Figura 4.21 – Detalhes da chapa de estator.	81
Figura 4.22 – Detalhes da chapa de rotor.	82
Figura 4.23 – Distribuição das fases em cada ranhura de estator – Simulação no FEMM.	82
Figura 4.24 – Curva de saturação do material do núcleo magnético empregado.	83
Figura 4.25 – Densidade de fluxo resultante no entreferro em função do ângulo espacial.	84
Figura 4.26 – Densidade de fluxo resultante no entreferro em função do ângulo temporal ωt .	84
Figura 5.1 – Velocidade e torque desenvolvidos – Operação Balanceada.	97
Figura 5.2 – Correntes de estator – Operação Balanceada, intervalo reduzido.	97
Figura 5.3 – Tensão das oito fases remanescentes após a transformação T8.	98
Figura 5.4 – Velocidade e torque desenvolvidos – Fase A1 aberta.	98
Figura 5.5 – Velocidade e torque desenvolvidos – Fase A1 aberta, intervalo reduzido.	99
Figura 5.6 – Enlace de fluxo de Estator e de Rotor – Fase A1 aberta.	99
Figura 5.7 – Correntes em referencial estacionário – Fase A1 aberta, intervalo reduzido.	100
Figura 5.8 – Correntes de estator – Fase A1 aberta, intervalo reduzido.	100
Figura 5.9 – Somatório das correntes de estator – Fase A1 aberta.	101
Figura 5.10 – Força Magnetomotriz correntes do modelo - Fase A1 aberta.	101
Figura 5.11 – Força Magnetomotriz correntes do modelo no tempo - Fase A1 aberta.	102
Figura 5.12 – Correntes em referencial estacionário na operação balanceada (pré-falta) e pós-falta, utilizando-se os Métodos da Seção 4.2.	104
Figura 5.13 – As seis correntes do subespaço Z para os Métodos indicados.	105
Figura 5.14 – Metodologia adotada para anular a corrente de neutro ainda utilizando o Modelo da Seção 5.2.	107
Figura 5.15 – Correntes de estator – Modelo Modificado.	107
Figura 5.16 – Somatório das correntes de estator – Modelo Modificado.	107
Figura 5.17 – Correntes em referencial estacionário, fase A1 aberta – Modelo Modificado.	108
Figura 5.18 – Conjugado desenvolvido na situação da fase A1 aberta – Modelo Modificado.	108
Figura 5.19 – Correntes de estator transformadas para o Subespaço Z – Modelo Modificado.	109
Figura 5.20 – Assimetria de estator no plano dq síncrono.	110
Figura 5.21 – Diagrama de blocos do Controle de Velocidade e Fluxo de Rotor.	113
Figura 5.22 – Funções resposta em frequência e rigidez dinâmica para a malha de velocidade.	114
Figura 5.23 – Resposta de velocidade e torque da máquina de indução de nove fases com a fase A1 aberta – Simulação do controle.	115
Figura 5.24 – Eliminação da pulsação de torque.	116

Figura 5.25 – Enlace de fluxo de rotor - Simulação do controle.....	116
Figura 5.26 – Correntes de estator em referencial síncrono.....	117
Figura 5.27 – Correntes do estator em referencial estacionário - Simulação do controle. (a) durante todo o tempo de simulação e (b) após a adequação do controle.....	117
Figura 5.28 – Correntes de rotor em referencial estacionário - Simulação do controle.....	118
Figura 5.29 – Diagrama de controle de correntes.....	119
Figura 5.30 – Funções resposta em frequência para a malha de correntes.....	120
Figura 5.31 – Resposta de Velocidade e Conjugado, Baixa Velocidade.	121
Figura 5.32 – Corrente de eixo em quadratura em referencial síncrono, Baixa Velocidade..	121
Figura 5.33 – Corrente de eixo direto em referencial síncrono, Baixa Velocidade.	122
Figura 5.34 – Resposta de Velocidade e Conjugado, Alta Velocidade.....	122
Figura 5.35 – Simulação do Modelo Modificado nas Mesmas Condições – Fase A1 aberta.	124
Figura 5.36 – Correntes experimentais filtradas: a) fase A1 aberta, b) fases A1 e A2 abertas e c) fases A1, A2 e A3 abertas.....	124
Figura 5.37 – Tensões de fase do conjunto trifásico 1 em relação ao neutro da máquina – Condições de fases abertas.	126
Figura 5.38 – Tensões V_{NO} nas condições: a) Operação balanceada, b) fase A1 aberta, c) fases A1 e A2 abertas e d) fases A1, A2 e A3 abertas.....	127
Figura 5.39 – Espectro de frequência das tensões V_{NO} nas condições: a) Operação balanceada, b) fase A1 aberta, c) fases A1 e A2 abertas e d) fases A1, A2 e A3 abertas.	128
Figura 6.1 – Distribuição de falhas em conversores de potência [103].....	132
Figura 6.2 – Módulo de IGBT com falhas, mostrando os fios de ligação destruídos [108]..	134
Figura 6.3 – Falhas nas chaves do inversor em um acionamento multifásico [52].....	135
Figura 6.4 – Exemplo de um acionamento elétrico de nove fases [31].....	137
Figura 6.5 – Corrente na fase em que seus dois IGBTs estão abertos, mas com diodos de roda livre funcionando [116].	139
Figura 6.6 – Topologia proposta em [117] para isolar a chave do inversor trifásico com falha em curto-circuito.....	144
Figura 6.7 – Tensões de fase – IGBT em Curto-Circuito: a) medidas, b) filtradas.....	147
Figura 6.8 – Correntes de estator – IGBT em Curto-Circuito.....	148
Figura 6.9 – Correntes de estator filtradas– IGBT em Curto-Circuito.....	148

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Redução das perdas joulicas no estator com o aumento do número de fases além de três [11].	21
Tabela 2 – Dados de placa da Máquina de Indução de Nove Fases utilizada neste trabalho.	30
Tabela 3 – Correntes e Força Magnetomotriz para cada sistema trifásico, Método das Componentes de Sequência Simétricas.	63
Tabela 4 – Perdas nos semicondutores (Situação Nominal e sem perda de fases).	66
Tabela 5 – Correntes e Força Magnetomotriz para cada sistema trifásico, Método das Amplitudes Iguais.	72
Tabela 6 – Comparação entre as componentes de sequência simétricas das soluções dos dois métodos.	76
Tabela 7 – Comparação entre os quatro conjuntos de corrente solução apresentados.	78
Tabela 8 – Perda de duas fases, Sistemas Trifásicos Diferentes - Método das Componentes de Sequência Simétricas	87
Tabela 9 – Ângulo ϕ_0 para algumas situações de fases em circuito aberto	95
Tabela 10 – Indutâncias do modelo para cada combinação de perdas de até duas fases em aberto.	96
Tabela 11 – Correntes em condições de fase(s) aberta(s).	125
Tabela 12 – Tensão entre o neutro da máquina e o ponto médio do barramento CC.	129

Lista de Siglas

CA - Corrente Alternada

CC - Corrente Contínua

CSI - *Current Source Inverter*

DSP - Processador Digital de Sinais

FMM - Força Magnetomotriz

IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*

MI - Máquina de Indução

PCB - *Printed Circuit Board*

PI - Proporcional-Integral

PWM - Modulação por Largura de Pulso

VSI - *Voltage Source Inverter*

V2G - *Vehicle-to-grid*

Capítulo 1

Introdução

A energia elétrica tem sido gerada, transmitida e distribuída por meio de três fases desde o início do último século. Além disso, muitos motores são conectados diretamente à rede trifásica, o que os obriga a ter três fases. Consequentemente, o motor de indução passou a ser construído principalmente como um dispositivo trifásico. Como resultado, acionamentos de velocidade variável são formados, normalmente, pela combinação de um motor de indução trifásico com um inversor de frequência trifásico. Entretanto, é apenas o conversor de potência que interage diretamente com a rede elétrica, e é, portanto, apenas a entrada do conversor que precisaria atender ao requisito de ter três fases. Em teoria, o motor pode ter qualquer número de fases, contudo, na prática, a economia gerada pela produção em larga escala assegura que três fases sejam quase sempre um padrão a ser utilizado [1].

Acionamentos de velocidade variável com motores de indução em geral e, em particular, máquinas elétricas multifásicas, têm experimentado um crescimento substancial em termos de utilização nas últimas décadas. Pesquisas sobre o assunto têm ocorrido em todo o mundo e todo esse desenvolvimento tem sido relatado na literatura.

Logo no início de sua história, máquinas multifásicas foram criadas para dividir a potência total por um número maior do que três, a fim de superar os limites dos semicondutores de potência no conversor ou mesmo nas fases das máquinas para um nível mais alto de potência [2]. A possibilidade da redução da potência por fase faz com que o produto tensão por corrente possa ser reduzido, o que leva a uma economia significativa quando se escolhe a redução da tensão de operação para os módulos de semicondutores [3], [4]. A possibilidade de redução da corrente por fase sem aumentar a tensão é útil quando existe um limite superior relativamente baixo de tensão e corrente, como em veículos elétricos [5]. Entretanto essas não são as únicas vantagens de máquinas multifásicas frente as máquinas trifásicas. Os acionamentos multifásicos possuem ainda mais benefícios, tais como: pulsação de torque com amplitude reduzida e frequência aumentada, devido à eliminação de certos harmônicos temporais no fluxo

de entreferro [6], [7], redução das correntes harmônicas de rotor, menores perdas no cobre do estator, menor corrente harmônica no barramento CC, possibilidade de ganho de torque com injeção de correntes harmônicas e, principalmente, a tolerância a falhas [8], [9], [10]. A máquina multifásica tem a capacidade de se manter em operação mediante a falha de uma ou mais fases, ou seja, sem interrupção de serviço quando uma falha desse tipo ocorre.

O interesse em máquinas multifásicas resultou predominantemente de desenvolvimentos em áreas de aplicação específicas, como propulsão de navios, tração (incluindo veículos elétricos e híbridos), aeronaves [11], além de locomotivas, parques eólicos *offshore* para geração de energia elétrica e aplicações industriais gerais de alta potência [12]. Há ainda interesse de aplicação em geração multifásica, particularmente sistemas de conversão de energia eólica conectados à rede e aplicações isoladas [8].

A maioria das pesquisas existentes, muitas abrangendo aplicações reais para máquinas multifásicas, envolve as máquinas de cinco e seis fases. Entretanto, já existem trabalhos na literatura sobre aplicações de máquinas de nove fases. Essas máquinas são interessantes para geração eólica, como apresentado em [13], [14] e [15], devido à possibilidade de se trabalhar com corrente reduzida e melhor tolerância a falhas. Máquinas de nove fases já são empregadas em elevadores ultrarrápidos [10], [16], [17], já que são sistemas de alta potência e em que a tolerância a falhas é um fator importante. Além disso, aplicação de máquinas de nove fases em veículos elétricos é apresentada em [18] e [19], devido à possibilidade de se trabalhar com valores menores de tensão e corrente, aumento de torque com correntes harmônicas e, claro, a tolerância a falhas. Para aplicações em veículos elétricos, o uso da máquina de nove fases contribui também para o sistema de carregamento de baterias, como abordado ainda em [20] e [21]. Mais do que isso, com motores multifásicos, ainda é possível fazer mudança no número de polos através do inversor, bastando mudar as ondas de referência de modulação [3]. Em uma máquina de nove fases e quatro polos, por exemplo, existe a possibilidade de se obter uma mudança eletrônica do número de polos, podendo operar também no modo trifásico e doze polos. Do ponto de vista de aplicação em veículos elétricos, essa característica traz a vantagem da mudança de relação de redução de velocidade, que normalmente é feita por caixa de redução mecânica. Ou seja, dessa forma é possível agregar a funcionalidade realizada por dispositivos mecânicos à eletrônica do sistema, que é o efeito de mudança de marcha, mas realizado por meio eletrônico [22].

Dentre todas as vantagens de máquinas multifásicas, a tolerância a falhas é uma das mais apreciadas. Para aplicações nas áreas automotiva, aeroespacial, militar e nuclear, onde a alta confiabilidade é necessária, motores de indução multifásicos são uma alternativa como um substituto para as unidades trifásicas tradicionais [2], [23]. A tolerância a falhas, no contexto de motores elétricos, pode ser entendida como a capacidade de garantir uma velocidade adequada ou o rastreamento de referência de torque no acionamento elétrico sob condições anormais [24]. A tolerância a falha inerente de máquinas multifásicas sem necessidade de equipamentos e conexões extras é especialmente apreciada nessas aplicações e também em sistemas de energia eólica *offshore*, em que a manutenção corretiva pode ser difícil em condições climáticas adversas [25].

O aumento de disponibilidade é muito importante, pois a interrupção das atividades industriais pode gerar prejuízo econômico, além dos gastos extras com manutenção e risco de acidentes que envolvam pessoas e outros equipamentos. A tolerância a falhas em acionamentos multifásicos é um assunto que tem sido amplamente abordado na literatura. Se uma fase de um motor trifásico se abre, a máquina torna-se “monofásica”. Pode continuar a girar, mas requer algum meio externo para a partida, o que não é o caso de máquinas multifásicas. A perda de uma ou mais fases não impede que a máquina produza um conjugado para partir e acionar o sistema. Além disso, os conversores modernos podem ser usados para reduzir as oscilações de torque no caso de perda de fase, sem a necessidade de condutor de neutro [2]. O desempenho com uma fase perdida torna-se melhor com o aumento do número total de fases [5]. Por outro lado, existem falhas que são mais recorrentes do que a de fase em circuito aberto, como o curto-circuito entre espiras, que pode levar a uma falta fase-neutro, falta fase-fase, mas também falhas no inversor de frequência, como a falha de uma chave em circuito aberto ou curto-circuito, embora sejam menos exploradas na literatura.

1.1. Objetivos

O objetivo deste trabalho é realizar uma análise da operação pós-falha da máquina de indução de nove fases para os casos citados. Para isso, podem-se pontuar os principais objetivos:

- Revisão bibliográfica dos tipos de falha que acometem os acionamentos elétricos principalmente com máquina de indução multifásica;

- Determinar as correntes a serem aplicadas de forma a promover uma operação tolerante a falhas de enrolamento de estator em circuito aberto para a máquina de nove fases;
- Modelar a máquina de indução de nove fases na condição de fases em circuito aberto;
- Realizar experimentação em laboratório para as diversas situações de falhas nas chaves do inversor e no enrolamento de estator utilizando o protótipo da máquina de indução de nove fases. As falhas experimentadas são: fases abertas, falha fase-neutro, falha fase-fase e um IGBT em curto-circuito.

1.2. Contribuições deste Trabalho

É feita uma revisão bibliográfica sobre o que já está desenvolvido na literatura, seja para máquinas trifásicas ou multifásicas, do ponto de vista de modelo, simulações, análise, experimentação prática e métodos para isolar a falha ou controle na situação pós-falha, quando houver. Para a condição de perda de fase em aberto, neste trabalho são desenvolvidos métodos para uma operação tolerante a falhas mesmo com este desbalanceamento, de forma que pulsações de conjugado sejam minimizadas. Também para a condição de perdas de fases, um modelo de simulação é desenvolvido e detalhes sobre o controle por orientação de campo pós-falha são apresentados e testados. Simulações e experimentos nas diversas situações de falha são realizados neste trabalho, a fim de caracterizar a operação da máquina de indução de nove fases sob diferentes condições de falha.

1.3. Organização do Trabalho

O texto desta dissertação de mestrado está dividido em sete capítulos. O Capítulo 1 traz esta presente introdução. O Capítulo 2 aborda máquinas de indução multifásicas, discutindo as vantagens das máquinas com número de fases maior que três. Ao final, é dado enfoque à máquina de indução de nove fases, sua modelagem e experimentos em laboratório na condição balanceada.

O Capítulo 3 analisa falhas em máquinas de indução. Basicamente, esse Capítulo traz revisão bibliográfica sobre o assunto e resultados experimentais para algumas falhas. Nesse Capítulo é inserida a análise de operação frente a falhas no estator das máquinas de indução,

como curto-circuito entre espiras, que pode levar a uma falha fase-terra, e a falha fase-fase. A falha em circuito aberto de uma fase pode ser entendida como uma falha no estator, na conexão entre a máquina e o elemento que atua como sua fonte de alimentação, ou uma falha neste elemento. Como é a falha mais discutida na literatura e que teve maior enfoque neste trabalho, ela será abordada nos Capítulos 4 e 5.

O Capítulo 4 entra com bastante detalhe na situação de perda de fases e apresenta métodos diferentes desenvolvidos neste trabalho de como produzir a mesma força magnetomotriz original com as outras fases ativas, de forma que a pulsação de conjugado, característica da operação sob falha de motores elétricos, seja eliminada. O Capítulo 5 desenvolve modelo, simulação, detalhes sobre controle e alguns experimentos para a situação de perda de algumas fases.

Após toda essa discussão sobre fases abertas, o Capítulo 6 traz o assunto de falhas nos conversores de potência, especialmente falhas na ponte inversora. As falhas consideradas são falhas em circuito aberto ou em curto-circuito das chaves do inversor. As causas das falhas e efeitos no acionamento com motor de indução são apresentadas, além de resultados experimentais na condição de falha em uma chave. Por fim, o Capítulo 7 sumariza as conclusões, bem como as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Máquinas de Indução Multifásicas

Este Capítulo apresenta as vantagens de máquinas multifásicas. Descreve a utilização dos graus de liberdade adicionais em algumas aplicações e como os mesmos podem ser utilizados para melhorar a operação. Detalhes da máquina de indução de nove fases são apresentados e sua modelagem na situação balanceada é brevemente discutida. Resultados experimentais para a operação equilibrada são incluídos.

2.1. Introdução

Máquinas multifásicas possuem certas vantagens, como citadas no Capítulo 1, em relação à distribuição da potência por mais fases, promovendo uma maior densidade de potência. Com isso existe a possibilidade da redução da tensão e/ou corrente por fase. Dessa maneira, pode-se reduzir a capacidade de condução de corrente e/ou de bloqueio de tensão dos módulos semicondutores para uma dada potência do motor. Esse aspecto importante em acionamentos de alta potência, tais como os destinados a propulsão de navios [11] e algumas aplicações industriais. Uma possibilidade é reduzir a corrente por fase, sem o aumento da tensão por fase, ou vice-versa, ou o produto de ambos. A explicação vem do fato de que a potência em máquinas elétricas de corrente alternada é diretamente proporcional ao produto entre o número de fases, a tensão e a corrente de fase. Logo, para uma aplicação que exija determinada potência, ao se aumentar o número de fases, é possível reduzir tensão e/ou corrente e, mesmo assim, ter a mesma potência de saída. Para um certo valor de torque desejado, a máquina de nove fases pode ter volume e peso menores do que de uma máquina de três fases. Esta última característica de motores com mais fases é útil quando há um limite superior relativamente baixo da tensão e corrente, tais como em veículos elétricos [5].

Especificamente para a máquina de indução de nove fases, a referência [3] realizou um estudo da diferença de custo de um conversor de nove fases e de um conversor trifásico, ambos

da mesma potência. Para esse estudo de custos, as correntes e tensões dos módulos semicondutores para o conversor de nove fases foram variadas. Sua conclusão nesta análise é que, comparando com o conversor trifásico mais barato, o preço do eneafásico é 4,6 vezes menor. Essa grande economia vem da opção por reduzir a classificação de tensão dos módulos de potência. Além disso, Bastos [3] atenta para um outro ponto importante: todos os componentes de um inversor são mais caros para tensões mais altas: capacitores, *gate-drivers* e suas fontes de alimentação, dentre outros itens. Então, considerando o conversor completo, a redução no valor pode ser ainda mais significativa.

Como foi mencionado, outra vantagem de máquinas multifásicas é a de reduzir as pulsações de conjugado e as perdas joulicas no rotor devido às frequências harmônicas no caso de motores alimentados por inversores de frequência. Além disso, existe a possibilidade de redução das perdas joulicas no estator com o aumento do número de fases de uma máquina de indução, como mostra a Tabela 1.

Tabela 1 – Redução das perdas joulicas no estator com o aumento do número de fases além de três [11].

Número de fases	5	6	9	12	15	∞
Redução das perdas no cobre do estator (%)	5,6	6,7	7,9	8,3	8,5	8,8

Tem-se ainda que a excitação de estator em uma máquina de múltiplas fases produz um campo magnético com um conteúdo harmônico inferior, de modo que a eficiência é mais elevada do que em uma máquina trifásica. Máquinas multifásicas são menos susceptíveis do que os seus homólogos trifásicos a componentes harmônicos na forma de onda de excitação [11]. A distribuição de campo no entreferro em máquinas de rotor cilíndrico contém harmônicos indesejáveis. Os harmônicos que podem existir na distribuição espacial do fluxo são aqueles para os quais a ordem harmônica k satisfaz a equação

$$k = 2ni \pm 1, \quad (2.1)$$

onde n é o número de fases e i é qualquer inteiro. Ou seja, quanto mais fases são utilizadas, maior a ordem dos harmônicos mais baixos [23]. Os torques pulsantes resultam da interação das componentes do campo de entreferro que possuem o mesmo número de polos, mas que giram em diferentes velocidades. A amplitude da pulsação de torque depende do produto das amplitudes dos dois campos que interagem, e sua frequência depende da diferença entre suas velocidades [1].

A Equação (2.1) pode ser utilizada para determinar quais harmônicos de excitação são potencialmente problemáticos para uma máquina de qualquer número de fases. Por exemplo, para uma máquina de nove fases ($n = 9$), os harmônicos de excitação a serem evitados são de ordem $18i \pm 1$, (isto é, 17° , 19° , 35° , 37° , etc.). Os campos identificados usando o sinal positivo em (2.1) giram na mesma direção do campo principal a uma velocidade $(2ni + 1)\omega/(2P)$, onde ω é a frequência fundamental e P é o número de polos. Aqueles identificados usando o sinal negativo rotacionam em sentido contrário a uma velocidade $(2ni - 1)\omega/(2P)$. A frequência do torque pulsante, que é a mesma em ambos os casos, é $2ni\omega$ [1].

Outro ponto importante é que, alimentadas por uma fonte de tensão não senoidal, máquinas com mais de três fases têm sempre menos perdas no cobre de rotor e menores pulsações de torque causadas por harmônicos. Com fontes de corrente não senoidais, há sempre uma redução nas perdas no cobre causadas por harmônicos em comparação com seus homólogos trifásicos. Tem-se ainda que certos harmônicos espaciais são eliminados do fluxo de entreferro em máquinas multifásicas, assim reduzindo perdas e eliminando alguns dos picos na característica de torque-velocidade. O passo da bobina não precisa ser escolhido para reduzir tais harmônicos [23].

Além dessas vantagens, as máquinas multifásicas possuem graus de liberdade adicionais, uma vez que o controle independente de fluxo magnético e de torque de qualquer máquina exige sempre duas correntes, independentemente do número total de fases [12]. Esses graus de liberdade adicionais podem ser utilizados para diferentes propósitos, de forma a aprimorar o desempenho geral do sistema.

2.2. Graus de Liberdade

Os graus de liberdade adicionais dos sistemas multifásicos podem ser utilizados para vários fins. Por exemplo, para balanceamento da tensão do capacitor com múltiplos enrolamentos trifásicos e múltiplos conversores trifásicos conectados em série, carregamento de baterias de veículos elétricos, alimentação de múltiplos motores utilizando um único VSI, ganho de torque com injeção de correntes harmônicas e, por fim, aumento da tolerância a falhas do acionamento [12].

As topologias mais frequentemente consideradas de sistemas multifásicos de acionamento e geração são aqueles baseados no uso de enrolamentos trifásicos múltiplos (por exemplo, seis, nove e doze fases). Torna-se simples usar a tecnologia trifásica existente e também é simples produzir um enrolamento de estator modificado, pois tipicamente não há necessidade de produzir novas laminações de estator: rebobinar é suficiente. Basicamente, quando essas máquinas são usadas, é costume conectar em paralelo os lados CC dos conversores trifásicos para o mesmo capacitor (ou seja, mesmo barramento CC), para que os graus de liberdade adicionais possam ser usados para controle pós-falta [12]. Por outro lado, existe a possibilidade de conectar os lados CC dos conversores trifásicos em série. Isso significa que os meios naturais para operação tolerante a falhas, que são inerentes a acionamentos multifásicos, são perdidos. No entanto, a conexão em série traz a possibilidade de usar uma máquina e conversores trifásicos de baixa tensão para operação em conjunto com um barramento CC de tensão elevada. Um problema observado na operação é a deriva (*drift*) entre as tensões dos capacitores do lado CC dos conversores, causada puramente pelas assimetrias inerentes entre os múltiplos enrolamentos trifásicos. Esse problema pode ser eliminado usando um controlador de tensão do barramento CC adicional, que está em cascata com o controlador de corrente. Este é um uso completamente diferente dos graus adicionais de liberdade em sistemas multifásicos de todas as outras aplicações conhecidas atualmente e ilustra a versatilidade do conceito [12].

Um segundo exemplo do aproveitamento dos graus de liberdade envolve o carregamento de baterias em veículos elétricos, que é de potencial interesse para o futuro [12]. As máquinas multifásicas permitem fácil integração da eletrônica de potência existente e da máquina em si no processo de carregamento e operação veículo-para-rede (*vehicle-to-grid* V2G) em veículos elétricos. Assim, elimina-se a necessidade de instalação de uma unidade de carga de bateria separada, proporcionando uma economia de custo, espaço e peso [12]. Qualquer tentativa de integrar completamente uma máquina trifásica em um carregador de bateria rápido integrado (*onboard*) trifásico para um veículo elétrico (e, assim, reutilizar os componentes de propulsão - o inversor e a máquina - durante o carregamento da bateria) inevitavelmente levaria a produção de torque. Entretanto, se máquinas multifásicas são utilizadas, torna-se possível alcançar a integração total sem qualquer produção de torque na máquina durante o processo de carga. Os modos de operação carregamento / veículo-para-rede sem nenhuma produção de torque permitem que o rotor permaneça naturalmente parado, sendo evitado o bloqueio

mecânico do rotor. A proposta requer uma reconfiguração mínima de *hardware* (adição simples de algumas chaves) para a transição de modo propulsão para o modo carregamento / V2G, obtendo-se bom desempenho [26]. A ideia é usar os enrolamentos do estator do motor como filtros e o inversor de propulsão como o retificador / inversor nos modos de carregamento / V2G. Isso em essência significa que a máquina deve ser usada na configuração terminal aberto (*open-end winding* - OeW) durante o carregamento / operação V2G e a corrente deve fluir através do enrolamento do estator do motor. Todavia, a máquina não deve gerar torque. Se a máquina é um motor de indução trifásico de gaiola ou síncrono de ímã permanente, então tal solução só é possível em conjunto pelo carregamento com uma única fase (lento). Para o carregamento rápido, uma fonte trifásica deve ser empregada, não sendo possível evitar produção de campo na máquina trifásica quando correntes trifásicas fluem por seus enrolamentos [12].

Outra maneira de aproveitar os graus de liberdade consiste nos acionamentos multifásicos compostos por múltiplos motores, mas alimentados utilizando um único VSI. É possível realizar um controle por orientação de campo independente de todas as máquinas, usando um único VSI multifásico e uma conexão série conveniente dos enrolamentos do estator das máquinas multifásica [27]. O número de máquinas que podem ser conectadas em série depende do número total de fases (duas para um sistema de cinco fases, três para um sistema de sete fases, etc.) [12], [28].

O uso "clássico" de graus adicionais de liberdade cobre o aumento da produção de torque por meio de alimentação das correntes de estator com injeção harmônica de baixa ordem e operação tolerante a falhas [12], [29]. Esses graus de liberdade na máquina multifásica podem ser utilizados para injetar correntes harmônicas e melhorar a capacidade de produção de torque da máquina [28], [30], desde que os enrolamentos de estator sejam concentrados [11], [10]. Se o terceiro harmônico espacial for sincronizado com a fundamental, a capacidade de torque da máquina pode ser aumentada [27]. Sistemas multifásicos são utilizados na indústria para alcançar níveis mais elevados de potência com base em conversores de gama limitada. Correntes de terceiro harmônico são injetadas de modo a remodelar a distribuição de fluxo na máquina e, por conseguinte, obter uma maior fundamental de densidade de fluxo sem entrar na região de saturação [30].

Nesse contexto, máquinas de seis e de nove fases são especificamente atrativas [5]. Lyra e Lipo [30] mostraram que é possível aumentar em 40% a produção de torque por meio da injeção de terceiro harmônico. Essa característica é muito interessante para veículos híbridos com pequenos motores elétricos, onde o motor elétrico deve ser capaz de partir o motor de combustão interna. Aplicações que exijam alto torque de partida, como locomotivas, também podem se beneficiar dessa estratégia de produção extra de torque. Isso também é muito interessante para aplicações embarcadas em geral, pois, com uma densidade de torque maior, é possível ter motores multifásicos com mesmo torque de motores trifásicos, mas com peso e volume menores [3]. O terceiro harmônico contribui significativamente na produção de torque, mas a um custo alto em termos de corrente. A injeção de terceiro harmônico aumenta as perdas do motor, principalmente para baixos valores de torque, região onde as correntes de magnetização predominam. Entretanto, essa estratégia impossibilita que a tensão de entrada do inversor seja obtida na saída. Portanto, seu uso em regime permanente pode não ser vantajoso [3], mas é viável em condições momentâneas de necessidade de produção extra de torque, como por exemplo, em situações de partida.

Finalmente, o maior número de graus de liberdade pode ser utilizado com sucesso para aprimorar a capacidade de tolerância a falhas do acionamento. Essa utilização é a que recebe maior atenção na literatura. A tolerância a falhas é crucial para todas as aplicações que requerem um alto grau de confiabilidade, como aplicações aeroespaciais, marinhas [27], especialmente para navios, submarinos e embarcações oceânicas [31], veículos elétricos [8], ou em parques eólicos *offshore* [24].

Segurança e confiabilidade também são de suma importância em sistemas de propulsão, principalmente em aplicações de tração de alta potência. A estrutura redundante inerente de máquinas multifásicas melhora consideravelmente a disponibilidade do sistema. São necessárias apenas duas fases (com independência de controle de correntes) para criar uma FMM fundamental rotativa, de modo que uma máquina com n fases pode continuar a operar com potência reduzida com até $n-2$ fases abertas [32].

Tolerância a falha em acionamentos trifásicos para diferentes tipos de falhas é um campo de pesquisa viável e maduro, onde o desempenho do acionamento e a capacidade de controle são assegurados à custa de equipamentos e conexões extras [24]. No entanto, este não é o caso de acionamentos multifásicos, devido à possibilidade de aproveitamento dos graus de liberdade

para eliminar a necessidade de conexão de neutro [33]. Acionamentos multifásicos não exigem equipamentos elétricos ou conexões extras para gerenciar a operação pós-falha, mas apenas uma técnica de controle adequada para continuar operando [24].

Nesse sentido, este trabalho irá explorar a capacidade de operação da máquina de indução de nove fases mesmo em situações de falha. Mais detalhes dessa máquina são abordados na próxima Seção.

2.3. A Máquina de Indução de Nove Fases

A máquina de indução de nove fases utilizada neste trabalho é simétrica com um ângulo de 40° entre fases adjacentes [3]. A Figura 2.1 mostra o diagrama básico de construção da máquina de nove fases com dois polos e o diagrama dos nove enrolamentos.

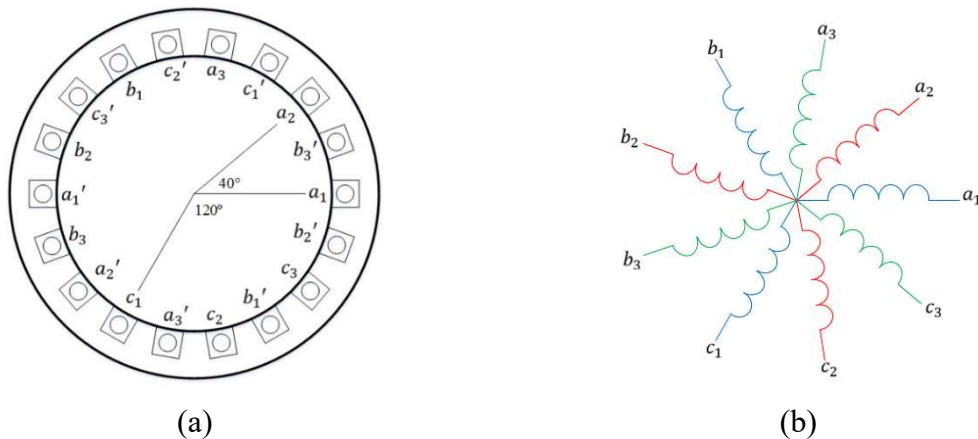


Figura 2.1 – (a) Diagrama de construção (considerando-se dois polos) e (b) diagrama elétrico básicos da máquina de 9 fases [3].

O enrolamento de estator da máquina de nove fases pode ser entendido como três enrolamentos trifásicos com defasamento de 40° entre eles e com os neutros conectados. A Figura 2.2 apresenta um diagrama fasorial para esta configuração.

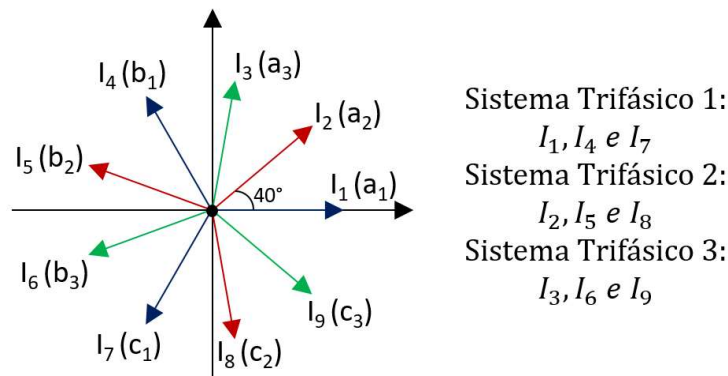


Figura 2.2 – Diagrama fasorial das correntes na máquina de nove fases.

As correntes equilibradas (sem falha) de acordo com o diagrama fasorial da Figura 2.2 são:

$$I_1 = \hat{I} \cos(\omega t)$$

$$I_2 = \hat{I} \cos(\omega t + 40^\circ)$$

$$I_3 = \hat{I} \cos(\omega t + 80^\circ) \quad (2.2)$$

...

$$I_9 = \hat{I} \cos(\omega t + 320^\circ),$$

onde \hat{I} é o valor de pico da corrente de fase, ω é a frequência angular das correntes e t é o tempo.

Alguns trabalhos na literatura buscaram uma modelagem para máquinas CA de nove fases. Por exemplo, as referências [34] e [35] propõem uma modelagem para máquinas de ímã permanente interior, tanto simétrica como assimétrica, do tipo estrela tripla, que significa que os três sistemas trifásicos possuem neutros isolados entre si. Também para uma máquina síncrona de ímã permanente do tipo estrela tripla, o trabalho de [36] realiza o modelo em coordenadas dq e faz sua verificação. Em [37], é feita uma modelagem para uma máquina de indução de nove fases assimétrica. Para a máquina de indução de nove fases utilizada neste trabalho, as referências [3] e [4] propõem modelos dinâmicos por variáveis de fase, modelo em referencial estacionário $\alpha\beta$ e de regime permanente para a fundamental e terceiro harmônico, na ausência de falhas na máquina e no conversor.

2.3.1. Modelagem da Máquina de Indução de Nove Fases (Equilibrada)

Em grandezas de fase, as equações de tensão de estator e de rotor da MI são

$$\begin{aligned} [v_{abc123s}] &= [R_s] \cdot [i_{abc123s}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [i_{abc123s}] + [L_{sr}] \cdot [i_{abc123r}]) \\ [v_{abc123r}] &= [R_r] \cdot [i_{abc123r}] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [i_{abc123r}] + [L_{rs}] \cdot [i_{abc123s}]). \end{aligned} \quad (2.3)$$

Com alimentação balanceada, os vetores de tensão e corrente para um motor de indução de nove fases com rotor em gaiola de esquilo, são dados por

$$\begin{aligned} [v_{abc123s}] &= [v_{a1s} \ v_{b1s} \ v_{c1s} \ v_{a2s} \ v_{b2s} \ v_{c2s} \ v_{a3s} \ v_{b3s} \ v_{c3s}]^T \\ [i_{abc123s}] &= [i_{a1s} \ i_{b1s} \ i_{c1s} \ i_{a2s} \ i_{b2s} \ i_{c2s} \ i_{a3s} \ i_{b3s} \ i_{c3s}]^T \\ [v_{abc123r}] &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \\ [i'_{abc123r}] &= [i_{a1r} \ i_{b1r} \ i_{c1r} \ i_{a2r} \ i_{b2r} \ i_{c2r} \ i_{a3r} \ i_{b3r} \ i_{c3r}]^T. \end{aligned} \quad (2.4)$$

O apóstrofo significa que as correntes de rotor estão referidas ao estator. A letra T neste caso indica a transposta do vetor indicado. As matrizes $[R_s]$, $[R_r]$, $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$, $[L_{sr}]$ e $[L_{rs}]$ representam os parâmetros do modelo da máquina de indução de 9 fases, conforme desenvolvido em [3]. As matrizes de resistências são diagonais, contendo o valor da resistência do enrolamento de estator ou de rotor (referido ao estator) de cada fase. As matrizes de indutância são apresentadas no Apêndice A desta dissertação. Os enlaces de fluxo de estator e de rotor por fase são, generalizando a forma como é feita para máquinas de indução trifásicas em [38]:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc123s} \\ \lambda_{abc123r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc123s} \\ i_{abc123r} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Por fim, o conjugado eletromagnético produzido pela máquina é calculado pela Equação (2.6) [38]. Com essas equações é possível simular o comportamento dinâmico da máquina de indução de nove fases. Algumas falhas também podem ser simuladas, como desequilíbrio de tensão e situação de fases abertas. Para esta última, a resistência relacionada à fase com falha deve ser aumentada na matriz de resistência de estator $[R_s]$. Essa abordagem será melhor discutida no Capítulo 5.

$$T_e = \frac{P}{2} (i_{abc123s})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] i'_{abc123r} \quad (2.6)$$

Entretanto, utilizar este modelo por variáveis de fase tem a desvantagem da manipulação de expressões não lineares acopladas devido às matrizes de indutâncias [2]. Por isso, faz-se necessário obter um modelo desacoplado mesmo para condições balanceadas, o que também torna as simulações muito mais rápidas.

Em todos esses trabalhos de modelagem previamente citados, a transformação das variáveis de fase para variáveis em referencial estacionário é realizada através de matrizes de transformação 9x9. Para a máquina de indução de 9 fases também existe uma matriz de transformação para coordenadas estacionárias e um vetor de sequência zero [39]. Essa matriz de transformação pode ser determinada por:

$$S_k(\omega t) = \begin{bmatrix} \sin k(\omega t) & \sin k(\omega t + 40^\circ) & \sin k(\omega t + 80^\circ) & \sin k(\omega t + 120^\circ), \\ \sin k(\omega t + 160^\circ) & \sin k(\omega t + 200^\circ) & \sin k(\omega t + 240^\circ), \\ \sin k(\omega t + 280^\circ) & \sin k(\omega t + 320^\circ) \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

onde S_k é uma linha da matriz S , que deve ser computada para $k = 1, 3, 5, 7$ e 9 . Para $k \leq 7$, devem ser computadas duas linhas para cada valor de k , uma para $\omega t = 0^\circ$ e outra para $\omega t = 90^\circ$. Para $k = 9$, deve ser feita apenas uma linha, para $\omega t = 90^\circ$. A matriz S é apresentada no Apêndice B deste trabalho. Essa matriz será de ordem 9x9 e resultará nos planos $\alpha\beta$ de fundamental, $\alpha\beta$ de terceiro harmônico, $\alpha\beta$ de quinto harmônico, $\alpha\beta$ de sétimo harmônico e, por fim, o vetor de sequência zero de Fortescue. Cada harmônico temporal irá aparecer em seu respectivo plano [3].

Se a máquina de indução de nove fases for alimentada com tensões senoidais balanceadas, defasadas entre si de 40° , na frequência fundamental, apenas haverá tensão no plano $\alpha\beta$ de fundamental. Nessa condição, o modelo dinâmico em referencial arbitrário desenvolvido por Krause *et al* [38] pode ser aplicado, generalizando-se para uma máquina de indução eneafásica, como feito em [3]. Entretanto, esse modelo não pode ser utilizado dependendo da falha que se deseja analisar. Nem mesmo fases abertas e muito menos aquelas que afetam a máquina em si, como curto-circuito entre espiras e curto-circuito fase-neutro, por exemplo. Sendo assim, um modelo adequado deve ser desenvolvido para se analisar cada tipo de falha.

2.3.2. Experimentação da Máquina de Indução de Nove Fases (Equilibrada)

Alimentando-se todas as fases da máquina de forma equilibrada, pode-se caracterizar o seu comportamento na prática, livre de falhas. A Figura 2.3 apresenta fotos da máquina de indução, do conversor de nove fases e da placa de controle com o DSP utilizados nos experimentos. A máquina de indução é um protótipo de 10cv e 4 polos construído pela WEG. A mesma foi escolhida para aplicações em veículos elétricos, tendo as características nominais listadas na Tabela 2. O conversor de potência de nove fases utilizado neste trabalho possui três inversores trifásicos de 40kVA, fabricados pela WEG, modelo CFW09. Entretanto, o controle do fabricante foi retirado e substituído por um controle desenvolvido em *Simulink* para que os três inversores trifásicos formem um inversor de nove fases. O controle do conversor é implementado em um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*.

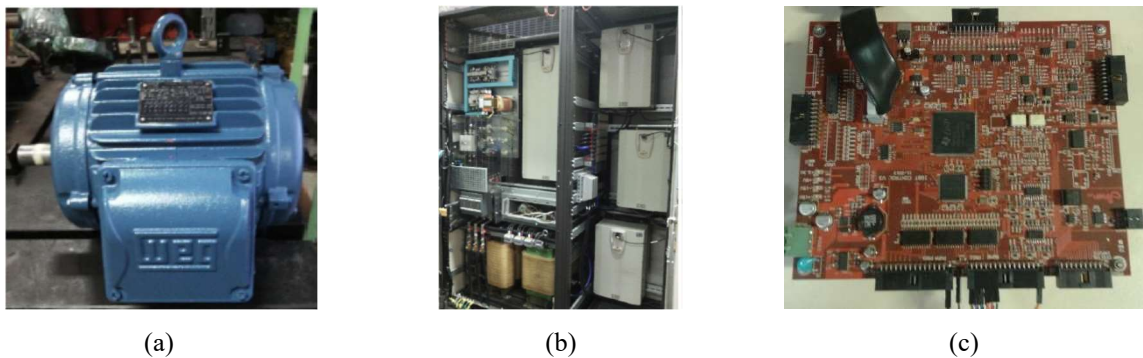


Figura 2.3 – (a) Protótipo da Máquina de indução de nove fases, (b) conversor de frequência de nove fases e (c) Placa do DSP TMS320F28335 da Texas Instruments.

Tabela 2 – Dados de placa da Máquina de Indução de Nove Fases utilizada neste trabalho.

Característica	Valor
Potência de Saída	10cv
Corrente Nominal	4,43Arms
Tensão Nominal (fase)	254V
Frequência nominal	240Hz
Rotação Nominal	7140rpm
Fator de Potência Nominal	0,71
Rendimento Nominal	0,91

A frequência de chaveamento do PWM senoidal adotada é 6480Hz. O neutro do motor é isolado. Em todos os experimentos, a máquina está a vazio. O nível de tensão no barramento CC utilizado é $V_{dc} = 311V$, reduzido por questões de segurança, mas não comprometendo a representatividade dos resultados. Os parâmetros de circuito equivalente da máquina, estimados em [3], são resistência de estator $R_s = 1,02\Omega$, resistência de rotor $R_r = 0,579\Omega$, indutância de dispersão de estator $L_{ls} = 2,516mH$, indutância de dispersão de rotor $L_{lr} = 3,107mH$, indutância mútua $L_M = 50mH$ e o momento de inércia é $J = 0,01798 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$.

A operação balanceada a vazio é experimentada para se ter uma base de comparação com as falhas que serão estudadas nos próximos Capítulos. A tensão de fase de cada bobina possui a frequência de 120Hz e valor eficaz de 110V na frequência fundamental. A Figura 2.4 apresenta as tensões de fase do sistema trifásico 1 em relação ao neutro da máquina.

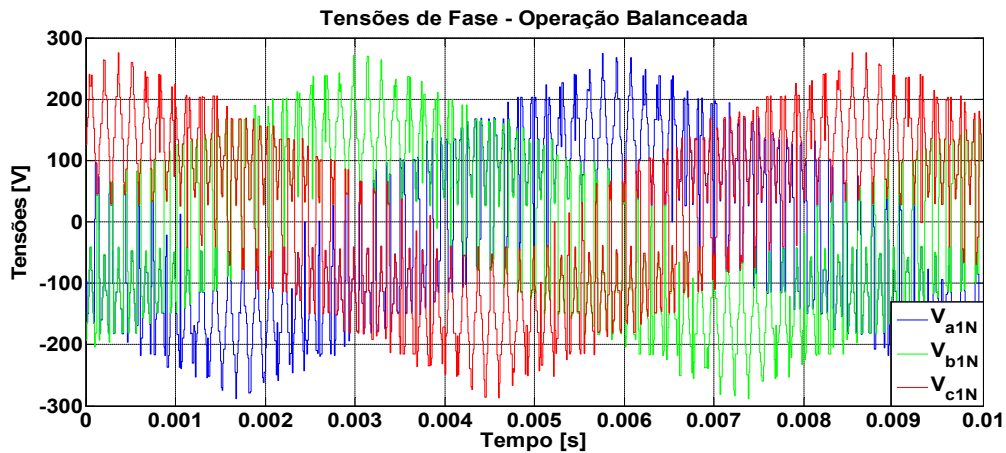


Figura 2.4 – Tensões de fase do conjunto trifásico 1 em relação ao neutro da máquina.

As tensões dos outros dois subsistemas trifásicos são iguais a estas, mas com o devido defasamento de 40° no tempo. A Figura 2.5 traz o espectro de frequência de uma dessas tensões. As raiais de frequência se localizam em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos. Nenhum conteúdo harmônico de baixa frequência é detectado, apenas conteúdo harmônico referente ao chaveamento do conversor.

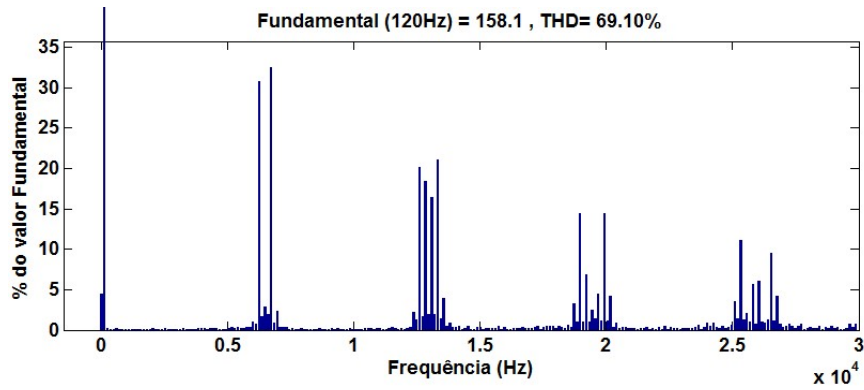


Figura 2.5 – Espectro de frequência da tensão de fase V_{a1N} .

Alimentando-se todas as nove fases com tensões balanceadas, as correntes, após atingido regime permanente a vazio, são ilustradas na Figura 2.6. O espectro de frequência da corrente i_{a1} é apresentado na Figura 2.7.

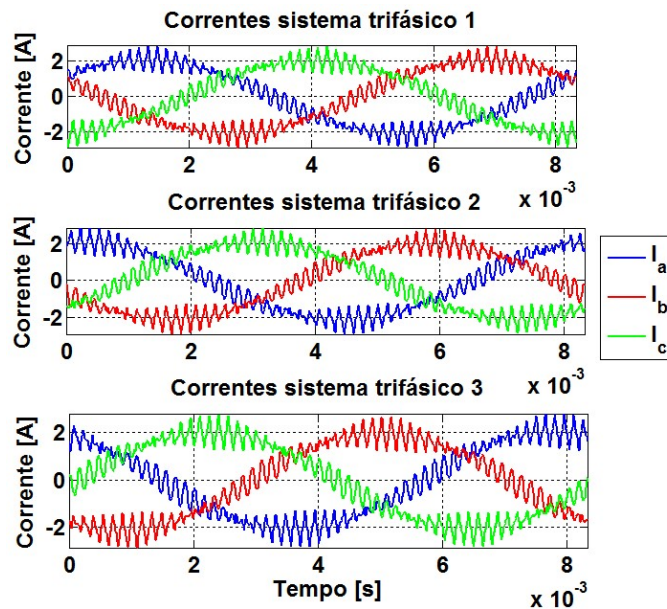


Figura 2.6 – Correntes medidas – Operação Balanceada.

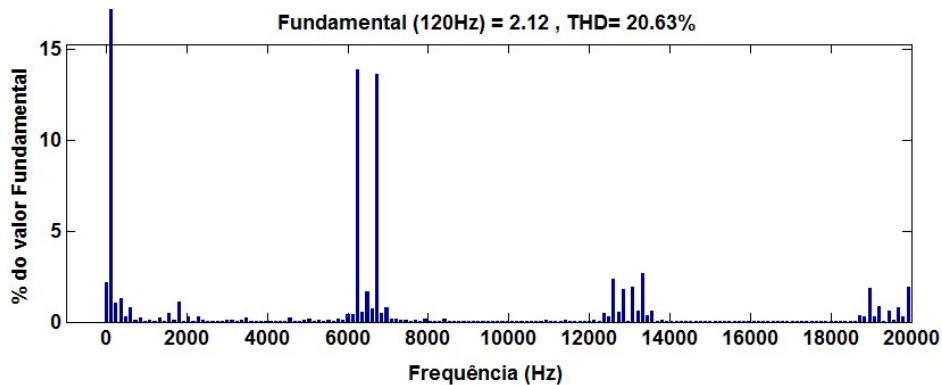


Figura 2.7 – Espectro de frequência de i_{a1} – Operação Balanceada.

Da mesma forma, o seu conteúdo harmônico se deve ao chaveamento. As nove correntes são, então, “reamostradas” à frequência de chaveamento, de forma a eliminar grande parte de seu conteúdo harmônico. Essa técnica produz um efeito de filtragem. A Figura 2.8 mostra as correntes filtradas.

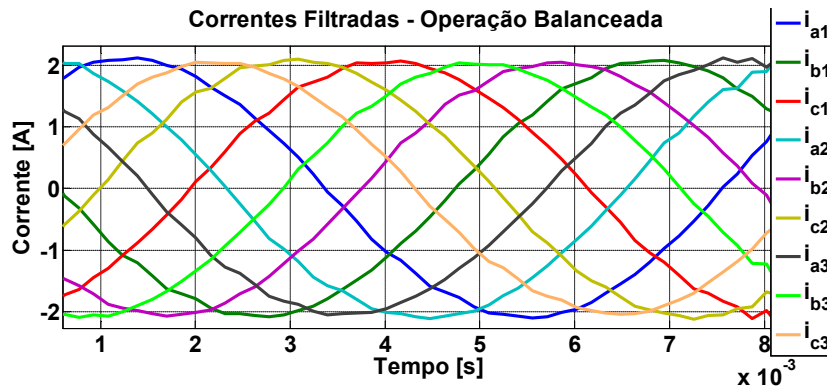


Figura 2.8 – Correntes filtradas – Operação Balanceada.

2.4. Conclusão

Foram apresentadas as diversas vantagens e possibilidades que surgem com o emprego de máquinas multifásicas. Dentre elas, a tolerância a falhas recebe destaque. A modelagem com alimentação equilibrada para a máquina de indução de nove fases e experimentação da mesma nessa operação também foram incluídos neste capítulo. Porém, raramente o modelo equilibrado, mesmo por variáveis de fase, pode ser empregado para avaliação do comportamento pós-falta. Para que a condição de operação da máquina sujeita a falhas seja entendida e até mesmo controlada, é necessário o desenvolvimento de um modelo adequado para cada tipo de operação defeituosa. Os próximos capítulos já consideram as falhas nos acionamentos elétricos.

Capítulo 3

Falhas em Máquinas de Indução

Este Capítulo analisa as diversas falhas que podem ocorrer em uma máquina de indução, trazendo uma revisão bibliográfica sobre o assunto. Nessa revisão, são buscados detalhes sobre o acontecimento da falha, como a máquina se comporta em cada situação, quais modelos estão propostos, técnicas de mitigação de falhas e resultados já encontrados na literatura. Experimentos realizados neste trabalho também são incluídos para alguns tipos de falha.

3.1. Introdução

Na língua portuguesa, a palavra “falha” tem “falta” como sinônimo, entretanto a palavra “falta” não é sinônimo de “falha”. De forma geral, a falha é um problema bem determinado em um equipamento, enquanto “falta” é a consequência de uma ou mais falhas [40]. Havendo uma falha em um elemento, pode-se dizer que o sistema opera em situação de falta. Ainda no campo da terminologia relacionada a esse assunto, a confiabilidade é definida como a capacidade de um item em executar a sua função em dadas condições durante um determinado período de tempo. Confiabilidade geralmente é medida pela probabilidade de falha, frequência de falha ou em termos de disponibilidade. A essência da engenharia de confiabilidade é evitar o surgimento de falhas [41]. Não são permitidas falhas nem reparos do ponto de vista desse conceito [40]. Por outro lado, a disponibilidade também é uma medida, mas que considera a possibilidade de reparo do sistema quando uma falha ocorre. A disponibilidade de um sistema é, por definição, a probabilidade de que um sistema tenha sucesso no desempenho de sua função durante um certo tempo [40]. Um sistema mais disponível não é o que menos falha, mas o que é recuperado mais rapidamente.

As deficiências na fase de projeto têm efeito em todos os itens produzidos e o custo para corrigi-los é progressivamente aumentado à medida em que o desenvolvimento avança [41]. As perdas econômicas devidas ao tempo de inatividade do processo produtivo causado por uma

interrupção inesperada podem exceder consideravelmente os custos de manutenção dos itens de um acionamento elétrico. Por exemplo, em uma planta petrolífera *offshore*, as perdas em virtude do tempo de inatividade causadas por falhas do motor podem chegar a US\$ 25000/h [42]. O custo total médio durante um tempo de inatividade para diferentes indústrias é apresentado na Figura 3.1, segundo um estudo feito no ano de 2008 [42].

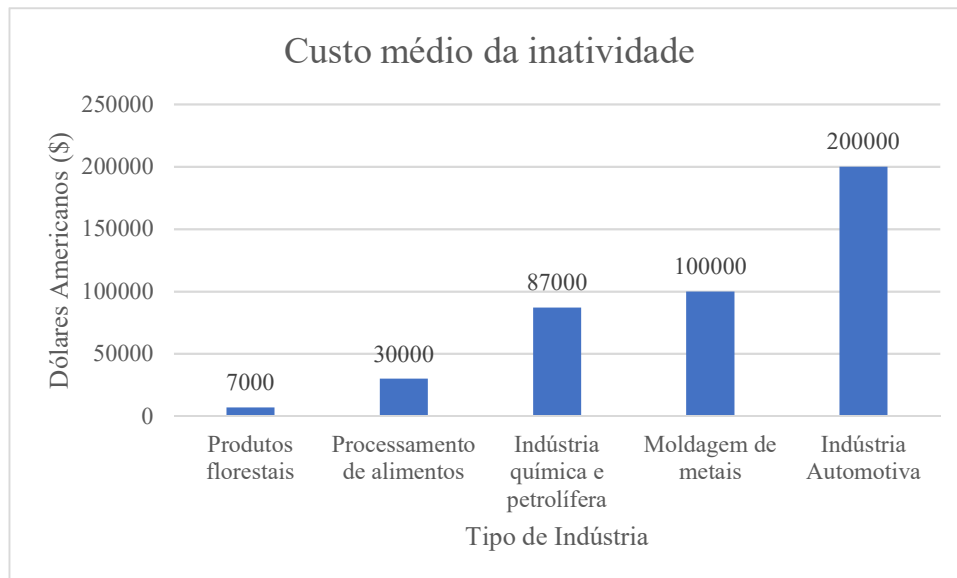


Figura 3.1 – Custo médio durante um tempo de inatividade de diferentes indústrias [42].

Muitos tipos diferentes de falhas podem ocorrer em um acionamento elétrico, incluindo falhas no conversor ou na máquina elétrica. Falhas comuns em acionamentos com máquinas CA alimentadas por inversor de frequência podem ocorrer no estator e no rotor da máquina, no inversor e circuitos de potência, no controlador, incluindo sensores, e falhas de origem mecânica tais como falhas no eixo e no rolamento.

No geral, as falhas de origem elétrica podem tender a um curto-circuito (entre as espiras, em uma fase, entre fases, em uma chave do inversor) ou circuito-aberto (uma ou mais fases, uma ou mais chaves do inversor, etc.) [10], [28], [43]. Falhas em curto-circuito que ocorrem nos enrolamentos das máquinas elétricas ou nas chaves do inversor de frequência são consideradas a mais séria classe de falhas e podem significativamente afetar as características de saída do acionamento [44]. As falhas, sejam elas no motor ou no inversor, podem levar a um desbalanceamento nas tensões e correntes, circulação de correntes de sequência negativa, aparecimento de harmônicos específicos nas correntes de estator, redução do conjugado médio

desenvolvido, pulsação de conjugado, vibração, ruído, aquecimento e redução de eficiência [45]. As falhas em conversores de frequência serão abordadas no Capítulo 6 desta dissertação.

3.2. Tipos de Falhas em Máquinas de Indução

A porcentagem de falha em motores de indução trifásicos é tipicamente relacionada a falhas no: estator: 38%, rotor: 10%, rolamento: 40%, outros: 12% [46], [47]. Como do ponto de vista elétricos as falhas no estator são as mais possíveis de ocorrer, este Capítulo se voltará às falhas nesse elemento.

A maioria de todas as falhas do rotor e do estator são causadas por uma combinação de vários estresses que atuam sobre esses dois componentes. Para o estator, esses estresses podem ser agrupados da seguinte forma [45], [24]:

- a) Origem térmica: envelhecimento, sobrecarga, ciclagem térmica;
- b) Origem elétrica: dielétrico, rastreamento, corona, transientes, sobre ou subtensão, descargas elétricas, tensões do estator desequilibradas;
- c) Origem mecânica: Movimento mecânico da bobina, quebra do rotor;
- d) Ambiental: umidade, química, abrasão, objetos estranhos, sujeira, óleo e até mesmo vazamento no sistema de resfriamento [48].

O estresse mecânico pode ocorrer devido ao movimento da bobina do estator. A força devido à grande corrente de estator (a força é proporcional ao quadrado da corrente) produz movimento na bobina do estator. Também a alta vibração mecânica do motor pode causar esse estresse. O estresse elétrico ocorre quando transientes estão presentes na tensão de alimentação. Os transientes de tensão também podem contribuir para a deterioração do isolamento e causar falhas prematuras [45]. Na situação prática, a falha de isolamento no estator pode ser causada pelo alto dv/dt da onda de tensão padrão PWM. Especificamente, o descasamento de impedância entre o condutor de ligação e o terminal do motor provoca picos de tensão e suas aplicações repetidas degradam o isolamento da bobina [49]. Além disso, um pequeno desequilíbrio de tensão causará um aumento na temperatura do enrolamento. Como um princípio básico, para cada 3,5% de desequilíbrio de tensão por fase, a temperatura do enrolamento aumentará 25% na fase com a maior corrente [45], [42]. Estresses devido às

condições do ambiente podem ocorrer se a máquina opera em um ambiente hostil, como em uma atmosfera muito quente, muito fria ou muito úmida [50].

Todavia, de todos esses estresses, a sobrecarga térmica é o principal motivo do estresse térmico que deteriora o isolamento do enrolamento do estator. A sobrecarga térmica ocorre principalmente devido à sobrecorrente, tensão de alimentação desequilibrada, ventilação inadequada, ou temperatura ambiente mais alta [50]. Por cada aumento de 10°C na temperatura ambiente, o tempo de vida do isolamento diminui em 50% [42]. Um efeito de enfraquecimento adicional da ciclagem térmica é causar expansão e contração do sistema de isolamento. Durante um longo período de tempo, os materiais de isolamento tenderão a se tornar quebradiços e se quebrarem [45]. Então, o efeito desses estresses resultam em diferentes tipos de falhas no enrolamento do estator, que podem ser classificadas por [51]:

- (i) Curto-circuito entre espiras da mesma bobina;
- (ii) Curto-circuito entre bobinas da mesma fase;
- (iii) Curto-circuito entre os enrolamentos de duas fases: chamada falta fase-fase;
- (iv) Curto-circuito entre os enrolamentos de todas as fases;
- (v) Curto-circuito entre os condutores do enrolamento e o núcleo do estator: chamada falta fase-terra;
- (vi) Circuito aberto quando o enrolamento de uma fase é interrompido.

As falhas de estator em uma máquina multifásica são ilustradas na Figura 3.2.

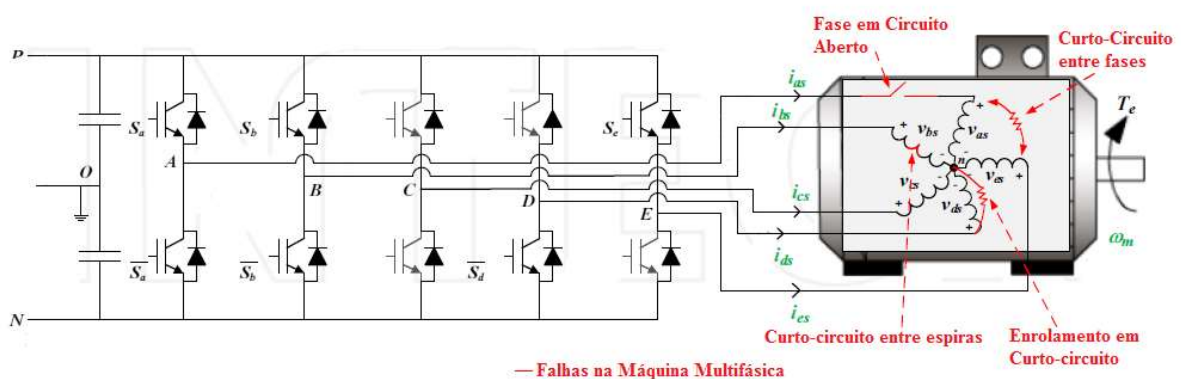


Figura 3.2 – Falhas no estator de uma máquina multifásica [24], [51].

De maneira geral, as falhas de estator estão relacionadas à falha de isolamento. Acredita-se que essas falhas começam como falhas de curto-circuito entre espiras não-detectadas, o que induz fluxo de uma corrente extremamente elevada devido à alta diferença de potencial entre

as espiras adjacentes. Então, a alta corrente que flui no curto-circuito produz calor excessivo e, portanto, queima o isolamento das espiras adjacentes. Essas falhas finalmente crescem e culminam em falhas mais graves [52]. Por exemplo, essa falha de isolamento pode se expandir rapidamente para o núcleo do estator e leva à falha no isolamento núcleo-terra do estator, e o mesmo é, por fim, danificado. Este processo normalmente leva de 20 a 60 segundos para pequenos motores de baixa tensão. Para os motores de média tensão, este processo pode progredir muito mais rápido, devido às altas tensões entre as espiras adjacentes [52]. Cerca de 80% de todas as falhas de origem elétrica no estator são originadas de um isolamento fraco entre espiras, [53], [54]. De acordo com [55], a detecção de falhas entre espiras do estator só pode ser usada para evitar falhas catastróficas no isolamento do estator, sem aviso prévio de que essa falha está para acontecer. Uma falha entre espiras é geralmente muito difícil de se reconhecer devido à natureza destrutiva das condições finais às quais essa falha pode chegar [45].

Uma das falhas que se desenvolvem a partir de uma falha de um curto-circuito entre espiras é um curto-circuito entre bobinas, que podem ser de uma mesma fase ou de fases diferentes, levando a um curto-circuito entre fases. Essas falhas também podem desenvolver faltas fase-terra [42]. A perda do isolamento entre enrolamento e terra pode causar uma grande corrente de terra, o que resultaria em danos irreversíveis ao núcleo da máquina [56]. Além disso, durante a operação defeituosa, as correntes de estator desbalanceadas podem gerar campos harmônicos rotativos de sequência positiva e negativa. Eles induzem correntes de Foucault nos ímãs permanentes do rotor, dependendo da máquina, e no núcleo magnético [43].

As falhas nos motores, portanto, levam a correntes e tensões do estator desbalanceadas, a aparência de harmônicos específicos nas correntes de fase, oscilação e redução do torque médio, vibração, ruído, superaquecimento e redução da eficiência [24]. As falhas do estator são refletidas em novas componentes de frequência no fluxo de entreferro [48], [57]. A referência [58] realiza um trabalho de revisão da literatura e resume os tipos de falhas do motor de indução, suas causas e efeitos. As próximas Seções contemplam as diversas falhas de estator em máquinas de indução.

3.2.1. Curto-Circuito entre Espiras

Segundo Kim *et al* [59], as falhas nos enrolamentos de estator devido a espiras em curto-circuito são muito comuns. A falha de curto-circuito entre espiras é, portanto, uma das mais críticas em motores elétricos. Essa falha deteriora a eficiência e o desempenho do motor. Dessa forma, essa falha precisa ser detectada oportunamente e uma estratégia corretiva adequada deve ser adotada para prevenir danos adicionais aos enrolamentos do motor [60].

A corrente de falha, que é da ordem de duas vezes a corrente do rotor bloqueado, causa um aquecimento localizado e a falha se espalha rapidamente para uma seção maior do enrolamento [56]. A degradação é um processo gradual: se inicia com uma falha de isolamento parcial e, então, a falha se desenvolve para um curto-circuito entre as espiras, formando uma pequena malha fechada [49]. A intensidade da corrente de circulação depende do número de espiras em curto, da posição na ranhura e da velocidade da máquina [61].

A tensão das espiras adjacentes em uma bobina seria uniforme quando a máquina elétrica está funcionando em operação normal. Contudo, ocorrendo um impulso de sobretensão, a distribuição de tensão entre espiras se torna significativamente não uniforme, determinada pela distribuição dos parâmetros de uma bobina no enrolamento do estator. A força do campo elétrico entre espiras pode se tornar muito grande e perigosa para a estrutura de isolamento da máquina elétrica [62].

Nessa condição de falha, vários trabalhos na literatura realizam uma modelagem da máquina elétrica, a maioria de indução e síncrona de ímã permanente. As resistências e indutâncias próprias e mútuas equivalentes no modelo do motor são modificadas por fase, uma vez que o número de enrolamentos correspondente diminui. A falha pode ser modelada como um circuito adicional em curto-circuito, que cria um campo magnético estacionário [48]. Então a ordem do sistema é aumentada em uma equação, relacionada ao cálculo da corrente de falta.

Em [63], um motor de indução trifásico sujeito a um curto-circuito entre espiras é analisado. A quantidade de espiras em curto-circuito é modificada por meio da ligação entre os *taps* que são adicionados ao longo do enrolamento de estator da máquina. Resistências externas são colocadas para controlar a amplitude da corrente de falta nesses testes. A maioria dos trabalhos da literatura emulam a falha dessa maneira. Os *taps* são especialmente colocados no terminal de uma fase do motor, pois os autores consideram que as falhas do estator são mais

prováveis de ocorrerem no início do enrolamento do que no final (onde estaria o neutro da máquina), devido aos estresses de isolamento causados pelos altos efeitos de comutação PWM. Nesse trabalho, os autores verificaram que a magnitude da componente de sequência negativa das correntes de estator aumenta progressivamente com um aumento do número de espiras em curto-circuito, se e somente se a corrente do *loop* em curto-circuito excede a corrente da linha.

Tallam *et al* [64] desenvolveram modelo, circuito equivalente e matrizes de admitância para o caso de um motor de indução trifásico com falhas entre espiras. Analisam as correntes de sequência positiva e negativa e a corrente de falta em função do número de espiras em curto, a vazio e com carga. Foi verificado por simulação e experimentos que a corrente de falta e as correntes de sequência positiva e negativa aumentam com o número de espiras em curto circuito. Uma expressão de torque é apresentada mostrando que este possui uma parcela devida às correntes de estator e rotor, como aquela já conhecida [38], menos uma parcela devida à circulação da corrente de falta:

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m (i_{\alpha s} i_{\beta r} - i_{\beta s} i_{\alpha r}) - \mu \frac{P}{2} L_m i_f i_{\beta r}, \quad (3.1)$$

onde P é o número de polos, L_m é a indutância mútua, μ é o fator de severidade, definido como o número de espiras em curto-circuito sobre o número total de espiras por fase e i_f é a corrente de falta. As correntes $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ são as correntes do estator em referencial estacionário e $i_{\alpha r}$, $i_{\beta r}$ são as correntes do rotor em referencial estacionário.

Também para um motor de indução trifásico com falha em curto-circuito entre espiras, a referência [65] desenvolve modelo, analisa a pulsação de conjugado e as correntes de sequência positiva, negativa e zero, corrente na fase (magnitude e ângulo) e corrente de falta em função da carga, velocidade, fator de severidade, tensão e frequência. Foi verificado que, a vazio com velocidade constante, o conjugado não oscila, pois $i_{\beta r} = 0$. No entanto, sob condições de carga ou durante a partida, as correntes do rotor são reduzidas em ambas as componentes real e imaginária. A amplitude das componentes de sequência positiva e negativa da corrente da fase defeituosa aumentam linearmente com μ . Para frequências acima de 60Hz, foi observado que a pulsação de conjugado aumenta linearmente com a frequência.

Em [66] é desenvolvido, para um motor de indução trifásico, um modelo mais detalhado, com uma aproximação melhor pra indutância de dispersão na condição de falha. Também separa a equação de torque na componente "balanceada" mais a componente pulsante devida à

corrente de falta. A referência citada analisa as correntes de falta e as correntes $\alpha\beta$ em relação ao fator de severidade e em relação à resistência de falta. Analisam também a pulsação de conjugado em função do fator de severidade e da resistência de falta. Fazem um estudo das correntes em função do conjugado de carga. Analisam ainda as correntes para cada aproximação das indutâncias de dispersão, em função do fator de severidade e da resistência de falta. Todas essas análises se baseiam em simulação e experimentos. Foi verificado que a corrente de falta e as correntes de estator de referencial estacionário aumentam com o fator de severidade. A corrente de falta quase não varia com o aumento do conjugado de carga.

Apsley e Williamson [57] analisaram uma máquina de indução de seis fases nas condições de falha em circuito aberto, curto-circuito em uma fase e em uma das bobinas de uma fase. Eles verificaram que, enquanto o curto-circuito se propaga entre as espiras, as duas fases no enrolamento de estator que são localizadas fisicamente ao lado da fase defeituosa também exibem um aumento de corrente.

Uma revisão da literatura no tocante a falhas de curto-circuito entre espiras para máquinas síncronas é apresentada no Apêndice C, pois a maioria dos trabalhos sobre tolerância a esse tipo de falha são para máquinas síncronas, em especial aquelas a ímãs permanentes. São apresentadas as diversas estratégias para a continuidade de operação frente a falhas de curto-circuito entre espiras de estator, mas que, em sua grande maioria, são aplicadas a máquinas síncronas com projetos especiais (enrolamentos de estator concentrados, indutância mútua entre fases próxima de zero, indutância por fase alta).

Portanto, para falhas de curto-circuito entre espiras, pouco sobre continuidade de funcionamento para máquinas de indução é encontrado na literatura. Alguns trabalhos afirmam que a falha é tão agressiva, que o que pode ser feito, em casos de máquina de indução, é apenas detectar a falha antes que ela tome dimensões catastróficas. Assim, no que se refere a como tratar a falha, o assunto ainda não está muito amadurecido. Em relação a essa falha, não foi possível realizar, por enquanto, experimentos no laboratório Tesla da UFMG, pois o enrolamento da máquina necessitaria de derivações (*taps*) para se emular um curto-circuito entre espiras.

3.2.2. Falha Fase-Neutro e Falha Fase-Fase

A operação de um acionamento com uma fase em curto-circuito pode causar grave degradação da performance do motor. Níveis de torque pulsante podem exceder o torque médio em todos os valores de escorregamento entre zero e o escorregamento de torque máximo. Mesmo se forem mantidas fixas as amplitudes das correntes das fases saudáveis, a corrente no enrolamento em curto-circuito será várias vezes seu valor nominal para toda a faixa de escorregamento. As tensões induzidas nas fases saudáveis caem drasticamente abaixo dos valores verificados na operação normal [67].

Em [68], é feito um estudo de falhas de curto-circuito de uma fase para o neutro e curto-circuito entre fases para um motor de indução trifásico em gaiola. Existe alguma modelagem, mas sem muita interpretação física dos efeitos da falha. É afirmado que a corrente de curto-circuito é extremamente sensível à reatância de dispersão no caso de uma bobina em curto-circuito.

Sob uma falha de curto-circuito de uma fase e falha fase-fase, para uma máquina de cinco fases, em [69] é sugerida a utilização de uma chave auxiliar no enrolamento da fase defeituosa a fim de mudar de uma falha de curto-circuito para uma falha de circuito aberto ou de fase aberta. As correntes das fases saudáveis restantes podem ser controladas para se ter um torque de saída livre de pulsações. Com este método, uma conexão em pentágono poderia oferecer um melhor desempenho em comparação com uma conexão em estrela, já que a restrição de que a soma das correntes de fase seja zero é removida. Obviamente, para manter o mesmo nível de torque de saída em todas as condições de funcionamento, a corrente das fases saudáveis aumentará em situação de falha. Por outro lado, o aumento da corrente das fases saudáveis é maior em falhas de curto-circuito. Um maior número de fases em uma máquina multifásica será benéfico neste caso, porque cada fase tem uma pequena contribuição para o torque de saída total. Assim, sob uma condição de falha, as fases enfrentarão menores aumentos em suas correntes [69].

A referência [70] analisa uma falha de curto-circuito em uma máquina de seis fases, dividida em duas unidades trifásicas. Quando uma fase é curto-circuitada, a impedância desbalanceada do motor resulta em correntes de sequência negativa e uma correspondente pulsação de conjugado na frequência de duas vezes a fundamental. No trabalho citado, foi

verificado que a corrente de eixo q na máquina defeituosa é consideravelmente reduzida quando um curto-circuito trifásico balanceado é produzido em seus terminais. Quando um curto-circuito trifásico equilibrado é provocado em uma unidade trifásica, um torque de frenagem dependente da velocidade será produzido. Em caso de falha de curto-circuito, a estratégia de controle pós-falha seria aplicar um curto-circuito equilibrado através do conversor e novamente continuar a operação com a unidade saudável, que terá que superar adicionalmente o torque frenante produzido pela unidade defeituosa. Para alcançar uma boa performance dinâmica, o torque frenante é estimado a partir da corrente de falha do conjunto trifásico defeituoso e é compensado por uma estratégia *feedforward*. O problema relacionado a essa estratégia é que haverá um carregamento térmico bem maior inclusive na unidade trifásica saudável.

Em [71], para uma máquina de cinco fases, o comportamento do motor (qualidade do torque, perdas de cobre, corrente homopolar) sob uma única falha de fase em curto-circuito, duas e três fases consecutivas e não consecutivas em curto-circuito são simuladas e validadas experimentalmente. Uma restrição aplicada é manter a soma das correntes no neutro não superior a 4 vezes a corrente nominal. Foi observado que, para duas fases adjacentes no espaço em curto-circuito, a pulsação de torque é muito maior do que o caso de duas fases adjacentes no tempo. Para a aplicação em [71], o ponto neutro foi conectado para reduzir o máximo de ondulações de torque.

Em [72], a falha em curto-circuito de uma fase em uma máquina de ímãs permanentes de cinco fases é estudada. No entanto, como o projeto do motor é especial, para aumentar a sua tolerância a falhas, a corrente de curto-circuito é limitada pela indutância do enrolamento e não compromete a operação das outras fases (acoplamento entre as fases é desprezível). Portanto, novamente não foi encontrada uma técnica consolidada para continuidade de operação de máquinas de indução sob essas falhas, sem haver necessidade de chaves ou conexões extras, apenas com a reconfiguração das correntes das fases saudáveis, o que teria um grande valor.

3.2.2.1. Resultados Experimentais – Falha Fase-Neutro e Fase-Fase

Para continuar o estudo desses tipos de falha, este trabalho traz resultados experimentais para falhas fase-neutro e fase-fase. Os resultados experimentais são realizados com o mesmo motor de indução o mesmo inversor de nove fases utilizados na Seção 2.3.2.

- Falha Fase-Neutro

Para emular a falta fase-neutro, um resistor de 22Ω foi conectado entre o terminal da fase A1 e o neutro do motor, conforme representado na Figura 3.3 (a). A tensão aplicada pelo inversor na fase com a falha foi mantida: 110 Vrms de tensão de fase, 120Hz. As correntes de linha filtradas, fornecidas pelo VSI, são mostradas na Figura 3.4. Obviamente, a corrente de linha I_{a1} é a mais afetada.

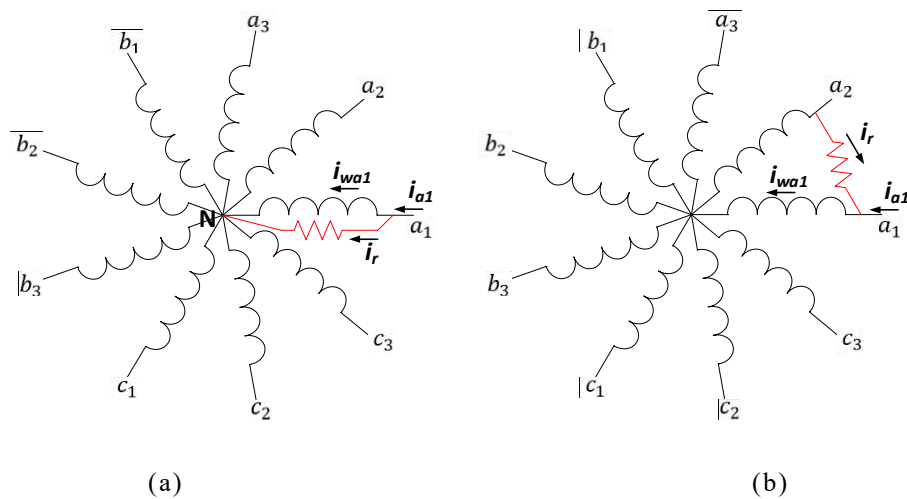


Figura 3.3 – Falhas nos terminais de uma máquina de nove fases com enrolamentos de estator conectados em estrela: a) Falha fase-neutro e b) Falha fase-fase.

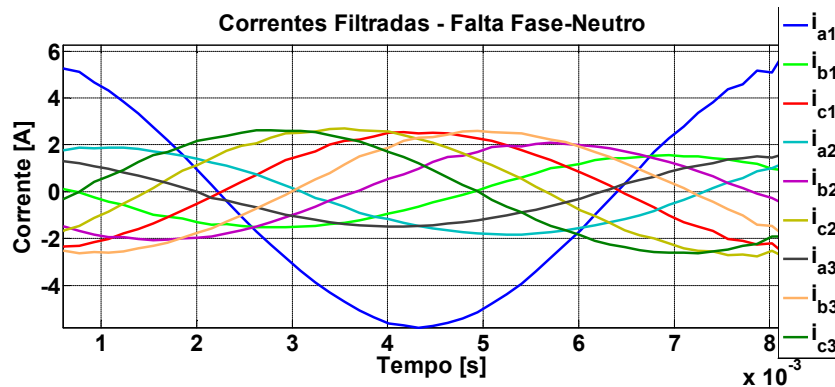


Figura 3.4 – Correntes de linha filtradas – Falha Fase-Neutro.

A Figura 3.5 apresenta a corrente de linha (ou no inversor) I_{a1} , a corrente no resistor da falta I_r e a corrente de enrolamento da fase A1, I_{wa1} . A corrente que flui efetivamente através do enrolamento da fase A1 tem quase a mesma magnitude das outras fases.

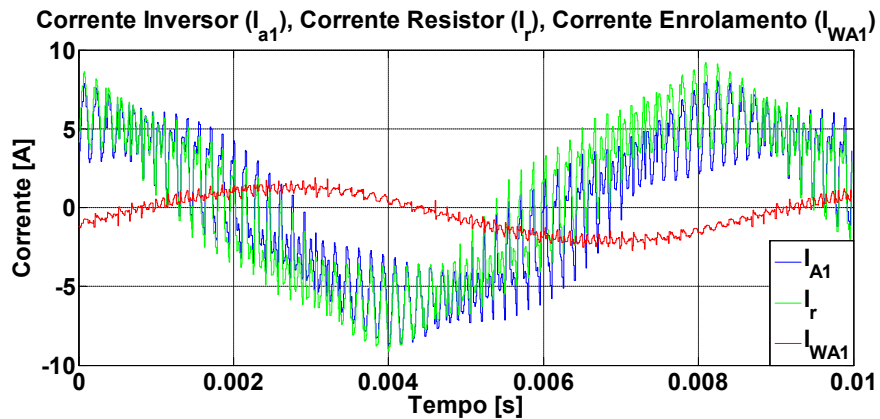


Figura 3.5 – Correntes experimentais no caso de falha fase-neutro: Corrente de Linha, corrente no resistor e corrente no enrolamento da fase A1.

- Falha Fase-Fase

Para emular esta falha, uma resistência de 22Ω agora está incluída entre os terminais das fases A1 e A2, conforme ilustrado na Figura 3.3 (b). A tensão aplicada nas fases A1 e A2 é mantida. Nessa situação, a tensão de fase e a frequência foram reduzidas para $27,5V_{rms}$ e $60Hz$, respectivamente, por questões de segurança. Neste caso, a relação V/f está a metade daquela utilizada nos experimentos anteriores.

A Figura 3.6 mostra a corrente de linha da fase A1, I_{a1} , a corrente no resistor de falta, I_r , e a corrente de enrolamento da fase A1, I_{wa1} . A corrente de linha I_{a2} e a corrente de enrolamento na fase A2, I_{wa2} , são apresentadas na Figura 3.7. As correntes efetivas que fluem através dos enrolamentos das fases A1 e A2 também têm quase a mesma magnitude que as correntes das outras fases.

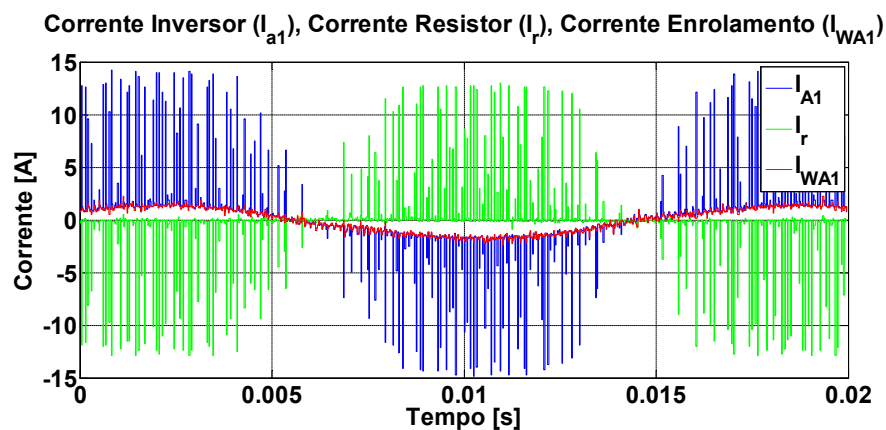


Figura 3.6 – Correntes experimentais no caso de falta fase-fase: Corrente de Linha, corrente no resistor e corrente no enrolamento da fase A1.

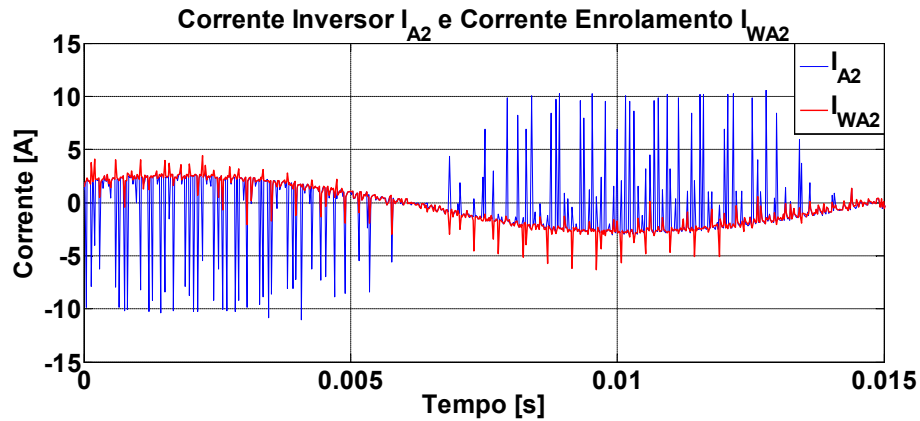


Figura 3.7 – Correntes experimentais no caso de falta fase-fase: Corrente de Linha e corrente no enrolamento da fase A1.

As correntes de linha filtradas estão representadas na Figura 3.8. As correntes de linha das fases envolvidas na falha, I_{a1} e I_{a2} , apresentam mais distorção harmônica do que as demais, que basicamente têm um *ripple* devido à comutação das chaves do conversor, eliminadas pela reamostragem à frequência de chaveamento.

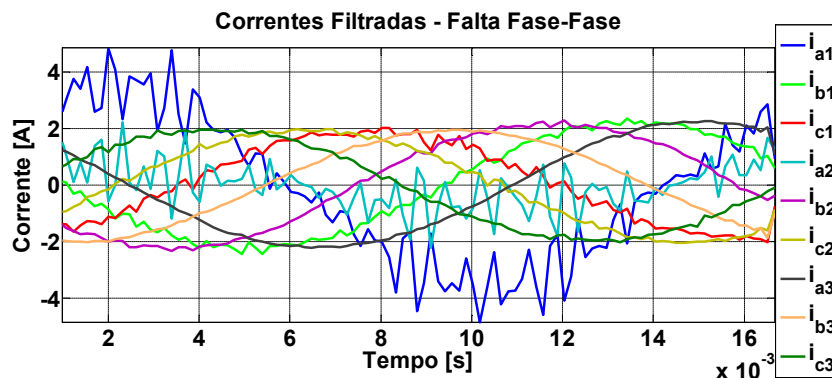


Figura 3.8 – Correntes de linha filtradas – Falta Fase-Fase.

3.2.3. Fase(s) aberta(s)

Este tipo de falha pode ser causado por um problema de algum conector do terminal da máquina, pela ruptura de um enrolamento interno, ou por uma falha elétrica em um braço do inversor [27]. A perda de uma fase cria um desequilíbrio da configuração de excitação da máquina, que é uma potente fonte de degradação de desempenho [67]. A interação entre as componentes de FMM de estator e de rotor produz um torque pulsante, cuja frequência é duas vezes a frequência fundamental [27]. As pulsações de torque de baixa frequência podem ser um problema em algumas aplicações. Para eliminar essas pulsações de torque oriundas da operação

em condições de falha, a componente da FMM de estator de sequência negativa deve ser cancelada [27]. Outro resultado negativo dessa falha é a perda da orientação por campo, no caso em que a máquina seja controlada por essa técnica [33].

A FMM rotativa devido às correntes no enrolamento de um motor de indução, independentemente do número de fases, pode ser desenvolvida por um sistema de apenas dois enrolamentos, se eles são alimentados de forma adequada e independente [33]. Ou seja, inclusive para sistemas trifásicos, quando perdem uma fase, é possível determinar as correntes das duas fases restantes para esse fim.

O trabalho de revisão de literatura em [48] apresenta algumas topologias para aumentar a tolerância a falhas em acionamentos trifásicos. Entretanto, há necessidade de conexões e equipamentos extras [73] (semicondutores de potência, como tiristores, e chaves controladas) para conectar o neutro da máquina ao neutro do conversor, para que as duas correntes possam ser independentemente controladas. Ou seja, existe a circulação de corrente de sequência zero [74].

A estratégia desenvolvida em [75] para um motor trifásico frente a perda de uma fase é de conectar o neutro do motor ao ponto médio do barramento CC, utilizando um triac. Foi mostrado que a amplitude dessas correntes passa a ser $\sqrt{3}$ vezes maior que o seu valor nominal para produzir a mesma FMM e o mesmo conjugado nominal. Com essa nova configuração, não há corrente de sequência negativa no sistema, e, portanto, não há pulsação na FMM e nem no conjugado. Também com essa estratégia, a máquina não perde a orientação por campo. Entretanto, as perdas no cobre do estator dobram (as perdas no rotor não seriam afetadas). Aparentemente, segundo [75], o motor pode operar indefinidamente com um terço do torque nominal. O trabalho em [76] também propõe estratégias de isolar a chave em falha (curto-circuito ou em aberto) para aumentar a tolerância a falha de motores trifásicos. Entretanto, é necessário o uso de *triacs*.

A corrente nominal dos semicondutores de potência também deve ser aumentada em $\sqrt{3}$ vezes o valor utilizado para as condições normais. A referência [77] recomenda que o conjugado de carga não deve exceder mais que 50% de seu valor nominal na condição pós-falta. Os autores de [77] recomendam ainda que as estratégias operacionais corretivas para acionamentos trifásicos nessas situações de falhas não operem durante um longo período de

tempo, mas apenas para manter a máquina temporariamente em operação até que venha uma oportunidade de parada para resolver o problema.

O uso de motores de indução com um número de fases redundante, disponibilidade da conexão do neutro do enrolamento de estator, ou o uso de inversores com número redundante de chaves controladas são as soluções fornecidas em [78], como estratégias para aumentar a tolerância à falha de acionamentos trifásicos. Como já foi mencionado, os graus de liberdade relacionados às máquinas multifásicas podem ser utilizados para aumentar a tolerância a falhas do acionamento [8], [12]. Mesmo sem nenhuma estratégia de controle pós-falha, as máquinas multifásicas já apresentam a vantagem de serem capazes de partir e acionar a carga com uma ou mais fases abertas [33].

As características de desempenho dos motores na situação de fases em circuito aberto melhoram à medida em que o número de fases aumenta em toda a faixa de escorregamento. Para qualquer valor fixo de escorregamento, o desempenho se aproxima assintoticamente ao da alimentação balanceada à medida em que o número de fases aumenta. Por exemplo, fora do regime de baixo escorregamento com alta saturação magnética, o torque médio desenvolvido na operação com uma fase aberta aumenta com $\left(\frac{n-1}{n}\right)^2$, onde n é o número de fases totais da máquina elétrica [67]. Em essência, existe redundância para uma máquina de n fases no sentido de que será possível que a máquina continue operando mesmo perdendo até $n - 2$ fases [11].

Para melhorar ainda mais o desempenho da máquina nesta condição de falha, novas correntes para as fases remanescentes podem ser calculadas de forma que as características de operação pós-falha sejam tão boas quanto às da operação balanceada, sob a ótica de conjugado médio, pulsação de conjugado e FMM produzida. O problema de projetar a estratégia operacional pós-falha reduz-se a encontrar a relação necessária entre as correntes das fases restantes, de modo que a operação com uma FMM rotativa ainda é obtida, embora o enrolamento em si seja agora assimétrico. Um critério adicional deve ser especificado, uma vez que a operação com um número reduzido de fases significa essencialmente que as correntes nas fases restantes devem aumentar, se o torque desenvolvido deve ser mantido no nível pré-falha. Isso leva a um aumento nas perdas do enrolamento do estator e pode causar superaquecimento se a operação for mantida por um longo período de tempo [11].

Se uma fase de uma máquina multifásica é aberta, a combinação de correntes de fase necessária para gerar uma FMM rotativa sem perturbação não é única [11], [33]. Uma

consideração importante, em seguida, é estabelecer um melhor conjunto de correntes que requer magnitudes mínimas, ou para se terem perdas joulicas mínimas na situação de perdas de fase. Para uma solução ideal, é desejável ter um conjunto de correntes que vai gerar a mesma FMM rotativa com o mínimo possível de amplitude de corrente para todas as fases [11].

A referência [11] lista três estratégias simples, relacionadas apenas com a configuração da magnitude das correntes restantes, que não vão resolver todos os problemas advindos da operação com perda de fase, mas podem ser consideradas para um reparo imediato:

- 1) Manter as correntes nas fases restantes em seus valores pré-falta, tanto em termos de magnitude quanto de fase. Isto reduz a perda por efeito de Joule do estator por um fator $(n - 1) / n$.
- 2) Aumentar a magnitude da corrente em cada fase sem defeito por um fator $\sqrt{n/(n - 1)}$. Isto irá manter as perdas joulicas do estator em seu valor pré-falta.
- 3) Aumentar a magnitude da corrente em cada fase sem defeito por um fator $n/(n - 1)$. Isso aumenta as perdas por efeito Joule nos condutores de estator por um fator $n/(n - 1)$, mas mantém o torque e as perdas joulicas (de fundamental) no rotor no seu valor pré-falta.

Por exemplo, utilizando-se a terceira estratégia, se o conjugado de carga nominal for mantido após perda de uma fase em máquinas de 6, 9, 12 e 15 fases, a perda no cobre do estator aumentará em 20%, 12,5%, 9,1% e 7,1%, respectivamente [11]. O impacto destas três estratégias depende do ponto de operação e das características do conjugado de carga [11]. Entretanto, nenhuma delas permite produzir a mesma FMM balanceada original, havendo ainda pulsação de conjugado. Para esse fim, é necessário desenvolver técnicas que realmente considerem as equações de FMM da máquina.

Outro critério significativo é a quantidade de neutros isolados que serão utilizados na ligação do estator da máquina multifásica. O ponto neutro único dá melhores características em operação pós-falha do que a configuração com mais pontos de neutro isolados entre si, possibilitando alcançar mais torque na situação de falha [33]. Isso ocorre uma vez que o ponto neutro único permite utilização de todas as fases saudáveis para o controle pós-falha. Já no caso de mais pontos neutros isolados, é preciso que se desligue o grupo de enrolamentos relacionado a fase defeituosa [11].

Também sobre o assunto de modelagem e técnicas de controle pós-falta, máquinas elétricas de seis fases são as mais abordadas na literatura [27]. Depois delas, são as máquinas de cinco fases. Para uma máquina de indução de cinco fases, o efeito da falha de fase aberta foi modelada, mostrando que é necessário modificar a matriz de transformação e as corrente de referência [33]. Quando ocorre uma falha de fase aberta, a máquina se torna assimétrica e o seu modelo precisa ser revisto [79]. A referência mostra como vários vetores de tensão não são mais disponíveis quando ocorre uma falha de fase em circuito aberto, para o caso de uma máquina de indução de cinco fases. Os autores também propõem uma estratégia de controle pós-falta, de forma que as correntes $\alpha\beta$ voltem a ser balanceadas e mostram sua validade por meio de simulações.

Para uma máquina de indução de cinco fases, análise, simulação e estratégias de controle de corrente pós falta são trabalhadas em [80], para até três fases abertas. As novas correntes pós-falta são calculadas de forma a prover uma FMM balanceada. A referência [24] também envolve um estudo para máquina de indução de cinco fases com modelagem e estratégias de tolerância à falha de fase aberta com o critério de menores perdas no cobre, comparando controle de corrente preditivo com controle de corrente linear proporcional ressonante.

O trabalho de [72] considera um motor de cinco fases sob as condições de falha de: uma ou duas fases abertas, adjacentes e não adjacentes, e uma fase em curto-circuito. Os autores desse artigo apresentaram a proposta de injeção de corrente de terceiro harmônico, juntamente com uma reconfiguração das correntes fundamentais, para reduzir a pulsação de conjugado de 4º harmônico.

Para o caso de duas fases abertas na máquina de cinco fases, mesmo permitindo que as correntes das fases restantes aumentem sua amplitude para até cerca de 30%, ainda é necessário realizar uma expressiva redução do torque disponível (*derating* de torque). A principal causa dessa redução do torque médio é a restrição $\sum i_{fases} = 0$ (corrente de sequência zero igual a zero). Ao remover esta restrição, existe uma estratégia de controle de corrente capaz de produzir um torque livre de pulsação com valor médio mais alto [72].

O controle de corrente em referencial síncrono de uma máquina de cinco fases é abordado em [81], onde também é realizada uma modelagem da máquina no caso de perda de fase. Em [82] e [83] é desenvolvida uma modelagem para máquina de indução de cinco fases utilizando componentes simétricas de estado estacionário para correntes e tensões. Para essa máquina,

surtem duas sequências adicionais das correntes, que produzem dois campos rotativos opostos com número de pares de polos três vezes o do campo de fundamental. Nesses trabalhos, as expressões de torque, incluindo os termos em relação ao valor médio e a pulsação, são derivados em termos de correntes de sequência simétricas. Análises da operação desbalanceada devido a um desequilíbrio das tensões de alimentação e devido a fase aberta no motor são realizadas baseadas nas diversas componentes de sequência simétricas.

Em [6] é realizada uma modelagem de uma máquina de indução de seis fases com uma fase aberta ou em curto-circuito. Entretanto, é considerado que os neutros dos dois conjuntos trifásicos são isolados entre si. Jacobina *et al* [84] desenvolveram um trabalho cobrindo modelagem e controle de uma máquina de indução de seis fases na situação de até 3 fases abertas. No trabalho, é apresentado como o espaço vetorial do PWM é afetado por essas falhas. Com a técnica de controle desenvolvida, é mostrado que as correntes dq são balanceadas, mesmo que as correntes de fase não sejam. Ding *et al* [85] analisam a operação de uma máquina de relutância chaveada dual trifásica sob falha de circuito aberto em uma, duas e três fases (de um mesmo sistema trifásico). Eles também propõem técnicas de tolerância a falha aplicadas a essa situação.

Para a máquina indução de seis fases simétrica e assimétrica sob perda de fases, os trabalhos de [86], [87], [2], [88], [89] modelam, apresentam o comportamento do motor na condição de falha e sugerem simples alternativas de controle para eliminação do conjugado pulsante. Entretanto, não levam em conta a condição, que muitas vezes é desejável, de que o somatório das correntes seja nulo. Mesmo assim, esses trabalhos têm uma abordagem de muito interesse ao trabalho desta dissertação no sentido de modelagem e controle pós-falha. Eles, juntamente com o trabalho de Fu e Lipo [33], foram a base para a modelagem e o desenvolvimento dos métodos de determinação das correntes pós-falha que produzem uma FMM balanceada, para a máquina de indução de nove fases com uma fase aberta, desenvolvidos nos Capítulos 4 e 5.

Em condição de uma fase aberta, Fu e Lipo [33] determinaram as novas correntes para as fases restantes a serem aplicadas nas máquinas de três, quatro, cinco, seis e sete fases, de forma que a mesma FMM original possa ser produzida, eliminando a pulsação de conjugado e mantendo o mesmo torque nominal. Eles utilizam os graus de liberdade dos sistemas multifásicos de forma a impor a mesma amplitude a todas as correntes restantes e garantir que

o somatório das correntes seja nulo, para não haver necessidade de conectar o neutro da máquina ao ponto médio do barramento CC.

Máquinas multifásicas com número de fases ainda maior sob condições de falha também já foram abordadas na literatura. Uma máquina síncrona de imã permanente de 13 fases sujeita à perda de uma fase é reportada em [90]. A estratégia para suprimir a pulsação de conjugado é alterar apenas uma fase apropriadamente escolhida.

Uma máquina de indução de 15 fases sujeita a uma fase com falha de circuito aberto foi estudada em [91]. Entretanto, quando uma fase sofre essa falha, um grupo de cinco fases, incluindo a fase defeituosa, é retirado, e a máquina passa a operar com as 10 fases restantes. Dessa forma, a estrutura do estator com os dois grupos de 5 fases restantes continua sendo simétrica, facilitando a modelagem e desenvolvimento de estratégias de controle pós-falha. Mantendo-se a mesma alimentação das 10 fases, não haverá produção de conjugado pulsante. Entretanto, para produzir o mesmo conjugado médio, as correntes deverão ser aumentadas proporcionalmente. A desvantagem dessa proposta é que uma falha em uma única fase das 15 implica na perda de dois terços de fases e, portanto, de potência. Devido à complexidade do sistema de 15 fases, os autores não desenvolveram uma técnica para utilizar as 14 fases restantes na situação pós-falha.

3.3. Conclusão

Falhas no estator de máquinas de indução foram analisadas e algumas foram experimentadas em laboratório. A referência [42] afirma que as falhas de curto-circuito envolvendo o estator são mais comuns que falhas de enrolamentos em circuito aberto. Além disso, é estimado que cerca de 80% das falhas no estator são causadas por uma progressão de falha de curto-circuito entre as espiras desse enrolamento [53], [54]. Entretanto, estudos sobre falhas em circuito aberto são as mais encontradas na literatura. Logo, as diversas falhas no estator em máquinas de indução, principalmente a de curto-circuito entre espiras, carecem de mais estudos para propostas de continuidade de operação da máquina nessa condição tão severa de falha.

Devido à grande quantidade de material disponível na literatura, este trabalho de dissertação se dedica em grande parte à análise da máquina de indução operando com fases

abertas. A Seção 3.2.3 discutiu o estado da arte da mitigação da falha de fases abertas para máquinas trifásicas e multifásicas, deixando para os próximos dois Capítulos todo o assunto que envolve máquinas especificamente de nove fases frente a perda de fases.

Capítulo 4

Tratamento da Falha de Fases em Circuito Aberto

O objetivo deste Capítulo é propor métodos para eliminar a pulsação de torque que aparece na situação de uma ou duas fases abertas, mantendo a mesma FMM equilibrada da situação balanceada. Os métodos apresentados aqui são comparados entre si e com outros propostos na literatura. Ao final, simulações em software de método de elementos finitos são realizadas para verificar a validade dos métodos.

4.1. Introdução

Existem muitos estudos na literatura abordando soluções para melhorar a operação de fase aberta para máquinas multifásicas, alguns já incluindo máquinas de nove fases. Yu *et al* [92] propõem um método com injeção de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem quando ocorre uma fase aberta em máquinas de nove fases, de forma a compensar as pulsações de torque. Este método produz um aumento de 25% nas perdas de cobre do estator. Em [93] esses autores também consideram a injeção de correntes harmônicas de terceira, quinta e sétima ordens para uma tolerância a falha, mas mesmo na condição pré-falta é realizada a injeção de terceiro harmônico. Como as componentes de corrente de estator de fundamental $\alpha 1$ - $\beta 1$ são necessárias para o controle de fluxo / torque na máquina, os outros três pares de componentes de corrente harmônica do estator (o terceiro, o quinto e sétimo), considerados como graus adicionais de liberdade, podem ser efetivamente utilizados como uma estratégia de controle pós-falta [94], utilizados também para permitir que o somatório das correntes seja zero. Em [94] há uma análise de controlabilidade e desempenho de uma máquina de fluxo chaveado de ímã permanente de nove fases com cinco fases abertas. É utilizada injeção de correntes harmônicas e verificado que um forte *derating* será necessário, podendo ser maior ou menor dependendo da combinação das fases perdidas.

Por outro lado, a referência [95] sugere uma topologia diferente para o VSI no cenário de fases abertas, entretanto essa topologia requer acesso ao neutro da máquina. Em [31] é sugerida a utilização de controladores por Lógica *Fuzzy* no lugar dos controladores PI nas malhas de corrente do controlador orientado por fluxo de rotor. Segundo os autores desse artigo, os controladores por lógica *Fuzzy* são robustos e adaptáveis a variações de parâmetros e não dependeriam de um modelo matemático preciso para cada situação de falha. As referências [34] e [35], que estudam uma máquina estrela-tripla, sugerem que, no caso de uma falha, deve-se isolar um sistema trifásico inteiro e trabalhar com os outros dois completos.

Fu e Lipo [33] desenvolveram um método que proporciona as mesmas amplitudes para as correntes restantes para máquinas de até 7 fases sob a condição de fases abertas, mantendo a mesma FMM balanceada original. Eles concluíram que, com esse método, máquinas de cinco, seis, seis (dual trifásica) e sete fases, as correntes das fases restantes devem ser aumentadas para 1,382 pu (por unidade), 1,297 pu, 1,44 pu e 1,23 pu, respectivamente.

Nesse cenário, para uma máquina CA de nove fases, esta dissertação apresenta dois métodos para produzir uma FMM balanceada mesmo na condição de uma ou duas fases abertas. O primeiro método é muito intuitivo e promove a solução com as menores perdas de cobre de estator (Método das componentes de sequência simétricas). O segundo método resulta em correntes com as mesmas amplitudes para todas as fases restantes (Método das mesmas amplitudes de correntes). Esses métodos permitem que a máquina produza a mesma FMM e torque da operação balanceada, eliminando a pulsação de torque e a corrente de neutro.

A FMM balanceada, portanto, precisa ser conhecida para que esses métodos propostos possam reproduzi-la mesmo em condições desbalanceadas. A Força magnetomotriz resultante da Máquina enefásica pode ser calculada pela equação (4.1):

$$\begin{aligned} FMM_{original} &= F_{max}[\sin(\varphi + 0^\circ) I_1 + \sin(\varphi + 40^\circ) I_2 + \dots + \sin(\varphi + 320^\circ) I_9] \\ &= (9/2)F_{max}\sin(\varphi - \theta), \quad F_{max} = (4/\pi)(K_w N/P)\hat{I}. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Onde K_w é o fator de enrolamento, N_{fase} é o número de espiras por fase e P, o número de polos. O fator de enrolamento da máquina em análise é unitário, pois o enrolamento é concentrado e o passo é pleno. As correntes por fase $I_1 \dots I_9$ estão normalizadas em relação a \hat{I} , que é o pico da corrente de fase em condições balanceadas. O ângulo φ é o ângulo espacial elétrico, que cresce no sentido anti-horário e vale zero no eixo da fase A1. O valor F_{max} se refere ao valor máximo da força magnetomotriz produzida por cada fase, como definido por Fitzgerald *et al*

[96]. Quando se aplica a um enrolamento polifásico equilibrado de n fases um grupo de n correntes polifásicas equilibradas, a composição das FMM de cada bobina dá origem a um campo magnético rotativo de velocidade e intensidade constantes [96]. Dessa forma, a força magnetomotriz resultante da interação das 9 fases é girante, totalmente de sequência positiva, não havendo sequência negativa:

$$FMM_{original} = \frac{9}{2} F_{max} \sin(\varphi - \theta). \quad (4.2)$$

O ângulo temporal é $\theta = \omega t$, onde ω é a frequência angular das correntes e t é o tempo. Não havendo falhas, a FMM de cada sistema trifásico é um terço da $FMM_{original}$.

Para o caso de perda de fases, a ideia principal é produzir a $FMM_{original}$ com as fases ainda saudáveis da máquina de 9 fases. Na sequência são apresentados métodos para se atender essa condição para o caso de uma ou duas fases em circuito aberto.

4.2. Métodos para Produção da Mesma Força Magnetomotriz: Uma Fase Aberta

Mesmo com a perda de uma fase, no caso uma fase aberta (sem corrente), deseja-se produzir com as oito correntes restantes a mesma força magnetomotriz resultante original em termos de amplitude e fase. São propostos dois métodos para determinação das oito correntes restantes quando da ocorrência de uma fase aberta: Método das Componentes de Sequência Simétricas e Método das Amplitudes de Correntes Iguais.

No Método das Componentes de Sequência Simétricas, trata-se a máquina de 9 fases como 3 sistemas trifásicos deslocados, sendo um método mais intuitivo. O conjunto ao qual a fase perdida pertence é denominado “sistema trifásico defeituoso”. Os sistemas trifásicos sem falha serão modificados de forma que:

- Supram a deficiência de FMM de sequência positiva causada pelo sistema que perdeu uma corrente;
- Cancelem a FMM de sequência negativa gerada pelo sistema defeituoso;
- Tenham uma corrente de sequência zero tal que o somatório das 8 correntes restantes seja zero, para não haver necessidade de condutor neutro na máquina.

O Método das Amplitudes de Correntes Iguais calcula as oito correntes com base nas equações para as partes real e imaginária da FMM do sistema de 9 fases. Além disso, o método aproveita os graus de liberdade do sistema de equações para fazer com que as amplitudes das correntes sejam as mesmas e que o somatório das correntes seja nulo. Este método é baseado na referência [33], que traz soluções para a perda de uma fase em aberto para as máquinas de 4, 5, 6 e 7 fases. Então, a ideia criada em [33] foi aplicada desta vez a uma máquina de nove fases, nesta dissertação, resultando no Método das Amplitudes de Correntes Iguais.

4.2.1. Método 1: Método das Componentes de Sequência Simétricas

Supondo que a corrente na fase A1 esteja com uma falha em aberto, ou seja, $I_1 = 0A$, o sistema trifásico 1 se torna defeituoso. Mantendo-se as correntes restantes do sistema 1 em seus valores pré-falta ($I_m = 1$):

$$I_4 = I_m \hat{I} \cos(\theta + 120^\circ) \text{ e } I_7 = I_m \hat{I} \cos(\theta + 240^\circ), \quad (4.3)$$

onde o fator I_m representa um ganho (ou atenuação) aplicado às correntes ativas do sistema com defeito. A FMM produzida pelo sistema 1 defeituoso é, então:

$$FMM_1 = F_{max} [\sin(\varphi + 0^\circ) I_1 + \sin(\varphi + 120^\circ) I_4 + \sin(\varphi + 240^\circ) I_7]. \quad (4.4)$$

Entretanto, ela terá uma componente de sequência positiva e de sequência negativa:

$$\begin{aligned} FMM_{1(+)} &= F_{max} \sin(\varphi - \theta) \\ FMM_{1(-)} &= \frac{F_{max}}{2} \sin(\varphi + \theta + 180^\circ). \end{aligned} \quad (4.5)$$

A Figura 4.1 mostra as correntes restantes e a força magnetomotriz normalizada em relação a F_{max} do sistema trifásico 1. Esta Figura mostra a FMM de sequência positiva e negativa do sistema com falha e a soma dessas componentes, para um ângulo elétrico espacial $\varphi = 0$.

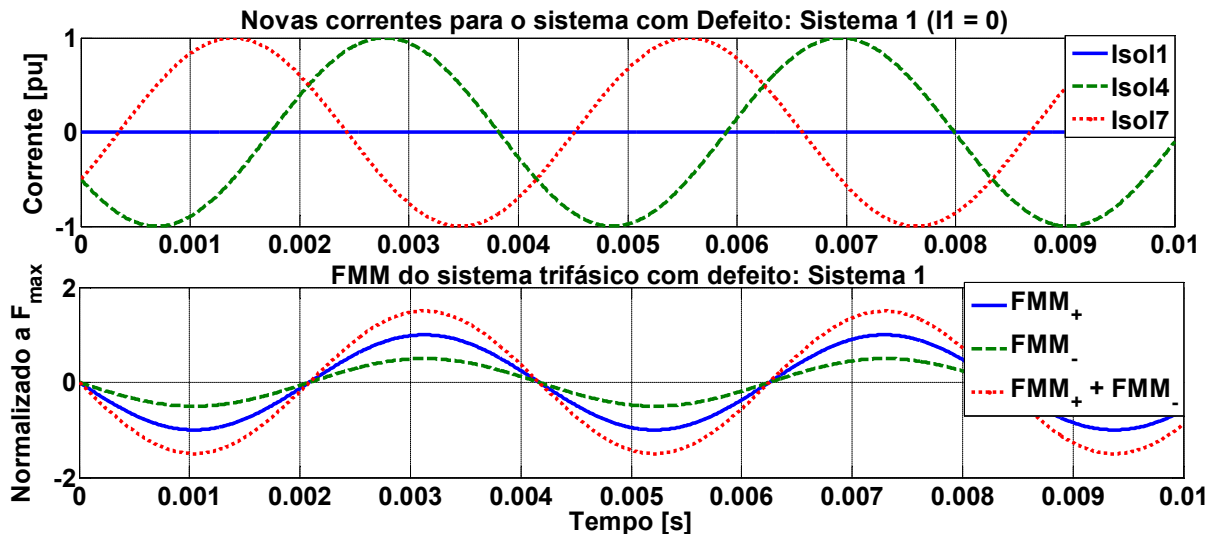


Figura 4.1 – Correntes restantes e força magnetomotriz no sistema trifásico com a falha.

Sendo assim, os outros dois sistemas trifásicos sem falha terão que compensar a perda de FMM_+ que o sistema 1 sofreu e também deverão cancelar a FMM_- gerada pelo desequilíbrio no sistema 1. Dividindo-se igualmente essas funções extras entre os sistemas trifásicos 2 e 3:

$$FMM_{2,3+,desejada} = \left(\frac{9}{2} - 1 \right) F_{max} \sin(\varphi - \theta) = \frac{7}{4} F_{max} \sin(\varphi - \theta). \quad (4.6)$$

Neste método, cria-se FMM de sequência negativa iguais nos sistemas sãos, e exatamente na mesma direção, mas sentido oposto ao da FMM de sequência negativa do sistema defeituoso. Ou seja, o ângulo ρ será zero entre os vetores de FMM de sequência negativa desejados e o vetor de sentido oposto em relação à FMM de sequência negativa do sistema 1. A Figura 4.2 traz uma representação vetorial para as forças magnetomotrizes de sequência negativa de cada um dos três sistemas trifásicos para este método. A amplitude dessas FMMs de sequência negativa desejadas para os sistemas sãos, dadas pela equação (4.7), será a metade da FMM de sequência negativa produzida no sistema com defeito, de modo que a resultante seja nula.

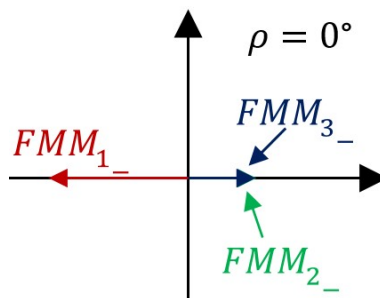


Figura 4.2 – Força Magnetomotriz de sequência negativa dos três sistemas trifásicos.

$$FMM_{2,3-,desejada} = -\frac{1}{2} \left[\frac{F_{max}}{2} \sin(\varphi + \theta + 180^\circ) \right] = \frac{1}{4} F_{max} \sin(\varphi + \theta) \quad (4.7)$$

A Figura 4.3 mostra a componente de sequência positiva da força magnetomotriz de cada sistema trifásico e destaca que o somatório delas é exatamente a FMM original, como desejado. Já a Figura 4.4 apresenta a componente de sequência negativa da força magnetomotriz de cada sistema trifásico. O somatório delas é nulo, evidenciando que, desta forma, a FMM de sequência negativa criada no sistema trifásico sob falha é perfeitamente compensada pelos dois sistemas sãos.

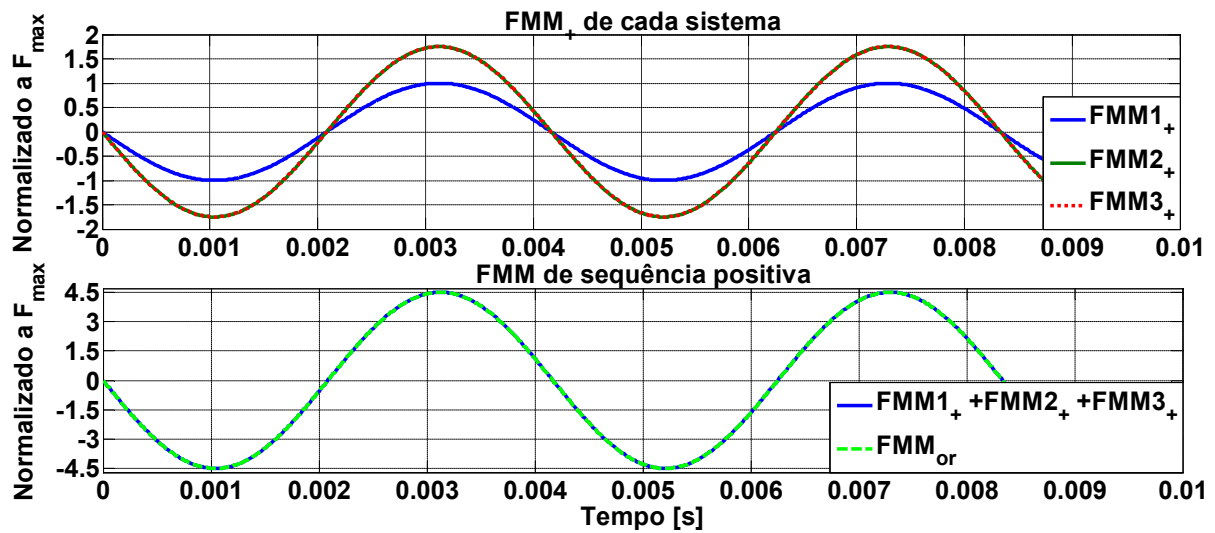


Figura 4.3 – Força Magnetomotriz de sequência positiva dos três sistemas trifásicos.

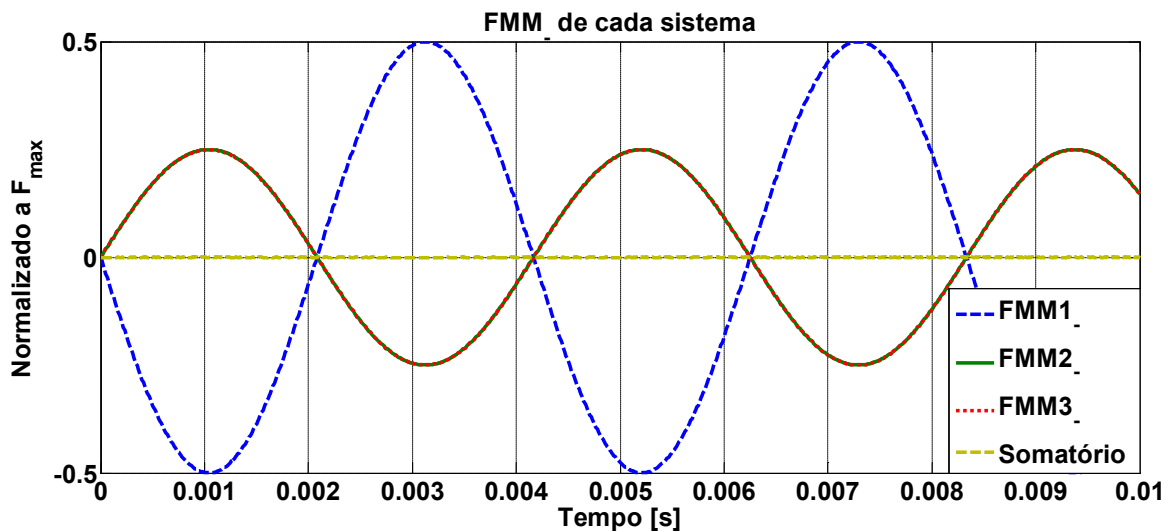


Figura 4.4 – Força Magnetomotriz de sequência negativa dos três sistemas trifásicos.

As correntes de sequência positiva e negativa dos sistemas 2 e 3 são determinadas de modo que cada sistema são produza a FMM desejada. As amplitudes das componentes de

sequência positiva e negativa, normalizadas em relação a \hat{I} , das correntes dos sistemas saudáveis serão:

$$\begin{aligned} \text{Amplitude Sequência positiva: } I_{p+} &= \frac{2}{3} \times \frac{7}{4} = \frac{7}{6} = 1,167 \\ \text{Amplitude Sequência negativa: } I_{p-} &= \frac{2}{3} \times \frac{1}{4} = \frac{1}{6} = 0,167 \end{aligned} \quad (4.8)$$

Como os sistemas 2 e 3 estão 40° e 80° deslocados em relação ao sistema 1, e desejam-se que as FMM de sequência positiva dos três sistemas estejam alinhadas, então esses ângulos devem fazer parte do cálculo das correntes de cada componente de sequência simétrica. As equações (4.9) e (4.10) contêm as correntes de sequência positiva e negativa de cada sistema são, respectivamente.

$$\begin{aligned} I_2^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 40^\circ), \\ I_3^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 80^\circ) \\ I_5^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 40^\circ + 120^\circ), \\ I_6^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 80^\circ + 120^\circ), \\ I_8^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 40^\circ + 240^\circ), \\ I_9^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 80^\circ + 240^\circ), \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} I_2^- &= I_{p-} \cos(\theta - 40^\circ), \\ I_3^- &= I_{p-} \cos(\theta - 80^\circ) \\ I_5^- &= I_{p-} \cos(\theta - 40^\circ - 120^\circ), \\ I_6^- &= I_{p-} \cos(\theta - 80^\circ - 120^\circ) \\ I_7^- &= I_{p-} \cos(\theta - 40^\circ - 240^\circ), \\ I_9^- &= I_{p-} \cos(\theta - 80^\circ - 240^\circ). \end{aligned} \quad (4.10)$$

Os sistemas 2 e 3, sem defeito, terão ainda uma componente de sequência zero em suas correntes, para que o somatório das 8 correntes restantes continue sendo nulo. A componente de corrente de sequência zero do sistema 1 defeituoso relaciona-se exatamente com o valor pré-falta da corrente perdida e o fator I_m :

$$\begin{aligned} I_0^{sistema\ 1} &= \frac{1}{3}(I_1 + I_4 + I_7) = \frac{1}{3}[0 + I_m \hat{I}(\cos(\theta + 120^\circ) + \cos(\theta + 240^\circ))] \\ I_0^{sistema\ 1} &= -\frac{1}{3} I_m \hat{I} \cos(\theta) = -0,33 \hat{I} \cos(\theta) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Portanto, a corrente de sequência zero dos sistemas sem defeito será a metade de $I_0^{sistema\ 1}$ e com sinal contrário:

$$I_0^{sistemas\ 2,3} = -\frac{1}{2} \left(-\frac{1}{3} I_m \hat{I} \cos(\theta) \right) = \frac{1}{6} \hat{I} \cos(\theta). \quad (4.12)$$

Finalmente, já se podem determinar as correntes dos sistemas são, somando-se as componentes de sequência simétricas determinadas em (4.9), (4.10) e (4.12):

$$\begin{aligned}
 I_2 &= 1,35\hat{I} \cos(\theta + 28,36^\circ), \\
 I_3 &= 1,062\hat{I} \cos(\theta + 67,98^\circ), \\
 I_4 &= 1\hat{I} \cos(\theta + 120^\circ), \\
 I_5 &= 1,139\hat{I} \cos(\theta + 162,65^\circ), \\
 I_6 &= 1,139\hat{I} \cos(\theta - 162,65^\circ), \\
 I_7 &= 1\hat{I} \cos(\theta + 240^\circ), \\
 I_8 &= 1,062\hat{I} \cos(\theta - 67,98^\circ), \\
 I_9 &= 1,35\hat{I} \cos(\theta - 28,36^\circ).
 \end{aligned}
 \tag{4.13}$$

A Figura 4.5 traz a representação fasorial para essas novas correntes, realçando como é a nova proporção entre as amplitudes de cada corrente para este Método. A Figura 4.6 mostra um gráfico de barras com a amplitude das correntes de cada uma das nove fases.

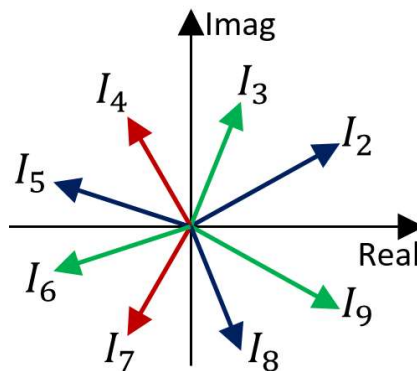


Figura 4.5 – Representação fasorial das correntes da solução pelo Método das Componentes de Sequência Simétricas.

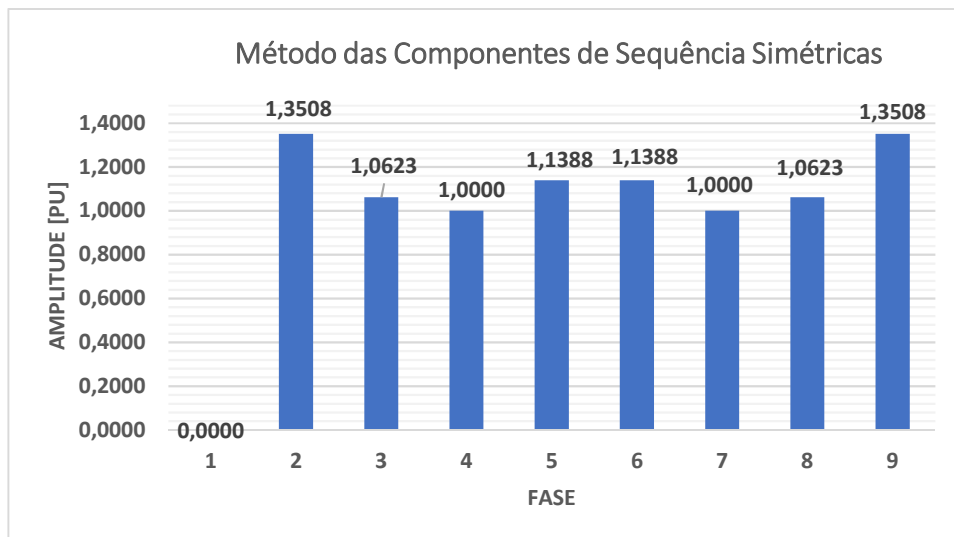


Figura 4.6 – Amplitude das correntes obtidas pelo Método das Componentes de Sequência Simétricas.

A Figura 4.7 apresenta as componentes de corrente de sequência positiva, negativa e sequência zero para cada corrente do sistema trifásico 2. Já Figura 4.8 apresenta essas componentes para as novas correntes do sistema trifásico 3.

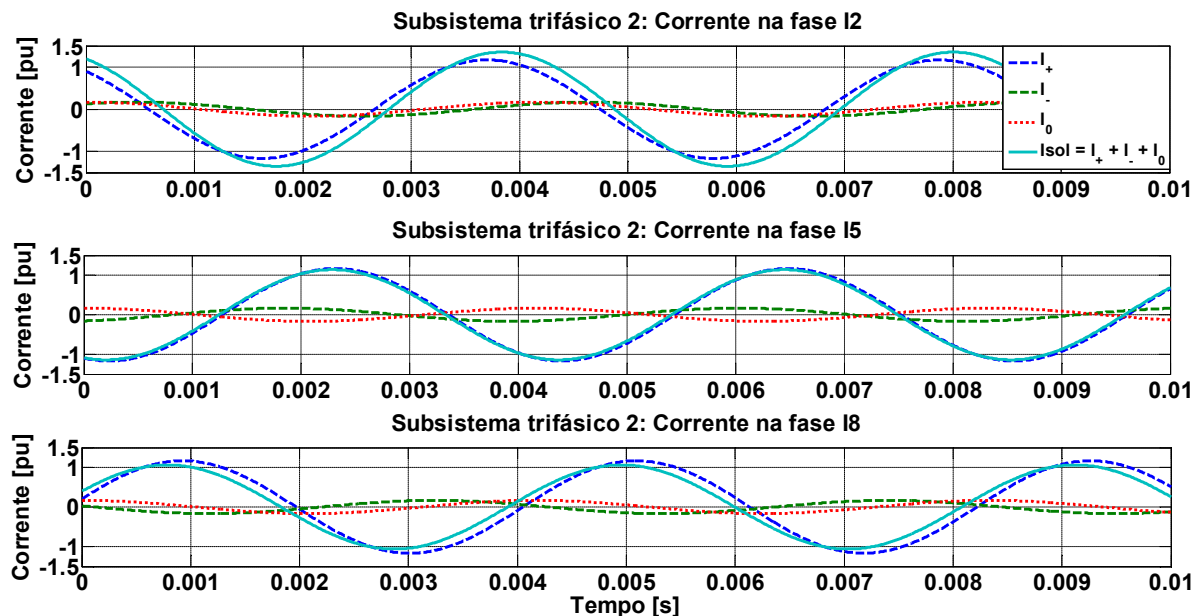


Figura 4.7 – Novas correntes do sistema trifásico 2, Método das Componentes de Sequência Simétricas.

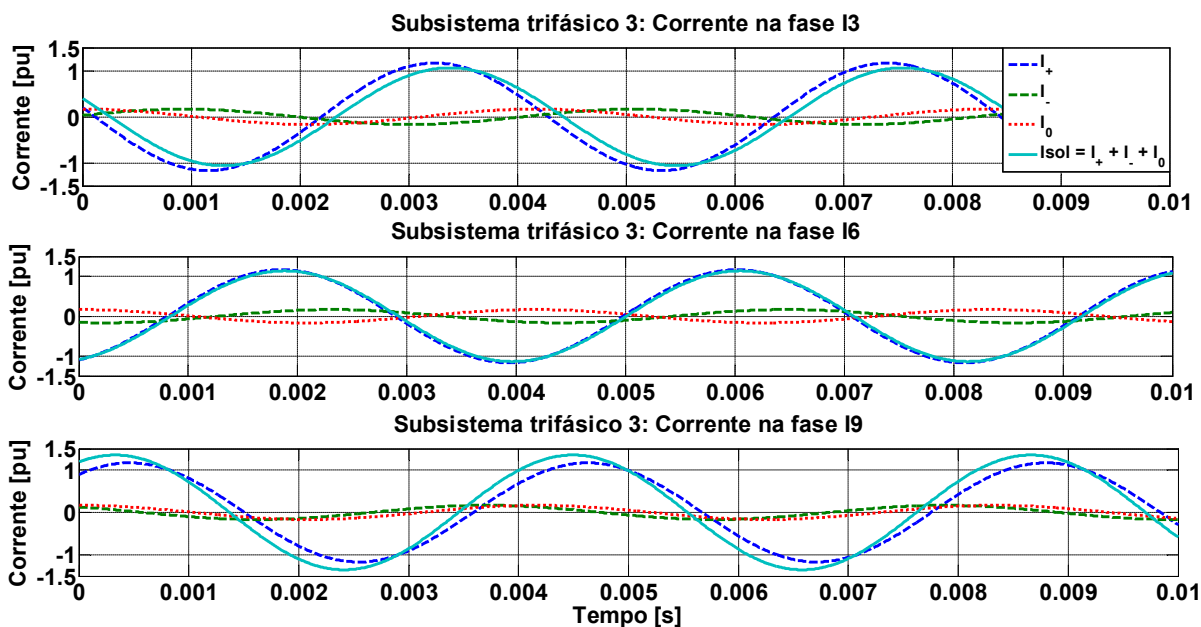


Figura 4.8 – Novas correntes do sistema trifásico 2, Método das Componentes de Sequência Simétricas.

A Figura 4.9 mostra todas as correntes pós-falta em função do tempo para este método. As novas correntes, em função de amplitude e ângulo de fase, e FMM de cada sistema trifásico para o Método das Componentes de Sequência Simétricas são mostradas na Tabela 3.

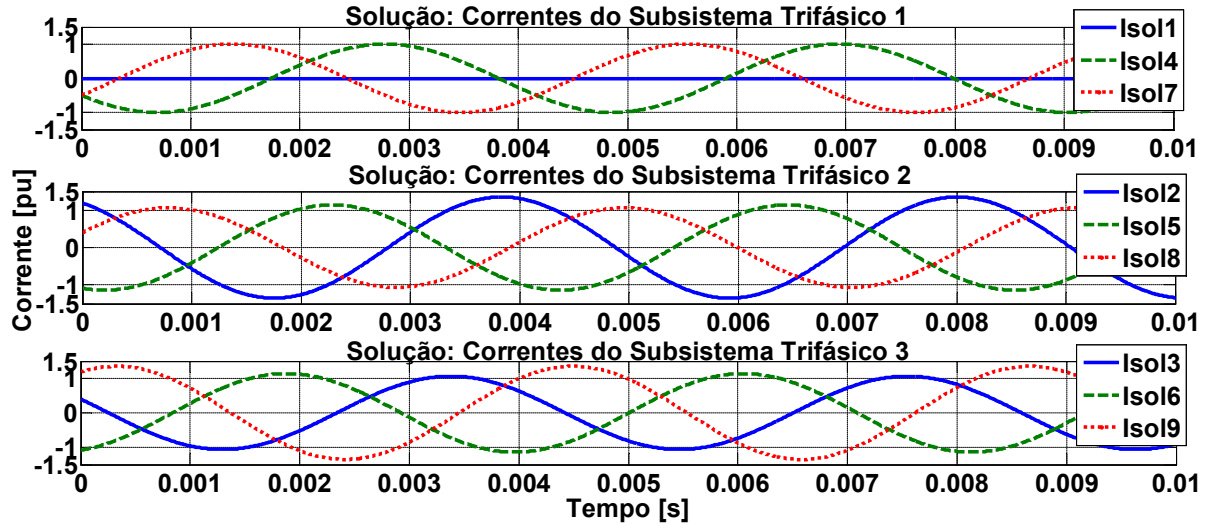


Figura 4.9 – Correntes da solução pelo Método das Componentes de Sequência Simétricas.

Tabela 3 – Correntes e Força Magnetomotriz para cada sistema trifásico, Método das Componentes de Sequência Simétricas.

Sistema Trifásico	Corrente	Pico/ \hat{I}	Fase ($^\circ$)	FMM_+/F_{max}	FMM_-/F_{max}
	I_1	0	-		
1	I_4	1	120	$1 \sin(\varphi - \omega t)$	$0,5 \sin(\varphi + \omega t + 180^\circ)$
	I_7	1	240		
	I_2	1,35	28,36		
2	I_5	1,139	162,65	$1,75 \sin(\varphi - \omega t)$	$0,25 \sin(\varphi + \omega t)$
	I_8	1,062	-67,98		
	I_3	1,062	67,98		
3	I_6	1,139	-162,65	$1,75 \sin(\varphi - \omega t)$	$0,25 \sin(\varphi + \omega t)$
	I_9	1,35	-28,36		
	Somatório			$\frac{9}{2} \sin(\varphi - \omega t)$	0

A Figura 4.10 apresenta a FMM resultante original e a obtida pelas correntes solução pelo Método proposto (fase 1 aberta) em função do tempo, para os ângulos espaciais $\varphi = 0^\circ$ e $\varphi = 90^\circ$. Pode-se observar que não há pulsação nessas ondas e que elas possuem a mesma amplitude da FMM original, referente à operação balanceada.

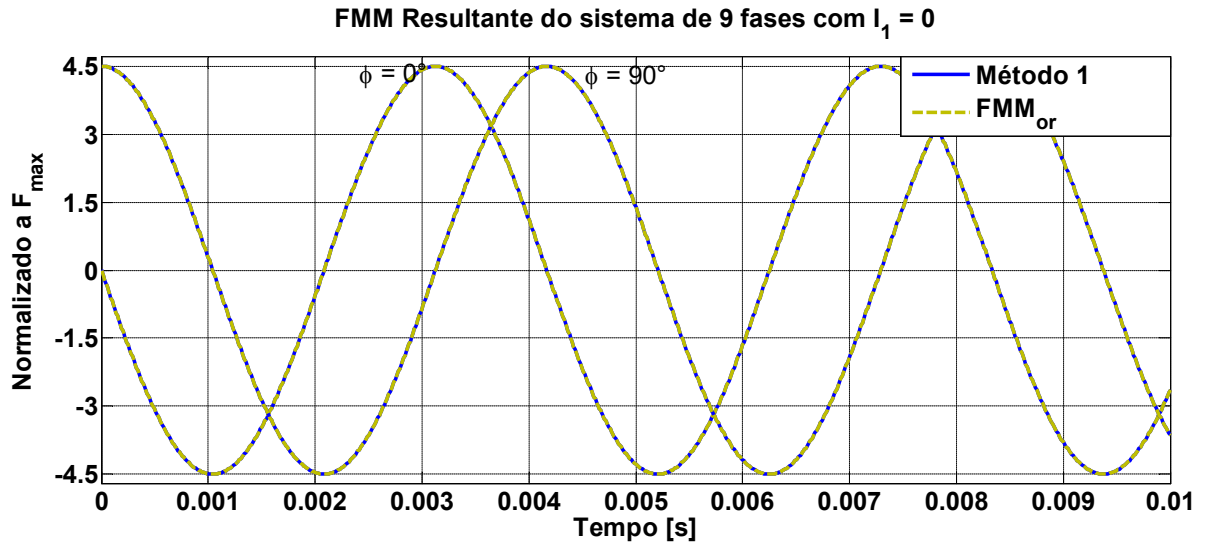


Figura 4.10 – Força Magnetomotriz Resultante das nove fases: Original e Pós-falta pelo Método proposto.

O fato de não haver pulsação na FMM resultante e dela ter a mesma amplitude da FMM original é visto mais uma vez na Figura 4.11, que mostra o lugar geométrico da FMM resultante produzida pelas correntes pós-falta. Pode-se observar que este lugar geométrico é um círculo. Isso significa que não há componente de sequência negativa na FMM resultante, ou seja, houve um cancelamento eficaz da FMM de sequência negativa produzida no sistema trifásico com defeito.

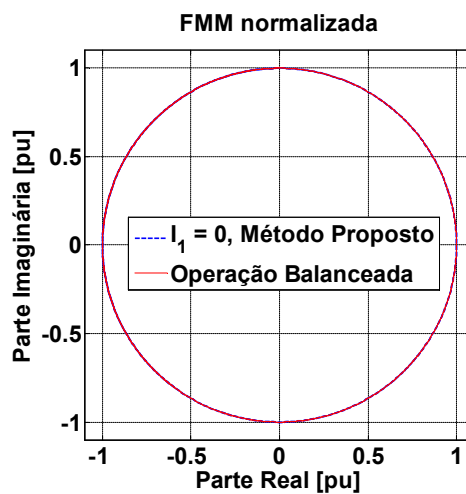


Figura 4.11 – Lugar geométrico da FMM resultante.

Utiliza-se a matriz de transformação S das nove correntes de fase para os diversos planos $\alpha\beta$ e mais o vetor de sequência zero para mais uma verificação do método proposto. A Figura 4.12 mostra que são produzidas as mesmas correntes $\alpha\beta$ de primeiro harmônico em relação à situação balanceada. A figura mostra ainda que a componente de corrente de sequência zero é nula, evidenciando que houve um cancelamento eficaz por meio da contribuição dos dois sistemas trifásicos sãos. Dessa maneira, não há necessidade de condutor de neutro para a continuidade de operação da máquina de nove fases após a falta em circuito aberto de uma das suas fases.

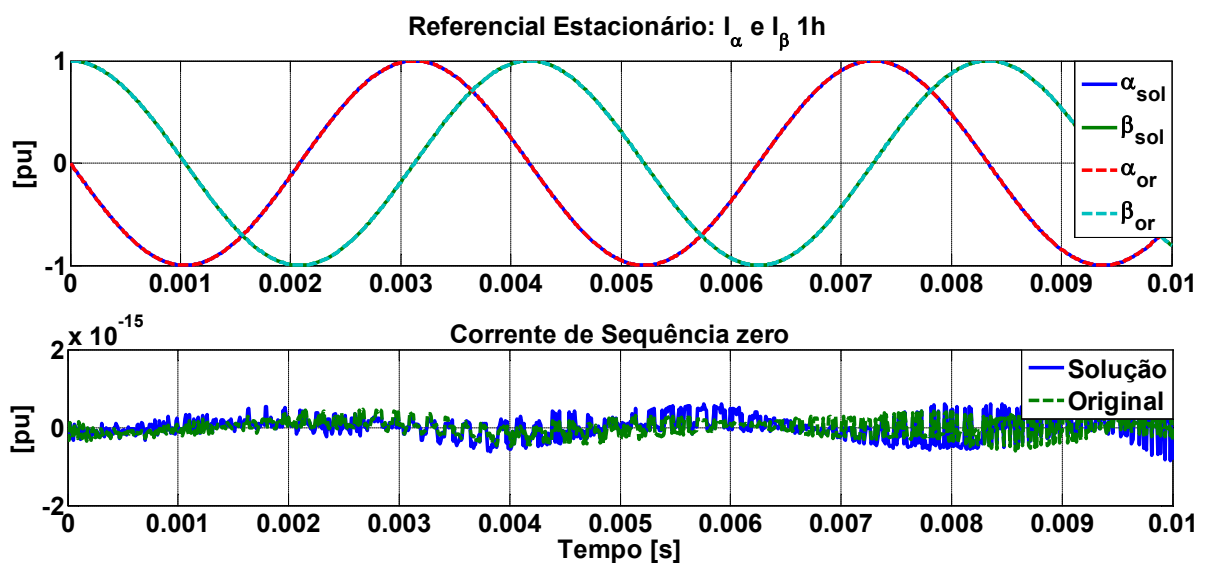


Figura 4.12 – Correntes nos planos $\alpha\beta$ de primeiro harmônico e corrente de sequência zero (neutro).

Com este método, é possível, então, produzir a mesma força magnetomotriz gerada pela alimentação equilibrada original. De fato, a componente de sequência negativa da FMM é completamente compensada. É um método simples e intuitivo para determinar novas correntes para a operação pós-falta. Entretanto as oito correntes ativas não terão a mesma amplitude na condição pós-falta. As correntes não nulas assumem quatro valores distintos de módulo: $1,35\hat{I}$, $1,139\hat{I}$, $1,062\hat{I}$ e \hat{I} , o que representa um desvio padrão razoavelmente elevado de $0,1415\hat{I}$. Duas correntes (das fases adjacentes à fase aberta) terão um aumento de 35% em seu módulo, o que pode representar um problema principalmente para o inversor. Por outro lado, o inversor deveria ser dimensionado para 135% da corrente nominal do motor, o que pode reduzir a possibilidade de falha nos módulos de potência.

Observa-se no total um aumento de perdas joulicas no motor de apenas 16,66% (calculando-se pela soma dos quadrados das nove correntes) em relação ao valor de perdas no cobre para a situação original. Entretanto, como cada fase é afetada de maneira diferente, essa nova distribuição de perdas nas fases do motor e do inversor é ainda menos homogênea.

No inversor de frequência também ocorre aumento de perdas. Para se ter uma estimativa dessas perdas, foram calculadas as perdas nas chaves da ponte inversora tomando como base o módulo FSBB10CH120D, da *Fairchild*, com corrente nominal de coletor $I_{Cnom}=10A$ e 1200V. Esses valores são escolhidos com base nas características nominais do protótipo da máquina de indução de nove fases do Laboratório Tesla da UFMG (Tabela 2).

Para a frequência de chaveamento de 5 kHz, considerando modulação por largura de pulso senoidal SPWM, índice de modulação de amplitude $M = 0,907$ e alimentação por um inversor de frequência de dois níveis, foram calculadas as perdas por chaveamento e condução para os IGBTs e diodos do mesmo. Na condição nominal, para este módulo e estas considerações, as perdas nos semicondutores são determinadas e apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Perdas nos semicondutores (Situação Nominal e sem perda de fases)

Perdas (W)		
Tipo	IGBT	Diodo
Condução	3,73	0,903
Chaveamento	3,97	0,896
Somatório	7,7	1,8
Por conjunto (IGBT + Diodo)		9,5
Por fase		19
Total (9 fases)		171

O aumento da corrente para 1,35 pu aumenta as perdas joulicas nesta fase do motor para 82,25 %. Entretanto, foi mostrado que, de forma geral no motor, as perdas joulicas aumentam em 16,66 % em relação à situação nominal e sem perda de fases. O aumento da corrente para 1,35 pu faz com que as perdas nos semicondutores no inversor, nesta fase sobrecarregada, aumentem para 27,32 W. Ou seja, um aumento de 43,79 % em relação aos 19W calculados de perdas no inversor por fase na situação nominal. Entretanto, como outras correntes no inversor

e no motor terão amplitudes menores que 1,35 pu, as perdas totais no inversor de 9 fases aumentam para 177,68 W, ou seja, um aumento de 3,9 % em relação aos 171 W calculados para a condição original.

De fato, o aumento significativo da corrente de duas fases em 35% pode ser inviável dependendo da aplicação. Aquecimento localizado, seja no inversor, seja no motor, pode levar a novas falhas. Entretanto, este método permite uma certa flexibilização. Por exemplo, o valor de I_m foi mantido em 1 pu, mas este parâmetro pode ser variado. A Figura 4.13 mostra a variação da máxima e mínima amplitudes registradas entre as 8 correntes restantes do sistema com a variação de I_m . Variando-se I_m , ou seja, a amplitude das duas correntes restante do sistema com defeito, obtém-se pouca redução do valor da corrente que sofre maior aumento, no caso, as correntes das fases 2 e 9. O pouco efeito se deve ao fato de que: aumentando-se I_m , a FMM de sequência positiva do sistema com defeito aumentará, entretanto a de sequência negativa também. Por outro lado, reduzindo-se I_m , a FMM de sequência negativa reduz, mas a de sequência positiva se reduzirá da mesma forma. Então o benefício e prejuízo têm praticamente o mesmo peso. Outro ponto importante é que, para qualquer valor de I_m diferente de 1, haverá um aumento ainda maior de perdas joulicas no motor, acima do valor de 16,67% obtido, como mostra a Figura 4.14.

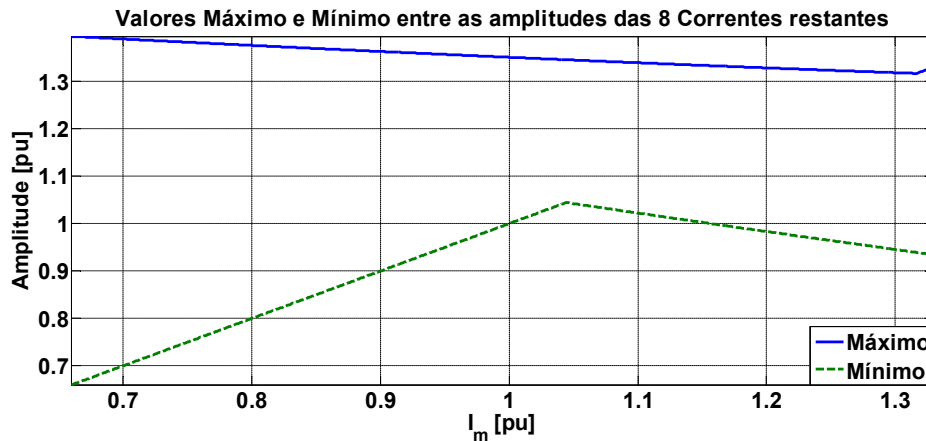


Figura 4.13 – Máxima e Mínima Correntes para o Método 1 variando-se I_m .

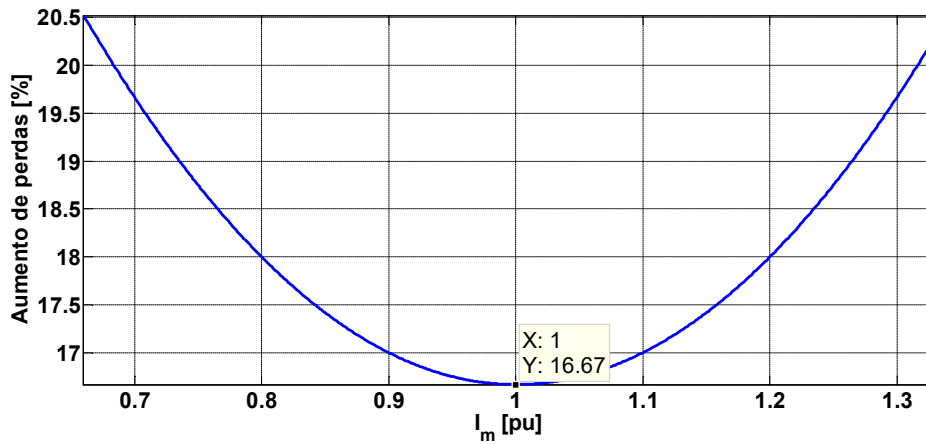


Figura 4.14 – Aumento de perdas joulicas no motor para o Método 1 variando-se I_m .

Portanto, para este Método, do ponto de vista de perdas e de amplitude máxima verificadas, é preferível manter as correntes restantes do sistema trifásico com defeito nos seus exatos valores pré-falta. Ainda assim, essa escolha pode significar uma operação pós-falta com potência reduzida, devido ao aquecimento localizado. Com a finalidade de produzir uma solução com as amplitudes iguais – e menores do que 135% do valor nominal – para as oito correntes restantes, outro método é desenvolvido na próxima Seção.

4.2.2. Método 2: Método das Amplitudes Iguais

Para a máquina de indução de nove fases, a força magnetomotriz resultante da interação de todas as fases pode ser dada pela equação, generalizando o que foi feito em [33]:

$$FMM = F_{max}(I_1 + aI_2 + a^2I_3 + \dots + a^8I_9), \quad a = e^{j40^\circ}. \quad (4.14)$$

Separando-se a FMM em parte real e parte imaginária, tem-se:

$$\begin{aligned} \text{Parte Real: } & \frac{9}{2} F_{max} \cos \theta \\ & = F_{max}[I_1 + (I_2 + I_9) \cos(40^\circ) + (I_3 + I_8) \cos(80^\circ) \\ & \quad - (I_4 + I_7) \cos(60^\circ) - (I_5 + I_6) \cos(20^\circ)] \\ \text{Parte Imaginária: } & \frac{9}{2} F_{max} \sin \theta \\ & = F_{max}[I_1 + (I_2 - I_9) \sin(40^\circ) + (I_3 - I_8) \sin(80^\circ) \\ & \quad + (I_4 - I_7) \sin(60^\circ) + (I_5 - I_6) \sin(20^\circ)]. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Assumindo-se que a fase A1 está aberta, ou seja $I_1 = 0 A$, restam-se 8 correntes. Essas correntes, determinadas de forma adequada, poderão produzir a mesma FMM (em módulo e ângulo) da situação balanceada (FMM original). Como a máquina possui 9 fases e desejam-se satisfazer estas duas equações, é possível utilizar os sete graus de liberdade de maneira que as demais correntes do sistema tenham a mesma amplitude e que seu somatório seja zero [33]. Dessa maneira, pode-se assumir que, para a operação pós-falta:

$$I_2 = -I_6; I_3 = -I_7; I_4 = -I_8; I_5 = -I_9. \quad (4.16)$$

Os outros três graus de liberdade podem ser utilizados para uma restrição na amplitude das correntes remanescentes, de forma que todas tenham a mesma amplitude:

$$|I_2| = |I_3|; |I_3| = |I_4|; |I_4| = |I_5|. \quad (4.17)$$

Sendo assim, com todas as correntes tendo uma certa amplitude I_p (normalizada em relação a \hat{I}) e uma distribuição fasorial tal como mostrado na Figura 4.15, em função de um ângulo qualquer δ , as partes real e imaginária da FMM são reescritas como na Equação (4.18).

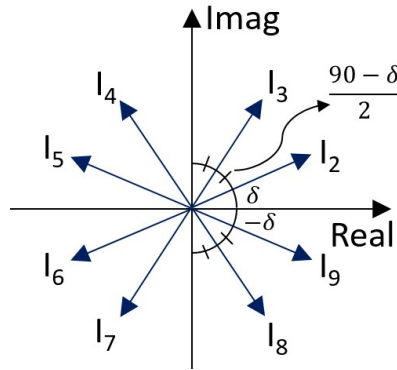


Figura 4.15 – Distribuição dos Fasores de Corrente remanescentes para o Método das Amplitudes Iguais.

$$\begin{aligned} \text{Parte Real: } \frac{9}{2} F_{max} \cos \theta &= 2F_{max} I_p [\cos(40^\circ) + \cos(20^\circ)] \cos(\delta) \cos \theta \\ &+ 2F_{max} I_p [\cos(80^\circ) + \cos(60^\circ)] \cos\left(\frac{90 + \delta}{2}\right) \cos \theta \\ \text{Parte Imaginária: } \frac{9}{2} F_{max} \sin \theta &= 2F_{max} I_p [\sin(40^\circ) + \sin(20^\circ)] \cos(90 \\ &- \delta) \sin \theta + 2F_{max} I_p [\sin(80^\circ) + \sin(60^\circ)] \cos\left(\frac{90 - \delta}{2}\right) \sin \theta \end{aligned} \quad (4.18)$$

Utilizando-se algumas propriedades trigonométricas,

$$\left| \cos \frac{\alpha}{2} \right| = \sqrt{\frac{1 + \cos \alpha}{2}} \rightarrow \cos \left(\frac{90 - \delta}{2} \right) = \sqrt{\frac{1 + \cos(90 - \delta)}{2}} = \sqrt{\frac{1 + \sin \delta}{2}} \quad (4.19)$$

$$\cos \delta = \sqrt{1 - \sin^2(\delta)},$$

escrevem-se os termos da Equação (4.18) em função de $\sin \delta$. Tratando $\sin \delta = x$ e simplificando as equações das partes real e imaginária da FMM, chega-se ao sistema de equações:

$$\begin{aligned} \frac{9}{2} &= 3,411I_p \sqrt{1 - x^2} + 1,3473I_p \sqrt{\frac{1 - x}{2}} \\ \frac{9}{2} &= 1,9696I_p x + 3,7I_p \sqrt{\frac{1 + x}{2}} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Há quatro conjuntos de soluções para este sistema de equações:

$$\text{Solução 1: } \sin(\delta) = -0,9932 \text{ e } I_p = -2,5846 \text{ pu}$$

$$\text{Solução 2: } \sin(\delta) = 0,5972 \text{ e } I_p = 1,0035 \text{ pu}$$

$$\text{Solução 3: } \sin(\delta) = 0,3961 \text{ e } I_p = 1,1619 \text{ pu}$$

$$\text{Solução 4: } \sin(\delta) = 0,1736 \text{ e } I_p = 1,4161 \text{ pu}$$

A solução 2 resulta na menor amplitude para as correntes. Para $\sin(\delta) = 0,5972$, δ poderia ser $36,66^\circ$ ou $143,34^\circ$. Entretanto, dada a disposição assumida para os fasores de corrente da Figura 4.15, o conjunto solução 2 não irá resultar na mesma força magnetomotriz original, como é desejado.

Dentre os outros conjuntos soluções do sistema de equações, o que leva à menor amplitude para as 8 correntes é o conjunto solução 3. A solução desse sistema de equações, e que irá resultar na mesma FMM original, é o conjunto solução $\delta = 23,33^\circ$ e $I_p = 1,1619$ pu. Com isso, é possível determinar as 8 correntes sãs do sistema de 9 fases:

$$\begin{aligned}
I_2 &= 1,1619\hat{I}\cos(\theta + 23,33^\circ) \\
I_3 &= 1,1619\hat{I}\cos(\theta + 56,67^\circ) \\
I_4 &= 1,1619\hat{I}\cos(\theta + 123,33^\circ) \\
I_5 &= 1,1619\hat{I}\cos(\theta + 156,67^\circ) \\
I_6 &= 1,1619\hat{I}\cos(\theta - 156,67^\circ) \\
I_7 &= 1,1619\hat{I}\cos(\theta + 236,67^\circ) \\
I_8 &= 1,1619\hat{I}\cos(\theta - 56,67^\circ) \\
I_9 &= 1,1619\hat{I}\cos(\theta - 23,33^\circ).
\end{aligned}
\tag{4.21}$$

A Figura 4.16 mostra as correntes desta solução, em função do tempo, subdivididas nos três sistemas trifásicos. Para cada sistema trifásico, calculam-se as componentes de sequência positiva e negativa de força magnetomotriz, que são mostradas na Tabela 5.

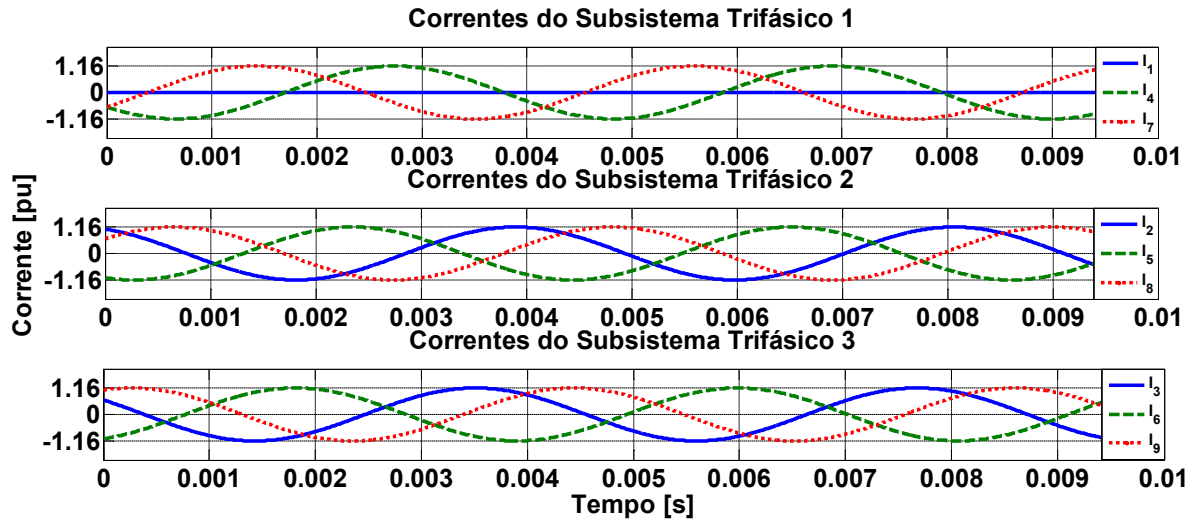


Figura 4.16 – Correntes pós-falta pelo Método das Amplitudes Iguais.

Tabela 5 – Correntes e Força Magnetomotriz para cada sistema trifásico, Método das Amplitudes Iguais.

Sistema Trifásico	Corrente	Pico/ \hat{I}	Fase ($^\circ$)	FMM_+/F_{max}	FMM_-/F_{max}
1	I_1	0	-		
	I_4	1,1619	123,33	$1,16 \sin(\varphi - \omega t)$	$0,5215 \sin(\varphi + \omega t + 180^\circ)$
	I_7	1,1619	236,67		
2	I_2	1,1619	23,33	$1,6702 \sin(\varphi - \omega t - 1,02^\circ)$	$0,3813 \sin(\varphi + \omega t - 46,86^\circ)$
	I_5	1,1619	156,67		
	I_8	1,1619	-56,67		
3	I_3	1,1619	56,67	$1,6702 \sin(\varphi - \omega t + 1,02^\circ)$	$0,3813 \sin(\varphi + \omega t + 46,86^\circ)$
	I_6	1,1619	-156,67		
	I_9	1,1619	-23,33		
Somatório				$\frac{9}{2} \sin(\varphi - \omega t)$	0

A Figura 4.17 mostra a FMM de sequência positiva dos três sistemas trifásicos em função do tempo, para o ângulo espacial $\varphi = 0^\circ$. Como desejado, o somatório das FMMs resulta na FMM original, da situação pré-falta.

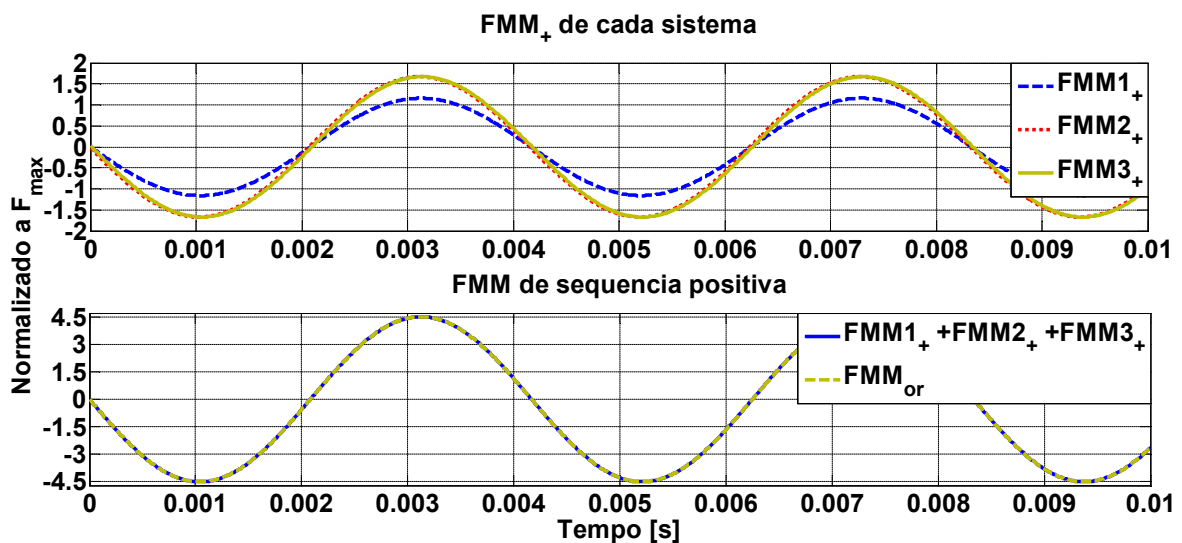


Figura 4.17 – FMM de sequência positiva de cada sistema trifásico (Método das Amplitudes Iguais).

A Figura 4.18 apresenta a FMM de sequência negativa de cada sistema trifásico no tempo, também para $\varphi = 0^\circ$. Como desejado, o somatório resulta em zero, mostrando que efetivamente a FMM original é produzida pelas correntes solução deste método.

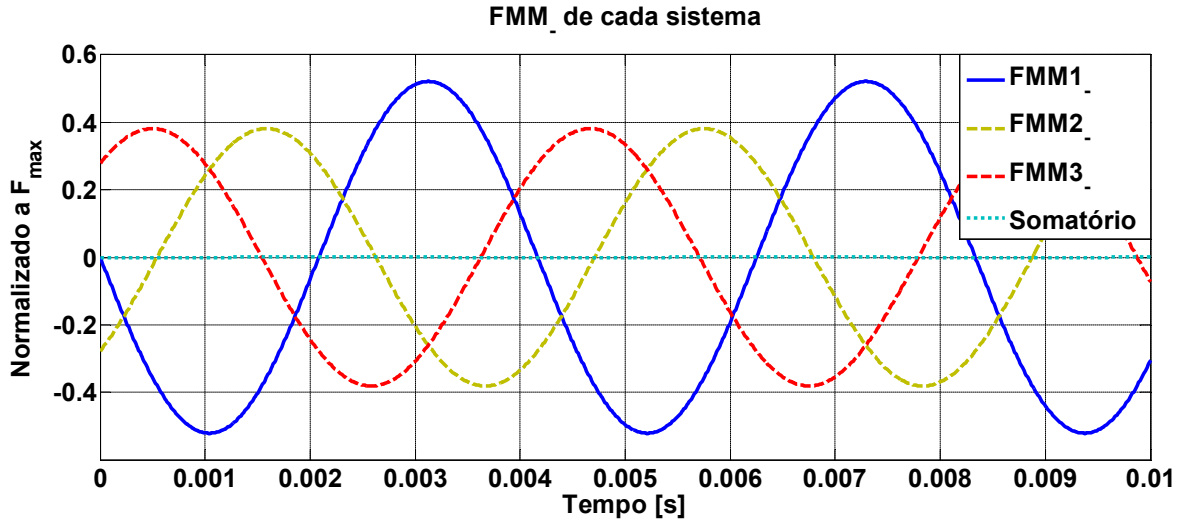


Figura 4.18 – FMM de sequência negativa de cada sistema trifásico (Método das Amplitudes Iguais).

A Figura 4.19 apresenta a FMM resultante no tempo para este método, em comparação com a FMM original, para os ângulos espaciais $\varphi = 0^\circ$ e $\varphi = 90^\circ$. Pode-se perceber que não há pulsação e que a FMM da solução proposta é idêntica à original.

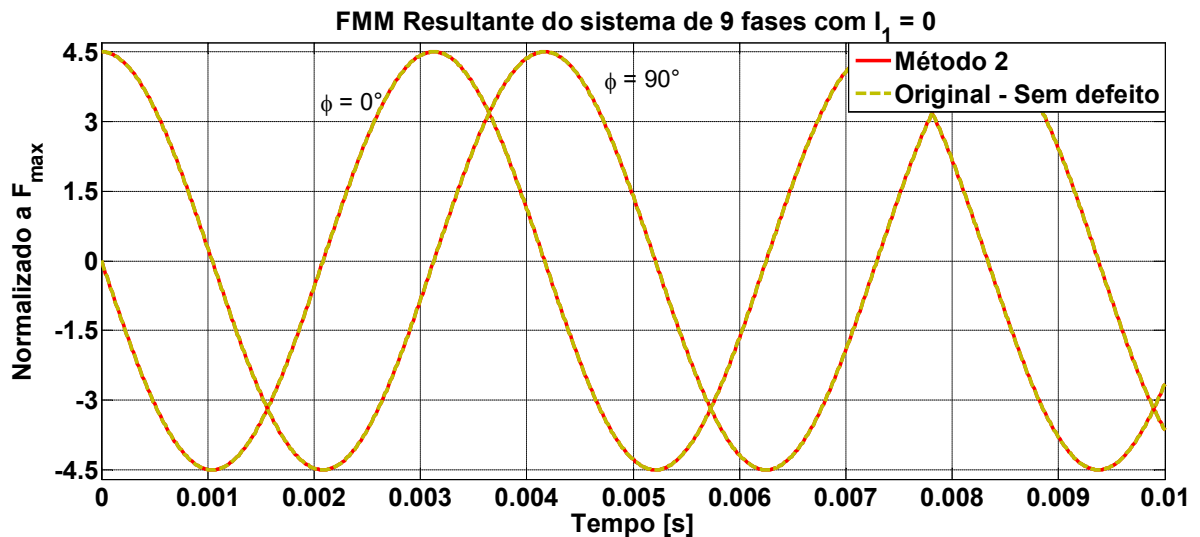


Figura 4.19 – Força Magnetomotriz Resultante das nove fases: Original e Pós-falta pelo Método das Amplitudes Iguais.

Se não há pulsação na FMM resultante, então a FMM de sequência negativa foi cancelada, o que está de acordo com a Figura 4.18. Outra informação que chama atenção na

Figura 4.18 é que as FMMs de seqüência negativa dos dois sistemas são não são iguais. Existe um defasamento entre elas, ao contrário do Método das componentes simétricas tal como foi abordado na Seção 4.2.1. A Figura 4.20 esquematiza as componentes de seqüência positiva e negativa da força magnetomotriz produzida por cada sistema trifásico. As FMMs de seqüência positiva dos três sistemas trifásicos estão praticamente alinhadas, como aconteceu no Método das Componentes de Seqüências Simétricas, em que as FMMs de seqüência positiva eram perfeitamente alinhadas. Entretanto, como verificado também na Figura 4.18, as FMMs de seqüência negativa dos sistemas completos não são iguais: possuem o mesmo módulo, mas existe um defasamento entre elas.

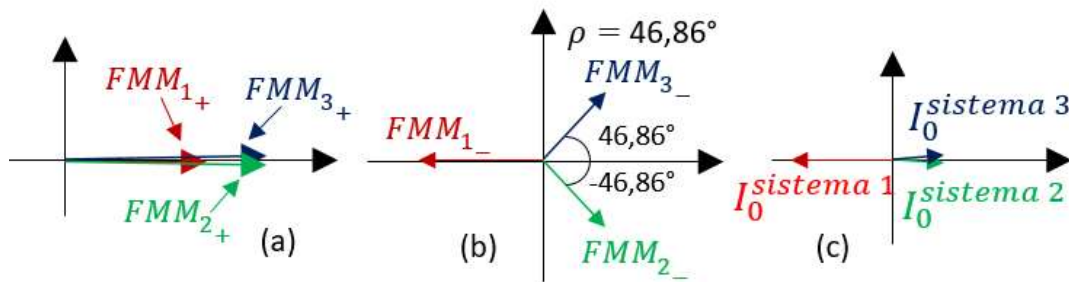


Figura 4.20 – (a) FMM de seqüência positiva, (b) FMM de seqüência negativa e (c) corrente de seqüência zero por sistema trifásico (Método das Amplitudes Iguais).

Como observado na Tabela 5, as correntes restantes do sistema trifásico 1 defeituoso estão com quase 120° de defasamento entre elas. Porém, seus ângulos de fase aproximam-se um em direção ao outro por um ângulo de $3,33^\circ$:

$$\hat{\text{Ângulo de }} I_4 = 120 + 3,33^\circ = 123,33^\circ$$

$$\hat{\text{Ângulo de }} I_7 = 240 - 3,33^\circ = 236,67^\circ.$$

Dessa maneira, o defasamento entre I_4 e I_7 é de $120^\circ - 6,67^\circ = 113,33^\circ$. Mesmo assim, o sistema 1 defeituoso produziu uma FMM de seqüência positiva alinhada com a resultante que se deseja produzir. A FMM de seqüência negativa do sistema defeituoso está a 180° da FMM de seqüência positiva, assim como também foi verificado no Método 1. Para as correntes restantes do sistema defeituoso, I_4 e I_7 , a diferença entre estes dois métodos está na amplitude, um fator de multiplicação de 1,1619 no Método das Amplitudes Iguais, e no ângulo de “contração” de $3,33^\circ$. Esse ângulo afeta o módulo das componentes de FMM do sistema com defeito:

$$\begin{aligned} FMM_{1+} &= I_p \cos(3,33^\circ) F_{max} \sin(\varphi - \theta) = 1,16 F_{max} \sin(\varphi - \theta) \\ FMM_{1-} &= -I_p \cos(63,33^\circ) F_{max} \sin(\varphi + \theta) = -0,5215 F_{max} \sin(\varphi + \theta). \end{aligned} \quad (4.22)$$

As componentes de sequência positiva dos sistemas trifásicos sãos (2 e 3) estão também praticamente alinhadas com a do sistema 1, com um pequeno ângulo de defasamento de $\pm 1,02^\circ$. Então este método, para a sequência positiva da FMM, seguiu aproximadamente a linha de raciocínio do método 1, alinhando e dividindo entre os dois sistemas sãos a função de completar o que falta de FMM de sequência positiva no sistema de nove fases como um todo.

Uma diferença mais notável entre os resultados dos dois métodos está nas componentes de sequência negativa dos sistemas sãos. Elas não estão alinhadas com o sentido contrário da FMM de sequência negativa produzida pelo sistema defeituoso, como ocorre no Método 1. Em relação ao vetor de sentido contrário à FMM de sequência negativa produzida pelo sistema defeituoso, as FMM geradas pelos sistemas sãos estão com um ângulo de $\pm 46,86^\circ$. Ou seja, produzir FMM de sequência negativa nos sistemas completos com um ângulo não nulo entre o vetor de direção contrária à FMM de sequência negativa do sistema com fase aberta faz com que o desvio padrão entre as amplitudes das oito correntes restantes do sistema diminua. Por outro lado, a corrente de sequência negativa será maior também devido a esse ângulo, o que aumenta as perdas. A Tabela 6 permite comparar as componentes simétricas das correntes solução pelos dois métodos propostos neste trabalho.

Outra diferença, embora pequena, entre os dois métodos está na componente de sequência zero da corrente de cada sistema trifásico. No Método das componentes de sequência simétricas, a componente de sequência zero a ser adicionada nas correntes dos sistemas sãos é a metade da sequência zero do sistema com defeito com sinal contrário. No Método das amplitudes iguais, em relação à direção contrária do fasor de corrente de sequência zero do sistema com defeito, a sequência zero dos sistemas sãos estarão com um pequeno defasamento de $\pm 4,5^\circ$, como apresentou a Figura 4.20(c).

Tabela 6 – Comparação entre as componentes de sequência simétricas das soluções dos dois métodos.

I	Método	<i>Fasor/Î</i>	Sequência +	Sequência -	Sequência 0
I ₁	A*	0	0,7733 ∠ 0°	0,3477 ∠ 180°	0,4257 ∠ 180°
	S**	0	0,667 ∠ 0°	0,333 ∠ 180°	0,333 ∠ 180°
I ₄	A	1,1619 ∠ 123,33°	0,7733 ∠ 120°	0,3477 ∠ 60°	0,4257 ∠ 180°
	S	1 ∠ 120°	0,667 ∠ 120°	0,333 ∠ 60°	0,333 ∠ 180°
I ₇	A	1,1619 ∠ 236,67°	0,7733 ∠ 240°	0,3477 ∠ - 60°	0,4257 ∠ 180°
	S	1 ∠ 240°	0,667 ∠ 240°	0,333 ∠ - 60°	0,333 ∠ 180°
I ₂	A	1,1619 ∠ 23,33°	1,1135 ∠ 41,02°	0,254 ∠ - 86,86°	0,2135 ∠ - 4,5°
	S	1,35 ∠ 28,36°	1,167 ∠ 40°	0,167 ∠ - 40°	0,167 ∠ 0°
I ₅	A	1,1619 ∠ 156,67°	1,1135 ∠ 161,02°	0,254 ∠ - 206,86°	0,2135 ∠ - 4,5°
	S	1,139 ∠ 162,45°	1,167 ∠ 160°	0,167 ∠ - 160°	0,167 ∠ 0°
I ₈	A	1,1619 ∠ - 56,67°	1,1135 ∠ 281,02°	0,254 ∠ - 326,86°	0,2135 ∠ - 4,5°
	S	1,062 ∠ - 67,98°	1,167 ∠ 280°	0,167 ∠ - 280°	0,167 ∠ 0°
I ₃	A	1,1619 ∠ 56,67°	1,1135 ∠ 78,98°	0,254 ∠ - 33,14°	0,2135 ∠ 4,5°
	S	1,062 ∠ 67,98°	1,167 ∠ 80°	0,167 ∠ - 80°	0,167 ∠ 0°
I ₆	A	1,1619 ∠ - 156,67°	1,1135 ∠ 198,98°	0,254 ∠ - 153,14°	0,2135 ∠ 4,5°
	S	1,139 ∠ - 162,45°	1,167 ∠ 200°	0,167 ∠ - 200°	0,167 ∠ 0°
I ₉	A	1,1619 ∠ - 23,33°	1,1135 ∠ 318,98°	0,254 ∠ 86,86°	0,2135 ∠ 4,5°
	S	1,35 ∠ - 28,36°	1,167 ∠ 320°	0,167 ∠ 40°	0,167 ∠ 0°

*Método A: Método das Amplitudes Iguais;

**Método S: Método das componentes de sequência simétricas.

O acréscimo de perdas joulicas no motor para o Método 2 é maior que aquele constatado para o Método 1: 20 % contra 16,67 %. Esse aumento de perdas se deve principalmente ao defasamento entre as FMM de sequência negativa dos sistemas completos em relação ao vetor de direção oposta à FMM de sequência negativa do sistema com defeito. Esse defasamento causa um aumento no módulo das componentes de sequência simétricas das correntes dos sistemas trifásicos sãos. Ainda assim, o aumento de perdas joulicas no motor é razoavelmente baixo, de 20 %, para o caso da perda de uma fase em aberto utilizando-se as correntes solução do método das amplitudes iguais. Adicionalmente, essas perdas são distribuídas uniformemente

entre os enrolamentos não afetados pela falha. No inversor, o aumento de perdas nas fases com corrente de 1,1619 pu será de 19,4 % (22,69 W de perdas por fase com corrente). Entretanto, para as nove fases, como uma delas está com corrente nula, as perdas totais sobem para 181,5 W, um aumento de 6,14 % em relação à situação nominal sem perda de fases.

Com essa análise, podem-se comparar a forma de execução dos Métodos 1 e 2:

- O Método das componentes de sequência simétricas determina qual a FMM de sequência positiva e negativa e a componente de corrente de sequência zero desejadas para os sistemas sãos. Com elas, calculam-se as componentes de sequência positiva, negativa e zero das correntes dos sistemas completos. Posteriormente, somando-se essas componentes, já é o bastante para encontrar todas as correntes solução.
- O Método das amplitudes iguais calcula diretamente as 8 correntes restantes, em termos de apenas uma cossenoide com uma amplitude fixa e uma certa fase, e não cada uma de suas componentes simétricas. Essas correntes produzirão a mesma FMM original, e são obtidas com apenas duas equações: uma para parte real e outra para a parte imaginária da FMM resultante. Até esse passo, já se tem a solução. Para efeitos de análise, com essas correntes, pode-se determinar, posteriormente, qual a nova configuração em termos de FMM e componentes de sequência simétricas das correntes dos sistemas trifásicos sãos.

Até este ponto, os Métodos foram desenvolvidos para o caso da abertura da fase A1, ou seja, a corrente I_1 é nula. Entretanto, ambos os métodos podem ser generalizados para o caso da abertura de qualquer uma das nove fases da máquina. A generalização dos métodos para produção de uma força magnetomotriz balanceada para o caso da perda de qualquer fase é abordada no Apêndice D.

4.2.3. Comparações dos Métodos – Perda de uma Fase

No Método 1, foi mantida a amplitude das correntes restantes do sistema trifásico com defeito em seu valor pré-falta, ou seja, $I_m = 1$. Foi mostrado que variar I_m não trazia uma significativa redução das amplitudes das correntes restantes, além de aumentar as perdas totais do sistema. Entretanto, na análise do Método 1, o ângulo ρ era nulo. Ou seja, as FMMs de sequência negativa dos sistemas sãos eram iguais e posicionadas sobre o vetor de mesma

direção, mas sentido contrário, ao da FMM de sequência negativa do sistema em que se falta uma fase. Por outro lado, analisando-se a solução do Método das Mesmas Amplitudes, descobre-se que $\rho = 46,86^\circ$. Será feita, então, uma análise de como a variação de I_m e de ρ impacta nas seguintes características das soluções:

- Desvio padrão entre as amplitudes das 8 correntes restantes;
- Máxima amplitude dentre as 8 correntes restantes;
- Perdas totais (no motor e inversor).

As menores perdas são obtidas com o Método das Componentes de Sequência Simétricas adotando-se $I_m = 1$ e $\rho = 0$, como foi feito na Seção 4.2.1. Dentro desse mesmo Método, soluções mais otimizadas do ponto de vista de desvio padrão e amplitude máximas das correntes são determinadas por meio da variação de I_m e de ρ . Elas são desenvolvidas no Apêndice E. Comparando-se essas quatro soluções possíveis abordadas neste capítulo, sintetizam-se algumas informações na Tabela 7.

Tabela 7 – Comparação entre os quatro conjuntos de corrente solução apresentados.

Perda de uma única Fase em aberto (Corrente Nula)				
Método/Parâmetro	Amplitudes Iguais	Método dos três Sistemas Trifásicos: Componentes de Seq. Simétricas		
	Amplitudes	Menor Desvio Padrão	Menor Amplitude Max	Menores Perdas
I_{\max} (pu)	1,1619	1,2041	1,1814	1,35
I_{\min} (pu)	1,1619	1,1174	1,0943	1,00
I_m (pu)	1,1619	1,1619	1,1810	1,00
ρ ($^\circ$)	46,86	44,40	40,00	0,00
Desvio Padrão (pu)	0,0000	0,0328	0,0400	0,1415
Aumento Perdas Motor (%)	20,00	19,94	19,58	16,67
Aumento Perdas na Fase mais Afetada do Inversor (%)				
	19,40	24,87	21,93	43,79
Aumento Perdas Inversor (%)	6,14	6,10	5,93	3,90
Aumento Perdas Totais (%)	17,403	17,347	17,023	14,277
Tempo Compilação (s)	0,0020	0,0060	0,0060	0,0060

Pelos dados de placa do motor de indução de nove fases, pode-se estimar as perdas da máquina no ponto de operação nominal, com as nove fases alimentadas por corrente nominal:

$$Perdas = P_{in} - P_{out} = \frac{P_{out}}{\eta} - P_{out} = \frac{7,5kW}{0,91} - 7,5kW = 742W. \quad (4.23)$$

O aumento de perdas joulicas no motor em relação à situação nominal sem falhas é estimado pelo somatório dos quadrados das correntes, visto que as perdas no cobre do estator são proporcionais ao quadrado da corrente.

Na Tabela 7 também é comparado o aumento de perdas nas fases mais afetadas do inversor de frequência, uma vez que há correntes muito mais altas que outras e, no total, a diferença pode ficar pequena. Obviamente, o Método 1, Método das Componentes de Sequência Simétricas com $I_m = 1$ e $\rho = 0$, retornou a maior amplitude nas fases mais afetadas, que sobe para 1,35pu, e, portanto, é o método que promoveu o maior aumento de perdas nas fases mais afetadas do inversor. Por outro lado, este método é o que produz os menores aumentos de perdas no motor, no inversor de forma geral e no total, pois aumentar I_m além do valor unitário e incrementar ρ contribuem simultaneamente para aumento de perdas. Principalmente o crescimento de ρ aumenta claramente a amplitude das componentes de sequência negativa das correntes dos sistemas sãos, sem ocasionar a redução de qualquer outra corrente, como é o que pode ocorrer quando se aumenta I_m . Assim, o Método 1 traz uma diferença de 3,3% de aumento de perdas em relação às outras soluções propostas neste capítulo.

O tempo de compilação foi medido utilizando-se o *Matlab* para executar o código *script* de cada método. Esse tempo medido varia com as condições do computador no momento da execução. Qualitativamente, pode-se dizer que todas as 4 soluções em comparação são de rápida compilação. As três variações do Método das Componentes de Sequência Simétricas possuem praticamente o mesmo tempo de compilação, pois fazem a mesma quantidade de operações. Por outro lado, o Método das Amplitudes Iguais é ainda mais rápido, pois não há cálculos de determinação de amplitudes para cada componente simétrica de corrente como no outro método. Para o Método das Amplitudes iguais, já são entradas as soluções do sistema de equações relacionado a esse método: $I_p = 1,1619 pu$ e $\delta = 23,33^\circ$. Ou seja, não é preciso calculá-los. As operações necessárias são apenas a rotação no eixo para definição do ângulo de fase de cada corrente de acordo com a fase aberta em questão. Portanto, todas as soluções apresentadas neste capítulo são de muito rápida compilação. Por outro lado, o Método das

Componentes de Sequência Simétricas e suas variantes também podem ser generalizados para qualquer fase aberta também “rotacionando” o conjunto de correntes solução em relação ao “eixo” da fase perdida. Dessa maneira, o tempo de compilação de todos os métodos seria praticamente o mesmo.

A solução de menores perdas (Método das componentes de sequência simétricas aplicando-se $I_m = 1$ e $\rho = 0$) para uma máquina elétrica de 9 fases foi anteriormente obtida em [97]. Entretanto os autores utilizaram um recurso de otimização para buscar uma solução de menores perdas globais para o caso de uma fase em circuito aberto, e sem necessidade de condutor de neutro. Neste capítulo, foi obtido um resultado de menores perdas, mas de forma intuitiva e simplificada. O resultado de [97] confirma que esta solução realmente é a que promove as menores perdas no cobre do estator.

Qualquer uma das quatro soluções encontradas resulta nas mesmas correntes $\alpha\beta$ de fundamental, quando aplicada a matriz de transformação S da Equação (B.1). Ou seja, a Figura 4.12 e representa as correntes $\alpha\beta$ de fundamental para o método das amplitudes iguais e para o método das componentes de sequência simétricas e suas variantes. Essas correntes são idênticas às da operação balanceada.

4.2.4. Simulação utilizando Elementos Finitos

No software FEMM, de simulação em elementos finitos, foi construída uma representação para esta máquina de indução de nove fases para testar as correntes solução de cada método. A máquina possui 4 polos e 36 ranhuras. Então, seus enrolamentos são concentrados e possui passo pleno e uma ranhura por polo por fase. Sendo duas bobinas em série por fase, cada uma com 35 espiras. Dessa forma cada fase possui 70 espiras. O comprimento do pacote de chapas é 140 mm. A Figura 4.21 apresenta a geometria e as medidas da chapa de estator, e a Figura 4.22, da chapa de rotor. A Figura 4.23 traz a representação da máquina no FEMM, de acordo com a geometria e distribuição das nove fases pelas ranhuras de estator, para a formação de um dos 4 polos da máquina. Na simulação, foi considerada a máquina a vazio com uma corrente de magnetização de 4,3A de pico. Foi considerada a saturação do material do núcleo magnético (M-19 *steel*), cuja curva B (densidade de fluxo magnético) x H (intensidade de campo magnético) é apresentada na Figura 4.24. Nas situações

analisadas, o material não se aproximou da saturação, apresentando uma densidade de fluxo máxima de 1,35T.

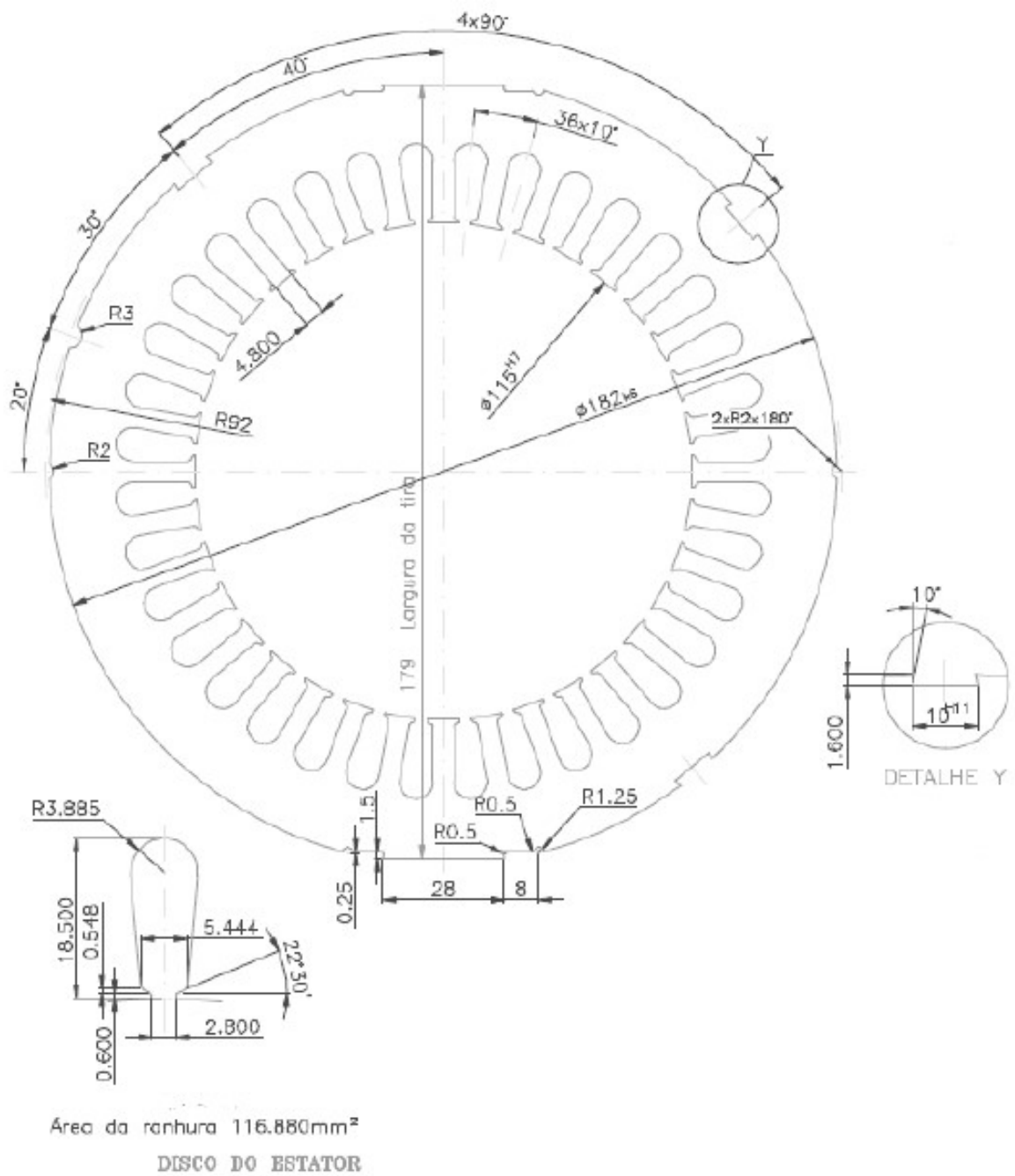


Figura 4.21 – Detalhes da chapa de estator.

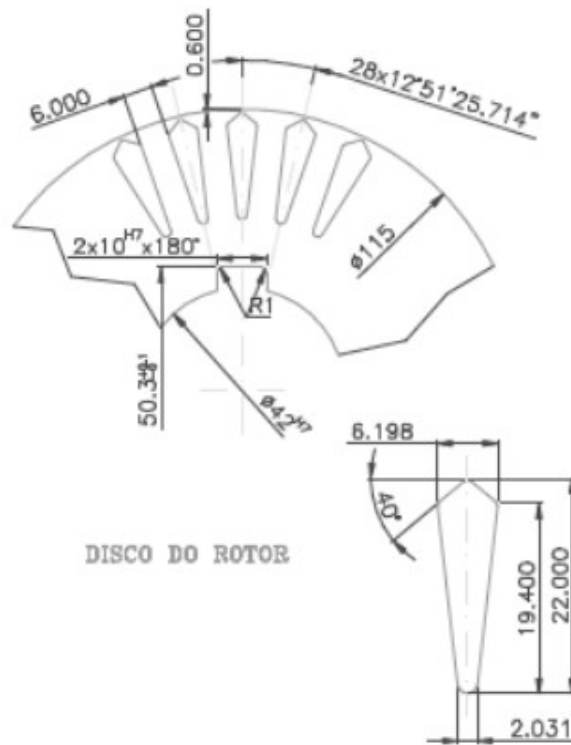


Figura 4.22 – Detalhes da chapa de rotor.

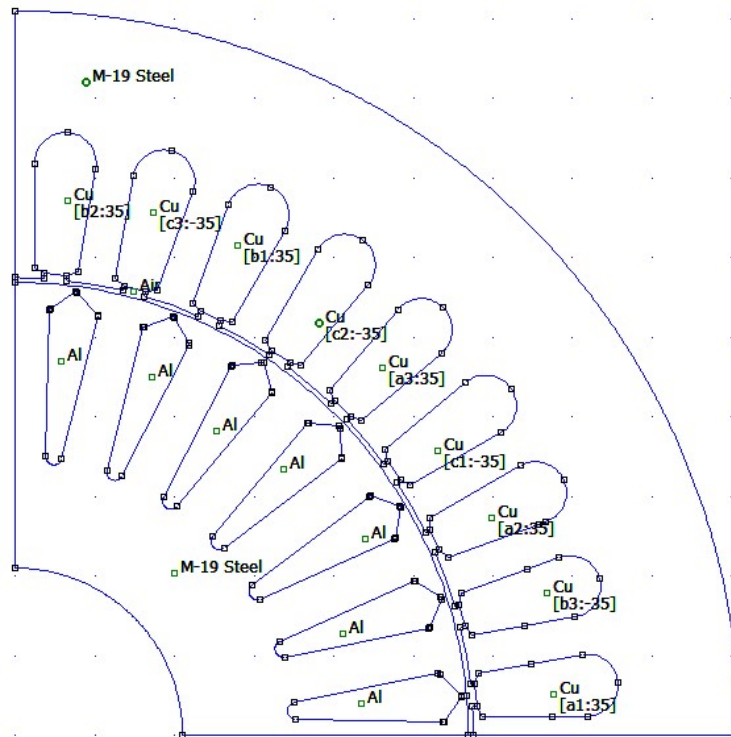


Figura 4.23 – Distribuição das fases em cada ranhura de estator – Simulação no FEMM.

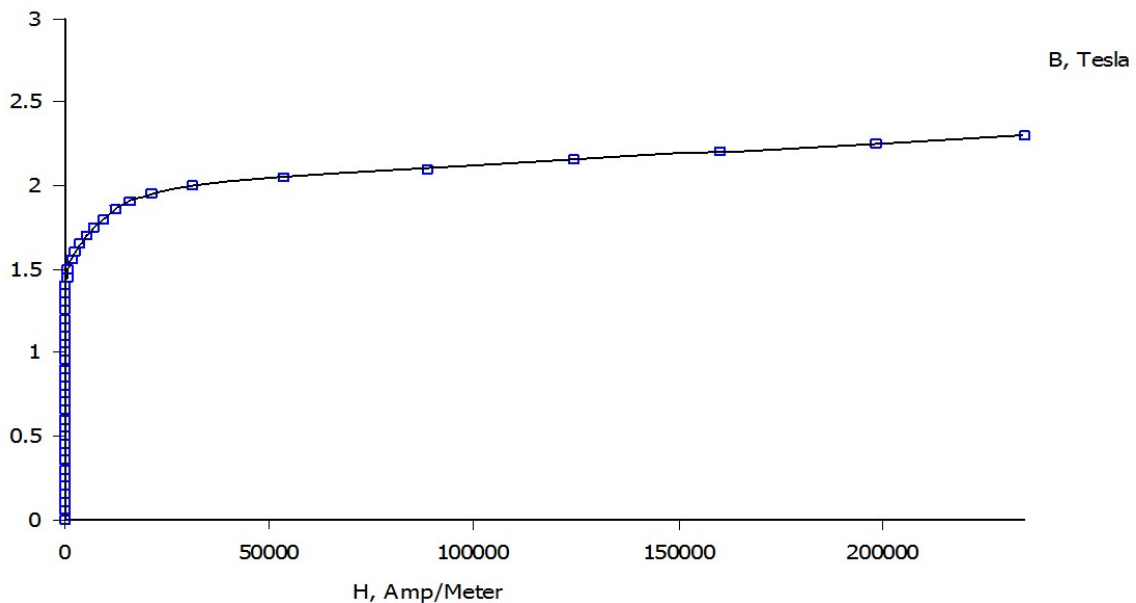


Figura 4.24 – Curva de saturação do material do núcleo magnético empregado.

A Figura 4.25 apresenta a densidade de fluxo magnético no entreferro da máquina B_{gap} em função do ângulo espacial mecânico. À esquerda, os gráficos mostram a evolução de B_{gap} quando $\omega t = 0^\circ$, que é o ângulo temporal das correntes, e à direita, quando $\omega t = 45^\circ$. Os gráficos de cima mostram B_{gap} sem nenhuma compensação: situação balanceada e condição de perda da fase A1, mantendo as outras correntes em seus exatos valores pré-falta. Os gráficos de baixo comparam a onda B_{gap} da situação balanceada e pós-falta aplicando-se o método das amplitudes iguais. Pode-se perceber que, mesmo faltando uma fase e sem nenhuma compensação, a onda de densidade de fluxo magnético no entreferro é viajante, ao contrário do que aconteceria a uma máquina trifásica com uma fase aberta: neste caso, essa onda apenas pulsaria. Esse fato indica que máquinas multifásicas conseguem operar mesmo sem uma de suas fases alimentada. As figuras de baixo já possuem a compensação pelo Método das Amplitudes Iguais. Sem compensação, B_{gap} quando $I_{a1} = 0$ A é inferior a B_{gap} da situação balanceada. Aplicando o Método proposto aqui, B_{gap} torna-se mais próximo do original.

No entanto, é mais eficaz comparar essas ondas em função do tempo. Assim, para diversos ângulos tempo ωt , foram realizadas simulações no software FEMM. A Figura 4.26 compara B_{gap} nessas situações para diferentes ângulos espaciais mecânicos. Usando o Método 2, B_{gap} é muito próximo ao original para quase todos os pontos considerados no espaço. No entanto, quando o ângulo espacial mecânico é próximo de 0° e 90° , B_{gap} é quase o mesmo sem compensação, porque os enrolamentos de fase A1 estão posicionados nesses ângulos. Apesar

desses ângulos, a Figura 4.26 mostra que o Método analisado proporciona quase a mesma onda B_{gap} da condição balanceada mesmo com uma fase aberta. Vale observar que as diferenças vêm do fato de que, nos Métodos utilizados aqui, considera-se uma distribuição de enrolamento senoidal.

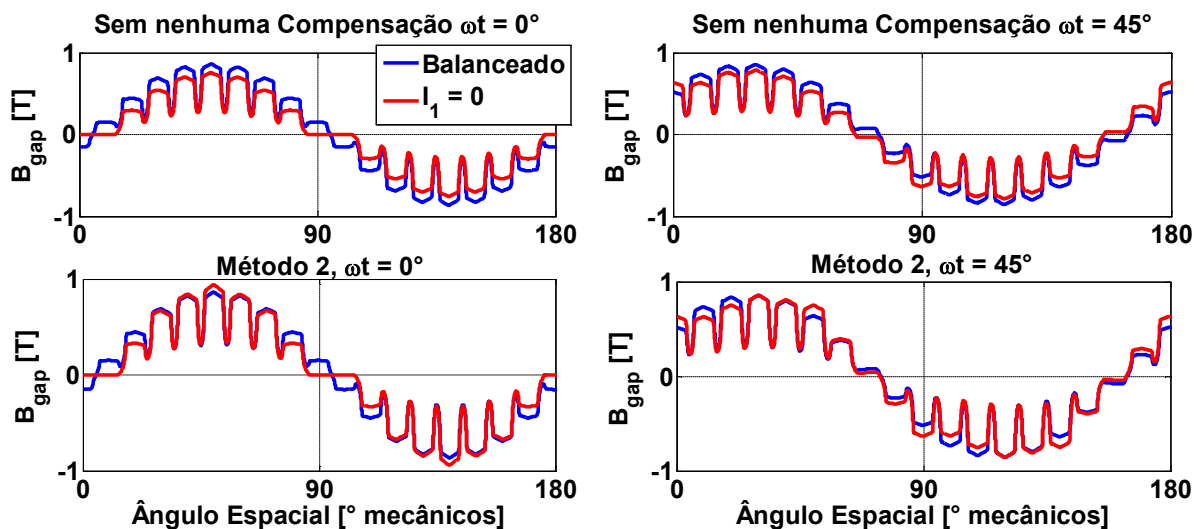


Figura 4.25 –Densidade de fluxo resultante no entreferro em função do ângulo espacial.

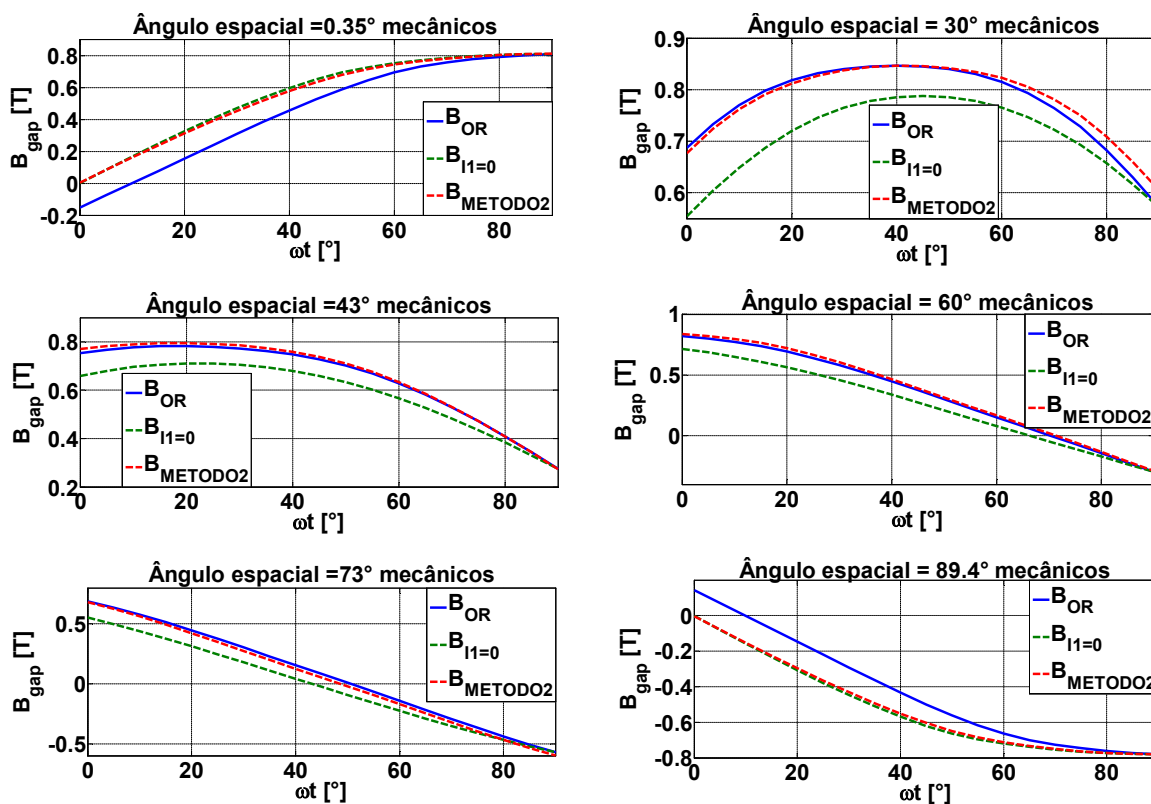


Figura 4.26 –Densidade de fluxo resultante no entreferro em função do ângulo temporal ωt .

4.3. Produção da Mesma Força Magnetomotriz: Perda de Duas Fases

Nesta Seção, emprega-se a mesma ideia do Método das Componentes de Sequência Simétrica. Em primeiro lugar, é importante definir se as duas fases abertas pertencem ao mesmo ou a diferentes conjuntos trifásicos.

4.3.1. Fases abertas do Mesmo Sistema Trifásico

O procedimento para esta situação é quase o mesmo daquele adotado quando uma única fase é aberta, uma vez que ainda existem dois sistemas trifásicos saudáveis para fornecer as compensações em cada componente de sequência simétrica. Nesse caso, o sistema defeituoso terá apenas uma corrente ativa:

$$I_{ativa} = I_m \hat{I} \cos(\theta + \vartheta), \quad (4.24)$$

onde ϑ é o deslocamento de fase no tempo original desta fase ativa. A FMM de sequência positiva e negativa do sistema defeituoso é

$$\begin{aligned} FMM_{sistema\ defeituoso(+)} &= (1/2)I_m F_{max} \text{sen}(\varphi - \theta) \\ FMM_{sistema\ defeituoso(-)} &= +I_m \frac{F_{max}}{2} \text{sen}(\varphi + \theta + 2\vartheta). \end{aligned} \quad (4.25)$$

A componente de corrente de sequência zero do sistema defeituoso também depende apenas dessa fase ativa:

$$I_0^{sistema\ defeituoso} = -(1/3)I_{ativa}. \quad (4.26)$$

Para evitar aumentar ainda mais as perdas de cobre do estator, sugere-se usar $I_m = 1$ e $\rho = 0$. Pelo mesmo procedimento do Método 1, uma solução para as novas 7 correntes pode ser alcançada. As novas correntes terão magnitudes como 1,36 pu, 1,47 pu, 1,207 pu e 1 pu. O aumento das perdas joulicas do estator é de 33%.

4.3.2. Fases abertas de Sistemas Trifásicos Diferentes

Neste caso, apenas um conjunto trifásico ainda está completo. Cada sistema defeituoso possui duas fases ativas, que serão multiplicadas por I_m . Assim, no total, quatro correntes

manterão o deslocamento de fase original e apenas terão suas amplitudes modificadas. Portanto, a FMM de sequência positiva e negativa desses dois sistemas defeituosos serão como mostrado pela Equação (D.1), no Apêndice D, mas colocadas novamente aqui:

$$\begin{aligned} FMM_{sistema\ defeituoso(+)} &= I_m F_{max} \sin(\varphi - \theta) : \text{n\~{a}o se altera} \\ FMM_{sistema\ defeituoso(-)} &= -I_m \frac{F_{max}}{2} \sin[\varphi + \theta + 2(\text{grupo} + \text{tipo})]. \end{aligned} \quad (4.27)$$

O cálculo da componente de corrente de sequência zero de cada sistema defeituoso depende da soma das duas correntes restantes de cada um deles. Portanto, o único sistema saudável deve completar a FMM de sequência positiva do sistema de nove fases como um todo, eliminar a FMM de sequência negativa gerada pelos dois sistemas defeituosos bem como a componente de corrente de sequência zero. Consequentemente,

$$\begin{aligned} FMM_{sistema\ saud\~{a}vel(+)} &= \left(\frac{9}{2} - 2I_m\right) F_{max} \sin(\varphi - \theta) \\ MMF_{sistema\ saud\~{a}vel(-)} &= I_m F_{max} \cos(\sigma_1) \sin(\varphi + \theta + \sigma_2), \end{aligned} \quad (4.28)$$

onde

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= \text{grupo1} + \text{tipo1} - \text{grupo2} - \text{tipo2} \\ \sigma_2 &= \text{grupo1} + \text{tipo1} + \text{grupo2} + \text{tipo2}. \end{aligned} \quad (4.29)$$

Os ângulos *grupo1*, *grupo2*, *tipo1* e *tipo2* são determinados de acordo com a Tabela D.1, em anexo, dependendo de cada sistema defeituoso. Por exemplo, se as fases B2 e A3 são perdidas, o sistema defeituoso 1 será o sistema trifásico 2, e o sistema defeituoso 2 será o sistema trifásico 3. Por fim, para compensar a componente de corrente de sequência zero,

$$I_0^{sistema\ saud\~{a}vel} = -(I_0^{sistema\ defeituoso\ 1} + I_0^{sistema\ defeituoso\ 2}). \quad (4.30)$$

As correntes dos sistemas saudáveis podem ser finalmente calculadas. No entanto, dependendo das duas fases abertas, o parâmetro I_m pode variar de acordo com um compromisso entre a amplitude da corrente e as perdas de cobre do estator. Considerando esse *trade-off*, para cada combinação de duas fases abertas de diferentes sistemas trifásicos, recomenda-se usar os valores para I_m como mostrado na Tabela 8. Essa tabela apresenta também as amplitudes máximas e mínimas das novas correntes e o aumento de perdas de cobre do estator para cada caso. A última linha da Tabela 8 destaca o impacto da compensação do componente de corrente de sequência zero. A referência [72] também discute o custo em termos de amplitude das correntes e do aumento de perdas de se compensar a corrente de sequência zero.

A Referência [97] também aplica um método de otimização para determinar correntes pós-falta quando as fases A1 e A2 são abertas, a fim de obter o aumento mínimo nas perdas de

cobre do estator. O resultado desse estudo é que duas correntes alcançarão o valor máximo de 1,8 pu e outras duas correntes terão o mínimo de 1,056 pu. O aumento das perdas de cobre do estator neste caso é de 53,64 %, o que também é alto. Essas altas correntes e o aumento das perdas de cobre do estator sugerem a necessidade de uma redução (*derating*) na produção de torque do motor.

Tabela 8 – Perda de duas fases, Sistemas Trifásicos Diferentes - Método das Componentes de Sequência Simétricas

Fases Abertas	I_m (pu)	I_{max} (pu)	I_{min} (pu)	Aumento de Perdas Do Estator (%)	$I_{sequência\ zero}$ (pu)
1 e 2	1,25	1,87	1,19	62,73	0
1 e 3	1,5	1,94	0,738	53,9	0
1 e 5	1,2	1,87	0,787	48,8	0
Sem compensar $I_{sequência\ zero}$					
1 e 3	1,3	1,42	1,2	29,35	0,442

4.4. Conclusão

Foram desenvolvidos dois métodos para produção de uma FMM balanceada e corrente nula de neutro mesmo com uma fase aberta. Eles foram comparados entre si, discutindo-se as vantagens e desvantagens de cada um. Simulação em software de elementos finitos indica que os métodos produzem uma densidade de fluxo no entreferro muito próxima àquela produzida na condição balanceada. Também para a perda de duas fases, o Método das Componentes de Sequência Simétricas foi aplicado. Para esse caso, são observadas elevadas amplitudes e aumento de perdas. Isso leva à possibilidade de redução da produção do torque do motor. Ou ainda ao questionamento do “custo” de se compensar a componente de sequência zero. Outra avaliação possível é o cancelamento de parte da FMM de sequência negativa. Assim, permitindo-se um certo nível de torque pulsante, mas de forma a não sobrecarregar tanto as correntes das fases saudáveis e o aumento de perdas gerais.

Para testar esses métodos, é também necessário desenvolver um modelo de simulação adequado para a MI de nove fases sofrendo de fases abertas. O próximo Capítulo será focado nessa modelagem e como efetivamente impor as correntes pós-falta calculadas aqui.

Capítulo 5

Modelagem da Máquina de Indução de Nove Fases Frente a Perda de Fases

Este Capítulo traz a modelagem da MI de 9 fases na condição de fases abertas. O modelo dinâmico equilibrado não pode ser aplicado, bem como as mesmas considerações do ponto de vista de controle orientado por campo. É realizada uma modificação no modelo, de forma que máquinas com neutro isolado possam ser representadas. São apresentadas as mudanças no ponto de vista de controle da máquina em situação de fases abertas. Ao final, experimentos são incluídos para caracterizar as tensões e correntes na situação pós-falta.

5.1. Introdução

É necessário desenvolver um modelo dinâmico para a Máquina de indução de nove fases para fins de controle e de verificação dos métodos propostos. Bastos [3], [4] desenvolveu um modelo para a MI de 9 fases na situação com alimentação balanceada, usando uma certa matriz de transformação (S) de variáveis de fase para variáveis $\alpha\beta$, ou coordenadas em referencial estacionário, para fundamental, terceiro, quinto, sétimo harmônicos e sequência zero, por exemplo, que se relaciona com a corrente de neutro. Entretanto, este modelo não pode ser utilizado para a situação de fases abertas.

Nesta parte do trabalho, será utilizada uma outra matriz de transformação, baseada nas referências [2], [98], [86] e [87]. Elas desenvolvem para a máquina de indução de seis fases uma matriz de transformação que leva de coordenadas de fase para o subespaço $\alpha\beta$, ou dq estacionário, onde ocorre o fenômeno da conversão eletromecânica de energia, e o subespaço Z , que se relaciona apenas com perdas e não contribui com produção de conjugado eletromagnético. Essas referências desenvolvem a matriz de transformação também para o caso

de perdas de fase em circuito aberto. A vantagem dessa matriz de transformação é que ela leva a apenas um plano $\alpha\beta$, onde todo o fenômeno de conversão de energia ocorre.

Ainda em grandezas de fase, as equações de tensão de estator e de rotor da MI são, em qualquer situação

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] &= [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [I_r] + [L_{rs}] \cdot [I_s]). \end{aligned} \quad (5.1)$$

Com alimentação balanceada, os vetores de tensão e corrente são:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3} \ v_{s4} \ \dots \ v_{s9}]^T \\ [I_s] &= [I_{s1} \ I_{s2} \ I_{s3} \ I_{s4} \ \dots \ I_{s9}]^T \\ [V_r] &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \\ [I_r] &= [I_{r1} \ I_{r2} \ I_{r3} \ I_{r4} \ \dots \ I_{r9}]^T \end{aligned} \quad (5.2)$$

5.2. Modelo Baseado em [2] e [86]

Pode-se fazer uso da matriz [T9], de nona ordem, que divide o modelo original em dois subespaços desacoplados: o plano $\alpha\beta$ e o subespaço Z. As variáveis que produzem fluxo no entreferro ou aquelas induzidas pelo fluxo de entreferro são transformadas para o plano $\alpha\beta$. As variáveis da máquina que não produzem fluxo que atravesse o entreferro são transformadas para o subespaço Z. Este é formado por $N - 2$ vetores base ortonormais, onde N é o número de fases ativas, e deve ser ortogonal ao subespaço $\alpha\beta$. As correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ são as únicas responsáveis pela produção de conjugado, enquanto as correntes do subespaço Z produzem apenas perdas [2], [86]. Então, [T9] contém duas outras matrizes:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ i_{sz} \end{bmatrix} = [T_9] \cdot [I_s], \text{ onde } [T_9] = \begin{bmatrix} [T_c] \\ [T_z] \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

As matrizes $[T_c]$ e $[T_z]$ transformam as variáveis de fase para os subespaços $\alpha\beta$ e Z, respectivamente:

$$[i_{s\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = [T_c] \cdot [I_s] \text{ e } [i_{sz}] = \begin{bmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ \dots \\ i_{z7} \end{bmatrix} = [T_z] \cdot [I_s]. \quad (5.4)$$

A matriz $[T_c]$ é dada por:

$$[T_c] = \begin{bmatrix} [\alpha]/\|\alpha\| \\ [\beta]/\|\beta\| \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Os eixos α e β contêm as correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, respectivamente. Para uma máquina CA de nove fases simétrica com alimentação de todas as fases, os vetores $[\alpha]$ e $[\beta]$ serão os vetores $[\alpha_0]$ e $[\beta_0]$, calculados como:

$$\begin{aligned} [\alpha_0] &= [\cos(\varphi_0 + \varphi_1) \cos(\varphi_0 + \varphi_2) \cos(\varphi_0 + \varphi_3) \dots \cos(\varphi_0 + \varphi_9)] \\ [\beta_0] &= [\sin(\varphi_0 + \varphi_1) \sin(\varphi_0 + \varphi_2) \sin(\varphi_0 + \varphi_3) \dots \sin(\varphi_0 + \varphi_9)]. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Os ângulos φ_i , com $i = 1$ a 9 , são os ângulos de fase das correntes de estator quando a máquina tem uma alimentação equilibrada: $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = 2\pi/9$, $\varphi_3 = 4\pi/9$, $\varphi_4 = 6\pi/9$, $\varphi_5 = 8\pi/9$... $\varphi_9 = 16\pi/9$. O ângulo φ_0 é fixo para se obterem dois vetores ortogonais $[\alpha]$ e $[\beta]$:

$$\varphi_0 = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\sum_j \sin(2\varphi_j)}{\sum_j \cos(2\varphi_j)} \right), \quad (5.7)$$

Onde j pertence ao conjunto de fases ativas.

5.2.1. Matrizes de transformação

Não havendo fase aberta, no caso da alimentação balanceada, $\varphi_0 = 0$, e os vetores $[\alpha]$ e $[\beta]$ serão:

$$\begin{aligned} [\alpha] &= [1 \quad 0.766 \quad 0.1736 \quad -0.5 \quad -0.9397 \quad -0.9397 \\ &\quad -0.5 \quad 0.1736 \quad 0.766] \\ [\beta] &= [0 \quad 0.6428 \quad 0.9848 \quad 0.866 \quad 0.342 \quad -0.342 \quad -0.866 \quad -0.9848 \\ &\quad -0.6428]. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Como as normas euclidianas dos vetores são $\|\alpha\| = \|\beta\| = \sqrt{9/2}$, não havendo falhas, então a matriz $[T_c]$ se torna:

$$\begin{aligned} \text{Situação Balanceada: } [T_c] &= [T_{c0}] = \\ &= \begin{bmatrix} 0.4714 & 0.3611 & 0.0819 & -0.2357 & -0.4430 & -0.4430 & -0.2357 & 0.0819 & 0.3611 \\ 0 & 0.3030 & 0.4642 & 0.4082 & 0.1612 & -0.1612 & -0.4082 & -0.4642 & -0.3030 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.9)$$

A matriz $[T_z]$ é composta pelos vetores $[z_1], [z_2], \dots, [z_7]$, que forma a base do espaço nulo de $[T_c]$ e pode ser computada via Matlab pelo comando “null”.

$$[T_{z0}] = \text{null}([T_{c0}]) = \begin{bmatrix} [z_1]/\|z_1\| \\ [z_2]/\|z_2\| \\ \dots \\ [z_7]/\|z_7\| \end{bmatrix}. \quad (5.10)$$

Portanto, a matriz de transformação para o sistema balanceado $[T_9]$ é

$$[T_9] = \begin{bmatrix} 0,4714 & 0,3611 & 0,0819 & -0,2357 & -0,443 & -0,443 & -0,2357 & 0,0819 & 0,3611 \\ 0 & 0,303 & 0,4642 & 0,4082 & 0,1612 & -0,1612 & -0,4082 & -0,4642 & -0,303 \\ 0,0468 & -0,4528 & 0,8372 & -0,1529 & -0,0715 & 0,0434 & 0,138 & 0,168 & 0,1194 \\ 0,3488 & -0,3226 & -0,126 & 0,8162 & -0,1555 & -0,0545 & 0,072 & 0,1649 & 0,1806 \\ 0,4877 & -0,0415 & -0,0303 & -0,1286 & 0,8332 & -0,1269 & -0,0276 & 0,0846 & 0,1572 \\ 0,3983 & 0,259 & 0,0796 & -0,0133 & -0,1 & 0,8601 & -0,1143 & -0,0353 & 0,0603 \\ 0,1226 & 0,4383 & 0,1523 & 0,1083 & 0,0136 & -0,0874 & 0,8525 & -0,1386 & -0,0649 \\ -0,2105 & 0,4126 & 0,1537 & 0,1792 & 0,1208 & 0,0059 & -0,1117 & 0,8229 & -0,1596 \\ -0,4451 & 0,1938 & 0,0832 & 0,1662 & 0,1715 & 0,0965 & -0,0236 & -0,1327 & 0,8203 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Se por exemplo a máquina de indução de 9 fases perder a corrente da fase A1 ($I_{s1} = 0A$), pode-se desenvolver uma outra matriz de transformação, neste caso a matriz $[T_8]$, já que a máquina terá $N = 8$ fases ativas. Os vetores de corrente e tensão de estator serão os mesmos do sistema balanceado, porém suprimindo-se a tensão e a corrente referente à fase perdida:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [v_{s2} \ v_{s3} \ v_{s4} \ \dots \ v_{s9}]^T \\ [I_s] &= [I_{s2} \ I_{s3} \ I_{s4} \ \dots \ I_{s9}]^T \end{aligned} \quad (5.12)$$

Os vetores de tensão e corrente de rotor continuam os mesmos da situação balanceada, pois o rotor não alterou sua estrutura, uma vez que a falha ocorreu apenas no estator. Perdendo-se a corrente I_{s1} , o ângulo φ_0 continua, neste caso, sendo igual a zero. Os novos vetores $[\alpha]$ e $[\beta]$ serão obtidos também suprimindo-se os componentes relativos à(s) fase(s) perdidas dos vetores $[\alpha_0]$ e $[\beta_0]$, ou seja, retirando-se o primeiro componente de cada vetor. Portanto, para a perda da fase A1:

$$\begin{aligned} [\alpha] &= [0,766 \ 0,1736 \ -0,5 \ -0,9397 \ -0,9397 \ -0,5 \ 0,1736 \ 0,766] \\ [\beta] &= [0,6428 \ 0,9848 \ 0,866 \ 0,342 \ -0,342 \ -0,866 \ -0,9848 \\ &\quad -0,6428]. \end{aligned} \quad (5.13)$$

Ambos possuem agora $N = 8$ componentes. A norma do vetor $[\alpha]$ foi alterada para $\|\alpha\| = \sqrt{7/2}$, enquanto que $\|\beta\| = \sqrt{9/2}$, já que o vetor $[\beta]$ perdeu um componente nulo, o que não alterou sua norma. Logo, a matriz $[T_c]$ para esta condição de falha é dada por:

$$[T_c] = \begin{bmatrix} 0.4095 & 0.0928 & -0.2673 & -0.5023 & -0.5023 & -0.2673 & 0.0928 & 0.4095 \\ 0.3030 & 0.4642 & 0.4082 & 0.1612 & -0.1612 & -0.4082 & -0.4642 & -0.3030 \end{bmatrix}. \quad (5.14)$$

A Matriz $[T_z]$ será composta de 6 vetores ortonormais. Essa matriz também é computada via *Matlab* pelo comando “*null ([T_c])*”. Sendo assim, a Matriz de transformação para o sistema de nove fases perdendo a fase A1, que se torna um sistema de oito fases desequilibrado, é:

$$[T_8] = \begin{bmatrix} 0.4095 & 0.0928 & -0.2673 & -0.5023 & -0.5023 & -0.2673 & 0.0928 & 0.4095 \\ 0.3030 & 0.4642 & 0.4082 & 0.1612 & -0.1612 & -0.4082 & -0.4642 & -0.3030 \\ 0.1995 & -0.4526 & 0.8120 & -0.1579 & -0.0539 & 0.0753 & 0.1693 & 0.1840 \\ 0.4631 & -0.2387 & -0.1746 & 0.7848 & -0.1551 & -0.0224 & 0.1208 & 0.2074 \\ 0.5100 & 0.0868 & -0.0795 & -0.1718 & 0.8163 & -0.1096 & 0.0157 & 0.1338 \\ 0.3183 & 0.3718 & 0.0528 & -0.0480 & -0.1264 & 0.8544 & -0.0966 & -0.0025 \\ -0.0224 & 0.4827 & 0.1604 & 0.0982 & -0.0099 & -0.1134 & 0.8362 & -0.1376 \\ -0.3526 & 0.3678 & 0.1929 & 0.1985 & 0.1112 & -0.0281 & -0.1543 & 0.7917 \end{bmatrix}. \quad (5.15)$$

5.2.2. Equações de Tensão

Aplicando-se finalmente as matrizes $[T_8]$ para a equação de tensão do estator, e a matriz $[T_9]$ para a de rotor, tem-se

$$\begin{aligned} [T_8][V_s] &= [T_8][R_s][T_8]^{-1}[T_8][I_s] + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} [T_8][L_{ss}][T_8]^{-1}[T_8][I_s] + \\ [T_8][L_{sr}][T_8]^{-1}[T_8][I_r] \end{pmatrix} \\ [T_9][V_r] &= [T_9][R_r][T_9]^{-1}[T_9][I_r] + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} [T_9][L_{rr}][T_9]^{-1}[T_9][I_r] + \\ [T_9][L_{rs}][T_9]^{-1}[T_9][I_s] \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dessas equações, o modelo desacoplado da máquina de indução de nove fases dá origem às tensões de estator e de rotor no subespaço $\alpha\beta$ [2]:

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \lambda_{s\alpha} \quad e \quad v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \lambda_{s\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \lambda_{r\alpha} + \omega_r \lambda_{r\beta} \quad e \quad 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \lambda_{r\beta} - \omega_r \lambda_{r\alpha}. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Onde R_r e R_s são as resistências de rotor e de estator respectivamente. Os símbolos λ_r e λ_s são os enlaces de fluxos de estator e de rotor e ω_r é a velocidade em rad/s elétricos desenvolvida pela máquina. As equações para os enlaces de fluxo magnético são:

$$\begin{aligned} \lambda_{s\alpha} &= L_{sd} i_{s\alpha} + M_d i_{r\alpha} \\ \lambda_{s\beta} &= L_{sq} i_{s\beta} + M_q i_{r\beta} \\ \lambda_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + M_d i_{s\alpha} \\ \lambda_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + M_q i_{s\beta}, \end{aligned} \quad (5.18)$$

onde

$$\begin{aligned}
L_{sd} &= L_{ls} + \|\alpha\|^2 L_{ms}, & L_{sq} &= L_{ls} + \|\beta\|^2 L_{ms}, \\
L_r &= L_{lr} + \|\alpha_0\|^2 L_{ms} = L_{lr} + \|\beta_0\|^2 L_{ms} \\
M_d &= \|\alpha\| \cdot \|\alpha_0\| L_{ms}, & M_q &= \|\beta\| \cdot \|\beta_0\| L_{ms}.
\end{aligned} \tag{5.19}$$

As equações acima valem para a máquina de indução de 9 fases na situação balanceada, mas também para a perda de quaisquer fases até o número de 7 fases perdidas, em que não haveria o subespaço Z (que contem $N - 2$ vetores, onde N é o número de fases ativas). A mudança está na forma de calcular as indutâncias para este modelo, que dependem da norma dos vetores $[\alpha]$ e $[\beta]$. Para a situação da perda da corrente da fase A1, $\|\alpha\| = \sqrt{7/2}$ e $\|\beta\| = \sqrt{9/2}$. Portanto,

$$\begin{aligned}
L_{sd} &= L_{ls} + 3,5L_{ms}, & L_{sq} &= L_{ls} + 4,5L_{ms}, & L_r &= L_{lr} + 4,5L_{ms} \\
M_d &= 3,9686L_{ms}, & M_q &= 4,5L_{ms}.
\end{aligned} \tag{5.20}$$

O subespaço $\alpha\beta$ é onde ocorre a conversão eletromecânica de energia. A expressão para o cálculo do conjugado eletromagnético para este modelo é [2]:

$$T_m = \frac{P}{2L_r} [M_q i_{s\beta} \lambda_{r\alpha} - M_d i_{s\alpha} \lambda_{r\beta}], \tag{5.21}$$

onde P é o número de polos da máquina. Alternativamente, tem-se uma expressão para o conjugado desenvolvido, utilizando-se apenas as correntes de estator e de rotor [86]:

$$T_m = \frac{P}{2} [M_q i_{s\beta} i_{r\alpha} - M_d i_{s\alpha} i_{r\beta}] \tag{5.22}$$

Por meio desta expressão para o conjugado eletromagnético, tem-se uma ideia de quais correntes novas de estator a máquina deve ter para manter o mesmo conjugado nas situações de falhas de fases em aberto. Foram mostrados no Capítulo 4 métodos para a produção da mesma força magnetomotriz com novas correntes de estator, em que não foi discutido o que ocorreria com as correntes de rotor. De fato, o que causa induções no rotor é uma FMM resultante de entreferro. Portanto, as correntes de rotor não se alteram após a falha, desde que um desses métodos seja aplicado, produzindo-se a mesma FMM original de estator. Dessa forma, como M_q não muda com a perda da fase A1, é razoável de se imaginar que $i_{s\beta}$ também não precisaria mudar:

$$i_{s\beta}^{pos-falta} = i_{s\beta}^{pré-falta}. \tag{5.23}$$

Entretanto, M_d sofre uma redução, e, para produzir o mesmo conjugado, a corrente $i_{s\alpha}$ teria que aumentar na mesma proporção:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha}^{pos-falta} &= i_{s\alpha}^{pré-falta} \cdot \frac{M_d^{pré-falta}}{M_d^{pós-fal}} = i_{s\alpha}^{pré-falta} \cdot \frac{\|\alpha_0\|^2 L_{ms}}{\|\alpha\| \cdot \|\alpha_0\| L_{ms}} \\ &= i_{s\alpha}^{pré-fa} \cdot \frac{\|\alpha_0\|}{\|\alpha\|} = i_{s\alpha}^{pré-falta} \cdot \frac{\|\beta\|}{\|\alpha\|} = i_{s\alpha}^{pré-falt} \cdot \frac{M_q}{M_d} \end{aligned} \quad (5.24)$$

Na situação balanceada (pré-falta), as amplitudes das correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ são iguais. Mantendo-se a mesma $i_{s\beta}$ pós-falta, e alterando-se apenas a amplitude de $i_{s\alpha}$, pode-se dizer também que:

$$\frac{I_{\alpha}^{pos-falta}}{I_{\beta}^{pos-falta}} = \frac{M_q}{M_d} \quad (5.25)$$

Onde, I_{α} e I_{β} são as amplitudes das correntes de estator dos eixos α e β respectivamente. A referência [87] também mostra que para “compensar” o desbalanceamento estrutural da máquina devido à perda de fases e se obter um conjugado liso, ou seja, sem pulsação, as amplitudes das correntes dos eixos do referencial estacionário devem ter exatamente uma relação como mostrado na Equação (5.25). Com mais detalhes, Kianinezhad [2] explora ainda mais a equação de conjugado (5.21) e escreve o conjugado desenvolvido na ocorrência de falhas como um valor médio mais uma componente apenas de pulsação. A referência comprova, como já se sabe, que essa pulsação tem o dobro da frequência de alimentação. A referência [2] mostra também por meio dessa separação de parcelas de conjugado que, para se eliminar a parcela relativa à pulsação de conjugado, será necessário fazer com que

$$M_d^2 I_{\alpha}^2 - M_q^2 I_{\beta}^2 = 0 \implies M_d^2 I_{\alpha}^2 = M_q^2 I_{\beta}^2 \implies \frac{I_{\alpha}}{I_{\beta}} = \frac{M_q}{M_d}, \quad (5.26)$$

como esperado. Já no subespaço Z, que se relaciona apenas com perdas, as equações de tensão (v_{sz1} até v_{sz} , N-2 componentes, com N = 8 fases ativas) são simplesmente:

$$\begin{aligned} v_{sz1} &= R_s i_{sz1} + L_{ls} \frac{di_{sz1}}{dt} \\ v_{sz} &= R_s i_{sz} + L_{ls} \frac{di_{sz2}}{dt} \\ &\dots \\ v_{sz6} &= R_s i_{sz6} + L_{ls} \frac{di_{sz6}}{dt}. \end{aligned} \quad (5.27)$$

Os únicos parâmetros da máquina de indução relacionados a essas equações de tensão são R_s e L_{ls} , que são independentes da matriz de transformação [T8], ao contrário do que ocorre para os parâmetros do subespaço $\alpha\beta$.

5.2.3. Cálculo dos Parâmetros

Os parâmetros L_{sd} , L_{sq} , M_d e M_q , como definidos na Equação (5.19), dependem dos módulos dos vetores α e β , que variam conforme a condição de perdas de fase da máquina. A Tabela 9 apresenta os valores de ϕ_0 calculados, de acordo com a Equação (5.7), para a perda de cada fase e para as combinações de perdas em circuito aberto de duas fases.

Tabela 9 – Ângulo ϕ_0 para algumas situações de fases em circuito aberto

Fase(s) Aberta(s)	ϕ_0
1; (2,9); (3,8); (4,7); (5,6)	0°
2; (1,3); (4,9); (5,8); (6,7)	-40°
3; (1,5); (2,4); (6,9); (7,8)	10°
4; (1,7); (2,6); (3,5); (8,9)	-30°
5; (1,9); (2,8); (3,7); (4,6)	20°
6; (1,2); (3,9); (4,8); (5,7)	-20°
7; (1,4); (2,3); (5,9); (6,8)	30°
8; (1,6); (2,5); (3,4); (7,9)	-10°
9; (1,8); (2,7); (3,6); (4,5)	40°

De acordo com a Equação (5.6) e com os valores do ângulo ϕ_0 da Tabela 9, os vetores α e β são determinados para cada condição de fases abertas. Com o módulo desses vetores, são calculadas as indutâncias para cada combinação de perdas de até duas fases, como apresentadas na Tabela 10. Perdendo a corrente de duas fases, existem 36 combinações distintas, além de 9 possibilidades de perda de uma fase em aberto. Portanto, para estas combinações de fases abertas, a relação entre as correntes $\alpha\beta$ pós-falta, que eliminarão a pulsação de conjugado, dada pela Equação (5.25), pode ser determinada com base nos valores apresentados na Tabela 10.

Já com relação às correntes do subespaço Z, as referências [2], [86] e [87] sugerem que todas essas correntes devem ser mantidas nulas, para redução de perdas, uma vez que elas não contribuem para produção de conjugado. Entretanto, foi verificado que dessa forma o somatório das correntes restantes na condição pós-falta não é zero, impondo ou não a relação da Equação

(5.25) entre as correntes $\alpha\beta$. Ou seja, haveria uma corrente de neutro se as correntes do subespaço Z fossem simplesmente mantidas em zero, como será mostrado na próxima Seção.

Tabela 10 – Indutâncias do modelo para cada combinação de perdas de até duas fases em aberto.

Fase(s) aberta(s)	$ \alpha $	$ \beta $	L_{sd}	L_{sq}	M_d	M_q
1; 2; 5; 6; 9	$\sqrt{3,5}$	$\sqrt{4,5}$	$L_{ls} + 3,5L_{ms}$	$L_{ls} + 4,5 L_{ms}$	$3,97 L_{ms}$	$4,5 L_{ms}$
3; 4; 7; 8	$\sqrt{4,5}$	$\sqrt{3,5}$	$L_{ls} + 4,5L_{ms}$	$L_{ls} + 3,5 L_{ms}$	$4,5 L_{ms}$	$3,97L_{ms}$
(1,2); (1,9); (4,5); (5,6); (6,7)	1,653	2,0654	$L_{ls}+2,73L_{ms}$	$L_{ls} + 4,26L_{ms}$	$3,51 L_{ms}$	$4,38L_{ms}$
(1,3); (1,8); (4,6); (5,7); (2,9)	1,824	1,9167	$L_{ls}+3,33L_{ms}$	$L_{ls}+3,67L_{ms}$	$3,87 L_{ms}$	$4,07L_{ms}$
(1,4); (1,7); (2,5); (6,9)	$\sqrt{3}$	2	$L_{ls} + 3 L_{ms}$	$L_{ls} + 4L_{ms}$	$3,67 L_{ms}$	$4,24L_{ms}$
(1,5); (1,6); (2,6); (5,9)	1,6	2,1071	$L_{ls} + 2,56 L_{ms}$	$L_{ls} + 4,44L_{ms}$	$3,39 L_{ms}$	$4,47L_{ms}$
(2,3); (3,4); (7,8); (8,9)	2,065	1,6535	$L_{ls} + 4,266L_{ms}$	$L_{ls}+2,73L_{ms}$	$4,38 L_{ms}$	$3,5 L_{ms}$
(2,4); (3,5); (6,8); (7,9)	1,917	1,8238	$L_{ls}+3,67L_{ms}$	$L_{ls}+3,32L_{ms}$	$4,06 L_{ms}$	$3,87L_{ms}$
(2,7); (3,7); (3,8); (4,8); (4,9)	2,107	1,6	$L_{ls} + 4,44L_{ms}$	$L_{ls} + 2,56L_{ms}$	$4,47 L_{ms}$	$3,39L_{ms}$
(2,8); (3,6); (3,9); (4,7); (5,8)	2	$\sqrt{3}$	$L_{ls} + 4L_{ms}$	$L_{ls} + 3 L_{ms}$	$4,24 L_{ms}$	$3,67L_{ms}$

5.3. Simulação do Modelo – Sem nenhuma compensação

Um motor de nove fases, quatro polos, 10cv, 440V, 240Hz é simulado em MATLAB/*Simulink* na situação balanceada e sob a condição de fase aberta. A indutância de magnetização estimada em [3] é de 50mH. Então, a indutância L_{ms} a ser considerada é $L_{ms} = \left(\frac{2}{9}\right) * L_M = 11,12mH$.

5.3.1. Operação balanceada

Utiliza-se o modelo desenvolvido na Seção anterior para a operação balanceada. Neste caso, a matriz de transformação de variáveis de fase para o plano $\alpha\beta$ e o subespaço Z utilizada é a matriz [T9], tanto para variáveis de estator quanto de rotor. Todas as nove fases do motor são alimentadas com tensão senoidal, 254 Vrms de fase, 240 Hz, com o defasamento de 40°

entre cada uma. Um degrau de carga nominal (9,8 N.m) ocorre em 1,6s. A velocidade de rotor e conjugado eletromagnético desenvolvidos são mostrados na Figura 5.1. O conjugado produzido na operação balanceada, livre de falhas, não possui pulsação.

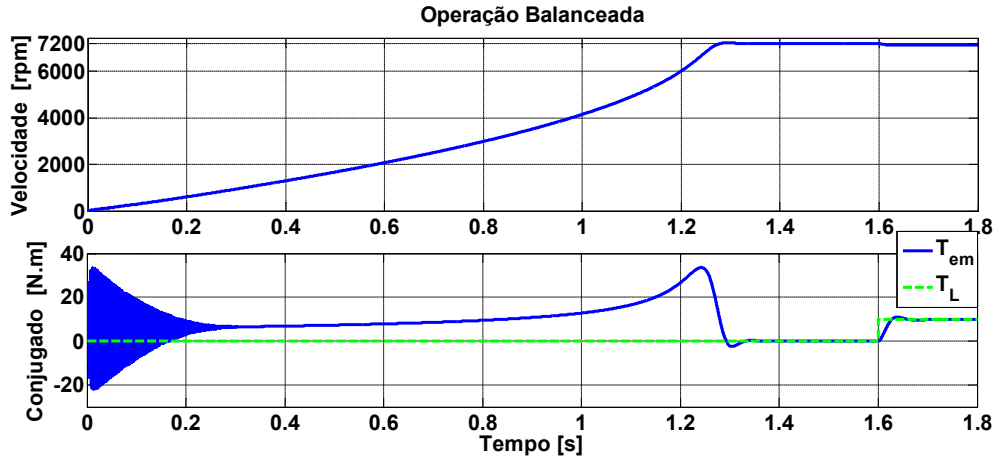


Figura 5.1 – Velocidade e torque desenvolvidos – Operação Balanceada.

As correntes de estator em regime permanente com carga nominal são apresentadas na Figura 5.2. São equilibradas e atingem um pico de 6,85A.

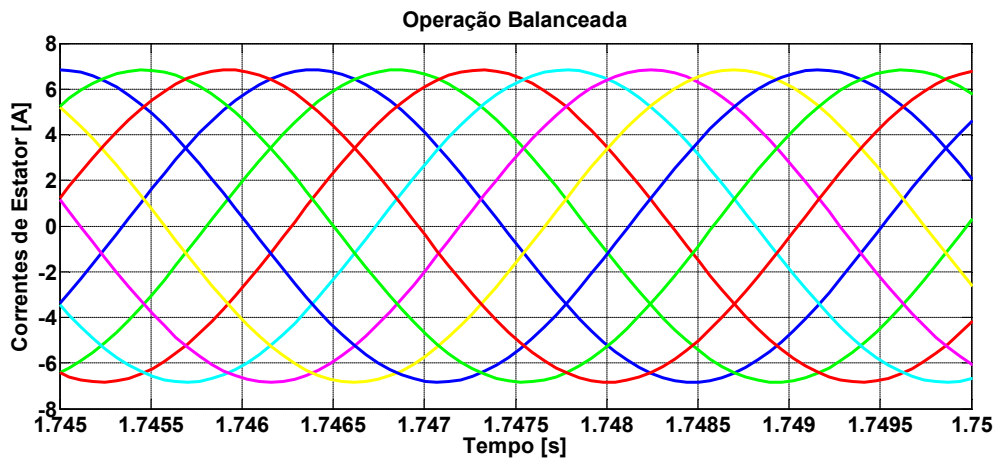


Figura 5.2 – Correntes de estator – Operação Balanceada, intervalo reduzido.

5.3.2. Operação com fase em circuito aberto

A fase A1 é aberta desde a partida do motor. As outras oito fases do motor são alimentadas com os mesmos valores pré-falta. Ou seja, nenhuma reconfiguração é adotada nesta simulação. A Figura 5.3 traz as tensões de fase transformadas pela matriz $[T8]$. As tensões $v_{s\alpha}$ e $v_{s\beta}$ estão

defasadas de 90° , mas possuem amplitudes diferentes. As seis tensões no subespaço Z são todas nulas. Dessa forma, as correntes no subespaço Z também o serão, por este modelo.

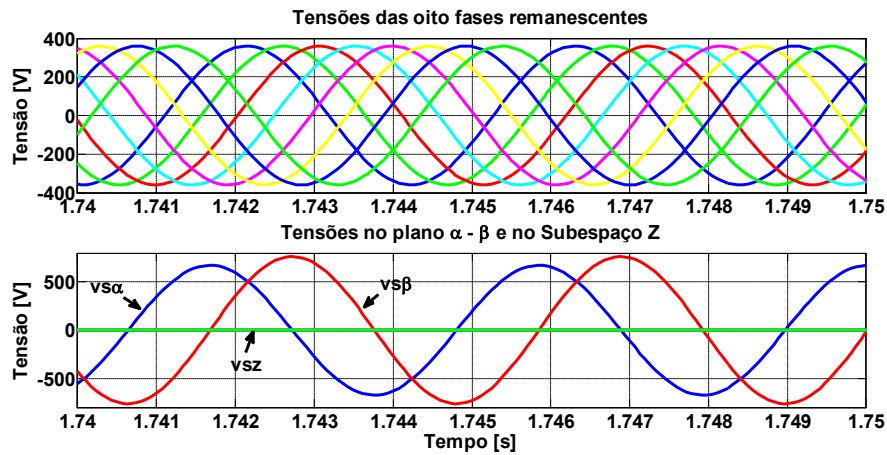


Figura 5.3 – Tensão das oito fases remanescentes após a transformação [T8].

A Figura 5.4 apresenta a velocidade e torque desenvolvidos pelo motor de indução de nove fases nessa condição de falha. Mesmo com uma de suas fases com corrente nula, a máquina é capaz de partir, atingir velocidade próxima à velocidade síncrona (7200rpm), a vazio, e acionar a carga nominal.

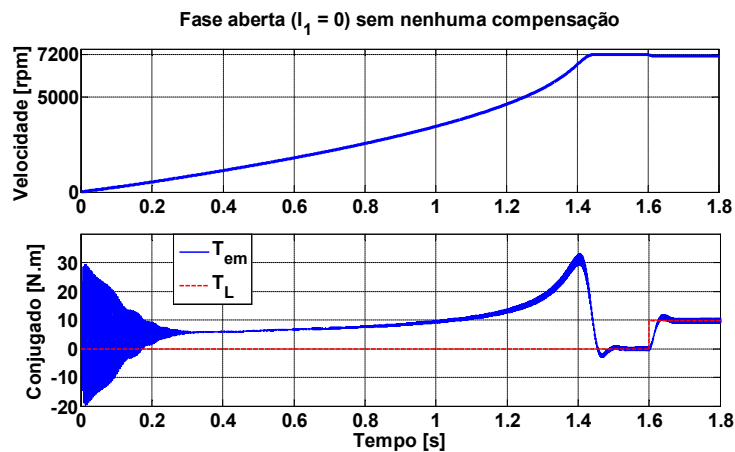


Figura 5.4 – Velocidade e torque desenvolvidos – Fase A1 aberta.

A Figura 5.5 mostra a pulsação de conjugado e de velocidade em regime permanente após o degrau de carga. O conjugado pulsa de 9N.m a 10,6N.m, o que representa uma pulsação de 16,33%. A frequência dessa pulsação é de 480Hz, o dobro da frequência das correntes de estator. A Figura 5.6 exhibe os enlaces de fluxo de estator e de rotor para essa situação. É observada uma pulsação significativa no fluxo de estator, de 0,4385 a 0,4983Wb.

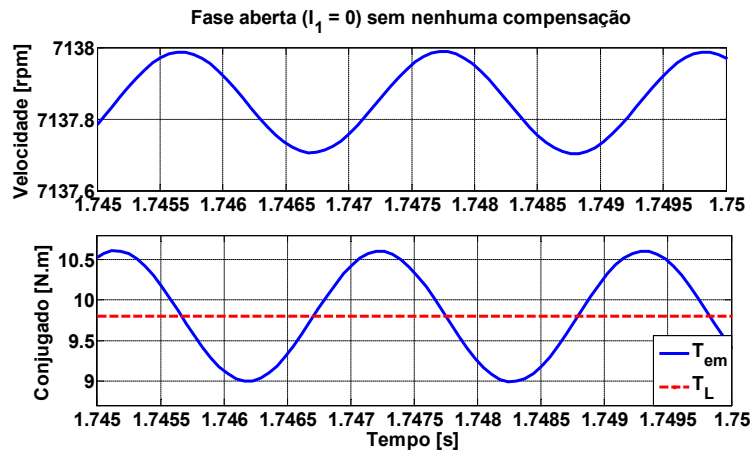


Figura 5.5 – Velocidade e torque desenvolvidos – Fase A1 aberta, intervalo reduzido.

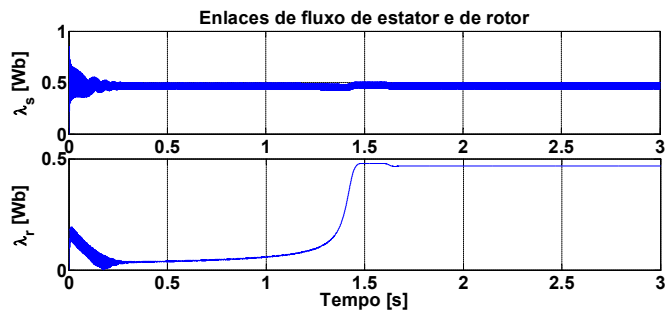


Figura 5.6 – Enlace de fluxo de Estator e de Rotor – Fase A1 aberta.

As correntes de estator e de rotor em referencial estacionário são mostradas na Figura 5.7. As correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ possuem a mesma amplitude. Por isso, haverá torque pulsante, que é característica da operação de máquinas elétricas com fase aberta. Utilizando-se as correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ e assumindo que as seis correntes do subespaço Z são todas nulas, as correntes de fase podem ser determinadas por meio da transformada inversa de [T8]. As correntes de estator são apresentadas na Figura 5.8.

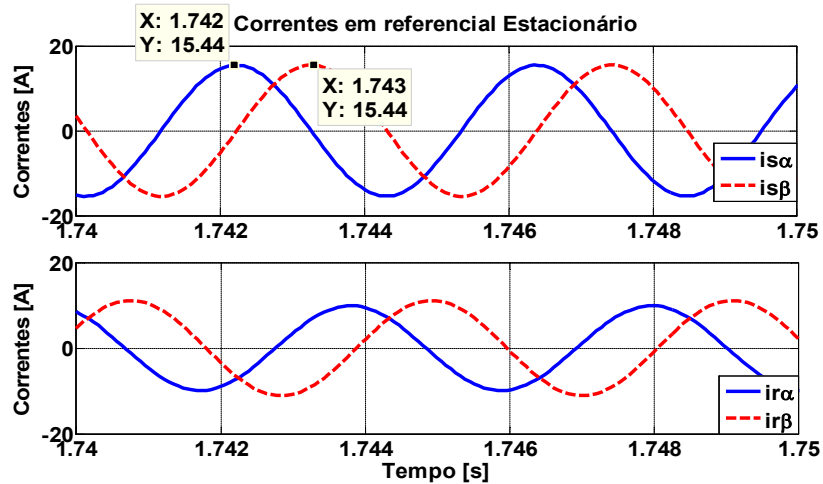


Figura 5.7 – Correntes em referencial estacionário – Fase A1 aberta, intervalo reduzido.

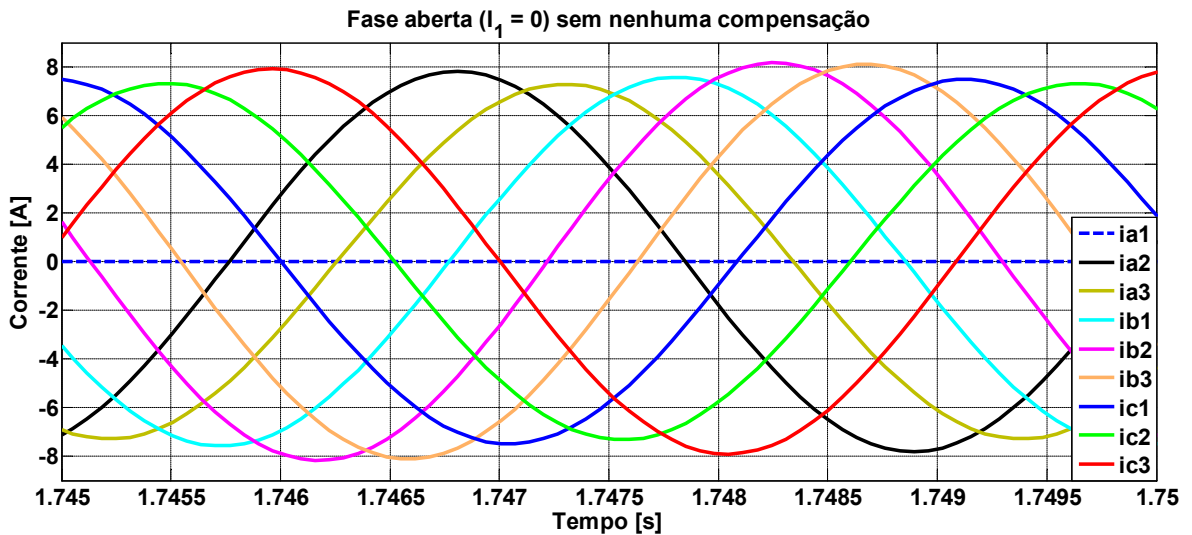


Figura 5.8 – Correntes de estator – Fase A1 aberta, intervalo reduzido.

Todas as correntes vão mudar em relação às correntes balanceadas, que atingem 6,84 A de pico (próximo ao valor rms de placa 4,43 A). Mesmo ainda não havendo nenhuma reconfiguração via controle das correntes, as mesmas vão aumentar em amplitude, pois a carga nominal é mantida. Com este modelo, as correntes mais afetadas são as das fases B2 e B3, que são adjacentes no espaço à fase A1 perdida. Depois delas, as mais afetadas são as correntes adjacentes no tempo, ou seja, das fases C3 e A2. A Figura 5.9 apresenta o resultado do somatório de todas as correntes de estator. Com este modelo, existe a circulação de corrente de neutro da máquina.

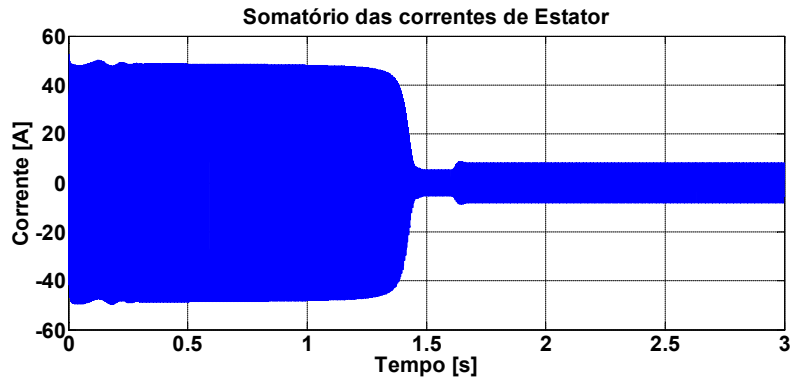


Figura 5.9 – Somatório das correntes de estator – Fase A1 aberta.

A Figura 5.10 apresenta o lugar geométrico da FMM produzida pelas correntes de estator da Figura 5.8. Pode-se perceber que ela é uma elipse, o que indica a existência de componente de sequência negativa.

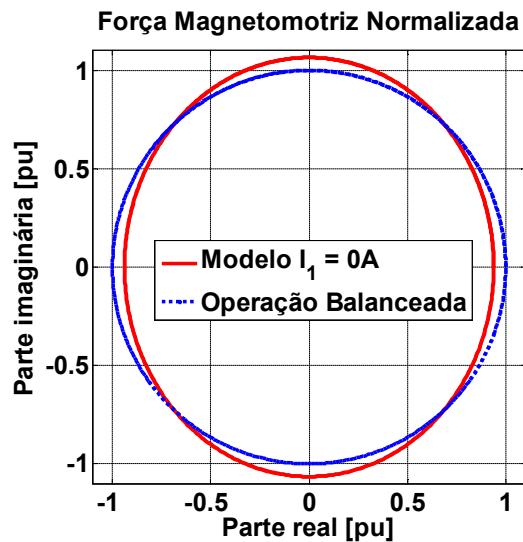


Figura 5.10 – Força Magnetomotriz correntes do modelo - Fase A1 aberta.

Já a Figura 5.11 apresenta a evolução dessa FMM no tempo para os ângulos elétricos espaciais de 0° e 90° . Existe, portanto, uma pulsação de FMM, resultado da sua componente de sequência negativa.

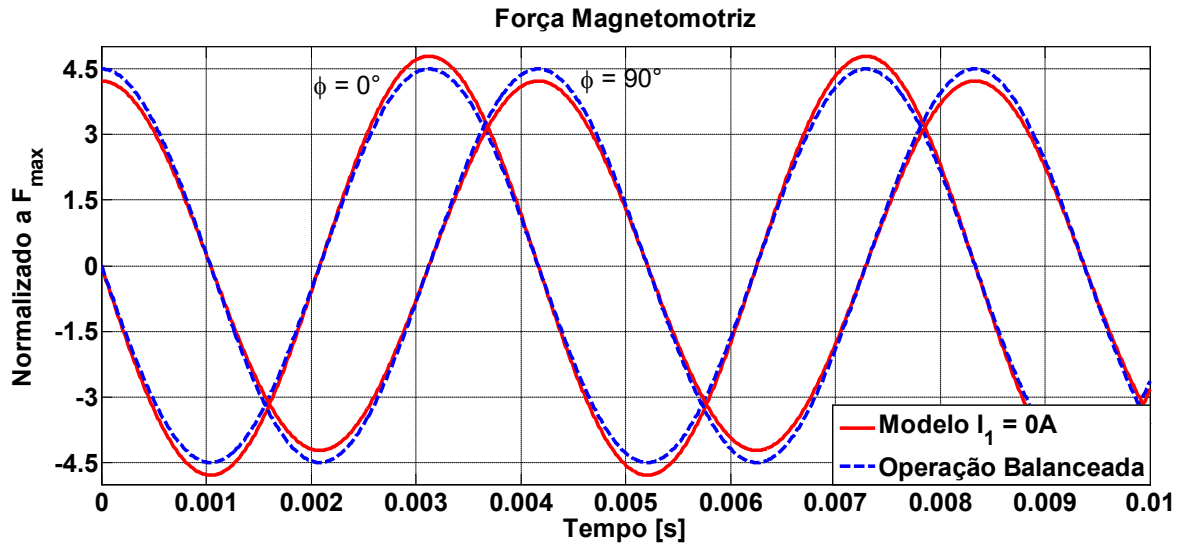


Figura 5.11 – Força Magnetomotriz correntes do modelo no tempo - Fase A1 aberta.

Esses resultados são os mesmos obtidos para uma simulação do modelo por variáveis de fase desta máquina de indução de 9 fases. Para provocar uma falha de circuito aberto na fase A1, por exemplo, basta colocar um valor de resistência significativamente alta na posição da matriz $[R_s]$ referente à resistência de estator dessa fase. Ou seja, no primeiro termo da primeira linha de $[R_s]$. Até mesmo o somatório não nulo das correntes de estator obtido é o mesmo da Figura 5.9.

Estes resultados ilustram o comportamento da máquina de indução de nove fases quando a fase A1 é colocada em circuito aberto desde a partida do motor. Foi verificada uma pulsação de conjugado, que é uma típica consequência de falha dessa natureza. Essa pulsação é de 16,33%, razoavelmente baixa já que esta máquina possui um número elevado de fases. Conforme a referência [67], o desempenho dos motores na situação de fases em circuito aberto tendem ao comportamento da situação balanceada à medida em que o número de fases aumenta. Entretanto, a pulsação de conjugado ainda traz problemas ao acionamento, como vibração, ruído, ondulação na velocidade em sistemas de baixa inércia, possibilidade de ressonância mecânica e danos ao eixo do motor. Por isso, alternativas de reconfiguração do controle são necessárias, de forma que se produza novamente uma força magnetomotriz balanceada. Consequentemente, a pulsação de conjugado pode ser minimizada.

5.4. Análise das Correntes no plano $\alpha\beta$ e no Subespaço Z

As referências [87] e [2] propuseram a relação (5.25) entre as correntes do plano $\alpha\beta$. Entretanto, em relação às correntes do subespaço Z, tanto para modelagem da falha, quanto para fins de controle, os autores desses trabalhos sugeriram mantê-las nulas. A explicação vem do fato de que as correntes desse subespaço não têm efeito na produção de torque e fluxo da máquina, estando relacionadas apenas a perdas. Por isso, seria importante mantê-las sempre nulas. Então, no modelo da Seção 5.3 as correntes do subespaço Z foram mantidas todas nulas.

Seguindo as recomendações de [87] e [2], as correntes pós-falta para eliminação de pulsação de conjugado são facilmente obtidas por meio da transformação inversa da matriz [T8]. Sabendo-se quais são as novas correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ para a condição pós-falta, relacionadas por (5.25), e optando-se por manter todas as seis correntes do subespaço Z com valor nulo, essas correntes serão:

$$\begin{aligned} I_2 &= 1,1761\hat{I} \cos(\theta + 33,13^\circ) \\ I_3 &= 1,0098\hat{I} \cos(\theta + 77,23^\circ) \\ I_4 &= 1,0786\hat{I} \cos(\theta + 126,59^\circ) \\ I_5 &= 1,2557\hat{I} \cos(\theta + 164,19^\circ) \\ I_6 &= 1,2557\hat{I} \cos(\theta - 164,19^\circ) \\ I_7 &= 1,0786\hat{I} \cos(\theta - 126,59^\circ) \\ I_8 &= 1,0098\hat{I} \cos(\theta - 77,23^\circ) \\ I_9 &= 1,1761\hat{I} \cos(\theta - 33,13^\circ). \end{aligned} \tag{5.28}$$

O aumento de perdas no cobre do estator para as correntes de (5.28) é de apenas 14,3%, ainda menor que o do Método “das menores perdas” desenvolvido neste trabalho.

Para investigar essa inconsistência, é necessário aplicar a matriz de transformação [T8] nas correntes solução do Método das Menores Perdas desenvolvido aqui e analisar as suas correntes no subespaço Z. As correntes solução dos métodos para produção da mesma força magnetomotriz apresentados na Seção 4.2, quando aplicadas à matriz [T8], produzem as mesmas correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$. Essas correntes também obedecem à relação da Equação (5.25), como mostra a Figura 5.12. Dessa forma, qualquer um desses métodos irá eliminar a pulsação de conjugado.

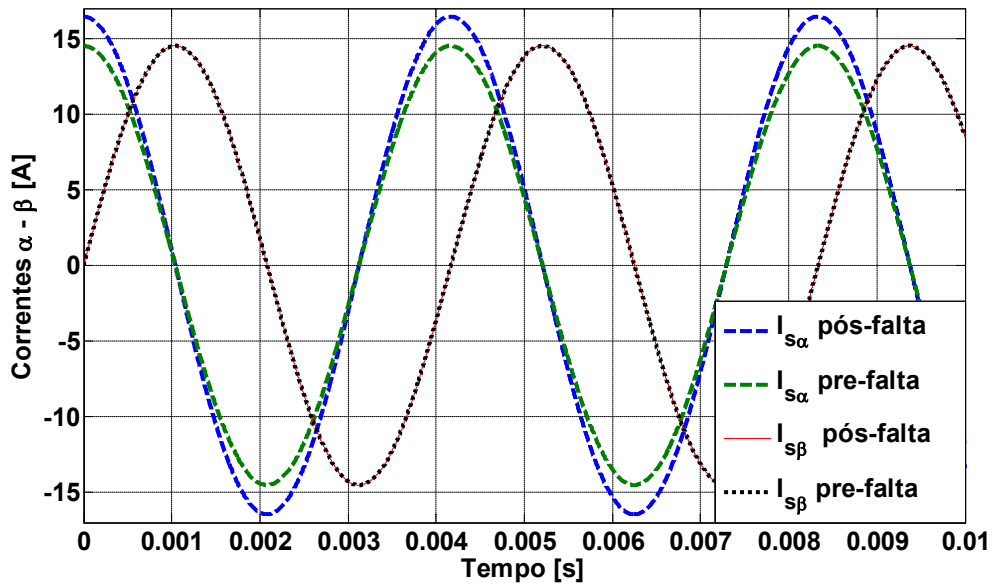


Figura 5.12 – Correntes em referencial estacionário na operação balanceada (pré-falta) e pós-falta, utilizando-se os Métodos da Seção 4.2.

Portanto, essas correntes solução, cujas metodologias para determinação são diferentes, produzem as mesmas correntes em referencial estacionário, mantêm a relação entre suas amplitudes conforme a proposta da referência [87], cuja metodologia também é diferente. Ou seja, do ponto de vista das correntes $\alpha\beta$, qualquer solução resulta nas mesmas correntes, e, portanto, a máquina possuirá o mesmo desempenho. Por outro lado, a diferença entre essas soluções e as propostas de [87] e [2] está nas correntes do subespaço Z. A Figura 5.13 apresenta as correntes no Subespaço Z para o Método das Menores Perdas desenvolvido na Seção 4.2.1 e o Método das Amplitudes Iguais, da Seção 4.2.2. Essas correntes não são nulas nem para o Método das Menores Perdas! Por outro lado, quando se somam as correntes (5.28), o resultado é uma corrente de neutro que vale

$$I_0 = 1,2857\hat{I} \cos(\theta). \quad (5.29)$$

De fato, nos trabalhos das referências [87] e [2] nada é discutido sobre a existência ou não da corrente de neutro. Entretanto, em muitos casos é indesejada a necessidade do condutor de neutro. Como em [87] e [2] as correntes do subespaço Z não são exploradas, a restrição do somatório nulo das correntes não é diretamente incluída na metodologia.

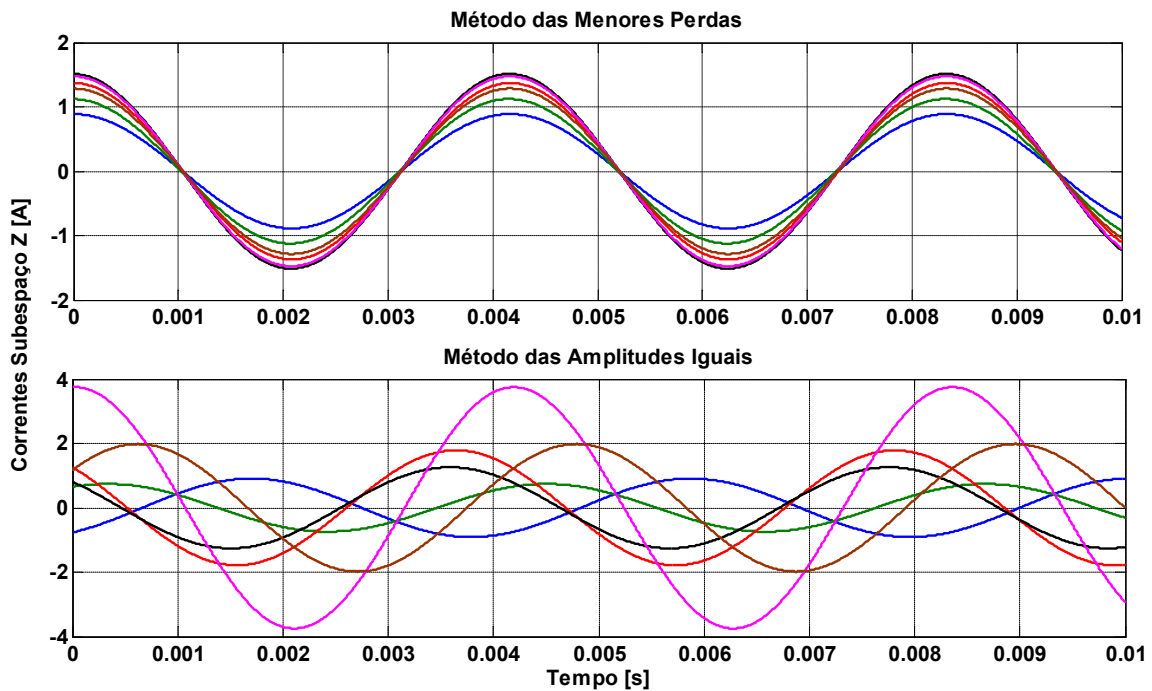


Figura 5.13 – As seis correntes do subespaço Z para os Métodos indicados.

Os Métodos apresentados neste trabalho claramente possuem passos em que a condição de somatório nulo para as correntes é atendida. Mesmo sendo possível alterar as correntes do Subespaço Z para que essa condição seja satisfeita, essa metodologia seria uma forma indireta de tratar esse problema.

Ambos os Métodos apresentados na Figura 5.13 resultam em somatório nulo para as correntes. Como esperado, para o Método das Amplitudes Iguais, as correntes do Subespaço Z são maiores que para o Método das Menores Perdas. A outra restrição é de que as correntes devam ter amplitudes iguais, o que provoca mais alterações nas correntes do Subespaço Z. Portanto, desde que se coloque a restrição de corrente de neutro nula, o Método das Componentes Simétricas da Seção 4.2.1 é o Método das Menores Perdas Joulicas, conforme verificado por otimização em [97]. Ou seja, com essa condição, esse Método é o que apresentará as menores correntes no Subespaço Z.

Corrente de neutro não nula também foi verificada na simulação do modelo contemplando a abertura da fase A1, sem aplicação de nenhum método para eliminação de pulsação de conjugado. O fato de manter todas as correntes do subespaço Z em zero pode ser o causador disso. Em muitos casos, o condutor de neutro não é desejável. Por isso, um modelo em que o

somatório das correntes seja nulo é importante para representar as máquinas com neutro isolado.

5.5. Modelo Modificado (Corrente de Neutro Nula)

Ainda utilizando o modelo para condição de fases abertas descrito aqui, é proposta uma metodologia para eliminar a corrente de neutro. Além da matriz $[T8]$ fundamental para o Modelo, a matriz S terá uma utilização acessória. A matriz S é utilizada, pois, ao contrário da matriz $[T8]$, ela contém informação sobre a corrente de neutro. Aplicando-se a matriz de transformação S a um conjunto de nove correntes, o último vetor resultante é de sequência zero. Esse último vetor é basicamente o somatório das nove correntes multiplicado pelo fator $2/9$.

A Figura 5.14 apresenta um diagrama de blocos para a metodologia proposta. Inicialmente, as correntes de estator em referencial estacionário do modelo mais as correntes do subespaço Z resultantes da iteração anterior são aplicadas à matriz inversa de $[T8]$. O resultado são oito correntes ativas. A corrente da fase aberta é forçada a ser nula constantemente e se junta às oito correntes. Em seguida, todas as nove correntes são transformadas pela matriz S , resultando nas correntes $\alpha\beta$ de fundamental, terceiro, quinto e sétimo harmônico, mais o vetor de sequência zero. Esse vetor, resultado da Matriz S , é descartado. Em seu lugar, é colocado um vetor totalmente nulo, de forma a forçar que o somatório das nove correntes seja zero. A matriz S invertida é então aplicada, resultando em nove correntes. Delas, serão selecionadas as oito correntes ativas. Então, a matriz $[T8]$ é aplicada. As correntes do plano $\alpha\beta$ resultante dessa transformação são enviadas ao modelo para a próxima iteração. As correntes do subespaço Z são selecionadas para a transformação $[T8]$ invertida, recomeçando o processo.

Este modelo simplificado é simulado nas mesmas condições do modelo anterior, da Seção 5.3. As nove correntes resultantes do passo da Matriz S invertida são as correntes de fase de interesse. Elas são ilustradas na Figura 5.15. A corrente da fase A1 perdida é praticamente nula, valendo observar que ela foi forçada a ser zero alguns passos antes. A Figura 5.16 mostra que o somatório das correntes de estator é nula. Sendo assim, máquinas de indução multifásicas com neutro isolado na condição de fase aberta podem ser representadas.

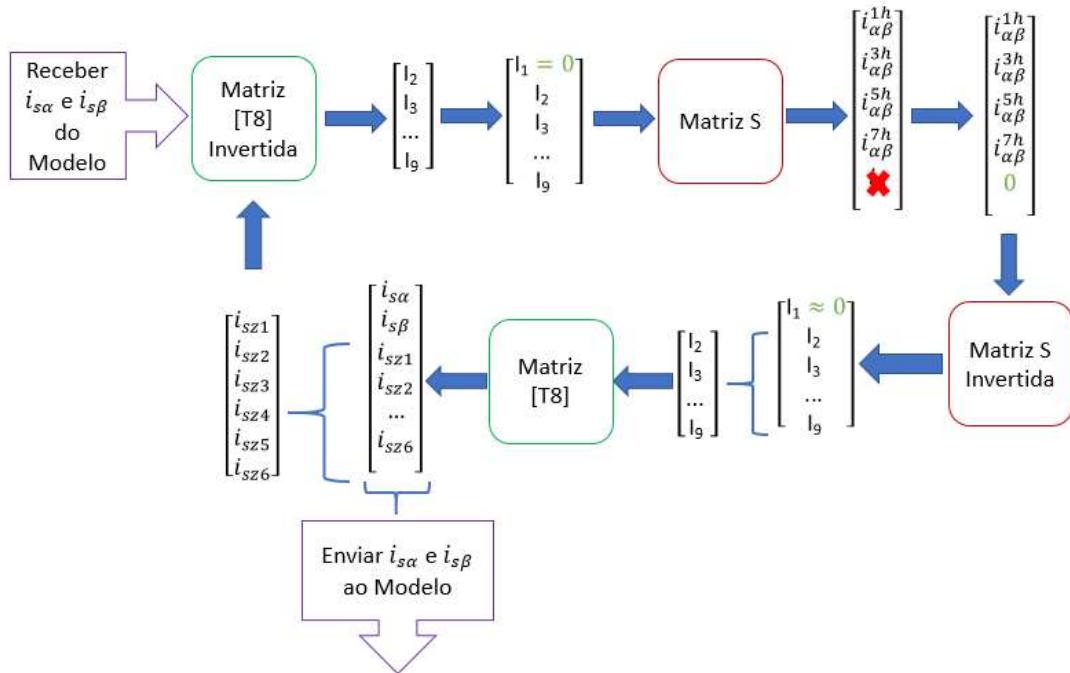


Figura 5.14 – Metodologia adotada para anular a corrente de neutro ainda utilizando o Modelo da Seção 5.2.

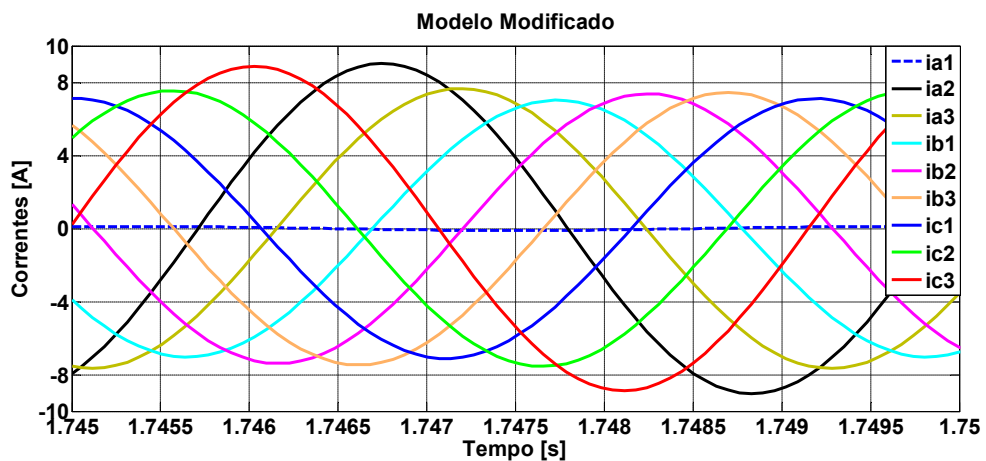


Figura 5.15 – Correntes de estator – Modelo Modificado.

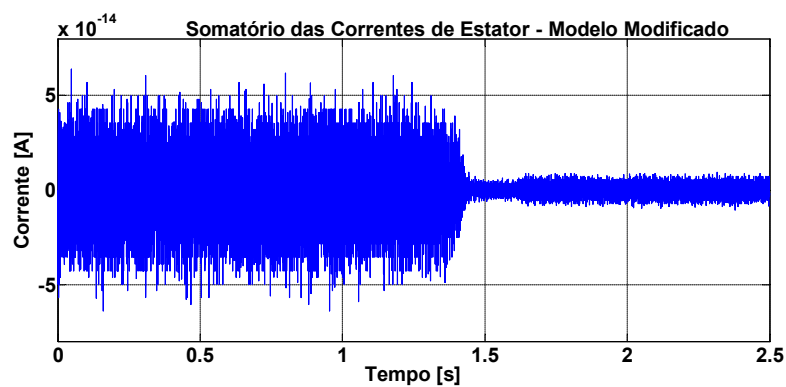


Figura 5.16 – Somatório das correntes de estator – Modelo Modificado.

As correntes de estator e de rotor no plano $\alpha\beta$ (resultantes da matriz de transformação [T8]) são apresentadas na Figura 5.17. As correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ possuem praticamente a mesma amplitude, sendo muito parecidas com as correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ simuladas pelo modelo anterior (Figura 5.7). Por isso, o conjugado desenvolvido também é muito próximo daquele resultante do modelo da Seção 5.2, como mostra a Figura 5.18.

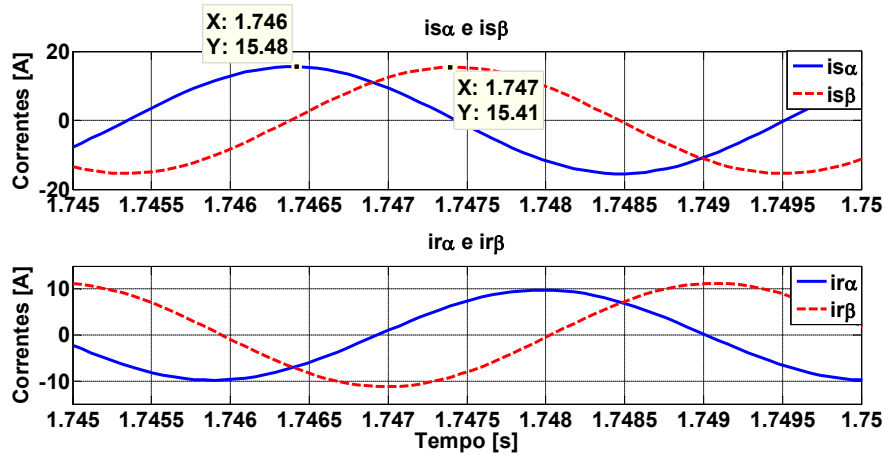


Figura 5.17 – Correntes em referencial estacionário, fase A1 aberta – Modelo Modificado.

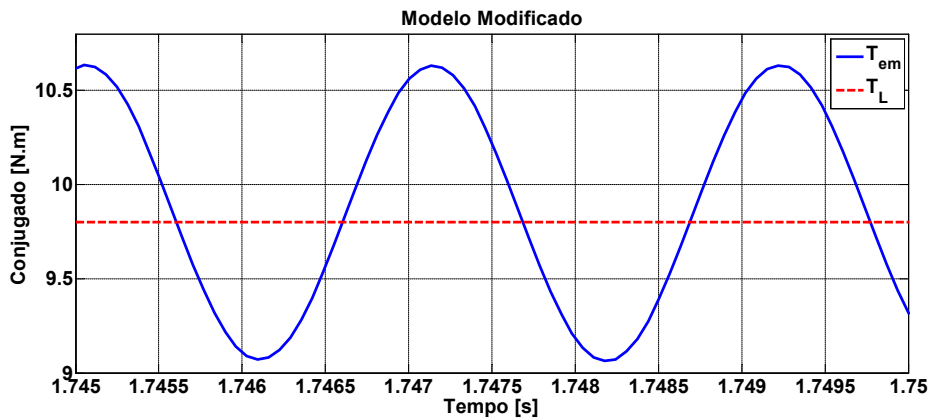


Figura 5.18 – Conjugado desenvolvido na situação da fase A1 aberta – Modelo Modificado.

Por fim, a Figura 5.19 apresenta as correntes de estator no Subespaço Z. Diferentemente do que as referências [2], [86] e [87] recomendam, estas correntes não são nulas. Então, essa é a principal diferença entre o modelo modificado e o modelo da Seção 5.2, onde não existe nenhuma condição para a corrente de neutro.

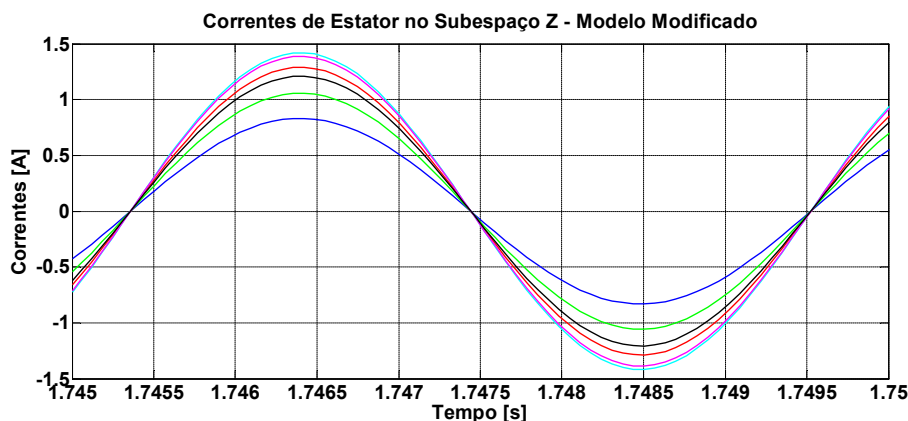


Figura 5.19 – Correntes de estator transformadas para o Subespaço Z – Modelo Modificado.

O padrão das correntes no Subespaço Z para este modelo é o mesmo daquele para as correntes do Método das Menores Perdas (Figura 5.13). O Método das Menores Perdas tem como condição zerar a corrente de neutro e resulta nas menores correntes no Subespaço Z para este fim. Este modelo modificado apenas tenta representar o comportamento da máquina com neutro isolado na condição de fase aberta. O Método 1 determina as correntes de estator para produzir uma FMM balanceada, mas com o mínimo de perdas adicionais e restrição para o somatório das correntes. O Modelo e o Método não devem ser confundidos. Entretanto, em relação às correntes no Subespaço Z eles possuem uma grande semelhança. De fato, ambos tentam produzir correntes com somatório nulo, mas com o menor impacto nas perdas, que são relacionadas com as correntes do Subespaço Z. Por outro lado, as correntes de estator do Modelo Modificado e do Método 1 são completamente diferentes no plano $\alpha\beta$ (resultantes da matriz de transformação [T8]), obviamente. Para a avaliação deste modelo, seus resultados devem ser comparados à experimentação da máquina em laboratório. Esse procedimento é realizado na Seção 5.7.

Realizar essa adaptação no modelo por grandezas de fase também resulta nos mesmos resultados desta Seção. Isso ocorre, pois o modelo dinâmico descrito na Seção 5.2 se aproxima muito em termos de resultado ao modelo por variáveis de fase.

Esta adaptação é válida para variações não muito bruscas na corrente de falta. Por exemplo, neste caso, a máquina já partiu sem a fase A1 alimentada. Caso fosse simulada uma perda de fase com a máquina girando, a corrente da fase A1 deveria cair para zero por exemplo de forma exponencial.

5.6. Controle da Máquina Multifásica em Condição de Perda de Fases

Para eliminar a pulsação de conjugado inerente à operação com fases abertas, a Equação (5.25) estabeleceu que as magnitudes das correntes α e β devem ser diferentes e obedecer a uma certa relação. Entretanto, a transformação tradicional de grandezas em referencial estacionário para referencial síncrono

$$[T(\theta_e)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

(em que θ_e é o ângulo entre os dois referenciais), quando utilizada para transformar as variáveis de estator, resultaria em componentes CA mesmo no referencial síncrono. Essas componentes alternadas não são desejadas para o propósito de controle orientado por campo [87]. Portanto, outra transformação precisa ser empregada para transformar variáveis de estator do referencial estacionário para o referencial síncrono, de forma a gerar componentes CC neste último. Segundo Zhao e Lipo [87], após a abertura de uma fase, a máquina de indução multifásica é equivalente, do ponto de vista da conversão eletromecânica de energia, a uma máquina bifásica assimétrica com os enrolamentos dq como mostrado na Figura 5.20(a), com número de espiras diferentes para cada enrolamento, N_d e N_q .

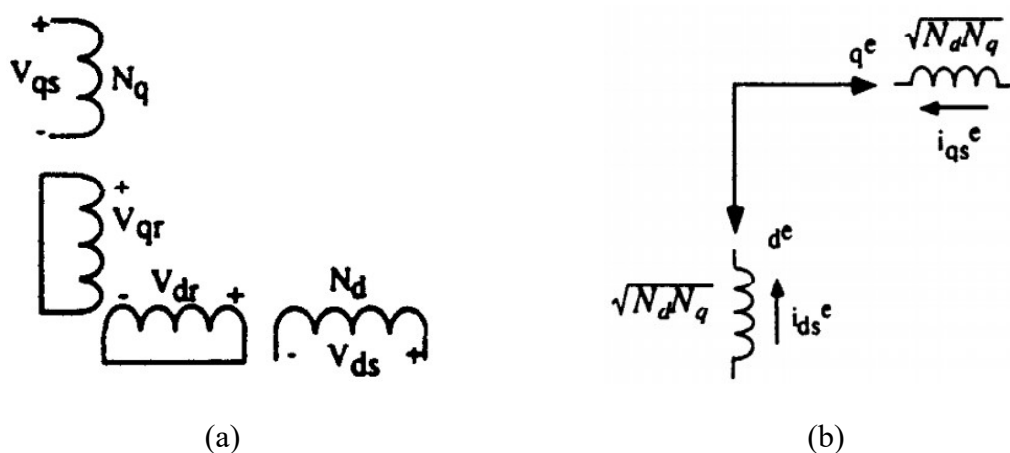


Figura 5.20 – Assimetria de estator no plano dq síncrono.

Zhao e Lipo [87] propõem a utilização da matriz de transformação da Equação (5.31) para realizar essa transformação de referenciais para grandezas de estator. Com essa

transformação, o enrolamento de estator no referencial síncrono será equivalente a um par de enrolamentos balanceados dq , como mostrado na Figura 5.20(b).

$$[T(\theta_e)_s] = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} \cos(\theta_e) & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \sin(\theta_e) \\ -\sqrt{\frac{M_d}{M_q}} \sin(\theta_e) & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Por outro lado, a transformação em (5.30) pode ser utilizada para transformar variáveis de rotor, uma vez que sua estrutura se mantém balanceada. Aplicando a transformação (5.31) para as grandezas de estator e (5.30) para as de rotor nas equações de tensão de rotor em referencial estacionário em (5.17):

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_e - \omega_r) \\ (\omega_e - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix}, \quad (5.32)$$

onde ω_e é a frequência de giro do sistema em referencial síncrono. A letra e indica que a grandeza relacionada está em referencial síncrono. Logo, as equações de tensão de rotor em referencial síncrono do sistema com fase aberta se tornam iguais às do sistema balanceado, como aquelas desenvolvidas em [99]. Por outro lado, uma mudança está no cálculo dos enlaces de fluxo de rotor em referencial síncrono. Aplicando-se as transformações adequadas à Equação (5.18), tem-se

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{M_d M_q} & 0 \\ 0 & \sqrt{M_d M_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix}. \quad (5.33)$$

A equação de torque da máquina com fase aberta em referencial síncrono será [87]:

$$T_m = \frac{P}{2} \frac{\sqrt{M_d M_q}}{L_r} (i_{qs}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \lambda_{qr}^e). \quad (5.34)$$

Se a orientação por campo for pelo enlace de fluxo de rotor, então $\lambda_{qr}^e = 0$, e as equações (5.32) a (5.34) se tornam

$$\begin{aligned}
0 &= R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e \\
0 &= R_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \\
\lambda_{dr}^e &= \sqrt{M_d M_q} i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e \\
\lambda_{qr}^e &= \sqrt{M_d M_q} i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e = 0 \\
T_m &= \frac{P}{2} \frac{\sqrt{M_d M_q}}{L_r} i_{qs}^e \lambda_{dr}^e.
\end{aligned} \tag{5.35}$$

O fluxo de rotor em termos da componente de magnetização da corrente de estator é

$$\lambda_{dr}^e = \frac{R_r \sqrt{M_d M_q}}{(L_r p + R_r)} i_{ds}^e. \tag{5.36}$$

Por fim, o escorregamento da máquina com fase aberta se torna

$$(\omega_e - \omega_r) = s \omega_e = \frac{R_r \sqrt{M_d M_q} i_{qs}^e}{L_r \lambda_{dr}^e}. \tag{5.37}$$

Essas equações são iguais à da máquina de indução em referencial síncrono na ausência de falhas, substituindo-se a indutância de magnetização L_m por $\sqrt{M_d M_q}$ [87]. Ou seja, a indutância de magnetização equivalente da máquina é a raiz geométrica de M_d e M_q . Deve ser notado que, na operação balanceada, $M_d = M_q = L_m$.

Portanto, o controle de torque no plano dq síncrono empregando a técnica de controle por orientação de campo pode ser realizado praticamente da mesma maneira de uma máquina balanceada. As diferenças estão na transformação utilizada para levar variáveis de estator do referencial estacionário para o síncrono e o cálculo da “indutância de magnetização equivalente”, $\sqrt{M_d M_q}$. Com essa transformação, o modelo dq da máquina expressa no referencial síncrono é equivalente ao modelo de uma máquina simétrica com o seu enrolamento de estator sendo a raiz geométrica dos enrolamentos dq da máquina assimétrica (com perda de fase) [87].

Além do controle das correntes dq em referencial síncrono, que são responsáveis pela produção de torque e fluxo na máquina, as correntes do subespaço Z precisam ser controladas de acordo com algum critério, como será discutido posteriormente.

5.6.1. Simulação do Controle no plano dq síncrono em condição de fase aberta – Controlador de Corrente Ideal

A Figura 5.21 apresenta um diagrama de blocos para o sistema de controle de velocidade e fluxo de rotor, mas assumindo um controle de corrente ideal. A letra s representa derivada no domínio de Laplace. Nesta simulação, a máquina é alimentada com correntes de estator. A ideia é testar as estratégias de controle discutidas anteriormente.

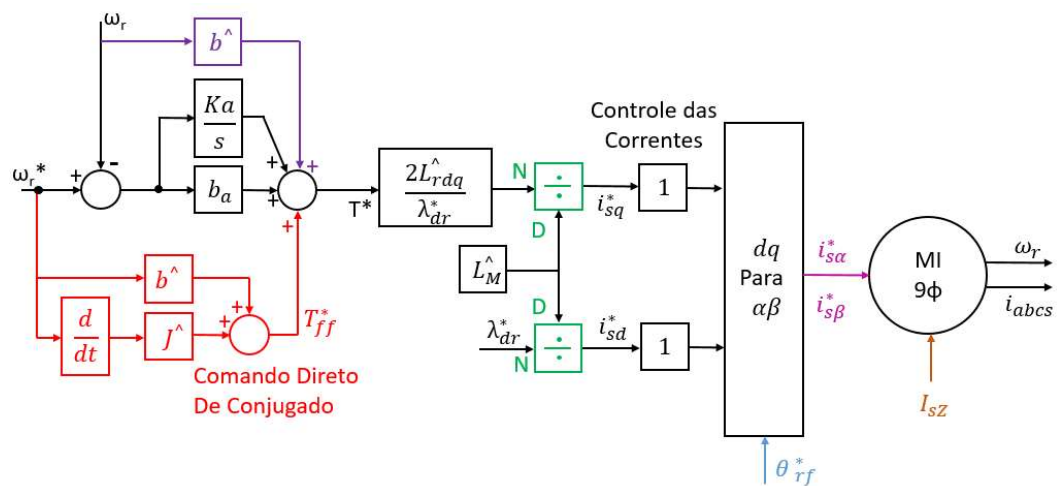


Figura 5.21 – Diagrama de blocos do Controle de Velocidade e Fluxo de Rotor.

A malha de velocidade, além da ação de controle realimentado com controlador proporcional integral, possui a ação do comando direto de conjugado e o desacoplamento do coeficiente de atrito viscoso b (assumido como $0,01 \text{ Nms/rad}$ neste trabalho). Para determinação da corrente de eixo direto de referência, o fluxo de rotor de referência é dividido pela estimativa de $L_M = \sqrt{M_d M_q}$. Então, dependendo da condição de fase aberta ou se for condição balanceada, esse parâmetro se altera.

O ângulo da orientação por fluxo de rotor é determinado de maneira indireta, utilizando a Equação (5.37) para cálculo de escorregamento, somada à velocidade de rotor em rad/s elétricos. Esse procedimento é muito semelhante ao que é feito para uma máquina balanceada.

A determinação dos ganhos da malha de velocidade é baseada na curva de rigidez dinâmica $\left| \frac{T_L}{\omega} \right|$. Mesmo que nesta etapa um controlador de corrente ainda não esteja sendo utilizado, a escolha das frequências de corte da malha de velocidade depende daquela escolhida para a malha de corrente. O critério se baseia na redução da frequência de corte das malhas externas por um fator de 10 vezes com relação à da malha interna. Considerando-se uma

frequência de chaveamento de 5kHz, a frequência de corte da malha de corrente seria 500Hz. Para a malha de velocidade, então, têm-se duas frequências de corte: uma em 50Hz e outra em 5Hz. A função resposta em frequência para a rigidez dinâmica da malha de corrente é colocada na Equação (5.38). Com ela, podem-se calcular os ganhos da malha de velocidade, de acordo com as frequências de corte especificadas. O ganho proporcional é $b_a = 6,2$ e o ganho integral é $K_a = 177,46$. As funções resposta em frequência para $\left|\frac{T_L}{\omega}\right|$ e $\frac{\omega}{\omega^*}$, onde ω é a velocidade desenvolvida e ω^* é a referência, são apresentadas na Figura 5.22.

Para perturbação (conjugado de carga) constante, a rigidez dinâmica $|T_L/\omega|$ é infinita. Para frequências até 5 Hz (zero mais lento), a rigidez dinâmica decresce com o aumento da frequência, podendo variar paralelamente com K_a . Para frequências de unidades de Hz, aproximadamente de 5 Hz a 50 Hz (segundo zero), a rigidez dinâmica apresenta seus menores valores, aproximadamente constantes, da ordem do ganho proporcional da malha de velocidade b_a . Para frequências acima de 50 Hz, a rigidez dinâmica volta a subir, com a inclinação dada pela própria inércia do motor, J . Ou seja, apenas a própria inércia do sistema é capaz de rejeitar perturbações de alta frequência. Com a ação do comando direto de conjugado e o desacoplamento de b , a faixa de passagem da função ω/ω^* é ampliada, tendo uma frequência de corte em torno de 500 Hz, devido à limitação imposta na malha de corrente. Entretanto, nesta etapa do trabalho, a malha de corrente é assumida ideal, ou seja, um bloco com ganho unitário.

$$\left|\frac{T_L}{\omega}\right| = \frac{Js^2 + s(b + b_a) + K_a}{s} \quad (5.38)$$

w/w^* (abs) e $|T_L / w|$ [Nm/rad/s]

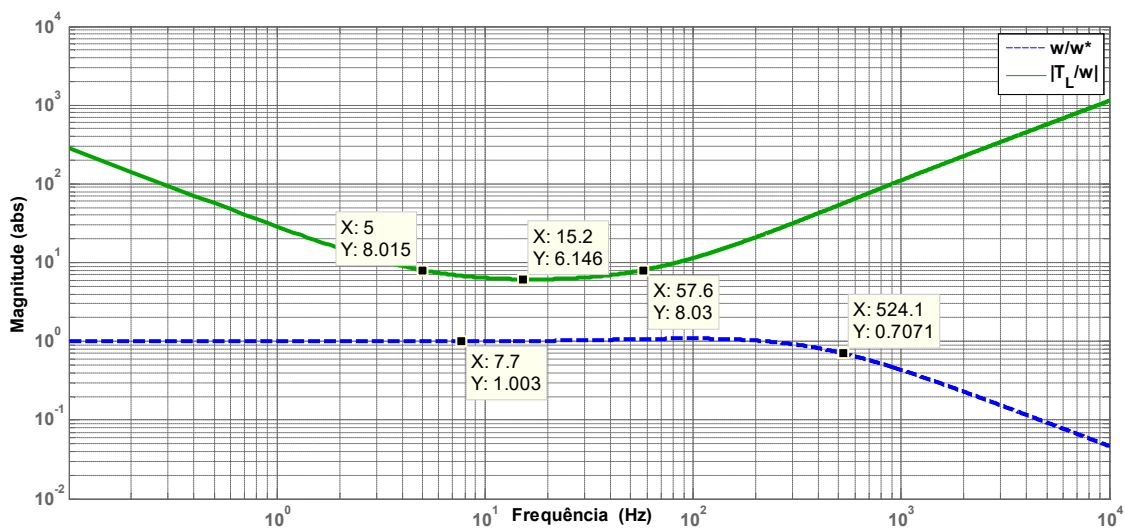


Figura 5.22 – Funções resposta em frequência e rigidez dinâmica para a malha de velocidade.

Para a máquina de indução de nove fases utilizada neste trabalho, o enlace de fluxo de rotor nominal é 0,47Wb. Somente depois que o fluxo da máquina é estabelecido, foi dado o comando de partida do motor. O Comando de velocidade é de partida em rampa, levando 1 segundo para o motor alcançar a velocidade nominal de 7140 rpm, a vazio. Após o regime permanente de velocidade, é dado um degrau de carga no motor em 2,25s, em seu valor nominal de 9,8 N.m.

Neste esquema de controle, a matriz de transformação das variáveis de fase para $\alpha\beta$ estacionário mais o subespaço Z aplicada para a situação balanceada é [T9]. Também nessa condição, a matriz de transformação das grandezas em referencial síncrono para referencial estacionário é a matriz inversa da tão conhecida (5.30). A perda da fase A1 ocorre em 2,5s. A partir desse momento, a matriz de transformação de grandezas de fase de estator para o plano $\alpha\beta$ e o subespaço Z é alterada para [T8]. Porém, somente em 2,75s a matriz de transformação de referenciais para a corrente de estator é substituída de (5.30) para a (5.31).

A Figura 5.23 apresenta a velocidade e torque de referência e desenvolvidos pela máquina de indução de nove fases com a fase A1 aberta. Entre 2,5 e 2,75s, o torque apresenta oscilação da ordem daquela apresentada na Figura 5.5, onde não há nenhum controle da máquina. Até mesmo o torque de referência possui pulsação, uma vez que as correntes de referência também conterão uma ondulação devido à utilização de uma transformação inadequada. Após a mudança da matriz utilizada para transformar as correntes de estator do referencial estacionário para síncrono passando a ser (5.31), a pulsação de torque é eficientemente eliminada, como apresenta a Figura 5.24.

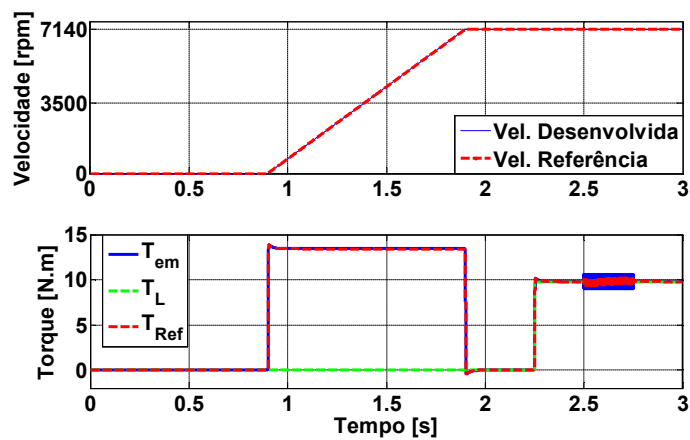


Figura 5.23 – Resposta de velocidade e torque da máquina de indução de nove fases com a fase A1 aberta – Simulação do controle.

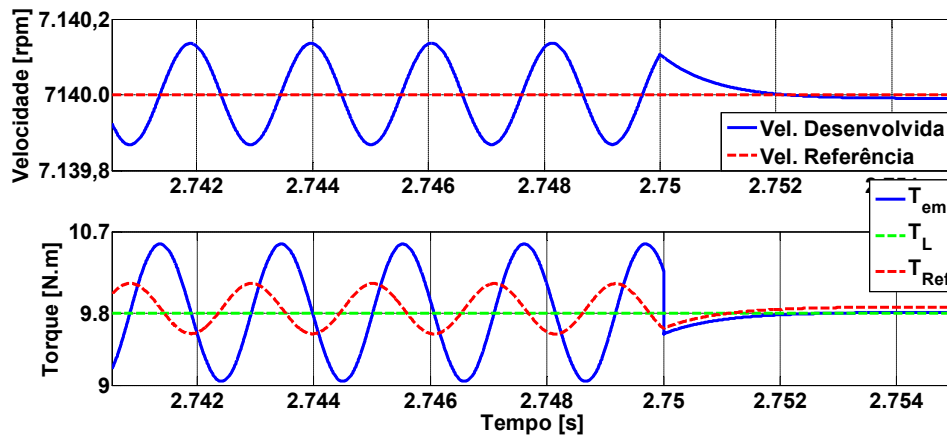


Figura 5.24 – Eliminação da pulsação de torque.

O enlace de fluxo de rotor é mostrado na Figura 5.25. É percebida uma pequena perturbação entre 2,5 e 2,75s. Após a adequação do controle à situação de fase aberta, o fluxo se restaura.

A Figura 5.26 apresenta as correntes de estator em referencial síncrono. Pode-se perceber que i_{sq} possui uma certa pulsação, que acarreta na pulsação de conjugado. A Figura 5.27 mostra as correntes de estator em referencial estacionário deste sistema. Após a adequação do controle, em 2,75s, automaticamente as correntes mantêm a relação (5.25), pois as correntes de referência em referencial síncrono passarão a ser somente componentes de corrente contínua, como mostrou a Figura 5.26.

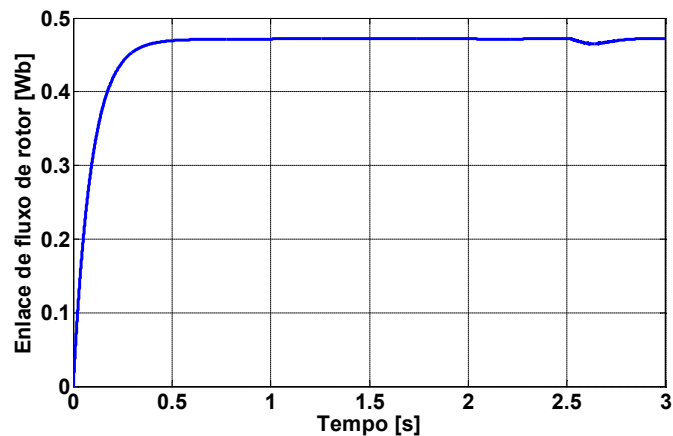


Figura 5.25 – Enlace de fluxo de rotor - Simulação do controle.

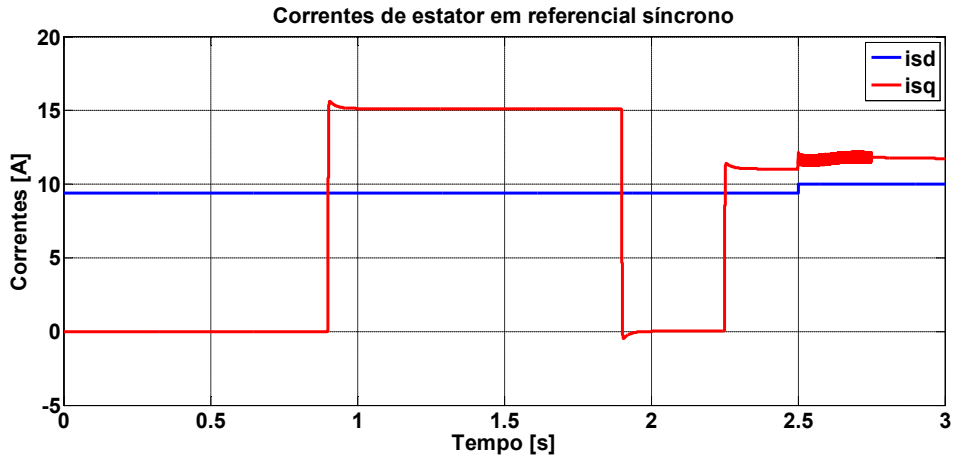


Figura 5.26 – Correntes de estator em referencial síncrono.

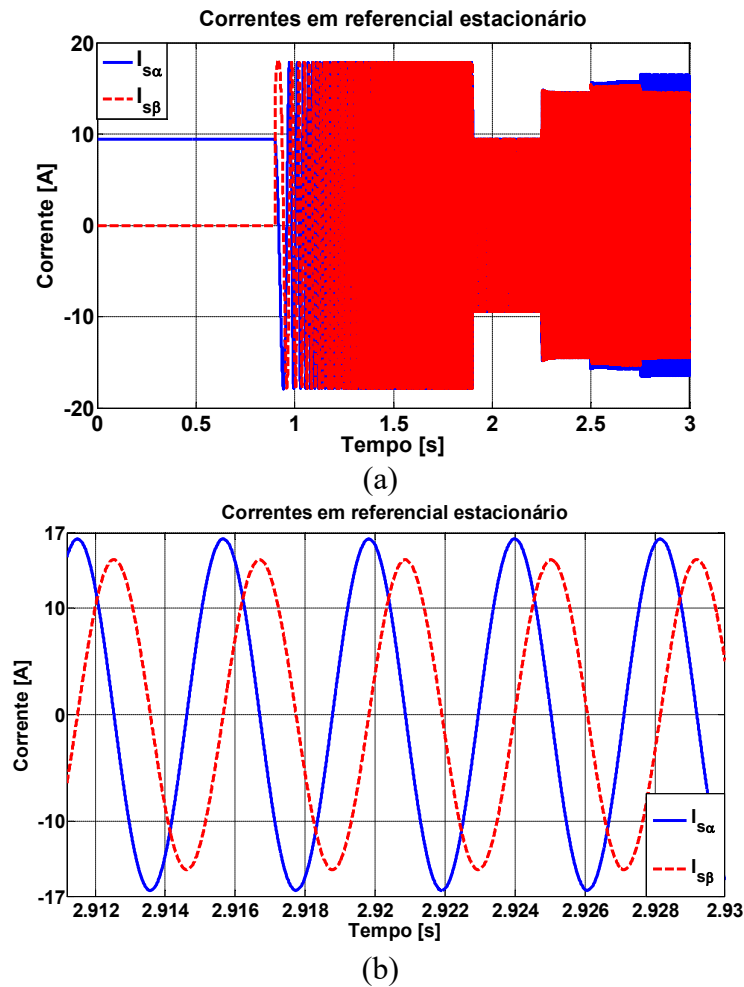


Figura 5.27 – Correntes do estator em referencial estacionário - Simulação do controle. (a) durante todo o tempo de simulação e (b) após a adequação do controle.

A corrente $i_{s\beta}$ volta a ter a mesma amplitude da condição pré-falta 14,5A, já que é necessário manter o mesmo torque, e $i_{s\alpha}$ aumenta em relação a $i_{s\beta}$ por um fator $M_q/M_d =$

1,1339, atingindo 16,45A. Já a Figura 5.28 apresenta as correntes de rotor em referencial estacionário. É observado que essas correntes voltam a ser iguais àquelas da situação pré-falta após a reconfiguração do controle. Esse fato reforça a discussão anterior de que, alterando-se adequadamente as correntes de estator, para produção de uma FMM balanceada, as correntes de rotor de referencial estacionário não se alterariam.

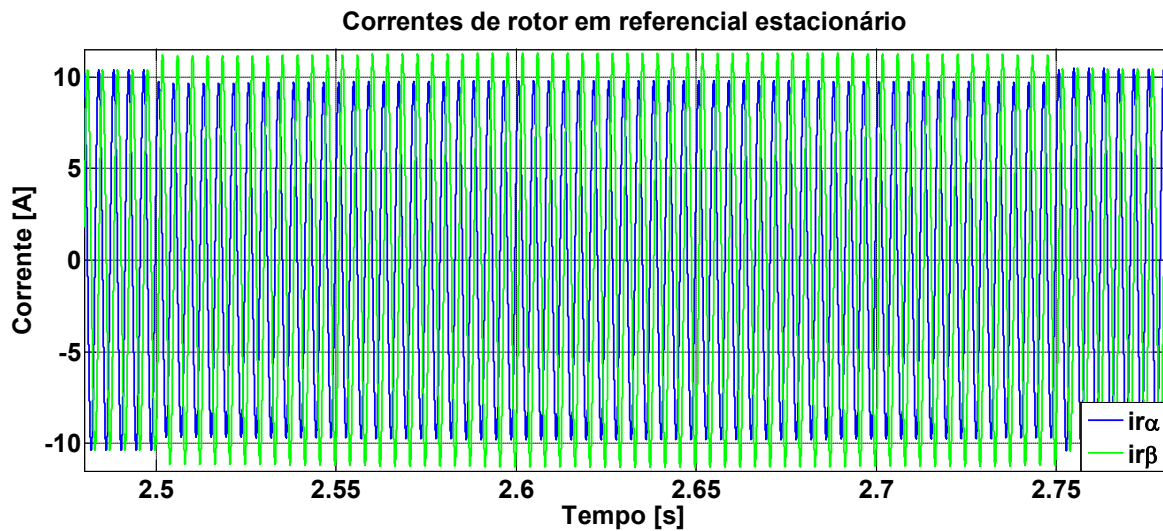


Figura 5.28 – Correntes de rotor em referencial estacionário - Simulação do controle.

5.6.2. Controlador de Correntes em Referencial Síncrono

A Seção anterior utilizou um controlador de corrente ideal, de forma que as correntes de referência eram as próprias correntes aplicadas à máquina. Com isso, o efeito das matrizes de transformação e a nova estratégia de controle, proposta por [87], puderam ser simuladas e analisadas. Entretanto, no controle realizado em [87], é desprezada a dinâmica de estator, assumindo-se que a corrente fosse perfeitamente controlada. Não havendo essa consideração, não é adequado utilizar o mesmo controle de corrente da operação balanceada para esta situação de falha. É necessário um modelo preciso, de forma que a força contraeletromotriz possa ser estimada e compensada/desacoplada, já que ela representa uma forte perturbação à malha de controle. Esse problema é verificado na sequência.

A Figura 5.29 representa um diagrama para o controle realizado nesta Seção. Nesta etapa, as correntes de estator de eixos direto e em quadratura são entradas independentes. A corrente i_{sd}^* de referência é um valor constante, a mesma para a simulação anterior, da Seção 5.6.1. Essa

corrente de referência sofre uma alteração quando da abertura da fase A1, uma vez que o valor da indutância mútua equivalente é reduzida. Já a corrente i_{sq}^* de referência é uma onda quadrada com amplitude e período ajustados para se alcançar a velocidade desejada. O controle de corrente é composto por uma ação *feedback*, composta por um controlador proporcional de ganho R_a , e ação *feedforward*, tal como pode ser feito para a máquina balanceada.

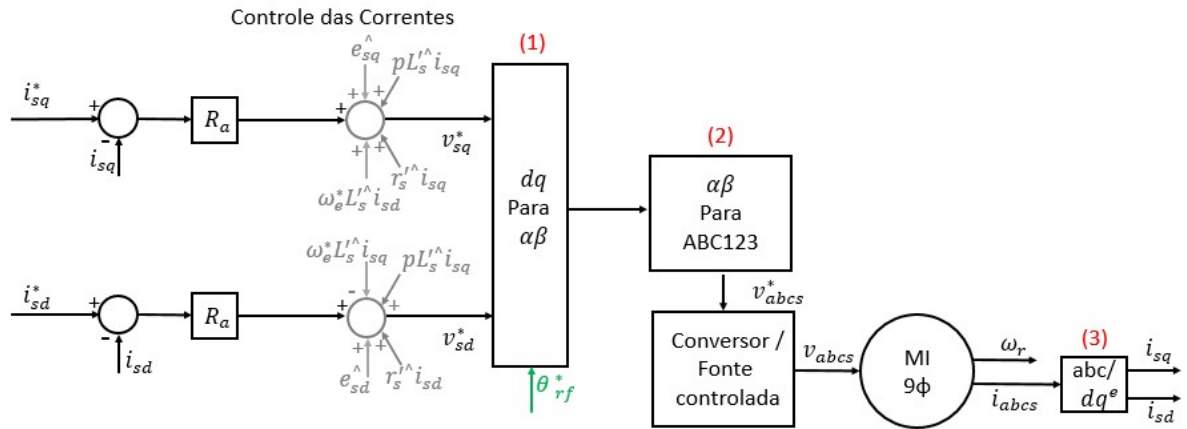


Figura 5.29 – Diagrama de controle de correntes.

A transformação (1) marcada na Figura transforma as tensões de referência síncronas para o referencial estacionário. Por se tratar de tensões, a mesma transformação de referenciais para condição balanceada, a transformação inversa de (5.30), foi empregada. A transformação (2) leva as tensões em referencial estacionário para tensões de fase. Portanto, na situação balanceada, a matriz inversa de $[T9]$ é utilizada; havendo a perda da fase A1, ela deve ser substituída pela matriz inversa de $[T8]$. A transformação (3) é crítica: ela transforma as correntes de estator de fase medidas para o referencial síncrono, para serem inseridas no controle. Para transformar as correntes de fase para o referencial estacionário, deve-se utilizar $[T9]$ na condição balanceada e $[T8]$ ocorrendo uma abertura na fase A1. Na sequência, para transformar as correntes em referencial estacionário para síncrono, a matriz da Equação (5.30), tradicional, deve ser adotada na condição balanceada e a matriz da Equação (5.31), no caso da fase A1 estar em circuito aberto.

Para o projeto do controlador, será considerada, por enquanto, a condição balanceada. Havendo o desacoplamento da realimentação interna devida à resistência de estator, as funções de transferência da resposta de corrente em função da corrente de referência $\frac{i_s}{i_s^*}$ e da rigidez dinâmica da malha de corrente $\left| \frac{e_s}{i_s} \right|$ serão:

$$\frac{i_s}{i_s^*} = \frac{1}{L'_s s + R_a}, \quad \left| \frac{e_s}{i_s} \right| = sL'_s + R_a \quad (5.39)$$

em que,

$$L'_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} = 5,4mH \quad (5.40)$$

é uma estimativa para a indutância transitória para a máquina. As indutâncias L_s e L_r , de estator e de rotor, são a soma da indutância mútua com a indutância de dispersão de estator e de rotor, respectivamente.

Considerando-se a frequência de corte de projeto para a malha de corrente em 500 Hz, o valor do ganho proporcional será $R_a = 17,1 \Omega$. A Figura 5.30 apresenta as funções resposta em frequência para a malhas de corrente. Para baixas frequências, a rigidez dinâmica vale R_a . Para frequências acima da frequência de corte, a rigidez dinâmica aumenta com a frequência a uma inclinação (em escala logarítmica) dada por L'_s . Com o desacoplamento da realimentação interna, a função $\frac{i_s}{i_s^*}$ tem ganho unitário até a frequência de corte de 500 Hz. Acima dessa frequência, a malha de corrente vai perdendo capacidade de rastrear a sua referência.

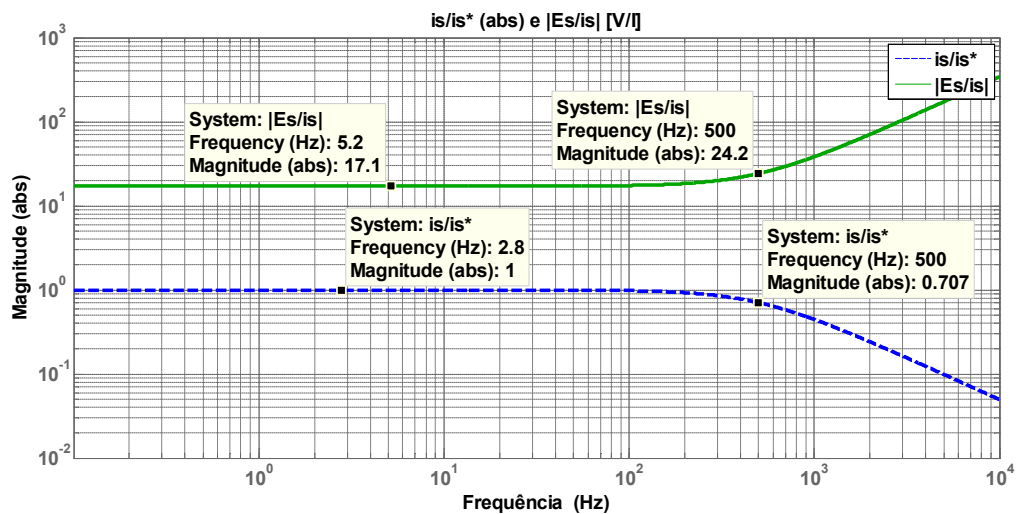


Figura 5.30 – Funções resposta em frequência para a malha de correntes.

A simulação deste controle é realizada para baixa e alta velocidades. A simulação inicia com a máquina em condições balanceadas. Em $t = 3s$, ocorre a abertura da fase A1. Todas as matrizes de transformação são adequadamente alteradas, exceto na transformação (3). Nessa etapa de transformações, apenas a troca da matriz $[T9]$ por $[T8]$ é realizada, levando correntes de fase para correntes em referencial estacionário. Entretanto, para a transformação de

referenciais, a matriz da Equação (5.30) continua sendo utilizada, mesmo com a fase A1 aberta, para que se possa ver o efeito. Em $t = 7s$, a matriz adequada, da Equação (5.31), é finalmente adotada na transformação em (3).

Para baixas velocidades, da ordem de 236rpm, no máximo, a onda quadrada para i_{sq}^* possui amplitude de 1A e período de 1 segundo. A Figura 5.31 apresenta a resposta de velocidade e torque da máquina nesse caso. Pode-se perceber a pulsação de conjugado devido à abertura da fase A1. Quando todas as matrizes de transformação são adequadamente trocadas, em 7s, a pulsação de conjugado é reduzida.

A Figura 5.32 mostra as correntes de referência e “medidas” de eixo em quadratura e o erro entre elas. Ainda existe um erro, mesmo em baixas velocidades. A pequena oscilação em i_{sq} leva a oscilações de conjugado. As mesmas grandezas são apresentadas na Figura 5.33, mas para a corrente de eixo direto. Também é possível notar as oscilações nessa corrente.

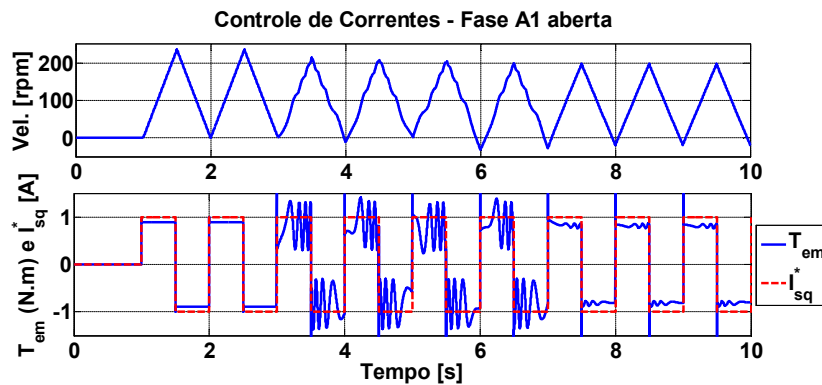


Figura 5.31 – Resposta de Velocidade e Conjugado, Baixa Velocidade.

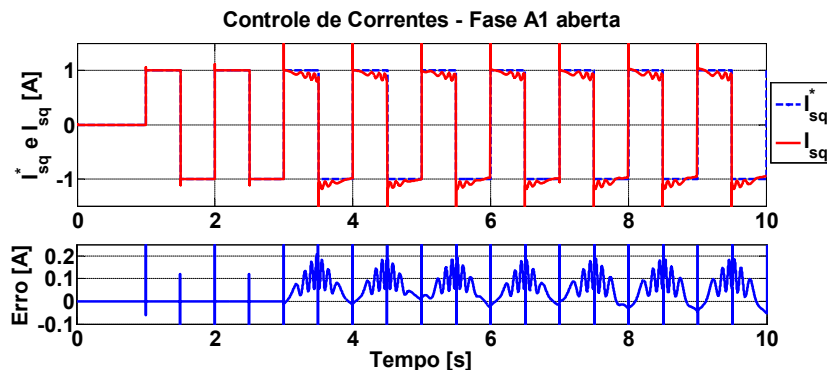


Figura 5.32 – Corrente de eixo em quadratura em referencial síncrono, Baixa Velocidade.

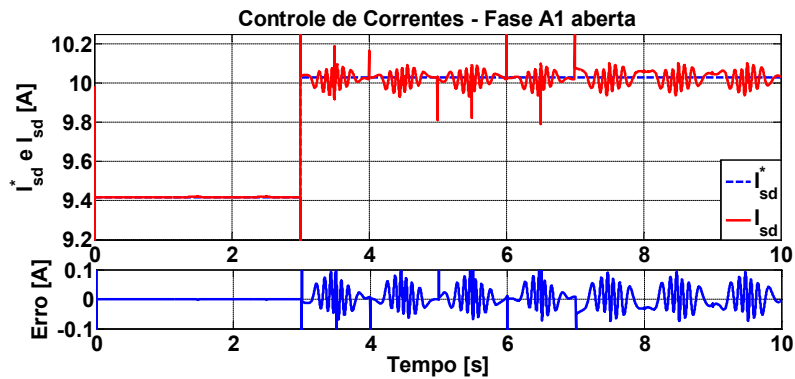


Figura 5.33 – Corrente de eixo direto em referencial síncrono, Baixa Velocidade.

Já para uma velocidade mais alta, a Figura 5.34 mostra que, mesmo com as transformações adequadas, a pulsação no conjugado quase não apresenta redução. A resposta de velocidade se torna ainda pior. De fato, quanto maior a velocidade, maior a força contraeletromotriz desenvolvida no motor, que é uma grande perturbação para a malha de corrente. Não havendo desacoplamento correto dessa perturbação, as respostas não serão precisas e livres de oscilações, a não ser que se use ganho muito elevado nessa malha.

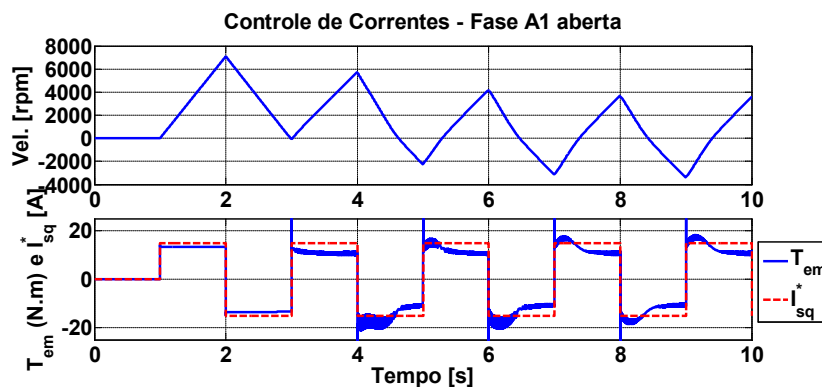


Figura 5.34 – Resposta de Velocidade e Conjugado, Alta Velocidade.

Portanto, as equações em referencial síncrono, inclusive para a tensão de estator, precisam ser corretamente determinadas. Assim, com um modelo adequado, os desacoplamentos necessários são realizados, o que pode gerar melhores respostas. Ou seja, correntes em referencial síncrono e conjugado livres de oscilações.

5.7. Resultados Experimentais

Nesta etapa, o motor teve uma ou mais de suas fases abertas desde a partida. Três condições são avaliadas: apenas a fase A1 aberta, fases A1 e A2 abertas e fases A1, A2 e A3 abertas. Os fasores dessas correntes eram adjacentes na operação balanceada. Em qualquer uma dessas situações, o motor foi capaz de partir e atingir velocidade próxima à velocidade síncrona, mesmo com corrente nula em uma ou mais de suas fases. A Figura 5.35 (na página seguinte) apresenta as correntes de estator por meio da simulação do Modelo Modificado. A Figura 5.36 apresenta as correntes experimentais filtradas das fases remanescentes para estes três tipos de falha.

Pode-se perceber uma semelhança entre as correntes resultantes do modelo e as correntes medidas. Comparando-se cada corrente do modelo com a sua corrente experimental correspondente, verifica-se que o erro máximo entre as correntes é 13%, o erro mínimo é 1,65% e o erro médio de todas as oito correntes é 7,8%.

Quando apenas a fase A1 está em circuito aberto, as correntes das fases mais afetadas são I_{a2} e I_{c3} , que são os fasores adjacentes a ela no tempo. Depois delas, as correntes que sofrem maior acréscimo em amplitude são I_{b2} e I_{b3} . Especialmente, as fases B2 e B3 são adjacentes à fase A1 no espaço, como mostrou a Figura 2.1(a).

Quando as fases A1 e A2 estão abertas, as correntes das fases A3 e C3 são bastante afetadas. Os fasores de A3 e C3 são os mais próximos, no tempo, ao conjunto A1 e A2 de fases perdidas. Adicionalmente, a corrente I_{b3} também experimenta um aumento significativo. A fase B3 está entre A1 e A2 no espaço. Finalmente, quando as fases A1, A2 e A3 estão abertas, as fases com maior acréscimo de corrente são aquelas cujos fasores são adjacentes às três fases perdidas: B1 e C3. Também são fortemente impactadas as correntes das fases entre A1, A2 e A3 no espaço: C1 e B3.

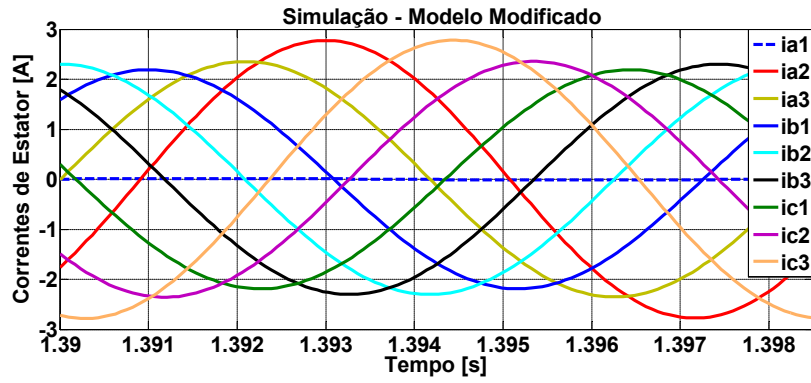
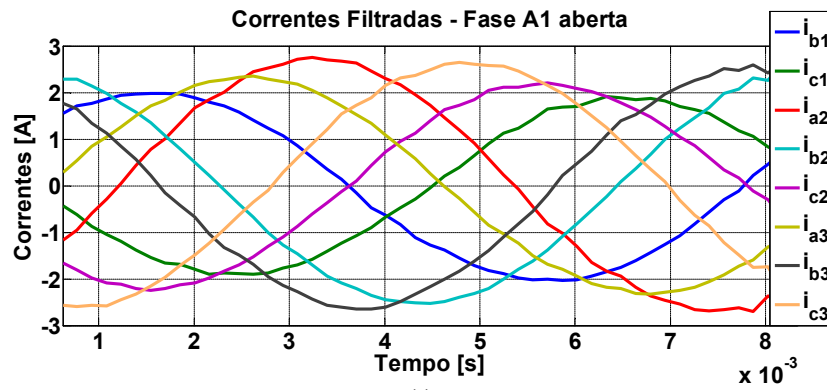
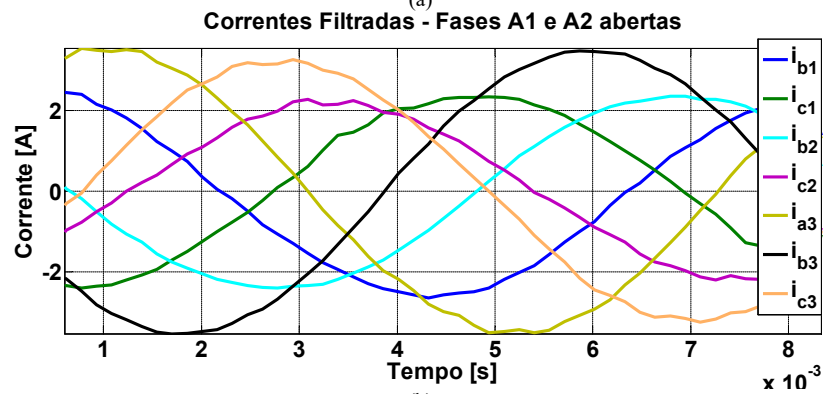


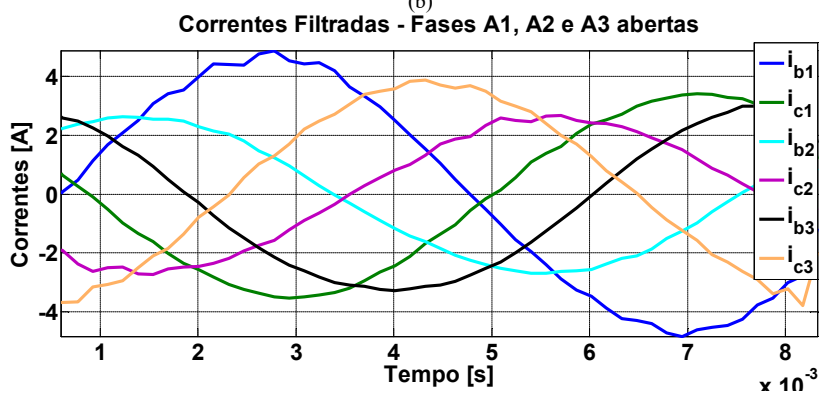
Figura 5.35 – Simulação do Modelo Modificado nas Mesmas Condições – Fase A1 aberta.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.36 – Correntes experimentais filtradas: a) fase A1 aberta, b) fases A1 e A2 abertas e c) fases A1, A2 e A3 abertas.

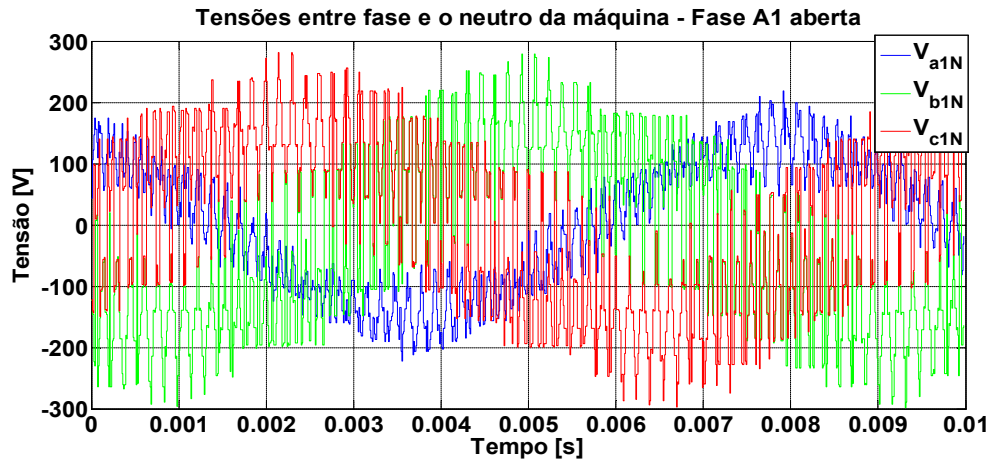
A Tabela 11 permite a comparação do valor eficaz em por unidade [pu] das correntes nas condições de fases abertas. A corrente base é 1,52 A, valor eficaz das correntes na situação balanceada. Portanto, em geral conforme a quantidade de fases abertas aumenta, todas as correntes saudáveis vão crescer em amplitude. Os fasores de correntes adjacentes no tempo e as fases adjacentes no espaço, em relação à(s) fase(s) abertas, são as mais afetadas.

Tabela 11 – Correntes em condições de fase(s) aberta(s).

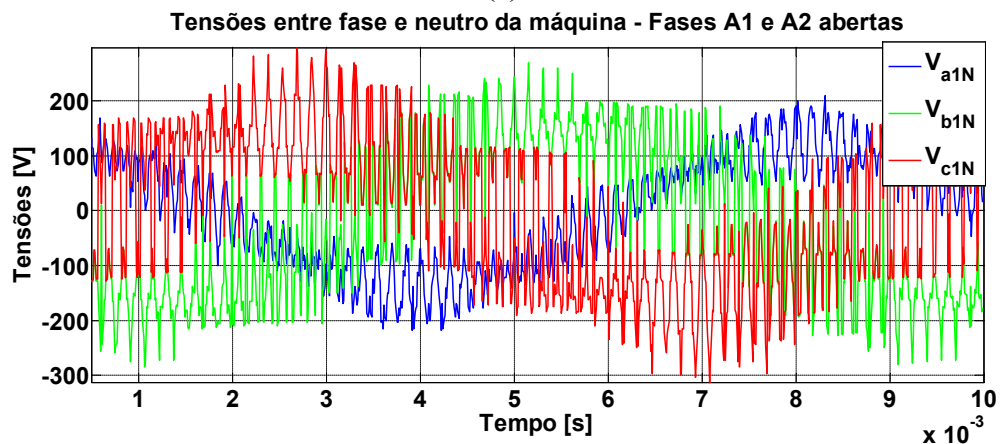
Fase	Valor das Correntes RMS [pu]		
	Fase(s) aberta(s)		
	A1	A1 e A2	A1, A2 e A3
A1	0,00	0,00	0,00
A2	1,29	0,00	0,00
A3	1,10	1,65	0,00
B1	0,97	1,22	2,18
B2	1,20	1,15	1,25
B3	1,23	1,66	1,54
C1	0,91	1,14	1,62
C2	1,04	1,03	1,23
C3	1,25	1,52	1,77

Apesar de em um ou mais enrolamentos não haver circulação de corrente, há uma tensão que pode ser medida em seus terminais. Existe uma força contraeletromotriz através da(s) fase(s) abertas. Nas condições de fases em circuito aberto, a Figura 5.37 apresenta a medição das tensões entre os terminais dos enrolamentos das fases A1, B1 e C1 e o neutro da máquina. Neste caso, a tensão V_{a1N} é a tensão induzida na fase aberta e apresenta menor *ripple* e amplitude. As tensões V_{b1N} e V_{c1N} são as tensões de fase-neutro aplicadas pelo conversor. Entretanto elas se tornam cada vez mais distorcidas.

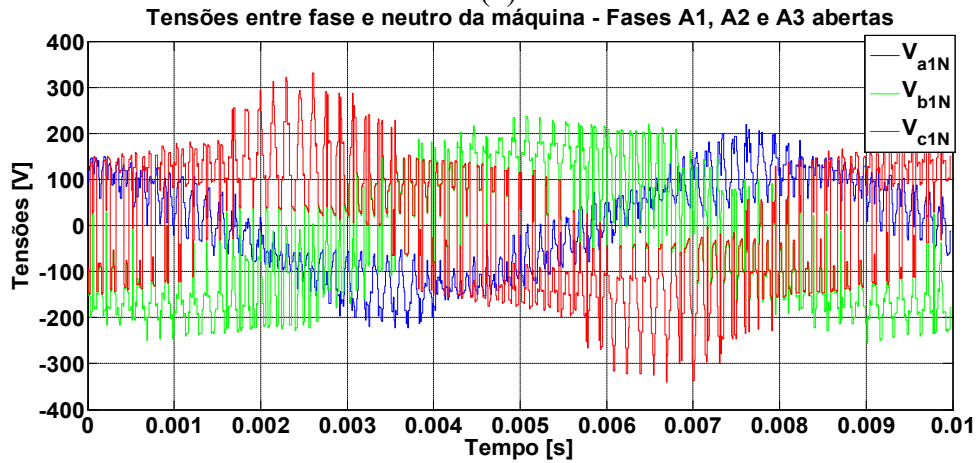
As tensões de fase-neutro das fases saudáveis também sofrem distorção, já que a tensão V_{NO} é alterada à medida em que as fases são abertas. A Figura 5.38 apresenta as tensões entre o neutro da máquina e o ponto central do barramento CC, V_{NO} , para a situação balanceada e estas condições de falha. Pode-se perceber que à medida em que mais fases são colocadas em circuito aberto, a deformação de V_{NO} aumenta em relação àquela medida na condição balanceada. A Figura 5.39 apresenta o espectro de frequência das tensões V_{NO} para a condição balanceada bem como para as operações com a fase A1 aberta, A1 e A2 abertas, e A1, A2 e A3 abertas.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.37 – Tensões de fase do conjunto trifásico 1 em relação ao neutro da máquina – Condições de fases abertas.

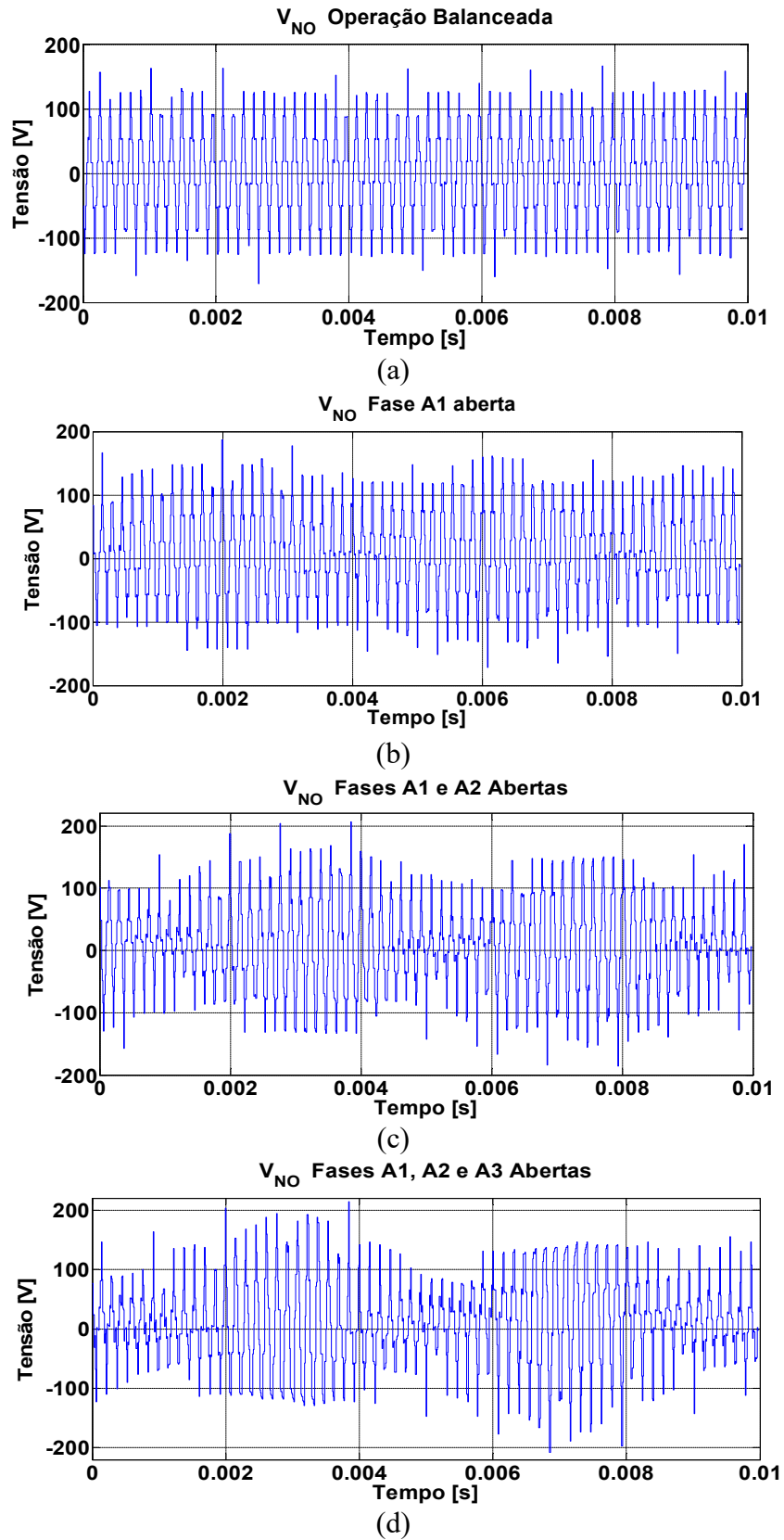
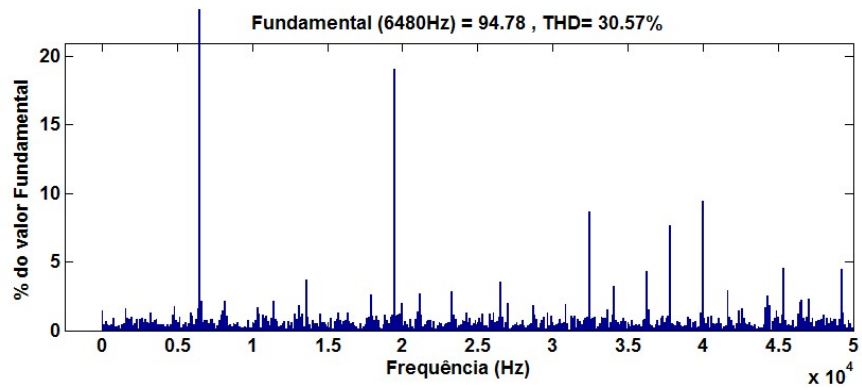
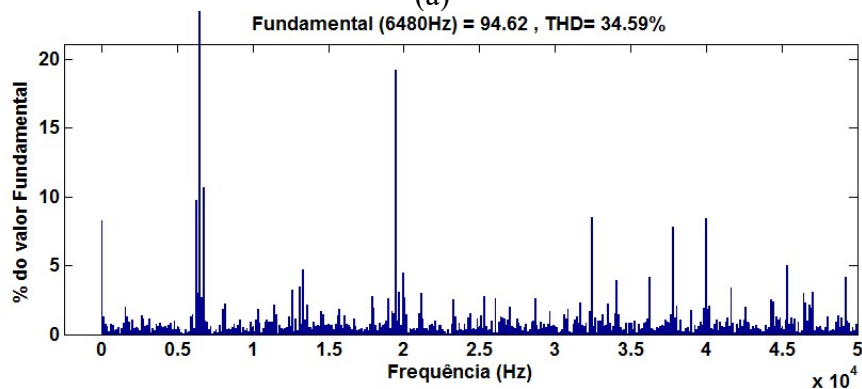


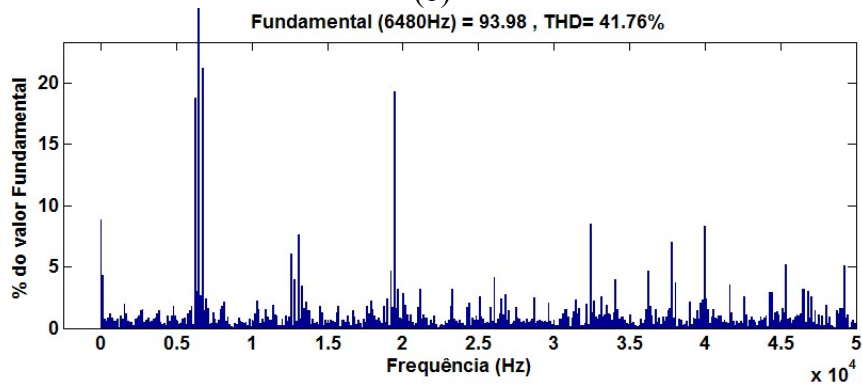
Figura 5.38 – Tensões V_{NO} nas condições: a) Operação balanceada, b) fase A1 aberta, c) fases A1 e A2 abertas e d) fases A1, A2 e A3 abertas.



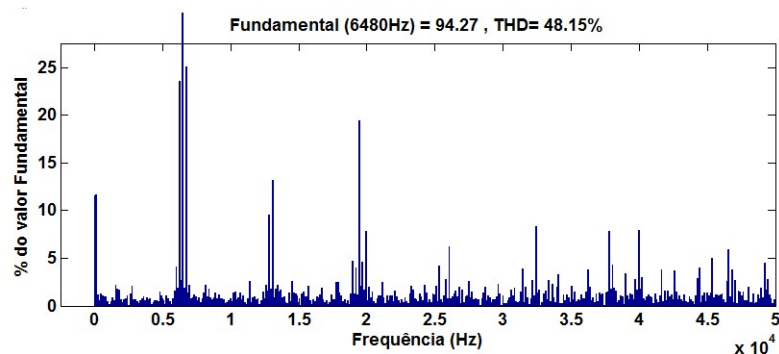
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.39 – Espectro de frequência das tensões V_{NO} nas condições: a) Operação balanceada, b) fase A1 aberta, c) fases A1 e A2 abertas e d) fases A1, A2 e A3 abertas.

A Tabela 12 compara essas tensões entre si e com a V_{NO} da situação balanceada. São quantificados o valor médio (componente CC) e a componente na frequência de 120Hz, que é a frequência das tensões aplicadas pelo conversor.

Tabela 12 – Tensão entre o neutro da máquina e o ponto médio do barramento CC.

Situação	V_{NO}	
	Fundamental (120Hz) (V)	Valor médio (V)
Balanceada	0,38	1,36
Fase A1 aberta	1,19	7,82
Fases A1 e A2 abertas	4,08	8,33
Fases A1, A2 e A3 abertas	11,02	10,88

À medida em que mais fases são abertas, o valor médio e a componente de 120Hz se tornam mais expressivas. Na situação balanceada, essas componentes são praticamente nulas. As bandas laterais em relação à frequência de chaveamento também apresentam um aumento em tensão à medida em que mais fases são colocadas em circuito aberto. Em suma, conforme mais fases são abertas, mais tensões de fase-neutro serão simplesmente as forças contraeletromotrizes através das fases defeituosas. Isso faz com que V_{NO} se distorça. Conseqüentemente, as tensões de fase-neutro dos enrolamentos saudáveis também irão ser alteradas.

Embora até três fases adjacentes tenham sido colocadas em circuito aberto, o motor foi capaz de partir e atingir velocidade constante a vazio sem vibrações excessivas. Esse comportamento demonstra uma das vantagens mais marcantes de máquinas multifásicas, que é a capacidade de operar mesmo com falha em uma ou mais fases.

5.8. Conclusão

Neste Capítulo foi desenvolvido um modelo dinâmico para a MI de 9 fases sujeita a fases abertas. Este modelo é capaz de representar a máquina com até 7 fases abertas. Desse modelo é derivada uma relação entre as correntes de estator pós-falta, de forma que a pulsação de conjugado seja eliminada. É proposta uma modificação no modelo para que o somatório das correntes de estator fosse nula, podendo representar o comportamento de máquinas com neutro isolado sob esse tipo de falha. O controle de velocidade e fluxo da máquina com fase aberta,

primeiramente assumindo controle de correntes ideal, foi realizado. Foi verificada a eliminação da pulsação de conjugado por meio da adequação do controle a essa nova condição. Já para a outra parte, onde o controle de correntes é analisado, percebe-se a necessidade do desacoplamento da força contraeletromotriz, que representa uma forte perturbação para a malha de corrente. Isso é reflexo da necessidade de aperfeiçoar a modelagem da máquina nessa condição.

Os resultados experimentais caracterizam as correntes e tensões da máquina na condição de uma, duas e três fases abertas adjacentes. As fases mais afetadas foram identificadas e percebe-se que elas têm um padrão. Simulação e experimentos são comparados na condição da fase A1 aberta, resultando em baixos erros entre as correntes simuladas e experimentais.

Capítulo 6

Falhas em Conversores de Potência

Neste capítulo, são discutidas as falhas nos conversores de potência, item de muita importância em acionamentos elétricos. É dada uma atenção maior a falhas nos dispositivos chaveados da ponte inversora, que são um dos mais vulneráveis a falhas no sistema de acionamento como um todo. Ao final experimentos são incluídos.

6.1. Introdução

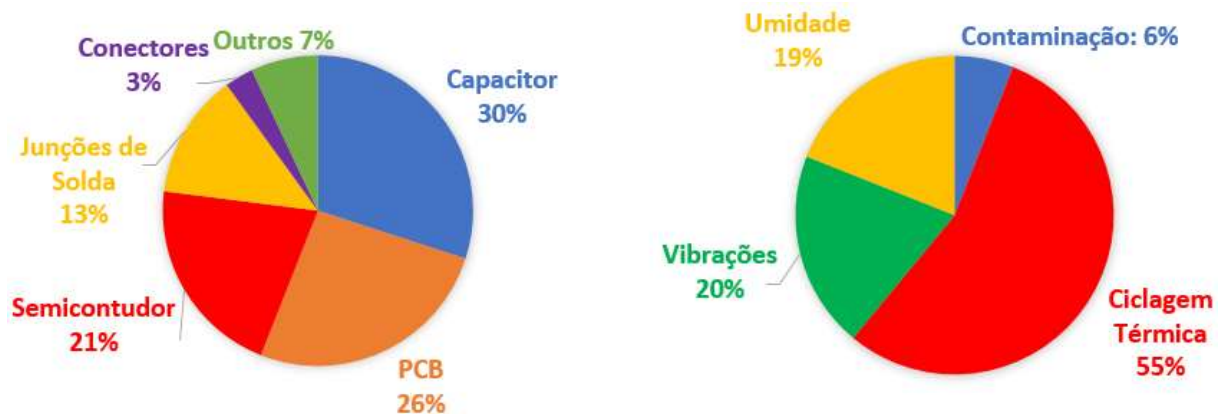
O Capítulo 3 tratou de falhas em máquinas de indução, em especial falhas no estator. Ainda sobre a falha de enrolamentos de estator em circuito aberto, os Capítulos 4 e 5 trouxeram modelagem e estratégias para aumentar a tolerância a falhas de máquinas de indução de nove fases frente a essas falhas. Todavia, falhas no conversor de potência também merecem destaque, sobretudo falhas nas chaves da ponte inversora, que são itens críticos em um acionamento elétrico. A maioria das falhas verificadas em acionamentos industriais se devem a falhas nos dispositivos de eletrônica de potência [10], e que também são as mais imprevisíveis [29].

Embora as taxas de falhas em dispositivos de potência têm sido bastante reduzidas, a confiabilidade é sempre um foco de pesquisa e desenvolvimento [100]. Cerca de 38% das falhas em acionamentos de velocidade variável são devidas a falha nos conversores de potência [100], [101]. Segundo Zhu *et al* [60], as falhas nas chaves do inversor são as mais comuns nesse tipo de acionamento, contando inclusive as falhas que podem ocorrer no motor em si, como enrolamento em curto-circuito ou em circuito aberto. Nas referências [43] e [102] são analisadas algumas falhas em acionamentos com conversores de potência. Por exemplo no sistema de acionamento (excluindo as falhas do motor em si), são listadas as seguintes falhas, de maneira geral:

- Falha fase-terra na fonte de tensão de entrada;

- Diodo do retificador em curto-circuito;
- Falta para a terra no barramento CC;
- Falha em curto-circuito do capacitor do barramento CC;
- Falha em circuito aberto do drive de base do transistor;
- Falha em curto-circuito do transistor;
- Curto-circuito fase-fase nos terminais da máquina elétrica;
- Falha fase-terra nos terminais da máquina elétrica.

Nos sistemas de eletrônica de potência, a degradação de um componente pode afetar a operação de outro. Por exemplo, a redução da capacitância aumentará a ondulação de tensão, o que pode causar sobretensão nos dispositivos chaveados mesmo que o capacitor em si ainda possa continuar operando. Da mesma forma, a deterioração de desempenho de entrada e saída de um conversor eletrônico de potência específico pode induzir falhas a outros subsistemas. Assim, pode ser mais difícil determinar os critérios de falha de um componente ou sistema em eletrônica de potência do que em outros campos [41]. A Figura 6.1 mostra as taxas de distribuição de falhas entre componentes de um conversor de potência e os fatores de estresses que têm impacto significativo na confiabilidade do mesmo.



(a) Distribuição das causas de falhas

(b) Distribuição dos fatores de estresses.

Figura 6.1 – Distribuição de falhas em conversores de potência [103].

É notável a parcela de falhas devida aos capacitores. Por outro lado, falhas nos dispositivos semicondutores e junções de soldas dos módulos somam 34% das falhas nos conversores de potência. Quanto aos fatores de estresse, a ciclagem térmica tem o impacto mais significativo na confiabilidade de componentes de sistemas eletrônicos de potência [41].

6.2. Falhas nos dispositivos chaveados do inversor

Muitos inversores de frequência utilizam IGBTs como dispositivo chaveado devido à sua alta capacidade em termos de tensão e corrente, habilidade de suportarem correntes de curto-circuito por até 10 μ s, facilidade de controle e comutação por sinais de *gate* [104], baixa resistência de estado de condução e ampla área de operação segura. Apesar disso, os IGBTs são um dos componentes mais críticos. Eles sofrem de falhas devido a estresses elétricos e térmicos aos quais são submetidos em diversas aplicações. Os mecanismos de falha podem ser classificados, de modo geral, como sobre-estresse (ou catastróficas, como tratadas em [105]) e desgaste. A falha catastrófica resulta de um único evento que supera os limites do dispositivo, por exemplo sobretensão, sobrecorrente, superaquecimento e assim por diante. Essas falhas podem causar desligamento de um fio de ligação, fadiga das juntas de solda, fissuração abaixo do fio de ligação devido às diferenças nos coeficientes de expansão térmica, reconstrução de alumínio e falha induzida por raios cósmicos [105], [106]. Por outro lado, falha por desgaste surge devido ao acúmulo de danos ao longo do tempo em que o dispositivo está operando, por exemplo, ciclo de temperatura e de potência [41], [105].

Os estresses térmicos têm duas origens na eletrônica de potência. A primeira origem é o ciclo de potência, obtido ao usar conversores sujeitos a alterações de carga que induzem variações de perdas nos dispositivos de potência. A segunda origem é o ciclo térmico devido às variações de temperatura do meio em que os conversores são colocados [107]. Os principais efeitos dos ciclos térmico e de potência nos módulos de semicondutores baseados em IGBTs são termomecânicos e, principalmente, se relacionam com a camada montada sob os *chips* e suas conexões. Esses efeitos levam à iniciação e propagação de fraturas em soldas e nas diferentes camadas de interface da ligação direta de cobre (*direct-bonded-copper* - DBC), mas também geram danos metalúrgicos nos fios de ligação e metalização de emissores [41], [107]. A degradação dos fios de ligação é o mecanismo predominante no caso de ocorrência de alto estresse térmico. Já em situações menos estressantes do ponto de vista térmico, os diferentes mecanismos de falha podem ocorrer simultaneamente [107]. A Figura 6.2 apresenta um módulo de IGBTs com falhas em seus fios de ligação.

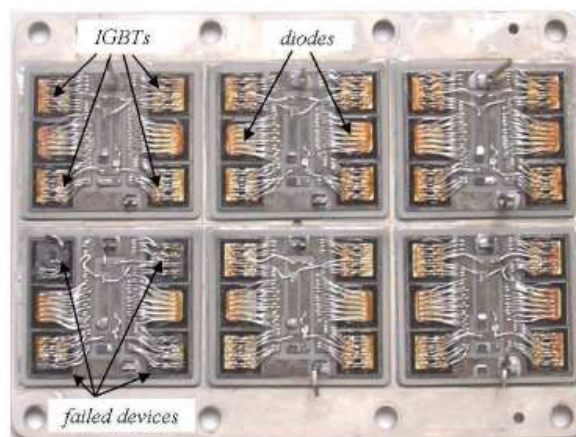


Figura 6.2 – Módulo de IGBT com falhas, mostrando os fios de ligação destruídos [108].

Ocorrendo um evento de disfunção do módulo, por exemplo sinais errados de controle, a energia total armazenada nos capacitores do barramento CC será transferida ao circuito suprido por ele, por exemplo, ao próprio módulo. Uma vez que os fios de ligação tenham se derretido, uma grande parte desta energia é armazenada no plasma gerado, o que pode fazer com que o módulo exploda. Em módulos convencionais de transistores, isso pode causar interrupção do circuito, curto-circuito dos terminais principais ou mesmo uma “ponte” no caminho de isolamento. A alta energia cinética resultante pode distribuir o plasma e as partículas do encapsulamento do módulo através das proximidades desse módulo com falha. Os projetos de encapsulamentos de módulos devem limitar os perigos sempre que possível e garantir a ruptura segura do módulo [109].

A Figura 6.3 apresenta as possíveis falhas nas chaves do inversor em um acionamento multifásico. Os efeitos dessas falhas decorrentes de algum problema no semiconductor ou ao seu *gate-driver* podem forçar o IGBT a permanecer em um estado *ON* ou *OFF* constantemente. Então, de modo geral, essas falhas podem ser categorizadas em falhas de circuito aberto, falhas em curto-circuito [110] e falha de disparo intermitente de *gate* (*intermitente gate misfiring faults*) [101]. Ao contrário da falha em curto-circuito, a falha em circuito aberto não causa sérios danos ao sistema em geral, uma vez que o conversor pode operar com menor qualidade de saída. No entanto, esta falha pode levar a distorção nas correntes e outros problemas [110]. Já a falha em curto-circuito pode causar sérios danos aos conversores, pois a corrente de curto-circuito não controlada pode destruir o IGBT sob falha e/ou outros componentes do circuito [105].

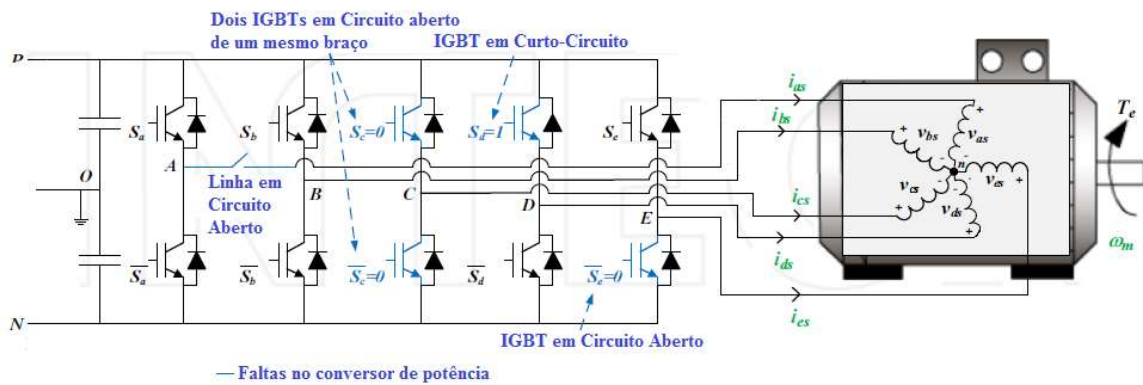


Figura 6.3 – Falhas nas chaves do inversor em um acionamento multifásico [51].

As falhas de disparo de *gate* em IGBTs podem causar um dano catastrófico ao dispositivo, se as mesmas permanecem não detectadas. Podem ser causadas pela ocorrência de um circuito aberto no circuito de *gate-driver*, deterioração do elemento do circuito de controle, compatibilidade eletromagnética degradada, etc. Os inversores podem operar por um período de tempo considerável mesmo com falha de disparo de *gate*. Entretanto, isso é acompanhado por uma degradação da tensão de saída e sobre-estresse em outros dispositivos de comutação e nos capacitores do barramento CC. A falha de disparo de *gate* também pode levar a um curto-circuito do dispositivo. Isso pode ocorrer quando o dispositivo não consegue desligar, causando seu disparo. Na maioria dos casos, a falha de disparo de *gate* é intermitente por natureza [101].

O trabalho desenvolvido em [111] aborda modos de falhas em módulos de IGBTs com tecnologias interconectadas. Essa referência mostrou que, dependendo da energia envolvida na falha por sobrecorrente, esses dispositivos podem falhar em curto-circuito, em circuito aberto ou até mesmo ter seus fios de ligação fundidos e evaporados, conforme essa energia aumenta.

Como resultado das falhas, por exemplo, o conversor de potência pode perder uma fase completa ou pode manter fisicamente o número de fases e fluxo de corrente, mas perder capacidades de controle específicas em um ou ambos os semicondutores de uma determinada fase. Dentro dessa lógica, um problema que surge quando um IGBT falha em curto-circuito ou em circuito-aberto é a incapacidade do inversor em sintetizar as tensões desejadas em todos os setores do PWM, já que uma chave está com estado fixo [59]. Portanto, a configuração do acionamento elétrico varia, e, após a falha, pode ser considerado como um sistema inteiramente diferente [69].

6.2.1. Falha de IGBTs em Circuito Aberto

As falhas de IGBTs em circuito aberto ocorrem principalmente devido ao levantamento do fio de ligação (*bond wire lift off*) devido a estresses térmicos. As falhas de *gate-driver* também são uma das causas comuns de falhas de circuito aberto [103], ou a ausência do sinal do *gate-driver*. Além disso a falha pode ser resultado da destruição da chave devida a uma sobrecorrente acidental, ou também por alto estresse térmico e elétrico causados por efeitos parasitas aumentados em componentes mais antigos e desgastados [112]. Essa falha leva a distorção na corrente de saída e pode causar problemas secundários em outros componentes através de ruídos induzidos e vibrações na carga [103].

Como os módulos de potência com correntes nominais superiores a 10A por *chip* possuem mais de um fio de ligação posicionado em paralelo, a perda do contato do fio de ligação não resultará imediatamente na falha do componente. As perdas nos contatos se tornarão notáveis por um escalonamento da tensão direta no teste de ciclagem de potência. Aqueles fios de ligação paralelos ainda não totalmente destruídos devem agora transportar corrente adicional, e a base da ligação será ainda mais aquecida. Assim, o processo de envelhecimento é acelerado. No último fio de ligação restante, a densidade de corrente será tão alta que a metalização começará a derreter, um arco interno ocorrerá, e eventualmente o *chip* será destruído. Uma interrupção pura do circuito ("terminais abertos"), no entanto, é muito rara na prática [109].

Falhas de circuito aberto levam ao aparecimento de uma componente de corrente contínua nas fases com defeito e nas fases saudáveis [101]. A componente CA da corrente contribui com produção de conjugado útil enquanto que a componente CC produz conjugado frenante [43], [78].

No caso de um único IGBT em aberto, a interação entre a componente CC e o campo magnético da máquina gera um torque pulsante na frequência da corrente do estator. Essa pulsação pode ser particularmente prejudicial à operação em baixa frequência e com baixa inércia referida ao eixo do motor, devido a um possível problema de ressonância mecânica. Adicionalmente, um efeito da falha é a redução do torque médio disponível [43]. As correntes CC também geram um estresse desigual nos transistores superior e inferior do inversor. Esses efeitos podem causar falhas secundárias no inversor, motor, ou na carga [101], [43]. Então, a

componente CC injetada nas correntes das fases da máquina piora o estresse do inversor e dos dispositivos de comutação [43].

A Figura 6.4 apresenta um acionamento elétrico de nove fases composto por um VSI de dois níveis. Quando um transistor do inversor que deveria ser ativado não liga, as correntes de fase da máquina deixam de ser senoidais. Por exemplo, se o transistor superior do braço de uma fase está inoperante, e a corrente dessa fase for positiva (entrando nos terminais da máquina), então a corrente será conectada ao barramento negativo pelo diodo de roda livre da chave inferior, em vez de estar conectada ao barramento positivo. Consequentemente, a corrente nessa fase com defeito diminui a zero. Quando a corrente de referência muda de sinal, ou seja, fica negativa, o transistor superior em falha não afeta mais a corrente, que fluirá normalmente pelo transistor inferior. Como resultado, esse tipo de falha leva ao cancelamento da corrente na fase defeituosa durante a metade do período da corrente, o que causa um deslocamento de corrente contínua na fase defeituosa, como já mencionado. Esse deslocamento é dividido igualmente entre as fases saudáveis [113].

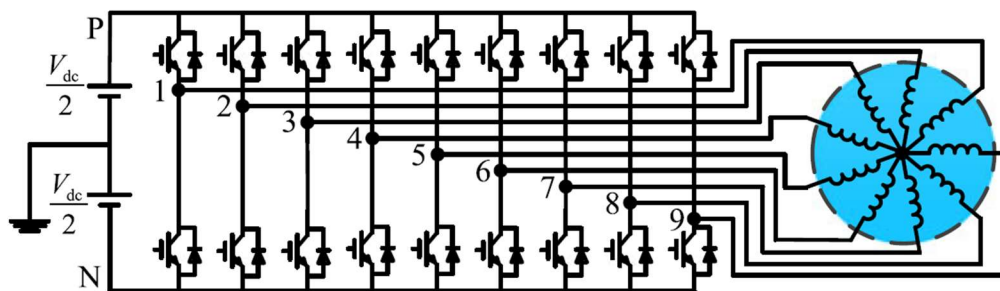


Figura 6.4 – Exemplo de um acionamento elétrico de nove fases [31].

Outro problema relacionado a falhas nas chaves do inversor é a incapacidade de sintetizar a tensão desejada via PWM dependendo da chave que está aberta e do sentido de circulação da corrente na fase. Para um PWM trifásico, por exemplo, a falha em uma chave impossibilita sintetizar corretamente um vetor de tensão em um total de três setores, uma vez que o estado da chave em falha não pode ser alterado. Dessa forma, esse problema reflete no aumento de componente harmônica das correntes, redução de eficiência e, claro, a pulsação de conjugado, levando ao começo de mais falhas ou até à parada da máquina em um caso extremo [59]. Kim et al [59] discutem ainda que, dependendo da posição do rotor e da chave aberta, o motor pode não partir.

- Dois IGBTs com falha em circuito aberto em uma mesma fase

Muitos trabalhos já consideram que dois IGBTs abertos em um mesmo braço do inversor configuram uma falha de fase em aberto, sem discutirem e nem mencionarem a presença dos diodos de roda-livre, como por exemplo em [78] e [114]. Em [78], considera-se um motor trifásico que passaria à operação monofásica quando da falha de dois IGBTs em aberto numa mesma fase, uma vez que o neutro é isolado e as duas correntes restantes necessariamente são opostas. Para este caso, nenhuma componente CC existe nas correntes. A pulsação de conjugado ocorre com o dobro da frequência de alimentação. Por isso, a falha em um único IGBT em circuito aberto representaria uma condição mais severa do que uma fase totalmente sem corrente. Por outro lado, a falha de dois IGBTs, sendo considerada nessas referências uma falha de fase em circuito aberto, origina uma componente de corrente fundamental maior no motor (quase o dobro do valor de sua amplitude em condições normais de funcionamento) do que a corrente em uma falha de circuito aberto de um único IGBT. Isso implica que maiores estresses térmicos são impostos sobre o isolamento do enrolamento do estator do motor [78].

Outros trabalhos reconhecem a presença dos diodos de roda-livre ainda saudáveis, mas afirmam que a sua influência é desprezível devido à pequena corrente que fluem por eles. Então, comparam esta falha ao caso de uma fase aberta [59], mesmo que em alguns trabalhos a máquina sob estudo seja uma máquina síncrona de ímã permanente, como em [59]. De fato, muito poucos trabalhos na literatura analisaram o efeito dos diodos de roda livre neste caso de falha [115].

Na referência [116], foi observado que mesmo com os dois IGBTs de uma fase sem comando de *gate*, a corrente nessa fase não é totalmente nula. A máquina considerada nesse estudo é síncrona de ímã permanente. Dependendo do valor da força contraeletromotriz através da fase defeituosa, os diodos de roda-livre podem ser diretamente polarizados e iniciarem condução, mesmo com os IGBTs abertos. Forma-se então um caminho da corrente para o barramento CC positivo ou negativo, dependendo de a qual tensão o ponto de neutro da máquina está tendendo [116]. Para ilustrar esse efeito, a Figura 6.5, retirada de [116], mostra as correntes, não-nulas, de simulação e de testes experimentais para o caso da falha de dois IGBTs de uma fase em aberto.

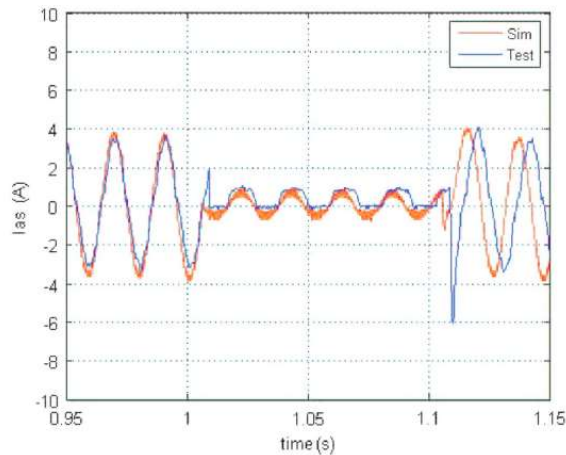


Figura 6.5 – Corrente na fase em que seus dois IGBTs estão abertos, mas com diodos de roda livre funcionando [116].

Segundo Guzman *et al* [115], quando os dois IGBTs de uma fase estão com falha em aberto, os diodos de roda livre são conectados à máquina em um modo de operação não controlado. A corrente na fase defeituosa não poderia ser assumida como zero, a menos que alguma estratégia de isolamento da fase seja aplicado. Assim, a tensão do estator dessa fase é fixada no valor da tensão do barramento CC, positivo ou negativo, dependendo do sentido da corrente. Com isso, um certo grau de liberdade é perdido. Além disso, a corrente não controlada afetará a tensão do neutro do estator da máquina e o acionamento elétrico estará mudando constantemente sua configuração [115].

Na referência [115] foi realizada uma investigação do efeito dos diodos de roda-livre no acionamento de uma máquina de indução de cinco fases com uso de controle preditivo. Os autores chegaram à conclusão de que, quando o acionamento opera com baixo torque, esse efeito é praticamente desprezível. Entretanto, nesse estudo, foi constatado que essa situação é diferente de quando a operação ocorre próxima à sua capacidade máxima. Nesse caso, a não inclusão do efeito dos diodos de roda-livre dos IGBT na modelagem preditiva do controlador utilizado leva a uma deterioração da resposta pós-falta, principalmente devido à diferença entre os vetores de tensão considerados e os efetivamente aplicados. Essa deterioração aumenta com a elevação do valor do conjugado de carga ou o atraso de detecção da falha, mas os resultados experimentais em [115] indicam que ela está limitada a uma pequena porcentagem do desempenho geral. Então, esse efeito dos diodos de roda-livre poderia ser considerado como uma perturbação externa para o controlador [115].

A análise da falha de fases em circuito aberto, com corrente de fase totalmente nula, foi abordada nos Capítulos 4 e 5. Então, tudo o que foi desenvolvido sobre fase aberta nesses capítulos, para a máquina de indução de nove fases, também pode ser considerado para a falha de dois IGBTs abertos em um mesmo braço, caso o efeito dos diodos de roda livre seja desconsiderado.

6.2.2. Falha de IGBT em Curto-Circuito

Um dos tipos mais comuns de falhas no sistema de acionamento é uma falha em curto-circuito em uma chave do inversor [43], [117]. Neste caso, uma das fases do motor está continuamente ligada ao lado positivo ou negativo do barramento CC, resultando em altas correntes de coletor no IGBT.

Este tipo de falha coloca um estresse extremo nos dispositivos de comutação do inversor e, portanto, requer atenção imediata do circuito de proteção. Ocorrendo essa falha, o IGBT ainda saudável dessa mesma fase deve ser prontamente colocado em aberto para evitar um curto-circuito no barramento CC [43], [60]. Mesmo assim, a corrente da fase defeituosa continua aumentando se o comando de *gate* dos IGBTs das outras fases saudáveis for mantido inalterado [43].

Segundo uma revisão da literatura sobre falhas em IGBTs realizado em [101], de maneira geral, uma falha em curto-circuito de um IGBT pode acontecer devido às seguintes razões:

- Uma tensão de *gate* errada, que pode ser causada pelo mau funcionamento do circuito de *gate*-driver, falha na fonte de energia auxiliar ou um distúrbio de variação de tensão (dv/dt);
- Uma falha intrínseca, que pode ser causada por um estresse por sobretensão / avalanche ou excesso de temperatura.

Em [118], profissionais da *Matsumoto Factory* e *Fuji Electric Corporate*, do Japão, analisaram a capacidade de curto-circuito de IGBTs da classe de tensão de 1200V. Eles mostraram uma outra classificação para os modos dessa falha: destruição do dispositivo próximo à corrente de pico devido a uma falha na transição de ativação do IGBT, destruição durante a etapa de condução devido à elevada dissipação de energia e a falha durante o

desligamento. Em [101] é resumido o fenômeno de ruptura do IGBT que resulta em seu curto-circuito. Em [119], um trabalho realizado por profissionais da *Infineon Technologies* detalha três modos de falha em curto-circuito dos IGBTs. No primeiro modo, o IGBT ainda é capaz de cessar a corrente de curto-circuito, mas poucos microssegundos depois desse evento ele é destruído. No segundo modo, o IGBT não consegue se desligar. O terceiro modo é caracterizado pela destruição rápida pela corrente de curto-circuito.

Quando um curto-circuito ocorre em uma chave do inversor, a corrente de coletor cresce até valores alarmantes. Mesmo que geralmente os IGBTs suportem grandes correntes transitórias que não ultrapassem 10 μ s, se a corrente devida a falha em curto-circuito exceder esse tempo, o dispositivo pode ser finalmente destruído [104]. Mais do que isso, essa falha pode levar a uma potencial destruição não só deste IGBT falhado, mas dos IGBTs restantes e a outros componentes, já que a falha em curto-circuito resulta em alta corrente não controlada através do circuito. As falhas de curto-circuito são difíceis de lidar, porque o intervalo de tempo entre o início da falha e a falha em si é muito pequeno [101], além do alto fluxo de corrente. Portanto, a detecção e proteção devem ocorrer dinamicamente enquanto os sinais de falha são dados.

Segundo a referência [120], a magnitude do dano sofrido depende substancialmente das condições iniciais do módulo. O pior caso é quando um *chip* já está pré-danificado e a energia de descarga completa é liberada na proximidade desse *chip*. Um curto-circuito que afeta a todos os *chips* simultaneamente teria muito menos consequências.

Contrariamente aos módulos, os IGBTs *press-pack* intrinsecamente fecham um curto-circuito após uma falha catastrófica, devido à ausência de fios de ligação e conexão direta entre a pastilha de silício e os contatos metálicos [105]. Os IGBTs *press-pack* oferecem a possibilidade de confinar o plasma formado pelo curto-circuito dentro de seu encapsulamento, desde que a atenção adequada seja dada ao projeto desse encapsulamento e à escolha dos materiais estruturais [120]. Os dispositivos *press-pack* têm uma vantagem em aplicações de alta tensão onde eles são conectados em série, já que o conversor pode sobreviver após a falha de alguns deles em curto circuito [100]. Entretanto, os IGBTs *press-pack* defeituosos podem passar a uma condição de circuito aberto após algum tempo, devido à interação do alumínio fundido (Al), molibdênio (Mo) e Silício (Si) que conduz a vários intermetálicos, seguindo com má condutividade como um circuito aberto [105], [121].

Em aplicações relacionadas à rede elétrica, uma preferência por falha em curto-circuito em caso de destruição do dispositivo causada por uma sobrecorrente ou sobretensão inesperada é um dos requisitos conhecidos para os módulos IGBT rumo ao desenvolvimento tecnológico. Isso ocorre porque as cadeias conectadas em série dos módulos IGBT, onde um nível de redundância pode ser empregado, ainda podem funcionar corretamente na ocorrência de falha em um único ou vários módulos redundantes. Assim, os módulos com falha podem ser substituídos numa próxima manutenção programada. Esta habilidade é especialmente importante para os sistemas que são instalados de forma remota, em locais de difícil acesso ou onde o custo da manutenção não programada é muito alto [111].

Choi *et al* [103] fazem uma comparação entre os módulos de IGBT que possuem fios de ligação e módulos *press-pack* em termos de densidade de potência, confiabilidade, custo, perdas, etc. Eles comparam inclusive o modo de falha, indicando que os módulos de fios de ligação falham em circuito-aberto, enquanto os módulos *press-pack* falham em curto-circuito. Entretanto, apesar de ser um excelente trabalho, não citam referências ou o estudo que chegou a esse levantamento.

Não foram encontrados estudos ou indicações completamente seguras que apontam a uma estatística de falhas dos IGBTs, como por exemplo um estudo suficientemente embasado indicando a que tipo de falha os IGBTs tendem: em circuito aberto ou em curto-circuito. A referência [122] afirma que tipicamente falhas em curto-circuito são mais frequentes do que falhas em circuito-aberto em dispositivos de potência. Entretanto, não cita referência ou faz esse levantamento. Por outro lado, não se pode assumir com toda segurança que todos os módulos de IGBTs tendem sempre a falhar em circuito aberto, como é afirmado em alguns trabalhos.

Um curto-circuito de um transistor no sistema de acionamento causa um fluxo de corrente contínua no enrolamento do estator, e a máquina experimenta uma frenagem dinâmica [101]. A injeção dessa componente de tensão contínua produz uma corrente que é limitada apenas pela resistência do estator. Por isso, grandes correntes são esperadas [29]. Do ponto de vista de controle vetorial, a falha resulta em perda de orientação de campo [117].

No trabalho realizado em [44] é concluído que os efeitos negativos no sistema de acionamento utilizado (motor CA de ímãs permanentes sem escovas) de uma falha em curto-circuito de uma chave do inversor são piores do que aqueles efeitos no caso da falha de um

enrolamento em curto-circuito. Na referência [123], é estudada uma falha em curto-circuito de uma chave do inversor que alimenta uma máquina de indução de seis fases. O trabalho modela e simula a falha em curto-circuito de uma chave do inversor. São apresentados resultados de simulação para as correntes das fases, correntes dos eixos dq , conjugado e velocidade. Como esperado, os resultados indicam a presença de componente de corrente contínua. Conseqüentemente, é produzido um grande conjugado frenante, capaz de reduzir rapidamente a velocidade da máquina até zero, em torno do qual ela oscila após o transitório da falha.

- **Tentativas de Mitigação da Falha**

Técnicas de detecção de falhas e reconfiguração do controle do acionamento em caso de falhas de circuito aberto têm sido amplamente estudado nas últimas décadas. Por outro lado, apenas alguns trabalhos têm abordado o problema das falhas de curto-circuito nas chaves do inversor, exceto em topologias com componentes adicionais, tais como fusíveis e tiristores que não são usados na operação normal [29].

A estratégia para mitigar a falha proposta em [123], em um acionamento elétrico de seis fases, é de colocar fusíveis de ação rápida em série com cada braço do inversor de forma a forçar a abertura da fase. Após isso, os autores sugerem que o motor pode ainda ser controlado utilizando as outras fases remanescentes, já que a condição de falha se tornou de fase aberta. Com um IGBT em curto-circuito, esse artigo mostrou que as possíveis combinações de chaveamento reduzem drasticamente. Entretanto, sugere que, se dobrar a tensão do barramento CC, todos os estados podem ser sintetizados pelo PWM. Aborda ainda o efeito da indutância de dispersão para limitar a corrente em um outro plano (que não o plano dq , responsável pela conversão eletromecânica de energia), que não contribui com produção de conjugado.

Em [124], [125] e [126] é sugerido colocar um fusível em série com cada chave do inversor. Se uma delas entra em curto-circuito e a sua chave complementar for acionada, o curto-circuito do braço fará com que os fusíveis se abram, isolando a fase com defeito, e transformando a falha em uma condição de fase aberta. A operação contínua em condições de fase aberta pode ser garantida usando as fases restantes com controle apropriado, sem necessidade de conexão de neutro, como em [126], já que a máquina é de seis fases. Com este método, dois fusíveis por braço do inversor são requeridos. No entanto, devido ao limite de sobrecorrente das chaves e as características dos fusíveis, uma nova chave em curto-circuito pode ser criada mesmo que a chave em falha original tenha sido isolada. Nesses casos, não há

meios para isolar as chaves em curto-circuito recém-criadas. Assim, o motor não pode ser operado de forma satisfatória e deve ser parado para remover a falha [117]. Além disso, esses fusíveis de ação rápida podem se romper em situações transitórias e gerar um cenário de menor confiabilidade do acionamento.

A Figura 6.6 mostra uma topologia trifásica sugerida em [117] como uma forma melhor de se isolar a fase que tem o IGBT em curto-circuito. Um fusível e um circuito equivalente a um triac para cada fase são necessários para essa topologia. A linha de retorno está conectada de cada fase ao ponto médio do barramento CC em série com um *triac*, que é controlado para ser normalmente aberto.

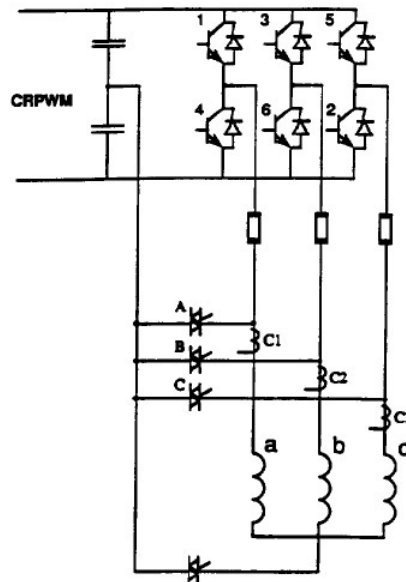


Figura 6.6 – Topologia proposta em [117] para isolar a chave do inversor trifásico com falha em curto-circuito.

Uma vez que uma falha em curto-circuito de alguma chave é detectada, o outro IGBT do mesmo braço é bloqueado e o triac da fase apropriada é, em vez disso, ativado. Isso resulta no curto-circuito do capacitor da metade do barramento CC. A energia armazenada no capacitor irá então queimar o fusível de ação rápida e isolar a chave em curto-circuito do inversor. Ao usar essa topologia, não importa qual IGBT esteja em curto-circuito, qualquer um dos dois IGBTs de uma fase do inversor podem ser isolados [117]. Para continuar a operação com a fase isolada, pode-se tanto conectar a fase que experimenta a falha ao ponto médio do barramento CC ou, quando tensão insuficiente é disponível, deve ser feita a conexão do neutro do motor ao neutro do conversor. Essa última estratégia configura uma operação com as duas fases

saudáveis alimentadas, mas com correntes opostas, ou seja, a operação monofásica. Algumas estratégias de tolerância à perda de fase em um acionamento trifásico serão melhor discutidas na Seção 3.2.3.

Em [104], é sugerida uma estratégia baseada em redundância, que é, para um inversor trifásico, se ter um quarto braço para substituir aquele que tiver algum IGBT em falha. Essa mesma referência também foca em estratégias de detecção de falhas em IGBTs.

Em [32], é estudada uma estratégia de tolerância a falhas de um motor de indução dual trifásico *open-end*. Para isso, são utilizados quatro inversores de dois níveis. Quando um inversor falha, ele é inteiramente isolado e os outros três continuam operando. Demonstrou-se que, durante a operação pós-falha, com um inversor sob falha, a potência nominal é reduzida à metade, e um grau de liberdade no compartilhamento de potência é perdido. Mais especificamente, os dois graus de liberdade restantes poderiam ser explorados para compartilhar a potência total do motor entre os dois enrolamentos trifásicos, levando o motor e o inversor a uma eficiência otimizada, ou entre as três fontes CC restantes, alcançando um *status* de carga equilibrada das baterias.

A referência [127] estuda uma máquina de cinco fases, com os dois lados do estator abertos (*open-end*), colocando um conversor pentafásico em cada lado do enrolamento de estator. Dessa maneira, se ocorrer uma falha em curto-circuito no inversor de um lado, o outro lado do estator pode simplesmente deixar suas chaves abertas ou realizar uma nova configuração das chaves. Em [29], um trabalho parecido também é realizado para uma máquina síncrona de ímãs permanentes de cinco fases, com estator *open-end* também submetido a falha em curto-circuito das chaves do inversor. É mostrado como a falha em curto-circuito de algum IGBT reduz a área possível dos vetores de tensão a serem sintetizados pelo PWM. Neste trabalho os autores propõem adicionar uma tensão de sequência zero à tensão de referência do PWM. Entretanto, para operar com o mesmo torque a tensão de linha deveria aumentar $\sqrt{3}$ vezes.

Em [60] a estratégia de tolerância a falhas nas chaves do inversor sugerida é a utilização de dois motores conectados a um eixo comum, o que é baseado em redundância. A proposta é de dobrar a corrente na fase de um outro motor de forma que ele produza um torque para compensar a perda de torque médio e eliminar a sua pulsação. Já segundo a referência [128], as

máquinas elétricas conectadas em estrela não tem tolerância a falha em relação a falhas em curto-circuito de chaves do inversor.

Por fim, a referência [129] faz uma investigação de falhas em curto-circuito de chaves de um CSI (*Current Source Inverter*) trifásico, que é dual ao VSI (*Voltage Source Inverter*). O CSI pode tolerar falhas de curto-circuito das chaves, pois a corrente é limitada pela indutância do barramento CC. Por outro lado, CSI's não toleram falhas de circuito-aberto repentinas, pois a energia armazenada no indutor do barramento CC causará sobretensões imediatamente na localização do dispositivo em circuito-aberto.

O acionamento elétrico multifásico é capaz de gerenciar diferentes tipos de falhas. Entretanto muitas estratégias apresentadas na literatura propõem o uso equipamentos eletrônicos extras para isolar o dispositivo com falha [24], o que pode não ser viável. Além disso, não se tem um consenso de qual estratégia é a mais indicada. Portanto, do ponto de vista de falha de IGBTs em curto-circuito, soluções melhores precisam ser pesquisadas.

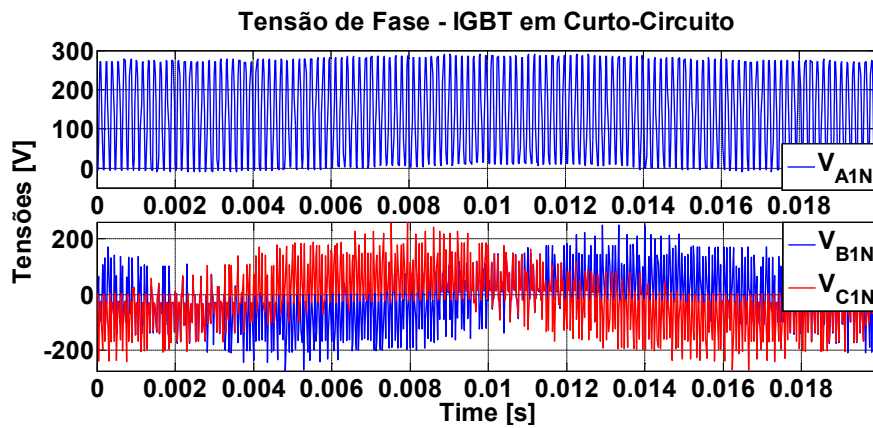
Várias referências argumentam que IGBTs baseados em módulos de potência geralmente falham em circuito aberto devido a rompimento dos fios de ligação entre os chips internos [59], ou que uma falha comum é um IGBT aberto ou de fase aberta [60], [75], [27], [79], [24], [72], [33], [57]. No entanto, de acordo com [122], as falhas em curto-circuito são tipicamente mais frequentes do que falhas de circuito aberto em dispositivos semicondutores de potência. Portanto, não há um consenso sobre o modo de falha, o que indica que estatísticas bem suportadas são necessárias.

Ainda que existam muito mais trabalhos na literatura dedicados a falhas de fase aberta, não se pode afirmar que elas são as mais comuns. Outras falhas também são importantes e possivelmente mais recorrentes. Sendo assim, mais atenção precisa ser dada a todos os tipos de falha.

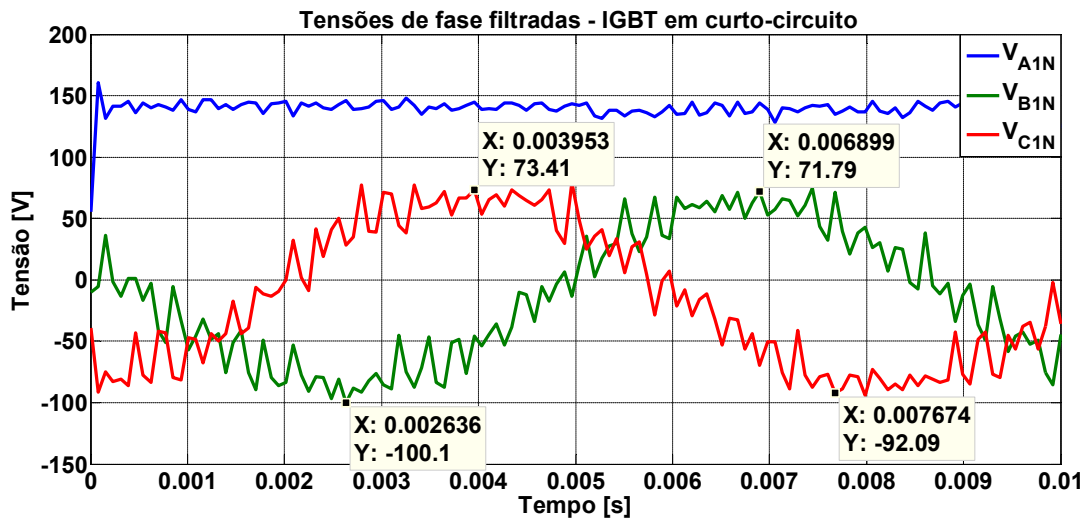
3.2.2.2. Resultados Experimentais – IGBT em Curto-Circuito

Após essa revisão, passa-se a uma etapa de avaliar o comportamento da máquina de indução de nove fases sob na ocorrência de um curto-circuito de uma chave do inversor. O IGBT superior da fase A1 recebe um comando para ficar ligado permanentemente. A chave complementar é colocada em circuito aberto. Conseqüentemente, a tensão da fase A1 em relação ao ponto médio do barramento CC é mantida constante em $+V_{dc}/2 = 155,5V$. Para

as fases saudáveis, a tensão de fase e frequência foram ajustadas para 55 Vrms e 60 Hz, respectivamente. A relação V/f foi mantida a mesma daquela utilizada no experimento em condições equilibradas. A redução do nível de tensão é realizada para diminuir a corrente CC que ocorre na situação de falha de IGBT em curto-circuito. Uma vez que apenas a resistência do enrolamento do motor limita corrente contínua, um resistor de 22Ω foi colocado em série com a fase A1. A Figura 6.7(a) mostra as tensões de fase em relação ao neutro do motor para o sistema trifásico 1; a Figura 6.7(b) mostra essas tensões reamostradas à frequência de chaveamento, para retirar o *ripple* devido ao PWM. A tensão V_{A1N} possui uma componente CC expressiva de 140,4V.



(a)



(b)

Figura 6.7 – Tensões de fase – IGBT em Curto-Circuito: a) medidas, b) filtradas.

A Figura 6.8 apresenta as correntes de estator medidas para esta falha. Já a Figura 6.9 mostra essas correntes filtradas.

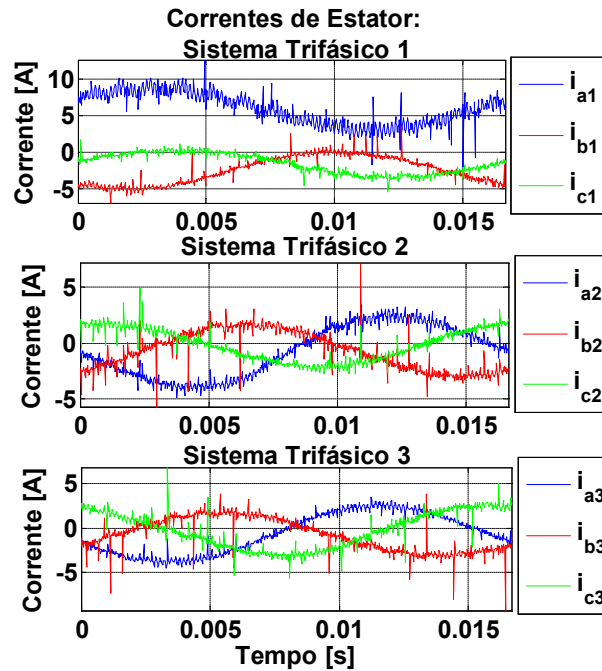


Figura 6.8 – Correntes de estator – IGBT em Curto-Circuito.

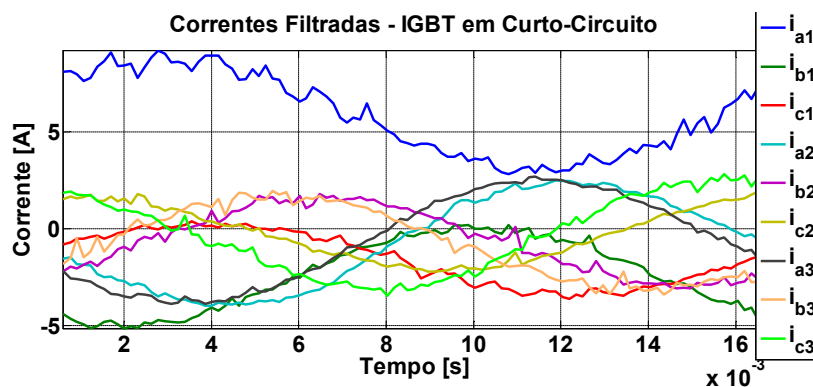


Figura 6.9 – Correntes de estator filtradas– IGBT em Curto-Circuito.

A corrente na fase A1 possui uma forte componente CC de 6A. As fases B1 e C1 também apresentam correntes CC relativamente altas (em torno de 2A) em comparação com as demais correntes. A componente CC nas correntes de estator gera torque frenante. No entanto, a máquina ainda foi capaz de partir e atingir a velocidade síncrona, a vazio.

6.2.3. Conclusão

Neste Capítulo, falhas em conversores de potência são consideradas, sobretudo as falhas nas chaves do inversor. Os IGBTs podem falhar em circuito aberto ou em curto-circuito, e as consequências para o acionamento de cada uma dessas falhas foram apresentadas. Embora não

se possa afirmar qual a tendência do modo de falha dos IGBTs, muitos trabalhos na literatura consideram que os módulos de IGBTs de fios de ligação falham inerentemente em circuito aberto. Entretanto, uma falha de circuito aberto pode se tornar uma falha de curto-circuito ou vice-versa. Portanto, ambos os modos de falha devem ser estudados, principalmente a falha em curto-circuito, que recebe menos atenção que a falha em circuito aberto, mas causa efeitos piores ao acionamento elétrico.

Capítulo 7

Conclusões

Várias condições de falha foram analisadas para um acionamento multifásico composto por motor de indução. Diversos tipos de falha podem acontecer nesses acionamentos, sendo mais relevantes, do ponto de vista elétrico, as falhas nas chaves do inversor e no estator. As falhas nos semicondutores podem ser de chave em circuito aberto (podendo ser um ou dois de uma mesma fase) ou em curto-circuito. As falhas no estator mais consideradas são curto-circuito entre espiras, fase(s) aberta(s), curto-circuito fase-neutro ou entre fases. Máquinas multifásicas possuem uma inerente tolerância a falhas. Por isso, a quantidade de pesquisas sobre o assunto vem crescendo substancialmente.

Foi realizada uma revisão bibliográfica abrangente sobre o assunto que cobre máquinas multifásicas submetidas a falhas no estator e nas chaves do inversor. Nessa revisão, modelos, descrição do comportamento pós-falha e técnicas de mitigação das falhas são buscados. Pode-se perceber que muitas falhas ainda não possuem estudos consistentes do ponto de vista de modelagem e, principalmente, técnicas propostas para mitigá-las. Soluções muito diferentes entre si são propostas da literatura, mostrando que ainda não se tem um consenso para mitigar algumas falhas, sobretudo as que envolvem curto-circuito (de uma chave, entre espiras e nos terminais de estator). De fato, as falhas que resultam em curto-circuito são as mais desafiadoras e que trazem as piores consequências.

Para o caso de IGBT em curto-circuito, soluções diversificadas são encontradas na literatura. Muitos trabalhos sugerem isolar a fase defeituosa utilizando fusíveis em série com cada chave, braço do inversor ou na conexão com o motor. Alguns trabalhos propõem a utilização de máquinas de enrolamento de estator aberto, de forma que o inversor do outro lado possa ser configurado caso haja o curto-circuito de uma chave do inversor de um dos lados do enrolamento. Há trabalhos que defendem colocar um enrolamento trifásico em curto-circuito (para o caso de uma máquina de seis fases), via inversor, havendo falhas desse tipo e curto-circuito fase-neutro, para máquinas síncronas com projeto especial.

Para o caso de curto-circuito entre espiras do enrolamento de estator de motores de indução, apenas estudos de detecção rápida e parada do motor foram encontrados com relevância na literatura. Já para máquinas síncronas, principalmente de ímãs permanentes, como o fluxo principal não vem das correntes de estator, algumas medidas de mitigação de falha podem ser tomadas. Por exemplo, muitos trabalhos na literatura defendem a colocação do enrolamento inteiro em curto-circuito, de forma a induzir uma corrente que, por sua vez, reduza o fluxo nas espiras defeituosas. Dessa maneira, a corrente de falta poderia ser reduzida. Entretanto, além disso ser tratado para máquinas síncronas, os trabalhos também propõem um projeto espacial para as mesmas. Os enrolamentos de estator seriam do tipo “concentrado”, de forma a se ter um acoplamento mínimo entre as fases do ponto de vista elétrico, magnético e térmico. Adicionalmente, a máquina teria uma alta reatância por fase, para limitar correntes de curto-circuito. Dessa forma, falhas em uma fase não provocariam impacto nas outras. Assim, soluções para os casos de curto-circuito entre espiras e fase-neutro poderiam ser tratadas de maneira independente do que ocorre nas outras fases. Ainda segundo os trabalhos desse assunto na literatura, faltas fase-fase seriam muito difíceis de acontecer devido ao arranjo dos enrolamentos de estator. Consequentemente, tolerância a falhas de curto-circuito são mais abordadas na literatura para máquinas síncronas com projeto especial.

Por outro lado, para máquinas de indução, mesmo multifásicas, a maior quantidade de trabalhos observada é para falha do tipo de fase(s) aberta(s). São certamente as falhas mais fáceis de se analisar, modelar e, principalmente, de se propor técnicas de mitigação. Correntes pós-falta são determinadas para se produzir uma mesma FMM balanceada de maneira muito mais fácil do que no caso de qualquer outra falha. O problema de se produzir uma FMM balanceada quando há fases abertas se resume a um problema geométrico e trigonométrico. As outras falhas possíveis requerem considerações de vários pontos de vista: elétrico, magnético e manipulações matemáticas mais complexas. Por isso, para as outras falhas que não a fase aberta, muito ainda precisa ser desenvolvido sobre modelagem e técnicas de mitigação.

Não foram encontrados trabalhos consistentes na literatura ou de fabricantes de inversores e motores que dessem uma estatística firme sobre qual o modo de falha de IGBTs ou falhas no estator. Sabe-se que, para conversores de potência, cerca de 34% das falhas ocorrem nos semicondutores e junções de solda dos módulos. Para motores de indução, cerca de 38% das falhas são de origem no estator. Das falhas no estator, 80% são originadas de um curto-circuito entre espiras que progrediu a elas. Entretanto, qual a taxa de IGBTs que falham em curto-

circuito? E em circuito-aberto? No caso de falhas no estator, qual a taxa de falhas em circuito aberto?

Algumas referências classificam os IGBTs em duas formas: módulos de IGBTs, que são os que possuem fios de ligação, e, por isso, “tendem” a falhar em circuito aberto; e IGBTs *presspack*, que “intrinsecamente” falham em curto-circuito. Entretanto, alguns trabalhos defendem que, dependendo da energia envolvida na falha de um IGBT, ele pode falhar em curto-circuito, em circuito-aberto ou chegar ao ponto de ter seus fios de ligação e outras partes evaporados. Alguns afirmam que até mesmo os IGBTs *presspack* podem falhar em circuito aberto em determinadas condições. De fato, estatísticas suportadas por testes experimentais em uma quantidade razoável de IGBTs não são encontradas a fim de levantar uma taxa segura para o modo de falha de IGBTs. Embora tenham sido citadas referências que afirmam que falhas em circuito aberto de IGBTs ou de fase aberta como um todo são as mais comuns, essas estatísticas não são rastreadas para prover um embasamento às informações. Na realidade, esse tipo de estatística é muito difícil de se obter. Além disso, uma falha em curto-circuito pode se transformar em uma falha em circuito aberto ou vice-versa.

Por outro lado, sendo possível, a priori, identificar que o semiconductor caminha para uma situação de falha, e, se essa detecção precoce permitir tomar medidas que antecipem e evitem a falha, o modo de falha passa a ser irrelevante. Entretanto, para falhas catastróficas, não é possível realizar essa detecção precoce. Por isso, nesse caso, o modo como o dispositivo de potência falha se torna importante, e medidas adequadas para cada tipo de falha precisam ser tomadas.

Da mesma forma para falhas no estator, algumas referências afirmam que a falha de circuito aberto é a mais comum, mas também sem embasamento estatístico. Entretanto, algumas referências discutem o contrário, afirmando que falhas em curto-circuito são mais recorrentes. Ainda assim, as falhas de circuito aberto são as mais abordadas na literatura, enquanto falhas de curto-circuito entre espiras não possuem uma técnica de continuidade de operação definitiva, muito menos para motores de indução. Como resultado, nesse “ambiente de incertezas”, algumas falhas não recebem a atenção que deveriam, e essa é a principal crítica que foi concluída com base na revisão bibliográfica realizada.

Além de revisão bibliográfica, experimentos são realizados para as falhas de fases abertas, falta fase-neutro, fase-fase e curto-circuito de IGBT. Mesmo com essas falhas, o motor é capaz

de partir a vazio e atingir velocidade próxima à velocidade síncrona. Dessa maneira, foi verificada a tolerância a falhas da máquina de indução de nove fases frente a diversas falhas.

Ainda assim, este trabalho se volta em grande parte para a análise de fases abertas, devido à grande quantidade de materiais encontrados na literatura. Correntes de estator pós-falta são determinadas para que a máquina produzisse a mesma FMM balanceada original. Para o caso de uma fase aberta, dois métodos são propostos aqui. O primeiro é o Método das Componentes de Sequência Simétricas, que é um método simples, intuitivo e flexível. Para uma determinada escolha dos parâmetros envolvidos nesse método, pode-se obter uma solução com o menor acréscimo de perdas no estator (16,6 %). Entretanto, duas fases das oito restantes teriam que conduzir uma corrente de 1,35 vezes o valor nominal, para a produção do mesmo torque. O segundo método proposto aqui é o Método das Amplitudes Iguais, cujo resultado são correntes de 1,1619 vezes o valor nominal e um aumento de perdas no estator de 20 %. Ambos os métodos provêm correntes que se somam para zero, eliminando a necessidade de condutor de neutro, que é um requisito para que as correntes sejam independentemente controladas quando uma máquina trifásica perde uma de suas fases. Para o caso de duas fases abertas, o Método das Componentes de Sequência Simétricas também é empregado. Dependendo da combinação de fases abertas, elevadas correntes e aumento de perdas são verificados. Esses resultados sugerem uma redução na capacidade de produção de conjugado nesse caso, ou então a verificação da possibilidade de se permitir uma certa corrente de neutro. Além disso, pode-se avaliar o cancelamento de parte da FMM de sequência negativa. Assim, permitindo-se um certo nível de torque pulsante, mas de forma a não sobrecarregar tanto as fases saudáveis.

Foi desenvolvido um modelo de simulação para o caso da abertura de múltiplas fases em um motor de indução de nove fases baseado em referências relevantes e muito citadas na literatura. Entretanto, foi verificado que este modelo, de acordo com as recomendações das referências, resultaria em corrente de neutro, ou seja, o somatório das correntes de estator pós-falta não é nulo. No caso em que a máquina possua neutro isolado, esse modelo não atenderia. Então, este trabalho propõe uma modificação simples no modelo. A produção de conjugado e fluxo magnético não seria alterada por essa modificação, mas sim as correntes em um subespaço que não é relacionado ao fenômeno de conversão eletromecânica de energia. Sendo assim, a forma das correntes de fase é adaptada para que seu somatório seja nulo. Os resultados deste modelo modificado foram comparados com resultados experimentais, apresentando uma boa

coerência entre os mesmos. Entretanto, mais experimentos são necessários para se poder validar esse modelo, principalmente medição de torque e velocidade.

Experimentos em laboratório são obtidos para uma, duas e três fases adjacentes em circuito aberto. Foi verificado que as fases mais afetadas são aquelas adjacentes no tempo e no espaço em relação as fases defeituosas. Todos os experimentos obtidos aqui podem ser empregados futuramente para validação de modelos para as diversas falhas abordadas.

Portanto, este trabalho traz uma atualização sobre o assunto de tolerância a falhas de máquinas de indução, mas também apresenta uma parte do que se tem para máquinas síncronas. O trabalho foca em máquinas multifásicas, mas também toma o cuidado de verificar o que se tem desenvolvido, ou em desenvolvimento, para máquinas trifásicas. Muitas falhas merecem estudos para desenvolvimento de modelos e técnicas de mitigação. Aponta-se ainda a necessidade de melhores estudos estatísticos para definições dos modos de falha de IGBTs e do enrolamento de estator. Assim, atenção na medida certa seria dada a cada tipo de falha.

7.1. Propostas de trabalhos futuros

Deixam-se como propostas de trabalhos futuros:

- Levantamento de estatísticas de modo de falhas para IGBTs e enrolamento de Estator;
- Experimentação mais realista para falta fase-neutro e falta fase-fase;
- Experimentação da falha de um IGBT em circuito aberto ou dois em um mesmo braço do inversor;
- Análise em elementos finitos dos métodos propostos, para o caso de fase aberta, considerando o escorregamento nominal e a saturação do núcleo magnético.
- Verificação experimental do modelo modificado proposto, com medidas de mais grandezas além de tensões e correntes;
- Arelado à modelagem adequada da falha de fases abertas, têm-se as propostas de encontrar e resolver o problema do controlador de correntes em referencial síncrono;
- Experimentar o controle na situação de fases abertas e testar as Metodologias propostas para produção da mesma FMM mesmo em situação de falha;

- Verificação da viabilidade da implementação do controle vetorial orientado pelo vetor fluxo de estator no caso de fase aberta;
- Modelagem da máquina de indução de nove fases com falha de curto-circuito entre espiras;
- Modelagem da máquina de indução de nove fases com falha de curto-circuito fase-neutro e entre fases;
- Proposição de técnicas para continuidade de operação frente a outras falhas além da falha de fases abertas;
- Trabalhar o PWM de 9 fases para redução da quantidade de chaveamentos, já que o sistema possui muita redundância.

Apêndice A

Matrizes de Indutâncias

$$L_{sr} = L_{msr} * [R(\theta_r)]$$

$$[R(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos(\theta_r + 240^\circ) & \cos(\theta_r + 40^\circ) & \cos(\theta_r + 80^\circ) & \cos(\theta_r + 160^\circ) & \cos(\theta_r + 280^\circ) & \cos(\theta_r + 320^\circ) \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos(\theta_r - 80^\circ) & \cos(\theta_r - 40^\circ) & \cos(\theta_r + 40^\circ) & \cos(\theta_r + 160^\circ) & \cos(\theta_r + 200^\circ) \\ \cos(\theta_r - 240^\circ) & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 200^\circ) & \cos(\theta_r - 160^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos(\theta_r + 240^\circ) & \cos(\theta_r + 280^\circ) \\ \cos(\theta_r - 40^\circ) & \cos(\theta_r + 80^\circ) & \cos(\theta_r + 200^\circ) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 40^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos(\theta_r + 160^\circ) \\ \cos(\theta_r - 160^\circ) & \cos(\theta_r - 40^\circ) & \cos(\theta_r + 200^\circ) & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r - 80^\circ) & \cos(\theta_r - 200^\circ) & \cos(\theta_r + 40^\circ) & \cos(\theta_r + 80^\circ) \\ \cos(\theta_r + 80^\circ) & \cos(\theta_r + 40^\circ) & \cos(\theta_r + 160^\circ) & \cos(\theta_r - 40^\circ) & \cos(\theta_r - 80^\circ) & \cos(\theta_r + 80^\circ) & \cos(\theta_r + 200^\circ) & \cos(\theta_r + 240^\circ) \\ \cos(\theta_r - 200^\circ) & \cos(\theta_r - 80^\circ) & \cos(\theta_r + 40^\circ) & \cos(\theta_r - 160^\circ) & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 80^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos(\theta_r + 160^\circ) \\ \cos(\theta_r + 40^\circ) & \cos(\theta_r - 200^\circ) & \cos(\theta_r - 80^\circ) & \cos(\theta_r + 80^\circ) & \cos(\theta_r + 200^\circ) & \cos(\theta_r - 40^\circ) & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

(A.1)

$$L_{SS} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ms} \cos(240^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(160^\circ) & L_{ms} \cos(280^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ms} \cos(320^\circ) \\ L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ls} + L_{ms} & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(160^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(200^\circ) \\ L_{ms} \cos(240^\circ) & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ls} + L_{ms} & L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(160^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) \\ L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ls} + L_{ms} & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ms} \cos(240^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(160^\circ) & L_{ms} \cos(280^\circ) \\ L_{ms} \cos(160^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ls} + L_{ms} & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(160^\circ) \\ L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ls} + L_{ms} & L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) \\ L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(160^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ls} + L_{ms} & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ms} \cos(240^\circ) \\ L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(160^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ls} + L_{ms} & L_{ms} \cos(120^\circ) \\ L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(80^\circ) & L_{ms} \cos(200^\circ) & L_{ms} \cos(40^\circ) & L_{ms} \cos(240^\circ) & L_{ms} \cos(120^\circ) & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{ms} & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{ms}\cos(240^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(160^\circ) & L_{ms}\cos(280^\circ) & L_{ms}\cos(200^\circ) & L_{ms}\cos(320^\circ) \\ L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{lr} + L_{ms} & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(160^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(200^\circ) \\ L_{ms}\cos(240^\circ) & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{lr} + L_{ms} & L_{ms}\cos(200^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(160^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) \\ L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(200^\circ) & L_{lr} + L_{ms} & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(160^\circ) & L_{ms}\cos(280^\circ) \\ L_{ms}\cos(160^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{lr} + L_{ms} & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(160^\circ) \\ L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(200^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{lr} + L_{ms} & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) \\ L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(160^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(200^\circ) & L_{lr} + L_{ms} & L_{ms}\cos(240^\circ) \\ L_{ms}\cos(200^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(160^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{ms}\cos(240^\circ) \\ L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(200^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(80^\circ) & L_{ms}\cos(200^\circ) & L_{ms}\cos(40^\circ) & L_{ms}\cos(120^\circ) & L_{ms}\cos(120^\circ) \\ & & & & & & & L_{lr} + L_{ms} \\ & & & & & & & L_{ms}\cos(120^\circ) \\ & & & & & & & L_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

Matriz de Transformação S

$$S = \begin{bmatrix}
 \text{sen}(1 * (0^\circ)) & \text{sen}(1 * (0^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(1 * (0^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(1 * (0^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(1 * (0^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(1 * (0^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(1 * (0^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(1 * (0^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(1 * (0^\circ + 320^\circ)) \\
 \text{sen}(1 * (90^\circ)) & \text{sen}(1 * (90^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(1 * (90^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(1 * (90^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(1 * (90^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(1 * (90^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(1 * (90^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(1 * (90^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(1 * (90^\circ + 320^\circ)) \\
 \text{sen}(3 * (0^\circ)) & \text{sen}(3 * (0^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(3 * (0^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(3 * (0^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(3 * (0^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(3 * (0^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(3 * (0^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(3 * (0^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(3 * (0^\circ + 320^\circ)) \\
 \text{sen}(3 * (90^\circ)) & \text{sen}(3 * (90^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(3 * (90^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(3 * (90^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(3 * (90^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(3 * (90^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(3 * (90^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(3 * (90^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(3 * (90^\circ + 320^\circ)) \\
 \text{sen}(5 * (0^\circ)) & \text{sen}(5 * (0^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(5 * (0^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(5 * (0^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(5 * (0^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(5 * (0^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(5 * (0^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(5 * (0^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(5 * (0^\circ + 320^\circ)) \\
 \text{sen}(5 * (90^\circ)) & \text{sen}(5 * (90^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(5 * (90^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(5 * (90^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(5 * (90^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(5 * (90^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(5 * (90^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(5 * (90^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(5 * (90^\circ + 320^\circ)) \\
 \text{sen}(7 * (0^\circ)) & \text{sen}(7 * (0^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(7 * (0^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(7 * (0^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(7 * (0^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(7 * (0^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(7 * (0^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(7 * (0^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(7 * (0^\circ + 320^\circ)) \\
 \text{sen}(7 * (90^\circ)) & \text{sen}(7 * (90^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(7 * (90^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(7 * (90^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(7 * (90^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(7 * (90^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(7 * (90^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(7 * (90^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(7 * (90^\circ + 320^\circ)) \\
 \text{sen}(9 * (0^\circ)) & \text{sen}(9 * (90^\circ + 40^\circ)) & \text{sen}(9 * (90^\circ + 80^\circ)) & \text{sen}(9 * (90^\circ + 120^\circ)) & \text{sen}(9 * (90^\circ + 160^\circ)) & \text{sen}(9 * (90^\circ + 200^\circ)) & \text{sen}(9 * (90^\circ + 240^\circ)) & \text{sen}(9 * (90^\circ + 280^\circ)) & \text{sen}(9 * (90^\circ + 320^\circ))
 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix}
 0 & 0.1428 & 0.2188 & 0.2188 & 0.1925 & 0.0760 & -0.0760 & -0.1925 & -0.2188 & -0.1428 \\
 0.2222 & 0.1702 & 0.0386 & -0.1111 & -0.2088 & -0.2088 & -0.2088 & -0.1111 & 0.0386 & 0.1702 \\
 0 & 0.1925 & -0.1925 & 0 & 0.1925 & -0.1925 & 0 & 0.1925 & -0.1925 & -0.1925 \\
 -0.2222 & 0.1111 & 0.1111 & -0.2222 & 0.1111 & 0.1111 & -0.2222 & 0.1111 & 0.1111 & 0.1111 \\
 0 & -0.0760 & 0.1428 & -0.1925 & 0.2188 & -0.2188 & -0.2188 & 0.1925 & -0.1428 & 0.0760 \\
 0.2222 & -0.2088 & 0.1702 & -0.1111 & 0.0386 & 0.0386 & -0.1111 & 0.1702 & -0.2088 & -0.2088 \\
 0 & -0.2188 & -0.0760 & 0.1925 & 0.1428 & -0.1428 & -0.1428 & -0.1925 & 0.0760 & 0.2188 \\
 -0.2222 & -0.0386 & 0.2088 & 0.1111 & -0.1702 & -0.1702 & -0.1702 & 0.1111 & 0.2088 & -0.0386 \\
 0.2222 & 0.2222 & 0.2222 & 0.2222 & 0.2222 & 0.2222 & 0.2222 & 0.2222 & 0.2222 & 0.2222
 \end{bmatrix}$$

(B.1)

Falha de Curto-Circuito entre espiras em Máquinas Síncronas

Alguns trabalhos também analisam falha de curto-circuito entre espiras em máquinas síncronas de ímã permanente. Aparentemente, ao contrário do que acontece com a máquina de indução, menos espiras em curto-circuito configuram uma falha mais crítica em máquinas síncronas de ímãs permanentes. Esse fato vem que, como a produção do campo principal é função do rotor, ainda mais se for de ímã permanente, o fluxo de entreferro sofre menos alteração em caso de falhas do que para um motor de indução. Então, menos espiras em curto-circuito significa menos impedância para limitar a corrente de falta [130]. Segundo [131], que estuda o assunto em um máquina síncrona de ímã permanente de cinco fases, o curto-circuito parcial é um dos mais críticos. Se ocorrer em um pequeno número de espiras do enrolamento de uma fase, a indutância é muito baixa e apenas a resistência limita a corrente de curto-circuito.

Para uma máquina de ímã permanente trifásica, a referência [59] realiza uma análise nessa situação de falha. Verifica-se que existe oscilação com o dobro da frequência fundamental nas correntes de eixo dq em referencial síncrono. À medida em que a velocidade aumenta, maior a corrente de falta. Aumentando-se o fator de severidade, as correntes se tornaram mais degradadas.

O trabalho de [132] desenvolve um modelo para uma máquina de ímã permanente de cinco fases com falhas de curto-circuito entre espiras. Essa máquina foi projetada para ser tolerante a falhas, possuindo uma indutância mútua entre fases nula. Alguns projetos especiais são realizados nesse sentido para reduzir a influência da falha nas outras fases. Para *Immovilli et al* [131], a capacidade de tolerância a falhas pode ser maximizada empregando uma máquina elétrica caracterizada por uma indutância mútua nula entre fases em conjunto com uma eletrônica de potência capaz de controlar cada fase de forma independente, por exemplo, com pontes H independentes para cada fase.

Em [130] e [133] é realizado um trabalho sobre modelagem e análise de um curto-circuito entre espiras para uma máquina de seis fases de ímã permanente. O efeito da posição da espira

em curto, da quantidade de espiras com o defeito e da velocidade são analisados. Faz-se uma modelagem e discutem-se algumas estratégias de mitigação de falha. A posição da espira (no topo ou no fundo da ranhura) em curto-circuito tem um efeito desprezível na impedância de entrada. Na faixa de 1 a 10 espiras em curto-circuito, o valor da impedância de entrada cai rapidamente. Além de 10 espiras, a impedância de entrada tende assintoticamente ao seu valor residual, que é, obviamente, mais baixo que o da situação sem falha. O total de espiras por ranhura nesse estudo é 60. Como esperado, e como já observado em outros trabalhos, um curto-circuito entre espiras ocorrendo em baixas velocidades terá um pequeno impacto na impedância de entrada e nas correntes das fases remanescentes. Isso ocorre devido à baixa tensão induzida que haverá nessas espiras nos casos de baixas velocidades.

Em [134], uma máquina síncrona de ímã permanente de seis fases com um projeto especial é analisada na situação de falha entre espiras. Nessa máquina, a separação física entre as fases torna as faltas fase-fase muito improváveis. Não havendo curto-circuito entre espiras, com um curto circuito aplicado aos terminais de uma fase, a corrente que é causada pela força contraeletromotriz é limitada à corrente nominal pela reatância de fase. Isso permite que a máquina suporte um curto-circuito terminal de fase indefinidamente e continue a operação nas fases saudáveis. Como a corrente em uma fase em curto está limitada a reatância, essa corrente terá um defasamento de quase 90 graus em relação à força contraeletromotriz. Portanto, o torque médio produzido pela fase defeituosa seria muito pequeno. Nesse estudo, foi afirmado que o caso mais severo é o de uma única espira em curto-circuito. Para a máquina tolerante a falhas proposta, o enrolamento inteiro contendo a falha deve ser colocado em curto-circuito por meio dos terminais da máquina. O forte acoplamento mútuo entre as espiras individuais ajudará a garantir que a corrente seja compartilhada igualmente entre as espiras. O resultado seria que cada espira na fase defeituosa conduz a corrente de curto-circuito terminal, que é muito menor do que a corrente estimada pelos autores para o caso de uma única espira em curto-circuito. Vale ressaltar que as fases saudáveis adjacentes permanecem inalteradas apenas porque há muito pouco acoplamento mútuo entre fases neste tipo de máquina, que tem um projeto especial. Este não é o caso na maioria das máquinas síncronas. Se a máquina tiver pouco acoplamento entre as fases, ela poderia continuar operando neste estado indefinidamente [134].

Algumas das referências citadas aqui defenderam que um método para suprimir a corrente de curto-circuito entre espiras é colocar em curto-circuito as espiras restantes do enrolamento da mesma fase. A explicação vem de que, de acordo com a lei de Lenz, a direção da corrente

induzida em um condutor por uma variação do campo magnético devido à lei de Faraday de indução será tal que criará um campo que se opõe à mudança que a produziu. Quando todas as espiras de um mesmo enrolamento estão em curto, o fluxo nas espiras restantes está na direção negativa do eixo d . Assim, o fluxo total ao longo do dente pode ser reduzido. A corrente de curto-circuito gerada entre as espiras defeituosas também seria reduzida [130]. Existem outras técnicas relatadas na literatura, como controle da corrente nas fases restantes para reduzir o enlace de fluxo nas espiras em curto-circuito, adicionar bobinas no rotor para cancelar o fluxo no ímã permanente (excitação híbrida), ou o emprego de materiais especiais (por exemplo, fios sensíveis à temperatura) para quebrar conexões de enrolamento. Entretanto, estas propostas exigem ambos processos de fabricação complicados ou algoritmos de controle especiais, que aumentam a complexidade do acionamento [130].

Nesse sentido, Jeong et al [49] sugerem uma estratégia de controle para a tentativa de mitigar a falha. Eles realizam modelagem e controle para uma máquina síncrona de ímã permanente trifásica com curto-circuito entre as espiras. A estratégia consiste em anular a corrente de sequência negativa gerada pela falha usando um controle dual: controle de sequência positiva tradicional e controle de corrente de sequência negativa. A corrente de sequência negativa deve ser regulada para zero para eliminar a ondulação de conjugado e reduzir a corrente de Foucault nos ímãs permanentes. A corrente de sequência negativa aparece como uma pulsação com o dobro de frequência no plano dq síncrono de sequência positiva e vice-versa. Então é sugerido o emprego de filtro “*Notch*” nas correntes em referencial síncrono de sequência positiva e negativa para eliminar o efeito da outra corrente em cada um desses controles. Mesmo assim, a corrente circulante, sendo significativa, impede a produção do torque nominal na situação de falha. Especificamente, com a corrente nominal, apenas 70% do torque nominal foi alcançado no trabalho citado.

Geralmente, a operação segura em condições de falha de curto-circuito é conseguida com um projeto tolerante a falhas do sistema de acionamento, incluindo o motor, a fim de minimizar as correntes de falhas e o acoplamento mútuo entre as fases. Então, o ponto principal para a tolerância a falhas em uma máquina de ímã permanente é se ter uma indutância de fase suficientemente alta para limitar correntes de curto-circuito e uma indutância mútua suficientemente baixa entre fases para evitar perda de desempenho nas fases saudáveis restantes [135]. Para uma máquina de ímã permanente, é preciso comprometer a densidade de potência da máquina para obter essa capacidade de tolerância a falhas [69]. Esse projeto especial

tolerante a falhas leva à construção de máquinas síncronas baseadas numa estrutura de estator de enrolamentos concentrados para ter isolamento elétrico, mecânico, térmico e magnético entre as fases [69], como mostrado na Figura C.1.

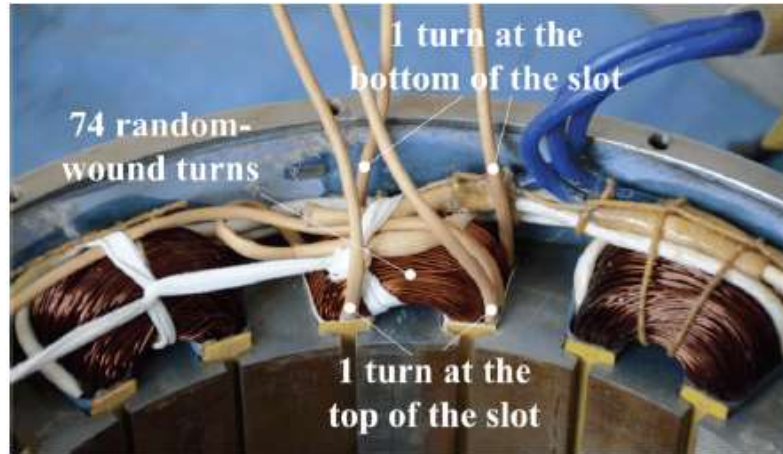


Figura C.1 – Máquina síncrona com estator de enrolamentos concentrados utilizada em [130].

Apêndice D

Generalização dos Métodos de Produção de FMM balanceada Para Qualquer Fase Aberta

Os métodos abordados no Capítulo 4 trataram o caso da fase A1 aberta ($I_1 = 0$). Porém é simples generalizar ambos os métodos desenvolvidos para a perda de qualquer uma das 9 fases do motor.

D-1 Generalizando o Método das Componentes de Sequência Simétricas

Este método se baseia no cálculo da FMM de sequência positiva e negativa produzidas pelo sistema com a fase aberta. Em posse disso, serão calculadas, da mesma maneira como feito para o caso da perda de I_1 , as FMM de sequência positiva e negativa que os sistemas são terão que produzir e a componente de corrente de sequência zero que necessita ser compensada. Genericamente, mantendo-se as correntes do sistema com defeito em seus valores pré-falta ($I_m = 1$ e mesma defasagem), foi verificado que, para este sistema:

$$\begin{aligned} FMM_{\text{sistema defeituoso}(+)} &= I_m F_{max} \sin(\varphi - \theta) : \text{n\~{a}o se altera} \\ FMM_{\text{sistema defeituoso}(-)} &= -I_m \frac{F_{max}}{2} \sin[\varphi + \theta + 2(\text{grupo} + \text{tipo})], \end{aligned} \quad (D.1)$$

onde os valores dos ângulos *grupo* e *tipo*, que dependem da fase perdida, são definidos como mostrado na Tabela D.1. O ângulo *grupo* se trata da defasagem que o sistema trifásico com defeito possui, uma vez que os sistemas trifásicos têm um defasamento de 40° entre si. O ângulo *tipo* se relaciona com a classificação em A, B ou C da fase que está com falha em aberto. Dessa maneira, o Método consegue generalizar, para qualquer uma fase em aberto, o cálculo da componente de sequência negativa da FMM do sistema defeituoso. De acordo com as componentes de sequência positiva e negativa da FMM do sistema com defeito, serão calculadas as FMMs dos sistemas sãos, e, por consequência, as correntes desses sistemas. A componente de corrente de sequência zero adicionada às correntes dos sistemas sãos continua

sendo a metade da corrente de sequência negativa do sistema com defeito, com sinal contrário, para haver o cancelamento. A FMM de sequência positiva neste Método terá sempre a mesma fase, independente da corrente que foi perdida, desde que as outras duas correntes do sistema com defeito mantenham o mesmo ângulo de fase no tempo em relação aos seus valores de ângulo de fase pré-falta. Dessa forma, a FMM de sequência positiva do sistema com defeito estará sempre na direção desejada.

Tabela D.1 – Ângulos Grupo e Tipo para o Método das Componentes de Sequência Simétricas.

Sistema Trifásico	Ângulo Grupo	Tipo de Fase: A, B ou C	Ângulo Tipo
1 (I ₁ , I ₄ , ou I ₇)	0°	A: A1, A2 ou A3 (I ₁ , I ₂ , ou I ₃)	180°
2 (I ₂ , I ₅ , ou I ₈)	40°	B: B1, B2 ou B3 (I ₄ , I ₅ , ou I ₆)	120°
3 (I ₃ , I ₆ , ou I ₉)	80°	C: C1, C2 ou C3 (I ₇ , I ₈ , ou I ₉)	60°

Por exemplo, havendo a perda apenas da corrente da fase 5 (B2), o sistema 2 será defeituoso e os sistemas 1 e 3 continuam sãos. Então o ângulo *grupo* será 40° e o ângulo *tipo* será 120°. Mantendo-se as correntes ativas do sistema 2 em seus valores pré-falta:

$$I_2 = I_m \hat{I} \cos(\theta + 40^\circ) \text{ e } I_8 = I_m \hat{I} \cos(\theta + 280^\circ), \quad (\text{D.2})$$

Onde é mantido $I_m = 1$. A FMM de sequência positiva do sistema trifásico 2 continua sendo:

$$FMM_{2+} = F_{max} \sin(\varphi - \theta). \quad (\text{D.3})$$

Os sistemas trifásicos sãos 1 e 3 deverão completar a FMM de sequência positiva:

$$FMM_{1,3+,desejada} = \left(\frac{\frac{9}{2} - 1}{2} \right) F_{max} \sin(\varphi - \theta) = \frac{7}{4} F_{max} \sin(\varphi - \theta). \quad (\text{D.4})$$

Logo, os grupos 1 e 3 deverão completar o que falta de FMM de sequência positiva, com metodologia análoga à apresentada para a perda da fase 1. Entretanto, a FMM de sequência negativa do sistema 2 defeituoso, quando representada vetorialmente, terá uma posição angular diferente:

$$FMM_{2-} = -\frac{F_{max}}{2} \sin[\varphi + \theta + 2(40^\circ + 120^\circ)] \quad (\text{D.5})$$

$$FMM_{2-} = -\frac{F_{max}}{2} \sin[\varphi + \theta - 40^\circ] = \frac{F_{max}}{2} \sin(\varphi + \theta + 140^\circ).$$

A Figura D.1 representa vetorialmente as FMMs de sequência positiva dos três sistemas trifásicos quando a fase B2 está em circuito aberto.

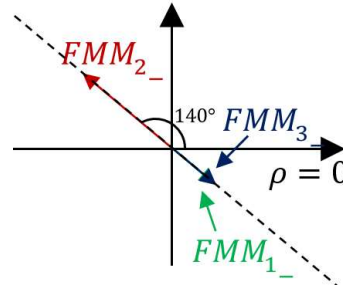


Figura D.1 – FMM de sequência negativa dos três sistemas trifásicos, quando $I_5 = 0$.

Ainda é assumido o ângulo $\rho = 0$. Novamente, isso significa que as FMMs de sequência negativa dos sistemas trifásicos completos serão iguais e posicionadas sobre o vetor de direção contrária à FMM de sequência negativa do sistema que sofreu a falta. Portanto, a FMM de sequência negativa desejada para os sistemas 1 e 3 será menos a metade da FMM de sequência negativa do sistema com falha:

$$FMM_{1,3-,desejada} = -\frac{1}{2} \left[\frac{F_{max}}{2} \sin(\varphi + \theta + 140^\circ) \right] = \frac{1}{4} F_{max} \sin(\varphi + \theta - 40^\circ). \quad (D.6)$$

Exceto então que a posição da FMM de sequência negativa do sistema defeituoso depende de qual corrente foi perdida, a metodologia de determinação da FMM de sequência negativa desejada para os sistemas são continuará a mesma. Os vetores de FMM de sequência negativa dos sistemas 1 e 3 serão iguais, localizando-se a um ângulo de $\rho = 0^\circ$ em relação à direção da linha tracejada da Figura D.1, mas com sentido contrário ao da FMM de sequência negativa do sistema em falha, e metade de sua amplitude.

Em relação à compensação da corrente de sequência zero, existe uma pequena diferença a ser considerada. A corrente de sequência zero produzida no sistema defeituoso depende, obviamente, das correntes ainda ativas desse sistema. Como elas manterão seu valor pré-falta, como definido na equação (D.2), então a componente de sequência zero do sistema sob falha pode ser escrita em função do valor pré-falta da corrente perdida. No caso da perda de I_5 , deve-se considerar o ângulo de fase de sua corrente pré-falta:

$$I_0^{sistema\ 2} = -\frac{1}{3} I_m \hat{I} \cos(\theta + 200^\circ). \quad (D.7)$$

Portanto, a corrente de sequência zero dos sistemas completos serão a metade de $I_0^{sistema\ 2}$ e com sinal contrário:

$$I_0^{sistemas\ 1,3} = -\frac{1}{2} \left(-\frac{1}{3} I_m \hat{I} \cos(\theta + 200^\circ) \right) = \frac{1}{6} \hat{I} \cos(\theta + 200^\circ). \quad (D.8)$$

Conhecendo-se quais as FMMs de sequência positiva e negativa desejadas para os sistemas são e a corrente de sequência zero a ser injetada nas fases destes sistemas, podem-se determinar as correntes de cada uma das 8 fases restantes, da mesma maneira apresentada para o caso da perda da corrente I_1 . As correntes de sequência positiva e negativa dos sistemas 1 e 3 são determinadas de modo que cada sistema sem defeito produza a FMM desejada. As amplitudes das componentes de sequência positiva e negativa, normalizadas em relação a \hat{I} , das correntes dos sistemas são serão as mesmas daquelas calculadas para o caso da perda de I_1 , já que $I_m = 1$ e $\rho = 0$ são mantidos os mesmos:

$$\begin{aligned} \text{Amplitude Sequência positiva: } I_{p+} &= \frac{2}{3} \times \frac{7}{4} = \frac{7}{6} = 1,167 \\ \text{Amplitude Sequência negativa: } I_{p-} &= \frac{2}{3} \times \frac{1}{4} = \frac{1}{6} = 0,167. \end{aligned} \quad (D.9)$$

Para qualquer fase perdida, mantendo-se os mesmos ângulos para as correntes restantes do sistema com defeito, o vetor da FMM de sequência positiva será mantido em 0° , como é o desejado, para se produzir a mesma FMM original. Então, para o cálculo das correntes de sequência positiva dos sistemas são, basta observar a amplitude I_{p+} e o ângulo de deslocamento do referido sistema trifásico. Assim, as FMMs de sequência positiva dos três sistemas trifásicos estarão alinhadas:

$$\begin{aligned} I_1^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 0^\circ), I_3^+ = I_{p+} \cos(\theta + 80^\circ) \\ I_4^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 120^\circ), I_6^+ = I_{p+} \cos(\theta + 80^\circ + 120^\circ) \\ I_7^+ &= I_{p+} \cos(\theta + 240^\circ), I_9^+ = I_{p+} \cos(\theta + 80^\circ + 240^\circ) \end{aligned} \quad (D.10)$$

Com a perda da corrente I_5 , as FMMs de sequência negativa terão ângulos diferentes daqueles verificados na perda de I_1 , e essa é a principal diferença que deve ser levada em consideração para a generalização do método. O ângulo da FMM de sequência negativa desejada para os sistemas 1 e 3 é -40° . Portanto, as correntes de sequência negativa desses sistemas serão:

$$\begin{aligned} I_1^- &= I_{p-} \cos(\theta - 0^\circ - 40^\circ), I_3^- = I_{p-} \cos(\theta - 80^\circ - 40^\circ) \\ I_4^- &= I_{p-} \cos(\theta - 120^\circ - 40^\circ), I_6^- = I_{p-} \cos(\theta - 80^\circ - 120^\circ - 40^\circ) \\ I_7^- &= I_{p-} \cos(\theta - 240^\circ - 40^\circ), I_9^- = I_{p-} \cos(\theta - 80^\circ - 240^\circ - 40^\circ). \end{aligned} \quad (D.11)$$

Somando-se então as componentes de corrente de sequência positiva, negativa e sequência zero, determinam-se as correntes a serem aplicadas nos sistemas são para produzir exatamente a mesma FMM original e zerar corrente no neutro (sequência zero), dadas em (D.12). Pode-se observar que, novamente, as correntes mais afetadas são aquelas das fases adjacentes à fase aberta.

$$\begin{aligned}
 I_1 &= 1,1388\hat{I} \cos(\theta - 2,52^\circ) \\
 I_2 &= \hat{I} \cos(\theta + 40^\circ) \\
 I_3 &= 1,0623\hat{I} \cos(\theta + 92,018^\circ) \\
 I_4 &= 1,3508\hat{I} \cos(\theta + 131,59^\circ) \\
 I_5 &= 0A \\
 I_6 &= 1,3508\hat{I} \cos(\theta - 171,59^\circ) \\
 I_7 &= 1,0623\hat{I} \cos(\theta - 132,018^\circ) \\
 I_8 &= \hat{I} \cos(\theta + 280^\circ) \\
 I_9 &= 1,1388\hat{I} \cos(\theta - 37,48^\circ).
 \end{aligned} \tag{D.12}$$

D-2 Generalizando o Método das Amplitudes Iguais

Pela Figura 4.15, verifica-se que os 8 fasores de corrente restantes são convenientemente dispostos ao redor do fasor de corrente que passou a ser nula, no caso, a corrente I_1 . Para generalizar a solução da perda de uma fase em aberto pelo Método das amplitudes iguais, basta rotacionar os fasores de corrente solução em relação ao “eixo” da fase perdida. Por exemplo, para o caso da corrente $I_2 = 0$, a “próxima” corrente, I_3 , está a um ângulo δ adiantada em relação ao “eixo” da fase 2 (40°). A corrente “anterior”, I_1 , está a um ângulo δ atrasada em relação ao “eixo” da fase 2 (40°). A Figura D.2 mostra a rotação dos fasores por um ângulo de 40° , devido à perda em aberto da corrente I_2 .

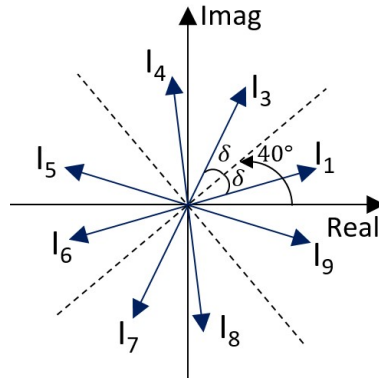


Figura D.2 – Novas correntes para o caso da perda em aberto da corrente I_2 .

Logo, de acordo com o Método das amplitudes iguais, as correntes que produzem uma FMM resultante idêntica à original, para $I_2 = 0$, são:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta - 23,33^\circ + 40^\circ) = 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 16,67^\circ) \\
 I_3 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 23,33^\circ + 40^\circ) = 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 63,33^\circ) \\
 I_4 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 56,67^\circ + 40^\circ) = 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 96,67^\circ) \\
 I_5 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 123,33^\circ + 40^\circ) = 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 163,33^\circ) \\
 I_6 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 156,67^\circ + 40^\circ) = 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 196,67^\circ) \\
 I_7 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta - 156,67^\circ + 40^\circ) = 1,1619\hat{I} \cos(\theta - 116,67^\circ) \\
 I_8 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 236,67^\circ + 40^\circ) = 1,1619\hat{I} \cos(\theta - 83,33^\circ) \\
 I_9 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta - 56,67^\circ + 40^\circ) = 1,1619\hat{I} \cos(\theta - 16,67^\circ).
 \end{aligned}
 \tag{D.13}$$

Para generalizar o Método das componentes de sequência simétricas, essa rotação também pode ser realizada, de acordo com a fase perdida.

Apêndice E

Variações do Método das Componentes Simétricas

Para a perda de uma fase, este apêndice busca por correntes solução com menor desvio padrão e outra solução com menor amplitude máxima para as correntes, ainda dentro da ideia da divisão do sistema enefásico em três sistemas trifásicos. A ideia do Método das Componentes de Sequência Simétricas é adotada. Ambas as soluções são capazes de produzir uma FMM balanceada, mesmo após a abertura de uma das nove fases da máquina.

E-1 Menor Desvio Padrão entre as Amplitudes das Correntes

Para avaliar o efeito da variação de ρ , será fixado $I_m = 1,1619 pu$, que é a amplitude das correntes do Método 2, em que o desvio padrão entre as amplitudes das 8 correntes é nulo. O ângulo ρ é variado, e mantendo-se a mesma metodologia de determinação das correntes do Método das componentes de sequência simétricas, as novas correntes são determinadas. O desvio padrão entre as amplitudes dessas oito correntes ativas é calculado e visualizado na Figura E.1 em função de ρ .

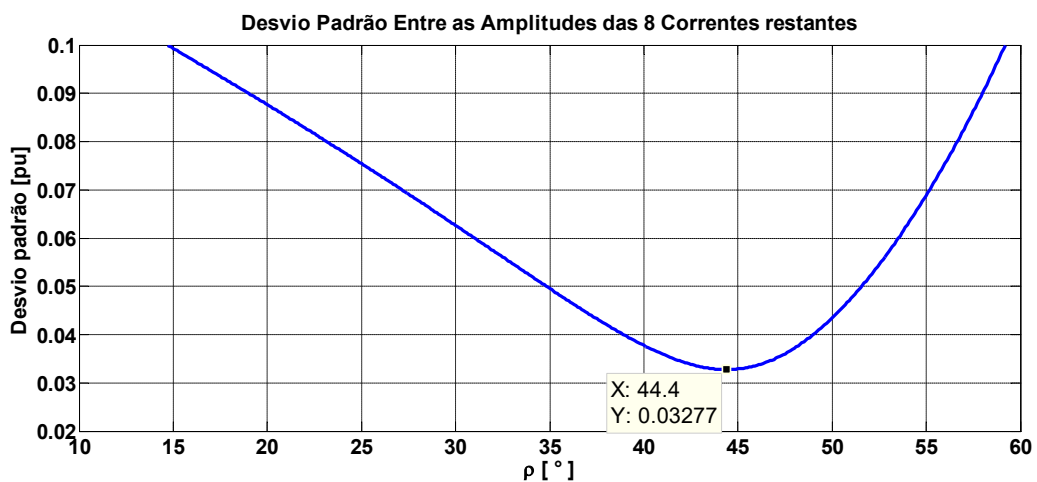


Figura E.1 – Desvio padrão das amplitudes das correntes solução em função de ρ , com $I_m = 1,1619 pu$.

Mantendo $I_m = 1,1619 pu$, o menor desvio padrão para as 8 amplitudes restantes, ainda no Método das Componentes de Sequência Simétricas, se dá para $\rho = 44,4^\circ$: 0,03277 pu. A Figura E.2 mostra que realmente diferença entre a máxima e mínima amplitudes verificadas entre as oito correntes ativas pós-falta é reduzida próxima ao ângulo $\rho = 44,4^\circ$, ainda quando $I_m = 1,1619 pu$.

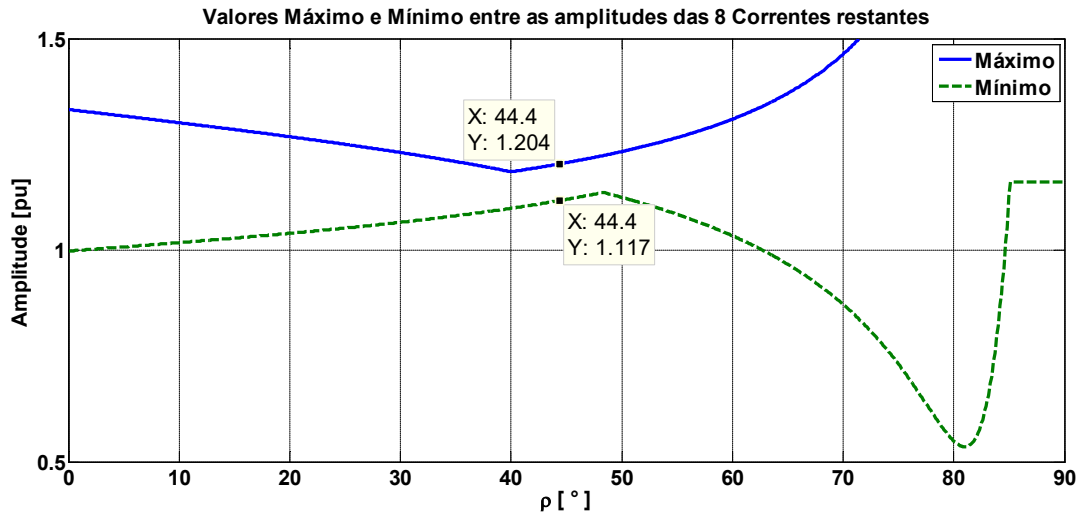


Figura E.2 – Valores máximos e mínimos das amplitudes das correntes solução em função de ρ , com $I_m = 1,1619 pu$.

Mantendo-se desta vez $\rho = 44,4^\circ$, o valor de I_m será variado em busca do menor desvio padrão entre as amplitudes das novas correntes ativas. Este resultado é apresentado na Figura E.3.

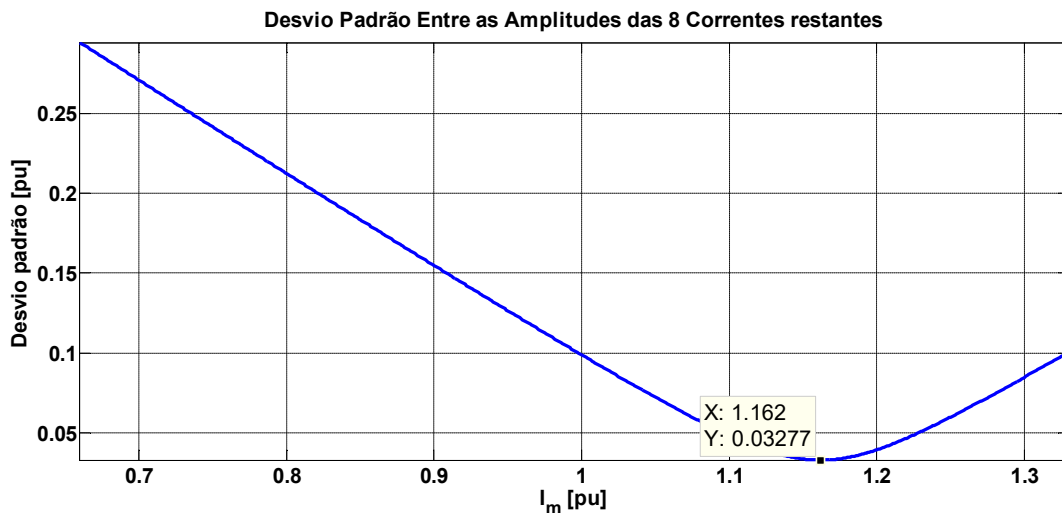


Figura E.3 – Desvio padrão das amplitudes das correntes solução em função de I_m , para um $\rho = 44,4^\circ$ fixo.

Então, para $\rho = 44,4^\circ$, o menor desvio padrão ocorre exatamente quando $I_m = 1,162pu$. Dessa forma, observa-se uma aproximação entre estes resultados e os obtidos pelo Método das Amplitudes Iguais. A Figura E.4 mostra que também que diferença entre a máxima e mínima amplitudes verificadas entre as oito correntes ativas pós-falta é reduzida próxima ao valor $I_m = 1,162 pu$, agora com $\rho = 44,4^\circ$ fixo.

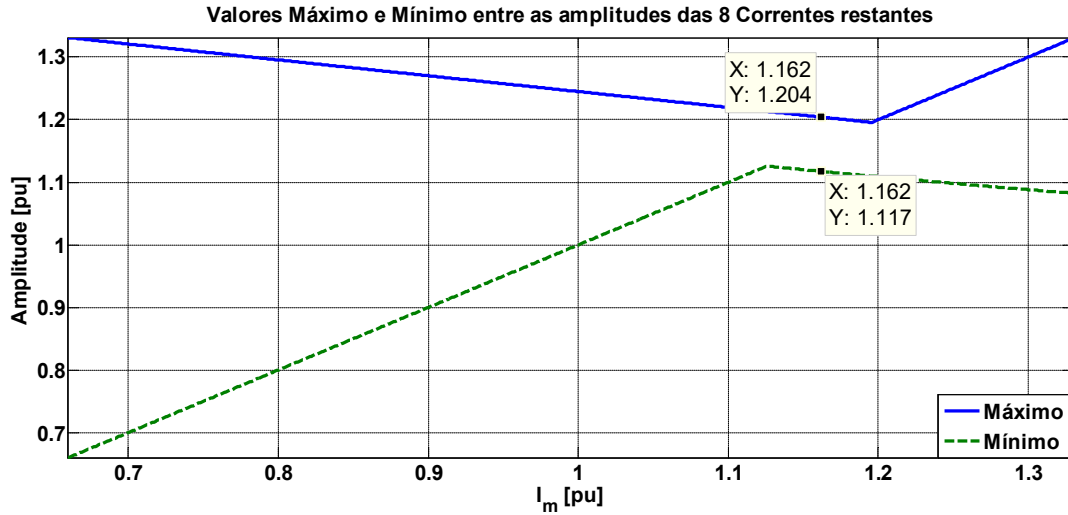


Figura E.4 – Valores máximos e mínimos das amplitudes das correntes solução em função de I_m , com $\rho = 44,4^\circ$.

Por exemplo, perdendo-se a corrente da fase 9 (C3), os ângulos *grupo* e *tipo* são iguais a 80° e 60° , respectivamente. Mantendo-se as outras duas correntes do sistema trifásico 3 com os mesmos defasamentos temporais pré-falta, mas multiplicando-se suas amplitudes pelo fator I_m :

$$I_3 = I_m \hat{I} \cos(\theta + 80^\circ) \text{ e } I_6 = I_m \hat{I} \cos(\theta + 200^\circ). \quad (\text{E.1})$$

Então, a FMM de sequência positiva e negativa do sistema 3 que contém o defeito serão:

$$\begin{aligned} FMM_{3+} &= I_m F_{max} \sin(\varphi - \theta) \\ FMM_{3-} &= -I_m \frac{F_{max}}{2} \sin[\varphi + \theta + 2(80^\circ + 60^\circ)] \\ FMM_{3-} &= -I_m \frac{F_{max}}{2} \sin[\varphi + \theta + 280^\circ] = 0,5809 F_{max} \sin(\varphi + \theta + 100^\circ). \end{aligned} \quad (\text{E.2})$$

Como o objetivo é reduzir o desvio padrão entre as amplitudes, será adotado aqui $I_m = 1,1619 pu$. A componente de corrente de sequência zero do sistema 3 defeituoso é:

$$I_0^{sistema\ 3} = -\frac{1}{3} I_m \hat{I} \cos(\theta + 320^\circ) = -0,3873 \hat{I} \cos(\theta + 320^\circ). \quad (\text{E.3})$$

A componente de corrente de sequência zero dos sistemas sem defeito serão a metade de $I_0^{sistema\ 3}$ e com sinal contrário:

$$I_0^{sistemas\ 1,2} = -\frac{1}{2} \left(-\frac{1}{3} I_m \hat{I} \cos(\theta + 320^\circ) \right) = 0,1936 \hat{I} \cos(\theta + 320^\circ). \quad (E.4)$$

Os sistemas trifásicos completos 1 e 2 completarão a FMM de sequência positiva, para que a resultante volte ao seu valor original:

$$FMM_{1,2+,desejada} = \left(\frac{\frac{9}{2} - 1,1619}{2} \right) F_{max} \sin(\varphi - \theta) = 1,669 F_{max} \sin(\varphi - \theta). \quad (E.5)$$

Nesta metodologia, o próximo sistema trifásico na sequência (1,2,3) terá FMM de sequência negativa $\rho = 44,4^\circ$ atrasada em relação a $-MMF_-$ do sistema defeituoso, enquanto que o outro sistema são estará $\rho = 44,4^\circ$ adiantado em relação a $-MMF_-$ do sistema em falha. Além disso, o ângulo $\rho = 44,4^\circ$ também altera a amplitude da FMM de sequência negativa desejada para os sistemas sãos. Ou seja,

$$FMM_{1-,desejada} = -\frac{1}{2} \left[I_m \frac{F_{max}}{2} \right] \frac{1}{\cos \rho} \sin[\varphi + \theta + 100^\circ - \rho] \quad (E.6)$$

$$FMM_{2-,desejada} = -\frac{1}{2} \left[I_m \frac{F_{max}}{2} \right] \frac{1}{\cos \rho} \sin[\varphi + \theta + 100^\circ + \rho].$$

Então,

$$FMM_{1-,desejada} = \frac{1}{2} \left[1,1619 \frac{F_{max}}{2} \right] \frac{1}{0,7145} \sin[\varphi + \theta - 80^\circ - 44,4^\circ] \quad (E.7)$$

$$FMM_{1-,desejada} = 0,4066 F_{max} \sin[\varphi + \theta - 124,4^\circ]$$

$$FMM_{2-,desejada} = 0,4066 F_{max} \sin[\varphi + \theta - 35,6^\circ].$$

A Figura E.5 traz uma representação vetorial da FMM de sequência negativa de cada sistema trifásico nesta situação.

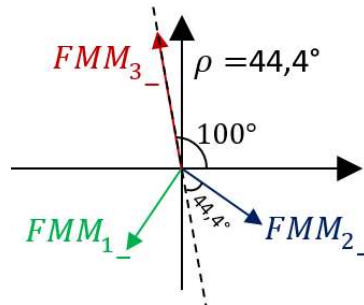


Figura E.5 – FMM de sequência negativa dos três sistemas trifásicos, com $\rho = 44,4^\circ$, com a fase 9 em circuito aberto.

Utilizando a mesma metodologia de cálculo das correntes de sequência positiva, negativa e de sequência zero dos sistemas são, chegam-se às 8 correntes não nulas desta solução:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= 1,1613\hat{I} \cos(\theta - 17,44^\circ) \\
 I_2 &= 1,1174\hat{I} \cos(\theta + 17,086^\circ) \\
 I_3 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 80^\circ) \\
 I_4 &= 1,2041\hat{I} \cos(\theta + 115,85^\circ) \\
 I_5 &= 1,2041\hat{I} \cos(\theta + 164,14^\circ) \\
 I_6 &= 1,1619\hat{I} \cos(\theta + 200^\circ) \\
 I_7 &= 1,1174\hat{I} \cos(\theta - 97,086^\circ) \\
 I_8 &= 1,1613\hat{I} \cos(\theta - 62,55^\circ). \\
 I_9 &= 0A.
 \end{aligned} \tag{E.8}$$

Nessas condições, as amplitudes das 8 correntes restantes, para $I_9 = 0$, variam de 1,1174 pu a 1,2041 pu. Pode-se perceber que as amplitudes não ficam exatamente iguais, mas a diferença entre elas se reduz bastante em comparação com o conjunto de correntes solução para o Método das componentes de sequência simétricas como tratado na Seção 4.2.1.

Além disso, o aumento de perdas no motor sobe para 19,94 %, praticamente os 20 % obtidos pelo Método das amplitudes iguais. Na fase do inversor com maior aumento de corrente 1,2041 pu, as perdas nos semicondutores desse braço do inversor serão 23,725 W, um aumento de 24,87 %. Para as nove fases do inversor, as perdas para esta solução são 181,84 W (aumento de 6,10 %), quase o mesmo valor obtido para o Método das Amplitudes Iguais. Ainda assim, o valor máximo dentre as amplitudes das correntes ativas é 1,2041 pu. A próxima tentativa é de reduzir ainda mais esse valor, ainda dentro do Método das Componentes de Sequência Simétricas, mas admitindo-se valores diferentes para os parâmetros ρ e I_m .

E-2 Menor Amplitude Máxima das Correntes

Em um cenário de perdas de fases, uma fase estar muito mais sobrecarregada que outras é indesejado. De fato, no Método 1 (com $\rho = 0^\circ$ e $I_m = 1$), duas fases terão um aumento de 35 % de corrente enquanto que algumas outras fases mantêm sua amplitude de corrente no valor pré-falta. Sendo assim, os parâmetros ρ e I_m serão variados em busca de reduzir esse aumento

de corrente nas fases mais afetadas. Na Figura E.2 , já se tem um sinal de que a menor amplitude máxima dentro deste método se dará em $\rho = 40^\circ$. Fixando-se $\rho = 40^\circ$ e variando-se I_m , as novas correntes solução são calculadas. O valor máximo entre as amplitudes dessas correntes é plotado na Figura E.6 em função de I_m .

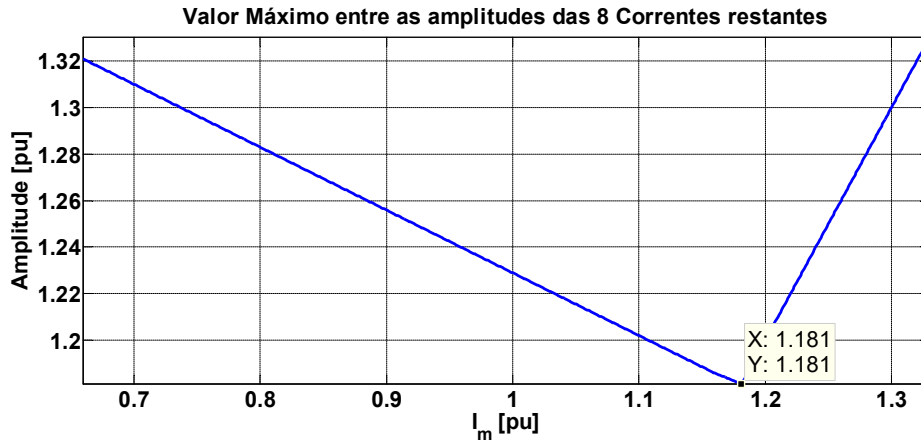


Figura E.6 – Valor Máximo entre as amplitudes das correntes solução, mantendo-se $\rho = 40^\circ$.

Então, para $\rho = 40^\circ$, a menor amplitude máxima ocorrerá quando $I_m = 1,181 pu$, e será praticamente este valor: 1,1814 pu. Para certificar que esta é a combinação que resulta na menor amplitude máxima, será fixado $I_m = 1,181 pu$ e ρ será variado, como apresentado na Figura E.7.

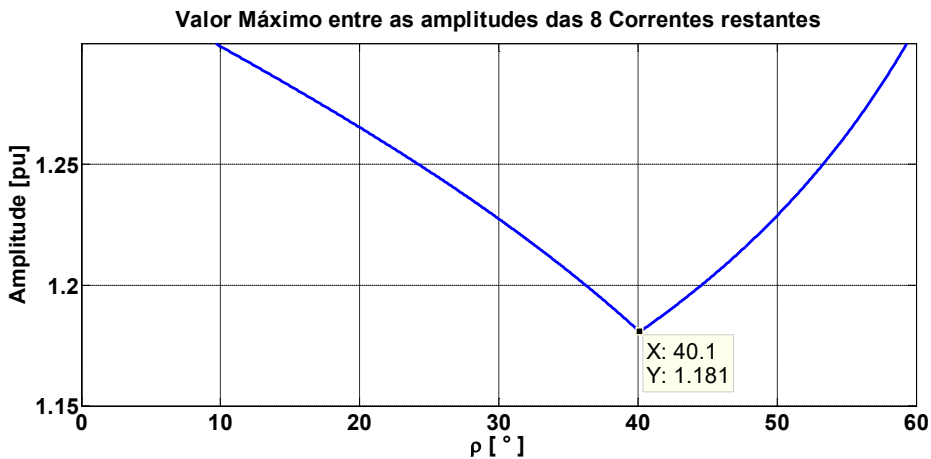


Figura E.7 – Valor Máximo entre as amplitudes das correntes solução, mantendo-se $I_m = 1,181 pu$ e variando-se ρ .

Portanto, para o Método das Componentes de Sequências Simétricas, a solução em que se tem o menor aumento na amplitude da corrente das fases mais afetadas ocorre em $\rho = 40^\circ$ e $I_m = 1,181 pu$.

Para o caso em que a corrente na fase 8 (C2) se tornar nula, o sistema trifásico afetado é o sistema 2. As demais correntes desses sistemas manterão seu defasamento temporal original, mas a amplitude aumentará pelo fator $I_m = 1,181 pu$:

$$I_2 = 1,181\hat{I} \cos(\theta + 40^\circ) \text{ e } I_5 = 1,181\hat{I} \cos(\theta + 160^\circ). \quad (\text{E.9})$$

Com isso, a FMM de sequência positiva produzida no sistema 2 será:

$$FMM_{2+} = 1,181F_{max} \sin(\varphi - \theta). \quad (\text{E.10})$$

A Corrente de sequência zero deste sistema com defeito será:

$$I_0^{sistema\ 2} = -\frac{1}{3}I_m\hat{I} \cos(\theta + 280^\circ) = -0,3937\hat{I} \cos(\theta + 280^\circ). \quad (\text{E.11})$$

A FMM de sequência negativa do sistema 2 será dada pela Equação (E.12), sendo que $grupo = 40^\circ$ e $tipo = 60^\circ$.

$$\begin{aligned} FMM_{2-} &= -I_m \frac{F_{max}}{2} \sin[\varphi + \theta + 2(40^\circ + 60^\circ)] \\ FMM_{2-} &= -I_m \frac{F_{max}}{2} \sin[\varphi + \theta + 200^\circ] = 0,5905F_{max} \sin(\varphi + \theta + 20^\circ) \end{aligned} \quad (\text{E.12})$$

A componente de corrente de sequência zero dos sistemas sem defeito por este método continua sendo a metade de $I_0^{sistema\ 2}$ e com sinal contrário:

$$I_0^{sistemas\ 1,3} = -\frac{1}{2} \left(-\frac{1}{3}I_m\hat{I} \cos(\theta + 280^\circ) \right) = 0,1968\hat{I} \cos(\theta + 280^\circ) \quad (\text{E.13})$$

Os sistemas 1 e 3 produzirão uma FMM de sequência positiva de modo a completar a falta de FMM de sequência positiva gerada no sistema com defeito:

$$FMM_{1,3+,desejada} = \left(\frac{\frac{9}{2} - 1,181}{2} \right) F_{max} \sin(\varphi - \theta) = 1,6595F_{max} \sin(\varphi - \theta). \quad (\text{E.14})$$

Para calcular a FMM de sequência negativa desejada para os sistemas trifásicos sãos, é necessário determinar a ordem para atribuir a soma ou subtração do ângulo ρ . No caso do defeito no sistema 2, o próximo sistema trifásico é o sistema 3. Então a FMM de sequência negativa do sistema 3 estará atrasada de um ângulo ρ , e a do sistema 1 adiantada de um ângulo ρ em relação a $-MMF_{2-}$:

$$\begin{aligned}
FMM_{1-,desejada} &= -\frac{1}{2} \left[1,181 \frac{F_{max}}{2} \right] \frac{1}{\cos 40^\circ} \sin[\varphi + \theta + 20^\circ + 40^\circ] \\
FMM_{1-,desejada} &= 0,3854 F_{max} \sin[\varphi + \theta - 120^\circ] \\
FMM_{3-,desejada} &= -\frac{1}{2} \left[1,181 \frac{F_{max}}{2} \right] \frac{1}{\cos 40^\circ} \sin[\varphi + \theta + 20^\circ - 40^\circ] \\
FMM_{3-,desejada} &= 0,3854 F_{max} \sin[\varphi + \theta + 160^\circ].
\end{aligned} \tag{E.15}$$

A Figura E.8 esquematiza esses vetores de FMM de seqüência negativa.

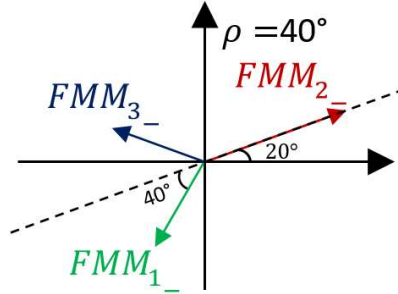


Figura E.8 – FMM de seqüência negativa dos três sistemas trifásicos, com $I_8 = 0$.

Com isso, já se conseguem calcular as componentes de corrente de seqüência positiva, negativa e de seqüência zero para os circuitos 1 e 3. Somando-se essas componentes, todas as correntes já podem ser determinadas:

$$\begin{aligned}
I_1 &= 1,0943 \hat{I} \cos(\theta - 22,35^\circ) \\
I_2 &= 1,181 \hat{I} \cos(\theta + 40^\circ) \\
I_3 &= 1,1802 \hat{I} \cos(\theta + 76,73^\circ) \\
I_4 &= 1,1802 \hat{I} \cos(\theta + 123,26^\circ) \\
I_5 &= 1,181 \hat{I} \cos(\theta + 160^\circ) \\
I_6 &= 1,0943 \hat{I} \cos(\theta - 134,64^\circ) \\
I_7 &= 1,1814 \hat{I} \cos(\theta - 102,8^\circ) \\
I_8 &= 0A \\
I_9 &= 1,1814 \hat{I} \cos(\theta - 57,18^\circ).
\end{aligned} \tag{E.16}$$

Com esta metodologia, a amplitude máxima foi reduzida para 1,1814 pu. Neste caso, o aumento de perdas no motor sobe para 19,58 % e o desvio padrão passa a ser 0,0401 pu. As perdas nos semicondutores da fase mais afetada do inversor, com 1,1814 pu de corrente, são 23,167 W (aumento de 21,93 %). Para as nove fases do inversor, as perdas por condução e

chaveamento de suas chaves são 181,14 W, um aumento de 5,93 % em relação à situação com as 9 fases alimentadas com 1pu de corrente.

Claro que essa metodologia adotada aqui não é um processo complexo de otimização. Mas sim baseada em uma verificação de qual possivelmente é a combinação dos parâmetros I_m e ρ , de forma que possam reduzir o desvio padrão e entre as correntes e diminuir a maior amplitude que será verificada. Sendo assim, esse Apêndice mostra a flexibilidade que o Método das Componentes Simétricas possui.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Williamson and S. Smith, “Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 986–993, 2003.
- [2] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G. A. Capolino, “Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1966–1977, 2008.
- [3] R. R. Bastos, “Estudo de uma Máquina de Indução de Nove Fases,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.
- [4] R. R. Bastos, R. M. Valle, S. L. Nau, and B. J. C. Filho, “Modelling and Analysis of a Nine-phase Induction Motor with Third Harmonic Current Injection,” *9th Int. Conf. Power Electron. Asia*, pp. 688–694, 2015.
- [5] E. A. Klingshirn, “High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 47–53, Jan. 1983.
- [6] V. Pant, G. K. Singh, and S. N. Singh, “Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition,” in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS’99 (Cat. No.99TH8475)*, 1999, no. July, pp. 92–97 vol.1.
- [7] E. Levi, “Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008.
- [8] F. Barrero and M. J. Duran, “Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines - Part II,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [9] K. B. Yadav, A. K. Mohanty, and P. Kumar, “Recent Research Trend on Multi-phase Induction Machines,” *Proc. Int. Conf. Control. Commun. Power Eng. CCPE*, 2014.
- [10] F. Barrero and M. J. Duran, “Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines—Part I,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, Jan. 2016.
- [11] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives – a technology status review,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 4, p. 489, 2007.
- [12] E. Levi, “Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.
- [13] Y. Fan, Z. Xia, X. Zhao, and M. Cheng, “Maximum power point tracking for direct driving nine-phase FSPM wind generator,” *2015 18th Int. Conf. Electr. Mach. Syst. ICEMS 2015*, pp. 436–441, 2016.
- [14] F. Li, W. Hua, and M. Cheng, “Design and optimization of a nine-phase flux-switching PM generator for wind power systems,” in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014, pp. 471–477.
- [15] E. Prieto-Araujo, A. Junyent-Ferre, D. Lavernia-Ferrer, and O. Gomis-Bellmunt, “Decentralized Control of a Nine-Phase Permanent Magnet Generator for Offshore Wind

- Turbines,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 3, pp. 1103–1112, Sep. 2015.
- [16] E. Jung, H. Yoo, S. K. Sul, H. S. Choi, and Y. Y. Choi, “Nine-phase permanent magnet motor drive system for ultra high-speed elevator,” *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2009*, pp. 1841–1846, 2009.
- [17] E. Jung, H. Yoo, S.-K. Sul, H.-S. Choi, and Y.-Y. Choi, “A Nine-Phase Permanent-Magnet Motor Drive System for an Ultrahigh-Speed Elevator,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 48, no. 3, pp. 987–995, 2012.
- [18] M. M. Wogari and O. Ojo, “Nine-phase interior permanent magnet motor for electric vehicle drive,” *2011 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, 2011.
- [19] X. Chen, J. Wang, V. I. Patel, and P. Lazari, “A Nine-Phase 18-Slot 14-Pole Interior Permanent Magnet Machine with Low Space Harmonics for Electric Vehicle Applications,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 3, pp. 860–871, 2016.
- [20] I. Subotic, N. Bodo, E. Levi, and M. Jones, “Onboard Integrated Battery Charger for EVs Using an Asymmetrical Nine-Phase Machine,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3285–3295, 2015.
- [21] N. Bodo, E. Levi, I. Subotic, J. Espina, L. Empringham, and C. M. Johnson, “Efficiency Evaluation of Fully Integrated On-Board EV Battery Chargers With Nine-Phase Machines,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 32, no. 1, pp. 257–266, Mar. 2017.
- [22] R. Á. Silva, “Avaliação da Hibridização de um Veículo Nacional Compacto Utilizando a Arquitetura Paralela de Avaliação da Hibridização de um Veículo Nacional Compacto Utilizando a Arquitetura Paralela de Eixos Separados,” *Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais*, 2017.
- [23] G. . Singh, “Multi-phase induction machine drive research—a survey,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 61, no. 2, pp. 139–147, Mar. 2002.
- [24] H. Guzman, I. Gonzalez, F. Barrero, and M. Durán, “Open-Phase Fault Operation on Multiphase Induction Motor Drives,” in *Induction Motors - Applications, Control and Fault Diagnostics*, InTech, 2015, p. 328.
- [25] H. Guzman, M. J. Duran, F. Barrero, L. Zarri, B. Bogado, I. Gonzalez Prieto, and M. R. Arahal, “Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 606–617, 2016.
- [26] E. Levi, F. Barrero, and M. J. Duran, “Multiphase machines and drives - Revisited,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 429–432, 2016.
- [27] A. Tani, M. Mengoni, L. Zarri, G. Serra, and D. Casadei, “Control of multiphase induction motors with an odd number of phases under open-circuit phase faults,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 565–577, 2012.
- [28] L. Parsa, “On advantages of multi-phase machines,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 2005, pp. 1574–1579, 2005.
- [29] N. K. Nguyen, F. Meinguet, E. Semail, and X. Kestelyn, “Fault-Tolerant Operation of an Open-End Winding Five-Phase PMSM Drive With Short-Circuit Inverter Fault,” *Ieee Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 595–605, 2016.
- [30] R. O. C. Lyra and T. A. Lipo, “Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, 2002.
- [31] Z. Liu, Z. Zheng, and Y. Li, “Enhancing Fault-Tolerant Ability of a Nine-Phase Induction Motor Drive System Using Fuzzy Logic Current Controllers,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 32, no. 2, pp. 759–769, Jun. 2017.
- [32] G. Grandi, P. Sanjeevikumar, Y. Gritli, and F. Filippetti, “Fault-tolerant control

- strategies for quad inverter induction motor drives with one failed inverter,” *Proc. - 2012 20th Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2012*, pp. 959–966, 2012.
- [33] Jen-Ren Fu and T. A. Lipo, “Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1267–1274, 1994.
- [34] M. Ramezani and O. Ojo, “Coupled and simplified models of the symmetrical and asymmetrical triple-star nine-phase interior permanent magnet machines,” in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, no. c, pp. 1–8.
- [35] O. Ojo and M. Ramezani, “Sensorless speed control of symmetrical triple-star nine-phase Interior Permanent Magnet machines,” *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2035–2042, 2016.
- [36] M. Kozovsky, P. Blaha, and P. Vaclavek, “Verification of nine-phase PMSM model in d-q coordinates with mutual couplings,” in *2016 6th IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE)*, 2016, no. November, pp. 73–78.
- [37] M. J. Duran, E. Levi, and M. Jones, “Independent vector control of asymmetrical nine-phase machines by means of series connection,” *IEEE Int. Conf. Electr. Mach. Drives, 2005.*, pp. 167–173, 2005.
- [38] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2nd ed. Wiley-Interscience, 2002.
- [39] Yifan Zhao and T. A. Lipo, “Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [40] A. V. Rocha, “Confiabilidade e Resiliência de Conversores de Média Tensão Baseados em IGCT,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2014.
- [41] H. Wang, K. Ma, and F. Blaabjerg, “Design for reliability of power electronic systems,” in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 33–44.
- [42] S. Grubic, J. M. Aller, B. Lu, and T. G. Habetler, “A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines focusing on turn insulation problems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4127–4136, 2008.
- [43] D. Kastha and B. K. Bose, “Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 1028–1038, 1994.
- [44] J. Zhu and X. Niu, “Investigation of short-circuit fault in a fault-tolerant brushless permanent magnet ac motor drive with redundancy,” *Proc. 2010 5th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2010*, pp. 1238–1242, 2010.
- [45] A. H. Bonnet and G. Soukup, “Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in 3 Phase Squirrel Cage Induction Motors 921-937.,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 4, pp. 197–204, 1992.
- [46] W. T. Thomson and M. Fenger, “Current signature analysis to detect induction motor faults,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 26–34, 2001.
- [47] P. Systems, R. Subcommittee, P. Systems, and E. Committee, *IEEE Recommended Practice for the Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems (Gold Book)*, vol. 1997. 1998.
- [48] D. U. Campos-Delgado, D. R. Espinoza-Trejo, and E. Palacios, “Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 2, no. 2, pp. 121–134, Mar. 2008.

- [49] I. Jeong, B. J. Hyon, and K. Nam, "Dynamic modeling and control for SPMSMs with internal turn short fault," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3495–3508, 2013.
- [50] S. Karmakar, S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, "Chapter 6: Stator Winding Fault," in *Induction Motor Fault Diagnosis: Approach through Current Signature Analysis*, Singapore: Springer Singapore, 2016, p. 106.
- [51] S. Karmakar, S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, "Chapter 2: Induction Motor and Faults," in *Induction Motor Fault Diagnosis: Approach through Current Signature Analysis*, no. i, Singapore: Springer Singapore, 2016, pp. 7–28.
- [52] P. Zhang, Y. Du, T. G. Habetler, and B. Lu, "A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 34–46, 2011.
- [53] S. Grubic, J. Restrepo, J. M. Aller, B. Lu, and T. G. Habetler, "A new concept for online surge testing for the detection of winding insulation deterioration in low-voltage induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 5, pp. 2051–2058, 2011.
- [54] S. Grubic, T. Habetler, B. Lu, and J. Aller, "Investigation on surge testing for winding insulation fault detection in an online environment," *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 3255–3261, 2009.
- [55] S. Nandi, H. Toliyat, S. Nandi, and H. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines-a review," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, 2005.
- [56] R. M. Tallam, S. Bin Lee, G. C. Stone, G. B. Kliman, J. Yoo, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "A Survey of Methods for Detection of Stator-Related Faults in Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 4, pp. 920–933, 2007.
- [57] J. Apsley and S. Williamson, "Analysis of multiphase induction machines with winding faults," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 2, pp. 465–472, 2006.
- [58] S. Bindu and V. V Thomas, "Diagnoses of internal faults of three phase squirrel cage induction motor — A review," in *2014 International Conference on Advances in Energy Conversion Technologies (ICAECT)*, 2014, pp. 48–54.
- [59] K.-H. Kim, D.-U. Choi, B.-G. Gu, and I.-S. Jung, "Fault model and performance evaluation of an inverter-fed permanent magnet synchronous motor under winding shorted turn and inverter switch open," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 4, no. 4, p. 214, 2010.
- [60] J. Zhu, N. Ertugrul, and W. L. Soong, "Fault Analysis and Remedial Strategies on a Fault-Tolerant Motor Drive with Redundancy," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, 2007, vol. 1, no. 1, pp. 1119–1124.
- [61] H. Saavedra, J. R. Riba, and L. Romeral, "Inter-turn fault detection in five-phase pmsms. Effects of the fault severity," *Proc. - 2013 9th IEEE Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives, SDEMPED 2013*, pp. 520–526, 2013.
- [62] J. Zhang, W. Xu, C. Gao, S. Wang, J. Qiu, J. G. Zhu, and Y. Guo, "Analysis of Inter-Turn Insulation of High Voltage Electrical Machine by Using Multi-Conductor Transmission Line Model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 1905–1908, 2013.
- [63] C. C. Yeh, G. Y. Sizov, A. Sayed-Ahmed, N. A. O. Demerdash, R. J. Povinelli, E. E. Yaz, and D. M. Ionel, "A reconfigurable motor for experimental emulation of stator winding interturn and broken bar faults in polyphase induction machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 4, pp. 1005–1014, 2008.
- [64] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Transient model for induction machines with stator winding turn faults," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 3, pp. 632–637,

- 2002.
- [65] A. Berzoy, A. A. S. Mohamed, and O. A. Mohammed, "Dynamic space-vector model of induction machines with stator inter-turn short-circuit fault," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, pp. 003620–003625.
 - [66] A. Berzoy, A. A. S. Mohamed, and O. Mohammed, "Complex-Vector Model of Inter-Turn Failure in Induction Machines for Fault Detection and Identification," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 9994, no. c, pp. 1–1, 2016.
 - [67] T. M. Jahns, "Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase Drive Units," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-16, no. 3, pp. 321–331, 1980.
 - [68] S. Williamson and K. Mirzoian, "Analysis of Cage Induction Motors with Stator Winding Faults," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-104, no. 7, pp. 1838–1842, Jul. 1985.
 - [69] A. Mohammadpour and L. Parsa, "Global fault-tolerant control technique for multiphase permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 178–186, 2015.
 - [70] M. Aboelhassan, T. Raminosoa, A. Goodman, L. de Lillo, and C. Gerada, "Performance Evaluation of a Vector Control Fault-Tolerant Flux-Switching Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 1–1, 2012.
 - [71] E. Ben Sedrine, M. Gabsi, J. Ojeda, and I. Slama-Belkhodja, "Reference Currents Reconfiguration of a Five-Phase Flux Switching Machine To Improve the Operation under Short-Circuit Phase Faults," *7th IET Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives (PEMD 2014)*, no. 2, pp. 0303–0303, 2014.
 - [72] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. Dai Pre, "Strategies for the Fault-Tolerant Current Control of a Five-Phase Permanent-Magnet Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 4, pp. 960–970, 2007.
 - [73] B. Mirafzal, "Survey of fault-tolerance techniques for three-phase voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5192–5202, 2014.
 - [74] A. M. S. Mendes and A. J. Marques Cardoso, "Continuous operation performance of faulty induction motor drives," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, 2003, vol. 1, pp. 547–553.
 - [75] Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, and T. A. Lipo, "A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 5, pp. 910–918, 1993.
 - [76] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 439–446, Apr. 2004.
 - [77] A. M. S. Mendes and A. J. Marques Cardoso, "Fault-Tolerant Operating Strategies Applied to Three-Phase Induction-Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1807–1817, Dec. 2006.
 - [78] A. M. S. Mendes and A. J. M. Cardoso, "Remedial operating strategies for standard 3-phase induction motor drives," in *International Conference on Power Electronics Machines and Drives*, 2002, vol. 2002, pp. 116–121.
 - [79] M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, M. J. Duran, and X. Kestelyn, "Open-phase fault operation of 5-phase induction motor drives using DTC techniques," *IECON 2015 - 41st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 595–600, 2016.
 - [80] H. A. Toliyat, "Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 4,

- pp. 748–756, 1998.
- [81] Hyung-Min Ryu, Ji-Woong Kim, and Seung-Ki Sul, “Synchronous frame current control of multi-phase synchronous motor part II. asymmetric fault condition due to open phases,” in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, 2004, vol. 1, pp. 268–275.
 - [82] L. A. Pereira, L. F. A. Pereira, S. Haffner, and G. Nicol, “Unbalanced operation of five-phase induction machines using steady state symmetrical components - Part I: Theoretical considerations,” *IECON 2015 - 41st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 1807–1812, 2016.
 - [83] L. A. Pereira, L. F. A. Pereira, S. Haffner, and A. H. da Silveira, “Unbalanced operation of five-phase induction machines using steady state symmetrical components Part II: Study of typical cases,” in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, pp. 001813–001818.
 - [84] C. B. Jacobina, R. S. Miranda, M. B. R. De Corrêa, and A. M. N. Lima, “Disturbance-free operation of a six-phase AC motor drive system,” *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, no. 3, pp. 925–931, 2004.
 - [85] W. Ding, Y. Hu, and L. Wu, “Investigation and Experimental Test of Fault-Tolerant Operation of a Mutually Coupled Dual Three-Phase SRM Drive under Faulty Conditions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6857–6872, 2015.
 - [86] Y. Zhao and T. A. Lipo, “Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part I: Machine modeling and multidimensional current regulation,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 11, no. 3, pp. 570–577, 1996.
 - [87] Y. Zhao and T. A. Lipo, “Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part II: Field-oriented control and experimental verification,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 11, no. 3, pp. 578–584, 1996.
 - [88] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G. A. Capolino, “Torque ripples suppression for six-phase induction motors under open phase faults,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 1363–1368, 2006.
 - [89] M. Taherzadeh, S. Carriere, M. Joorabian, F. Betin, R. Kianinezhad, and G. A. Capolino, “Analysis and control of six-phase induction machines in unbalanced operating situation due to phase opening,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 417–423, 2014.
 - [90] J.-P. Martin, F. Meibody-Tabar, and B. Davat, “Multiple-phase permanent magnet synchronous machine supplied by VSIs, working under fault conditions,” in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, 2000, vol. 3, pp. 1710–1717.
 - [91] Z. Liu, L. Peng, Y. Li, Z. Zheng, and K. Wang, “Modeling and control of 15-phase induction machine under one phase open circuit fault,” *2013 Int. Conf. Electr. Mach. Syst. ICEMS 2013*, no. 3, pp. 2066–2071, 2013.
 - [92] F. Yu, M. Cheng, W. Hua, and K. T. Chau, “Fault tolerant control of triple star-winding flux switching permanent magnet motor drive due to open phase,” *2015 10th Int. Conf. Ecol. Veh. Renew. Energies, EVER 2015*, 2015.
 - [93] F. Yu, M. Cheng, F. Li, K. T. Chau, J. Huang, and W. Hua, “Fault tolerant control of harmonic injected nine-phase flux switching permanent magnet motor drive system,” *2014 17th Int. Conf. Electr. Mach. Syst. ICEMS 2014*, vol. 2, pp. 3117–3122, 2015.
 - [94] F. Yu, M. Cheng, and K. T. Chau, “Controllability and Performance of a Nine-Phase FSPM Motor Under Severe Five Open-Phase Fault Conditions,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 1, pp. 323–332, Mar. 2016.

- [95] M. Ruba and D. Fodorean, "Analysis of fault-tolerant multiphase power converter for a nine-phase permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2092–2101, 2012.
- [96] A. E. Fitzgerald, J. Charles Kinsley, and S. D. Umans, *Máquinas Eléctricas com Introdução à Eletrônica de Potência*, 6th ed. Bookman, 2006.
- [97] F. Li, W. Hua, M. Cheng, and G. Zhang, "Analysis of Fault Tolerant Control for a Nine-Phase Flux-Switching Permanent Magnet Machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 11, pp. 1–4, 2014.
- [98] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G. A. Capolino, "Torque Ripples Suppression for Six-Phase Induction Motors Under Open Phase Faults," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 1363–1368.
- [99] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford: Clarendon Press, 1996.
- [100] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, and P. Tavner, "Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2734–2752, 2010.
- [101] B. Lu and S. Sharma, "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters," *2008 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, vol. 45, no. 5, pp. 1–8, 2008.
- [102] K. Debebe, V. Rajagopalan, and T. S. Sankar, "Expert systems for fault diagnosis of VSI fed AC drives," in *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1991, pp. 368–373.
- [103] U. M. Choi, F. Blaabjerg, and K. B. Lee, "Study and handling methods of power IGBT Module failures in power electronic converter systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 5, pp. 2517–2533, 2015.
- [104] M. A. Rodriguez-Blanco, A. Claudio-Sanchez, D. Theilliol, L. G. Vela-Valdes, P. Sibaja-Teran, L. Hernandez-Gonzalez, and J. Aguayo-Alquicira, "A Failure-Detection Strategy for IGBT Based on Gate-Voltage Behavior Applied to a Motor Drive System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1625–1633, May 2011.
- [105] R. Wu, F. Blaabjerg, H. Wang, M. Liserre, and F. Iannuzzo, "Catastrophic failure and fault-tolerant design of IGBT power electronic converters - An overview," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 507–513, 2013.
- [106] M. Ciappa, "Selected failure mechanisms of modern power modules," *Microelectron. Reliab.*, vol. 42, no. 4–5, pp. 653–667, 2002.
- [107] V. Smet, F. Forest, J. Huselstein, F. Richardeau, Z. Khatir, S. Lefebvre, and M. Berkani, "Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4931–4941, Oct. 2011.
- [108] A. Castellazzi, M. Ciappa, W. Fichtner, J. Urresti-Ibañez, and M. Mermet-Guyennet, "Integrated compact modelling of a planar-gate non-punch-through 3.3kV-1200A IGBT module for insightful analysis and realistic interpretation of the failure mechanisms," *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, pp. 133–136, 2007.
- [109] A. Wintrich, N. Ulrich, T. Werner, and T. Reimann, *Application Manual Power Semiconductors*. SEMIKRON International GmbH, 2015.
- [110] H.-W. Sim, J.-S. Lee, and K. Lee, "Detecting Open-Switch Faults: Using Asymmetric Zero-Voltage Switching States," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 22, no. 2, pp. 27–37, Mar. 2016.
- [111] I. Yaqub, J. Li, and C. M. Johnson, "Dependence of overcurrent failure modes of IGBT

- modules on interconnect technologies,” *Microelectron. Reliab.*, vol. 55, no. 12, pp. 2596–2605, 2015.
- [112] J. H. Choi, S. Kim, D. S. Yoo, and K. H. Kim, “A Diagnostic Method of Simultaneous Open-Switch Faults in Inverter-Fed Linear Induction Motor Drive for Reliability Enhancement,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4065–4077, 2015.
- [113] R. Peugeot, S. Courtine, and J.-P. Rognon, “Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 6, pp. 1318–1326, 1998.
- [114] M. B. De Rossiter Corrêa, C. B. Jacobina, E. R. C. Da Silva, and A. M. N. Lima, “An induction motor drive system with improved fault tolerance,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 3, pp. 873–879, 2001.
- [115] H. Guzman, F. Barrero, S. Member, M. J. Duran, and I. O. P. M. Ode, “IGBT-Gating Failure Effect on a Fault-Tolerant Induction Motor Drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 15–20, 2015.
- [116] L. De Lillo, L. Empringham, P. W. Wheeler, S. Khwan-On, C. Gerada, M. N. Othman, and X. Huang, “Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 575–583, 2010.
- [117] J.-R. Fu and T. a. Lipo, “A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive,” *Conf. Rec. 1993 IEEE Ind. Appl. Conf. Twenty-Eighth IAS Annu. Meet.*, pp. 1015–1020, 1993.
- [118] M. Otsuki, Y. Onozawa, M. Kirisawa, H. Kanemaru, K. Yoshihara, and Y. Seki, “Investigation on the short-circuit capability of 1200 V trench gate field-stop IGBTs,” *Proc. 14th Int. Symp. Power Semicond. Devices Ics*, pp. 281–284, 2002.
- [119] T. Laska, G. Miller, M. Pfaffenlehner, P. Turkes, D. Berger, B. Gutschmann, P. Kanschat, and M. Munzer, “Short circuit properties of Trench-/Field-Stop-IGBTs-design aspects for a superior robustness,” *ISPSD '03. 2003 IEEE 15th Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs, 2003. Proceedings.*, pp. 152–155, 2003.
- [120] S. Gekenidis, E. Ramezani, and H. Zeller, “Explosion tests on IGBT high voltage modules,” in *11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. ISPSD '99 Proceedings (Cat. No.99CH36312)*, 1999, no. May, pp. 129–132.
- [121] S. Gunturi and D. Schneider, “On the operation of a press pack IGBT module under short circuit conditions,” *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 29, no. 3, pp. 433–440, 2006.
- [122] A. R. Abdullah, N. S. Ahmad, N. Bahari, M. Manap, A. Jidin, and M. H. Jopri, “Short-circuit switches fault analysis of voltage source inverter using spectrogram,” in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2013, pp. 1808–1813.
- [123] R. S. Miranda, H. A. Toliyat, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, “Short-circuit fault mitigation in six-phase induction machine drives,” *VPPC 2007 - Proc. 2007 IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, no. 32, pp. 370–376, 2007.
- [124] D. R. Espinoza-Trejo, E. R. Arce-Santana, J. A. Pecina-Sánchez, and D. U. Campos-Delgado, “Diagnosis of open-switch faults in variable speed drives by stator current analysis and pattern recognition,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 6, pp. 509–522, 2013.
- [125] B. Park, T. Kim, J. Ryu, and D. Hyun, “Fault Tolerant Strategies for BLDC Motor Drives under Switch Faults,” in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, 2006, vol. 4, no. c, pp. 1637–1641.
- [126] R. S. Miranda, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima, “Modeling and analysis of six-phase

- induction machine under fault condition,” *2009 Brazilian Power Electron. Conf. COBEP2009*, pp. 824–829, 2009.
- [127] T. Jose Dos Santos Moraes, N. K. Nguyen, F. Meinguet, and E. Semail, “A comparative study of two fault-tolerant dual-motor drive topologies under short-circuit inverter switch fault,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2015–Septe, pp. 1490–1495, 2015.
- [128] F. Meinguet, N. Nguyen, P. Sandulescu, X. Kestelyn, and E. Semail, “Fault-tolerant operation of an open-end winding five-phase PMSM drive with inverter faults,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 5191–5196.
- [129] Y. Zhang, W. Zhang, and T. M. Jahns, “Investigation of single-switch short-circuit fault characteristics of a PM machine drive with a current source inverter,” in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, pp. 967–973.
- [130] F. Wu, P. Zheng, and T. M. Jahns, “Analytical Modeling of Interturn Short Circuit for Multiphase Fault-Tolerant PM Machines With Fractional Slot Concentrated Windings,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 3, pp. 1994–2006, May 2017.
- [131] F. Immovilli, C. Bianchini, E. Lorenzani, A. Bellini, and E. Fornasiero, “Evaluation of combined reference frame transformation for interturn fault detection in permanent-magnet multiphase machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1912–1920, 2015.
- [132] G. Liu, W. Tang, and W. Zhao, “Winding Turn-to-Turn Faults Detection of Fault-Tolerant Permanent-Magnet Machines Based on a New Parametric Model,” *J. Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, vol. 2, no. 1, pp. 23–30, 2013.
- [133] F. Wu, P. Zheng, and T. M. Jahns, “Analytical modeling of inter-turn short circuit for multiphase fault-tolerant PM machines with fractional-slot concentrated windings,” *2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2015*, pp. 6970–6977, 2015.
- [134] J. A. Haylock, B. C. Mecrow, A. G. Jack, and D. J. Atkinson, “Operation of fault tolerant machines with winding failures,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 4, pp. 1490–1495, 1999.
- [135] A. G. Jack, B. C. Mecrow, and J. A. Haylock, “A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 4, pp. 889–895, 1996.