

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Tamires Santos de Souza

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO MULTIFÁSICO
COM FASES ABERTAS**

Belo Horizonte
2022

Tamires Santos de Souza

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO MULTIFÁSICO
COM FASES ABERTAS**

Versão Final

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso
Filho

Belo Horizonte
2022

S729m Souza, Tamires Santos de.
Modelagem e controle de um motor de indução multifásico com fases abertas [recurso eletrônico] / Tamires Santos de Souza. - 2022.
1 recurso online (212 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Braz de Jesus Cardoso Filho.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices: f. 164-212.

Bibliografia: f. 150-163.
Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Confiabilidade (Engenharia) - Teses.
3. Máquinas elétricas - Teses. 4. Máquinas elétricas de indução - Teses.
5. Inversores elétricos - Teses. I. Cardoso Filho, Braz de Jesus.
II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

TESE DE DOUTORADO Nº 412

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO
MULTIFÁSICO COM FASES ABERTAS**

Tamires Santos de Souza

DATA DA DEFESA: 16/09/2022

Tamires Santos de Souza

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO MULTIFÁSICO
COM FASES ABERTAS**

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho (orientador)

Departamento de Engenharia Elétrica – UFMG

Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva

Departamento de Engenharia Elétrica – UFMG

Prof. Dr. Thales Alexandre Carvalho Maia

Departamento de Engenharia Elétrica – UFMG

Prof. Dr. Antonio Marcus Nogueira Lima

Departamento de Engenharia Elétrica – UFCG

Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa

Departamento de Engenharia Elétrica – CEFET-MG



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

FOLHA DE APROVAÇÃO

"MODELAGEM E CONTROLE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO MULTIFÁSICO COM FASES ABERTAS"

TAMIRES SANTOS DE SOUZA

Tese de Doutorado 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 Doutor em Engenharia Elétrica. Aprovada em 16 de setembro de 2022. Por:

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

Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)

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

Prof. Dr. Antônio Marcus Nogueira Lima
Depto. Engenharia Elétrica (UFMG)

Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa
Depto. Engenharia Elétrica (CEFET-MG)



Documento assinado eletronicamente por **Thales Alexandre Carvalho Maia, Professor do Magistério Superior**, em 16/09/2022, às 18:18, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Sidelmo Magalhaes Silva, Professor do Magistério Superior**, em 19/09/2022, às 09:01, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Antonio Marcus Nogueira Lima, Usuário Externo**, em 19/09/2022, às 09:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Martins Stopa, Usuário Externo**, em 19/09/2022, às 16:29, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Braz de Jesus Cardoso Filho, Professor do Magistério Superior**, em 05/10/2022, às 15:50, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1758493** e o código CRC **BB96281A**.

Agradecimentos

Agradeço ao PPGEE – UFMG por possibilitar meu crescimento técnico e acadêmico. Ao meu orientador Braz de Jesus Cardoso Filho por compartilhar comigo todo o seu amplo conhecimento, pela sua orientação e acompanhamento.

Agradeço enormemente ao Rodrigo Bastos, também pesquisador na área de máquinas multifásicas do Laboratório Tesla, por toda ajuda, apoio, discussões, parceria no desenvolvimento deste trabalho e pela amizade que construímos! Aos demais colegas do Laboratório, principalmente Victor Ferreira, Gabriel Alves, Gideon, Dener Brandão, Lucas Savoi e Camila Elias pela ajuda técnica quando precisei, pelas dicas e pela amizade. Agradeço também à querida Arlete, secretária do Laboratório Tesla, por sempre nos apoiar e nos incentivar a crescer em todas as áreas da vida.

Um agradecimento especial aos meus amigos do CEFET-MG, pela amizade e pelas discussões descontraídas a respeito deste trabalho.

Agradeço aos meus familiares, principalmente a Valquíria e Gabriel, por sempre me incentivarem e acreditarem no meu esforço.

Ao Igor pelo cuidado e compreensão.

À agência CAPES pelo suporte financeiro durante o início do Doutorado.

Agradeço ao IFMG pela compreensão e pelo afastamento concedido nos meses finais da elaboração deste trabalho.

Agradeço à banca avaliadora pela disponibilidade e pelas valiosas contribuições dadas a este trabalho.

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

E a Deus pelo privilégio de chegar até aqui.

"Deixem que o futuro diga a verdade e avalie cada um de acordo com o seu trabalho e realizações. O presente pertence a eles, mas o futuro pelo qual eu sempre trabalhei pertence a mim" (Nikola Tesla)

Resumo

O uso de máquinas multifásicas vem sendo investigado para aumentar a confiabilidade de acionamentos elétricos. Máquinas multifásicas possuem várias vantagens frente às máquinas trifásicas e são atrativas para diversas aplicações, como as de alta potência e propulsão elétrica. A tolerância a falhas é uma das mais apreciadas dentre essas vantagens, pois a máquina pode operar com fases abertas. Entretanto, é necessária uma técnica de controle adequada às falhas para garantir a continuidade de operação com mínima perda de desempenho. Este trabalho tem como objetivo modelar e caracterizar máquinas de indução multifásicas desbalanceadas devido a fases abertas no estator e propor métodos para operação tolerante a essas falhas. Um modelo em referencial síncrono para uma máquina de indução de nove fases com fases abertas é apresentado. Para que a máquina multifásica mantenha uma força magnetomotriz equilibrada e não apresente torque pulsante, é desenvolvida uma técnica de controle de torque por orientação de campo adequada para a falta de fases abertas. Adicionalmente, é proposto um controle do subespaço de correntes de sequência zero, de forma que as correntes de fase pós-falta possuam amplitudes iguais e tenham somatório nulo, para que não haja a necessidade de condutor de neutro. Esse controle também permite que a máquina trabalhe com as correntes das nove fases desequilibradas, mas produzindo uma força magnetomotriz balanceada. Isso pode ser útil para roteamento de potência entre as fases do acionamento, na intenção de balancear as temperaturas das chaves do conversor de potência. Essa estratégia visa aliviar chaves do inversor que estejam com tendência a falhar até que possa haver uma parada para manutenção. Como um resultado geral, a tolerância a falhas dos acionamentos multifásicos será aumentada, alcançando uma operação controlada mesmo em condições defeituosas, o que é de grande interesse em aplicações que requerem alta disponibilidade. As técnicas de controle desenvolvidas neste trabalho são validadas em co-simulações *online* em malha fechada com a máquina multifásica modelada em *software* de elementos finitos e em simulações em tempo real via *hardware-in-the-loop*.

Palavras-chave: Máquinas multifásicas, confiabilidade, falhas em máquinas de indução, falhas em inversores de frequência, controle por orientação de campo.

Abstract

The usage of multiphase machines has been investigated to improve the reliability of electric drives. Multiphase machines have various advantages when compared to the three-phase counterparts and are attractive to many applications, such as those of high power and electric propulsion. Fault-tolerance is one of their main advantages, since the multiphase motors can operate with open phases. However, it is necessary an adequate control technique to guarantee the post-fault operation with minimum performance degradation. The objective of this work is to model and characterize the operation of a nine-phase induction machine under open phases faults and to propose control methods leading to fault-tolerant operation. Modeling of the machine with open phases in a synchronous reference frame is presented. In order to produce a balanced magnetomotive force and to eliminate the torque ripple, an adequate field-oriented control technique is developed for open phases operation. Additionally, it is proposed a control of the currents of the zero-sequence subspace, in such a way that the post-fault phase currents in the remaining phases will have the same magnitudes, assuming no neutral current connection. Furthermore, this control scheme allows the machine to operate with its nine phase currents unbalanced, while still producing a balanced magnetomotive force. This degree of freedom can be used to routing the power flow among the inverter's phases, in order to balance the temperature of the inverter switches. As an overall result, the fault-tolerance of multiphase drives can be improved, achieving a controlled performance under normal and faulty conditions, which is of great interest for applications that require high availability. The developed control techniques are validated in online co-simulations in closed loop with the nine-phase induction motor modelled in finite elements software and in real time simulations via hardware-in-the loop.

Keywords: Multiphase machines, reliability, failures in induction machines, failures in power converters, field-oriented control.

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Falhas em um acionamento elétrico: Chaves do inversor e Estator (GUZMAN et al., 2015b).....	29
Figura 2.2 – Estator de nove fases, (a) Diagrama de construção (considerando-se dois polos) e (b) diagrama elétrico singular da máquina de nove fases (BASTOS, 2015).....	42
Figura 2.3 – Diagrama dos fasores de correntes do enrolamento de nove fases equilibrado e simétrico.	42
Figura 2.4 – Acionamento de nove fases, (a) Protótipo da Máquina de indução de nove fases (à esquerda em azul) e uma máquina de indução trifásica funcionando como carga (à direita em alaranjado), (b) conversor de frequência de nove fases e (c) Placa do DSP TMS320F28335 da <i>Texas Instruments</i>	45
Figura 2.5 – Detalhes da chapa de estator.	47
Figura 2.6 – Detalhes da chapa de rotor.	47
Figura 2.7 – Curva de Magnetização do Material Ferromagnético da Aperam.	48
Figura 2.8 – Resultados experimentais: Operação balanceada, (a) a vazio e (b) sob carga de 6 Nm.	49
Figura 2.9 – Espectro de frequência da corrente da fase A1 na operação balanceada com carga de 6 Nm apresentada na Figura 2.8 (b).....	49
Figura 2.10 – Resultados experimentais: Fase A1 aberta, (a) a vazio e (b) sob carga de 6 Nm.	50
Figura 2.11 – Resultados experimentais: Fases A1 e A2 abertas, (a) a vazio e (b) sob carga de 6 Nm.	51
Figura 2.12 – Resultados experimentais: Fases A1, A2 e A3 abertas, (a) a vazio e (b) sob carga de 6 Nm.	51
Figura 2.13 – Força Magnetomotriz normalizada produzida pelas correntes de estator – Fases Abertas sob carga de 6 Nm.....	52
Figura 2.14 – Medições do torque produzido pelo MI9F – Fases Abertas.	52
Figura 3.1 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: Tensão de estator em referencial síncrono.	69
Figura 3.2 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: resposta de velocidade e conjugado eletromagnético.....	70
Figura 3.3 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: Módulo dos enlaces de fluxo de estator e de rotor.....	71
Figura 3.4 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: (a) Correntes de estator e de rotor em referencial síncrono. (b) Idem, em um intervalo de tempo menor.....	71
Figura 3.5 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: Correntes de estator em referencial estacionário.	72
Figura 3.6 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: (a) Correntes de estator por fase. (b) em uma janela de tempo menor.....	72
Figura 3.7 – Força magnetomotriz normalizada produzida pelas correntes de estator para operação balanceada e quando a fase A1 está aberta, operação em malha aberta...73	

Figura 3.8 – Parcela <i>feedforward</i> para uma máquina de indução equilibrada em referencial síncrono orientado pelo fluxo de rotor, como definido por NOVOTNY e LIPO (1996), e para uma máquina com fases abertas, como obtido neste trabalho por (3.30).....	76
Figura 3.9 – Malha de controle de corrente da máquina de indução.....	76
Figura 3.10 – Malha de controle de corrente de eixo direto e em quadratura: (a) resposta em frequência, (b) curva de rigidez dinâmica.	78
Figura 3.11 – Esquemático do controle por orientação indireta segundo o fluxo de rotor do motor de indução de nove fases com fase aberta, onde as componentes <i>feedforward</i> estão em (3.28).....	79
Figura 3.12 – Resposta de velocidade, torque e enlace de fluxo de rotor em referencial síncrono, (a) com a parcela <i>feedforward</i> inadequada para a condição de fases abertas, (b) com a parcela <i>feedforward</i> proposta na equação (3.30) deste trabalho.	80
Figura 3.13 – Tensão em referencial síncrono a ser aplicada ao estator da máquina.....	81
Figura 3.14 – Controle por orientação de campo: correntes de estator em referencial síncrono e suas referências.	82
Figura 3.15 – Controle por orientação de campo: Correntes em referencial estacionário para estator e rotor da MI9F.	83
Figura 3.16 – Correntes de fase da MI9F com controle por orientação de campo, mas sem controlar as correntes do Subespaço-Z.....	83
Figura 4.1 – Decomposição das correntes para o Método das Menores Perdas (fase A1 aberta).	89
Figura 4.2 – Decomposição das correntes para o Método das Amplitudes Iguais (fase A1 aberta).	89
Figura 4.3 – Decomposição da corrente $i_{s\alpha}$ no plano dq (considerando desequilíbrio devido a fase A1 aberta).	91
Figura 4.4 – Cálculo da corrente $i_{s\alpha}$ a partir das correntes de referência dq de estator.....	91
Figura 4.5 – Controle de Correntes do Subespaço Z.....	92
Figura 4.6 – Controle de correntes dq e de correntes do Subespaço-Z.	93
Figura 4.7 – Malha de controle de velocidade.....	93
Figura 4.8 – Malha de controle de velocidade: (a) resposta em frequência em relação à velocidade de referência, (b) rigidez dinâmica.....	94
Figura 4.9 – Malha de controle de correntes do Subespaço-Z, (a) resposta em frequência, (b) rigidez dinâmica.....	96
Figura 4.10 – Respostas de velocidade e torque. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s, (a) toda a simulação, (b) após abertura da fase.....	97
Figura 4.11 – Correntes de fase. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.....	98
Figura 4.12 – Enlaces de fluxo de estator e de rotor em referencial síncrono. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.....	99
Figura 4.13 – Correntes de eixo direto e em quadratura. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.	100
Figura 4.14 – Correntes de estator em referencial estacionário. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.	100
Figura 4.15 – Tensões de estator em referencial síncrono. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.	101
Figura 4.16 – Correntes do Subespaço-Z, suas referências e erro nulo.....	101

Figura 4.17 – Tensões de Fase, controle completo com Fase A1 aberta.....	103
Figura 4.18 – Método das amplitudes iguais: consumo de potência ativa por fase.	103
Figura 4.19 – Método das amplitudes iguais: correntes de fase, partida com fase aberta.....	104
Figura 4.19 – Método das Amplitudes Iguais com alimentação com inversor de frequência: Respostas de velocidade e torque desenvolvidos.	105
Figura 4.20 – Método das Amplitudes Iguais com alimentação com inversor de frequência: correntes de fase.	106
Figura 4.22 – Controle para duas fases adjacentes abertas: Respostas de torque e velocidade.	108
Figura 4.23 – Controle para duas fases adjacentes abertas: Correntes de fase.....	108
Figura 4.24 – Controle para duas fases adjacentes abertas: Tensões de fase.	109
Figura 4.25 – Distribuição dos fasores de correntes para o roteamento de potência.	111
Figura 4.26 – Lugar geométrico da Força-Magnetomotriz criada por correntes de estator balanceadas e pelas correntes desequilibradas para roteamento de potência.	112
Figura 4.27 – Decomposição das nove correntes de fase, (a) correntes no plano $\alpha\beta$ para condições balanceada e com Roteamento de Potência (PR), (b) correntes do Subespaço-Z para a técnica de Roteamento de Potência, (c) correntes do Subespaço-Z para condição balanceada.	113
Figura 4.28 – Correntes das nove fases – Roteamento de Potência.	115
Figura 5.1 – Malhas de elementos finitos. (a) toda a estrutura, (b) destaque para o corte realizado no rotor e para as malhas no entreferro.	118
Figura 5.2 – FMM resultante de um enrolamento concentrado de nove fases, (a) forma de onda em função do ângulo espacial em graus elétricos, (b) conteúdo de harmônicos espaciais.	119
Figura 5.3 – Co-simulação entre os <i>softwares Simplorer e Maxwell</i> , ambos da <i>Ansys</i>	120
Figura 5.4 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: (a) Torque e velocidade desenvolvidos, (b) torque durante a operação balanceada, (c) torque com a fase A1 em circuito aberto.	121
Figura 5.5 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: FFT do torque.	122
Figura 5.6 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: (a) Correntes de fase, (b) operação balanceada sob carga, (c) fase A1 aberta sob carga.	123
Figura 5.7 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: FFT da corrente da fase A2 durante a operação balanceada e após a abertura da fase A1.	123
Figura 5.8 – Aplicação de tensões balanceadas: (a) tensão induzida na bobina exploradora de fluxo colocada no entreferro, operação balanceada sob carga, (b) fase A1 aberta sob carga.	124
Figura 5.9 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: FFT da tensão induzida na bobina exploradora de fluxo colocada no entreferro.	124
Figura 5.10 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: densidade de fluxo magnético no entreferro.	125
Figura 5.11 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta, com as fases A1 e A2 abertas: resposta de torque no tempo.	125
Figura 5.12 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta, com as fases A1 e A2 abertas: correntes de fase.	126
Figura 5.13 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta, com as fases A1 e A2 abertas: tensão induzida.	126
Figura 5.14 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta, com as fases A1 e A2 abertas: densidade de fluxo no entreferro.	127

Figura 5.15 – Esquemático montado no <i>software Ansys Simplorer</i> , que faz a co-simulação entre <i>Matlab Simulink</i> e <i>Maxwell</i>	128
Figura 5.16 – Resposta em frequência dos controladores de corrente no plano dq e no Subespaço-Z.	129
Figura 5.17 – Rigidez dinâmica dos controladores de corrente no plano dq e no Subespaço-Z.	129
Figura 5.18 – Torque desenvolvido pela máquina, (a) controle com a máquina balanceada, (b) controle para fase A1 aberta, aplicando efetivamente o Método das Amplitudes Iguais.....	131
Figura 5.19 – Espectro harmônico dos torques desenvolvidos nas simulações controladas. .	131
Figura 5.20 – Correntes de fase, (a) controle com a máquina balanceada, (b) controle para fase A1 aberta, (c) corrente de neutro na operação com fase aberta.....	132
Figura 5.21 – Correntes no plano $\alpha\beta$, (a) com controle com a máquina balanceada, (b) e com controle para fase aberta.	133
Figura 5.22 – Tensão induzida na bobina exploradora de fluxo colocada no entreferro nas operações controladas com a máquina balanceada e com a fase A1 aberta, (a) resultado no tempo, (b) FFT dessas tensões.	134
Figura 5.23 – Densidade de fluxo no entreferro nas operações controladas com a máquina balanceada e com a fase A1 aberta.	134
Figura 5.24 – Correntes de eixo direto e em quadratura, (a) operação balanceada com controle, (b) operação controlada com uma fase aberta.	135
Figura 5.25 – Correntes do Subespaço-Z para a operação balanceada controlada.....	135
Figura 5.26 – Correntes do Subespaço-Z para controle com uma fase aberta e amplitudes iguais das correntes de fase, (a) todas as seis correntes do Subespaço-Z, (b) apenas a corrente $isz5$, que é a mais elevada, apresentada juntamente com sua referência e o erro.	136
Figura 5.27 – Tensão aplicada pelo controlador na fase C3 nas operações controladas com a máquina balanceada e com a fase A1 aberta, (a) resultado no tempo, (b) FFT dessas tensões.....	137
Figura 5.28 – Máquina com fase aberta, mas controle para uma máquina balanceada: torque desenvolvido.	137
Figura 5.29 – Máquina com fase aberta, mas controle para uma máquina balanceada, (a) correntes de fase, (b) corrente de neutro.....	138
Figura 5.30 – Controle para as fases A1 e A2 abertas: resposta de torque no tempo.	139
Figura 5.31 – Controle para fases A1 e A2 abertas: correntes de fase no tempo.....	139
Figura 5.32 – Controle para fases A1 e A2 abertas: correntes no plano $\alpha\beta$	139
Figura 5.33 – Controle para Roteamento de potência: resposta do torque no tempo.....	140
Figura 5.34 – Controle para Roteamento de potência: correntes de fase no tempo.	141
Figura 5.35 – Controle para Roteamento de potência: (a) Correntes no plano $\alpha\beta$, (b) Correntes no Subespaço-Z, (c) Corrente $isz7$, a maior dentre as correntes do Subespaço-Z, juntamente com sua referência e o erro.	141

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Operação tolerante a falha de uma fase aberta no estator da máquina (neutro isolado) (JEN-REN FU; LIPO, 1994), (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a)..	41
Tabela 2 – Dados de placa do protótipo da Máquina de Indução de Nove Fases.	46
Tabela 3 – Conteúdo harmônico no torque (pico) e medições de velocidades: fases em circuito aberto.	53
Tabela 4 – Amplitude e fase das correntes para os Métodos de cálculo de FMM equilibrada na perda de uma fase (fase A1 aberta).....	88
Tabela 5 – Amplitude e ângulo de fase para as correntes $\alpha\beta$ e do Subespaço Z para o Método das Amplitudes Iguais (fase A1 aberta).....	89
Tabela 6 – Amplitude e ângulo de fase para as correntes $\alpha\beta$ e do Subespaço-Z para o caso das fases A1 e A2 abertas.	107
Tabela 7 – Correntes e temperaturas para a operação balanceada e para a operação com roteamento de potência.	112
Tabela 8 – Amplitude e ângulo de fase para as correntes $\alpha\beta$ e do Subespaço Z para o Método de Roteamento de potência.	114
Tabela 9 – Conteúdo harmônico no torque e medições de velocidades: faltas em circuito aberto e em curto-circuito.	167
Tabela 10 – Indutâncias do modelo para cada combinação de perdas de até duas fases em aberto.	174

Lista de Siglas

c.a. - Corrente Alternada

c.c. - Corrente Contínua

CSI - *Current Source Inverter*

DQ - Em eixo direto e em quadratura

DSP - Processador Digital de Sinais

FFT - Fast Fourier Transform

FIT - *Failures in time*

FMM - Força Magnetomotriz

FCEM - Força contraeletromotriz

HIL - *Hardware in the loop*

IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*

IGCT - *Integrated Gate-Commutated Thyristor*

MI9F - Máquina de Indução de Nove Fases

NPC - *Neutral point clamped*

PI - Proporcional-Integral

PWM - Modulação por Largura de Pulso

VSI - *Voltage Source Inverter*

Sumário

1. INTRODUÇÃO	19
1.1. Relevância e Motivação	19
1.2. Abordagem proposta	23
1.3. Objetivos	25
1.4. Contribuições deste Trabalho	25
1.5. Organização do Trabalho	26
2. FALHAS EM ACIONAMENTOS MULTIFÁSICOS	28
2.1. Contextualização sobre Falhas em Acionamentos Elétricos	28
2.1.1. Falhas em Máquinas de Indução	30
2.1.2. Falhas em Conversores de Potência	32
2.2. Máquinas Multifásicas	38
2.3. Avaliação Experimental de Faltas de Fases Abertas em um Acionamento de Nove Fases (Malha Aberta)	44
2.3.1. Descrição do Acionamento	45
2.3.2. Operação Balanceada em Malha Aberta	48
2.3.3. Fases em Circuito Aberto	50
2.4. Conclusões	53
3. MODELAGEM E CONTROLE DE UMA MI9F COM FASE ABERTA EM REFERENCIAL SÍNCRONO	55
3.1. Introdução	55
3.2. Estado da Arte do controle de máquinas multifásicas com fases abertas	56
3.3. Modelagem de uma máquina de indução de nove fases com fase aberta em referencial síncrono	61
3.3.1. Simulação do Modelo em Referencial Síncrono	68
3.4. Controle por orientação de campo da Máquina de Indução de Nove Fases frente a Perda de Fases	73
3.4.1. Simulação do Controle por Orientação de Campo (Fase A1 aberta)	79
3.5. Conclusões	84
4. CONTROLE DAS CORRENTES DO SUBESPAÇO-Z DE UMA MI9F	86
4.1. Introdução	86
4.2. Aplicação Efetiva do Método das Amplitudes Iguais para uma fase aberta	87
4.2.1. Simulação Dinâmica do Método das Amplitudes Iguais (Fase A1 aberta)	92

4.2.2. Operação tolerante a falta de duas fases abertas.....	106
4.3. Roteamento de Potência (Máquina ainda com nove fases)	109
4.3.1. Simulação do Controle para Roteamento de Potência.....	114
4.4. Conclusões.....	115
5. RESULTADOS DE CO-SIMULAÇÃO ENTRE SIMULINK E MAXWELL.....	117
5.1. Representação de uma MI9F no Maxwell	117
5.2. Malha Aberta: Alimentação com tensões senoidais balanceadas.....	120
5.2.1. Malha Aberta: Uma fase aberta	120
5.2.2. Malha Aberta: Duas fases adjacentes abertas.....	125
5.3. Co-Simulação Simulink-Simplorer-Maxwell: Controle de Correntes	127
5.3.1. Malha Fechada: Controle para operação balanceada e controle para aplicação efetiva do Método das Amplitudes Iguais com uma fase aberta	130
5.3.2. Malha Fechada: Máquina com fase aberta, mas utilização de técnica de controle para uma máquina balanceada	137
5.3.3. Malha Fechada: Controle para as fases A1 e A2 abertas	138
5.3.4. Malha Fechada: Controle de correntes para Roteamento de Potência	140
5.4. Conclusão	142
6. CONCLUSÕES.....	144
6.1. Propostas de Trabalhos Futuros.....	148
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	150
APÊNDICE A. AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE FALHAS EM CURTO-CIRCUITO EM ACIONAMENTOS DE NOVE FASES	164
A-1. Fases da MI9F em curto-circuito	164
A-1.1. Falta fase-neutro	165
A-1.2. Falta fase-fase.....	165
A-2. IGBT em curto-circuito	168
APÊNDICE B. MATRIZES DE TRANSFORMAÇÃO E INDUTÂNCIAS	170
APÊNDICE C. ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DO CONTROLE PARA FASE ABERTA	175
C-1. Variação Paramétrica.....	175
C-1.1. Erro na estimação da resistência de rotor	175
C-1.2. Erro na estimação da inércia do motor	178
C-2. Erro de medição de corrente	180
C-3. Ruído em medição de corrente	181
C-4. Erro de medição de velocidade.....	183
C-5. Controle discretizado e efeito da frequência de amostragem	185
APÊNDICE D. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL.....	187
D-1. Introdução.....	187

D-2.1. Malha Aberta: Alimentação com Fontes Senoidais	188
D-2.2. Malha Aberta: Alimentação com inversor de frequência.....	189
APÊNDICE E. CÁLCULOS DE CONFIABILIDADE EM UM ACIONAMENTO	
ENEAFÁSICO	202
APÊNDICE F. PUBLICAÇÕES REALIZADAS AO LONGO DESTE TRABALHO.	211

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo apresenta uma visão geral do trabalho, indicando as motivações dos estudos, as propostas, os objetivos e as contribuições. Ao final do capítulo, é explicada a forma como todo o texto está dividido.

1.1. Relevância e Motivação

Vários tipos de falhas podem ocorrer em um acionamento elétrico, oferecendo riscos de acidentes a pessoas e equipamentos. As perdas econômicas associadas à interrupção inesperada do processo produtivo podem exceder consideravelmente os custos de manutenção dos itens de um acionamento elétrico (GRUBIC et al., 2008). Algumas aplicações, como aeronaves, não podem trabalhar com a possibilidade de que uma interrupção aconteça. Nesse contexto, a tolerância a falhas vem se tornando cada vez mais importante e é um assunto que tem sido amplamente abordado na literatura.

A tolerância a falhas é crucial para todas as aplicações que requerem alto grau de confiabilidade. Por exemplo, aplicações aeroespaciais (MENGONI et al., 2016), aplicações navais (TANI et al., 2012), (LIU; WU; HAO, 2017), submarinos e embarcações oceânicas (LIU; ZHENG; LI, 2017), sistemas de propulsão, veículos elétricos (DURAN; BARRERO, 2016), áreas militar e nuclear (KIANINEZHAD et al., 2008), aplicações gerais de alta potência e em parques eólicos *offshore* onde a manutenção corretiva pode ser difícil em condições de mau tempo (GUZMAN et al., 2015b). Para essas áreas específicas, pesquisas continuam em desenvolvimento tanto para motores quanto para conversores, de forma a melhorar o desempenho dessas aplicações e torná-las mais confiáveis.

Em processos industriais, a confiabilidade do maquinário tem uma forte influência na lucratividade da planta. De acordo com a NEMA MG 1-2016 (*National Electrical Manufacturers Association*), os motores de indução são responsáveis por cerca de 50 % de toda

a energia elétrica consumida no mundo. Simplicidade construtiva, robustez e baixo custo de manutenção são os motivos para o amplo uso de motores de indução na indústria (CHEN; XIE, 2022). Portanto, motores de indução são considerados equipamentos críticos, de forma que sua parada afeta diretamente a produtividade dos processos. Cada vez mais, esses processos são equipados com sistemas de acionamentos elétricos em frequência variável com potências de megawatts, onde os requisitos de confiabilidade são muito elevados (KLUG; MERTENS, 2003). Para WIKSTROM, TERENS e KOBİ (2000), da ABB, a confiabilidade é o fator mais importante em um acionamento elétrico.

A área de propulsão elétrica é mais um exemplo de aplicação onde a confiabilidade é um importante requisito. Os veículos elétricos vêm recebendo muita atenção dos pesquisadores, pois existe em todo o mundo a tendência da conversão da frota de veículos a combustão por veículos elétricos. Vários países do mundo estão investindo em pesquisa e elaborando metas para ampliar a circulação desses veículos. Em 2021, foram vendidos 6,6 milhões de carros elétricos em todo o mundo, enquanto que, em 2020, foram vendidos 3 milhões. Estima-se que existam hoje 16 milhões de carros elétricos em circulação no planeta. O governo dos Estados Unidos anunciou a ambição de que a produção dos novos veículos em 2030 seja 50 % eletrificada (PAOLI, 2022). A Agência Internacional de Energia estima que, em 2030, a frota mundial de veículos elétricos será de 145 milhões de unidades (OLIVEIRA, 2021). Alguns países já vêm planejando uma data para o fim da circulação de veículos a combustão, como a Noruega, que tem uma proposta de proibir até 2025 a circulação de qualquer veículo que não seja de propulsão elétrica (NIKEL, 2019), (SILVA; PIRES, 2016).

Há a tendência da conversão da frota de veículos a combustão para veículos elétricos também no Brasil, o que levou à criação de programas para o desenvolvimento e popularização dos veículos elétricos em nosso país. Em 2006, surgiu o Programa Veículo Elétrico, resultado da parceria entre Itaipu Binacional com várias empresas (ITAIPU, 2017). O objetivo dessa iniciativa foi pesquisar soluções de mobilidade elétrica que sejam técnica e economicamente viáveis e que possam minimizar o impacto ambiental de fontes de energia como os combustíveis fósseis. Além do transporte individual, o projeto buscou soluções para transporte de carga, de passageiros e até mesmo aviões elétricos. Comparado com o ano de 2020, a venda de carros elétricos no Brasil aumentou 257 % ao longo de 2021 (CESAR, 2022).

Para o desenvolvimento e viabilização das tecnologias empregadas em veículos elétricos, aumentar a tolerância a falhas dos acionamentos elétricos também é importante. Com isso, a

tradicional área de controle de máquinas elétricas está agora mais ativa do que nunca (RODRIGUEZ et al., 2022), e também o estudo de falhas e desenvolvimento de sistema de acionamentos mais confiáveis (PALAVICINO; SARLIOGLU, 2021).

Nesse cenário, o emprego de máquinas multifásicas é considerado uma das tecnologias de tolerância a falhas mais promissoras (ZORIC; JONES; LEVI, 2018), capturando o interesse de pesquisadores e fabricantes (LEVI, 2008). Máquinas multifásicas são máquinas elétricas que possuem número de fases maior do que três no estator (SALEM; NARIMANI, 2019). Máquinas com número de fases múltiplos de três são particularmente interessantes, pois conversores trifásicos padrão podem ser utilizados para alimentá-las (ZORIC; JONES; LEVI, 2018). A TM4© produz acionamentos elétricos multifásicos em escala industrial para veículos elétricos pesados, como caminhões e ônibus. Um dos fabricantes de veículos elétricos que usam os produtos da TM4 é a companhia EMOSS, em sua série de ônibus EMS, com modelos de seis e nove fases (SALEM; NARIMANI, 2019). Alguns trabalhos recentes na literatura estudam aplicação de máquinas de indução multifásicas para utilização em propulsão elétrica (BAGHERI; FARJAH; GHANBARI, 2021; BALATATANU; FLOREA, 2013; MATSUYAMA et al., 2021; PRIYANKA; JAGDANAND, 2022; SOWMIYA; THILAGAR, 2018; UMESH; SIVAKUMAR, 2014; VISHNU VARDHAN REDDY; PRATHAP REDDY; SIVAKUMAR, 2018). Tipicamente, máquinas síncronas são usadas em veículos elétricos a passeio, e as características das máquinas de indução multifásicas são mais atrativas para veículos elétricos pesados.

Máquinas multifásicas possuem diversas vantagens em relação às máquinas trifásicas (LEVI, 2016). Podem-se citar a redução de potência por fase e a possível redução do custo do conversor em decorrência disso, pulsação de torque com amplitude menor e maior frequência (WARD; HÄRER, 1969), possibilidade de produção extra de torque com injeção de correntes harmônicas, alteração do número de polos por via eletrônica, especialmente para máquinas de indução de nove fases (DURAN; BARRERO, 2016), (LEVI et al., 2007), (LU et al., 2017), (BASTOS, 2015).

Uma característica muito relevante é a tolerância a falhas de máquinas multifásicas, inerentemente maior que a de máquinas trifásicas. Ao contrário de uma máquina multifásica, uma máquina trifásica operando com uma fase aberta não produz uma força magnetomotriz (FMM) rotativa, mas pulsante. Para que a máquina trifásica recupere a FMM balanceada, é necessário condutor de neutro para que as correntes das outras duas fases sejam

independentemente controladas. Entretanto, ao custo do aumento de 73 % na corrente dessas fases, a fim de produzir o mesmo torque (JEN-REN FU; LIPO, 1994).

Por outro lado, mesmo sem alteração na alimentação da máquina multifásica, ela já consegue partir e acionar a sua carga com várias fases abertas. Entretanto, haverá a produção de uma FMM desequilibrada pelo estator, com lugar geométrico elíptico, significando que, apesar de ainda ser rotativa, sua intensidade não é homogênea ao longo da circunferência do entreferro do motor. Como resultado, haverá componente de sequência negativa na FMM produzida pelo estator com fases abertas. A interação dessa componente com o campo magnético criado pelo rotor produz uma oscilação no torque com o dobro da frequência das correntes de estator. (JEN-REN FU; LIPO, 1994). As correntes de fase também se desequilibram em amplitude, gerando perdas não-homogêneas no inversor e no próprio motor. Esse problema pode ser eliminado por meio de um controle adequado das correntes de estator, sem a necessidade de equipamentos e conexões extras, como condutor de neutro. Por exemplo, para uma máquina de nove fases, havendo a perda de uma fase, a corrente de suas demais oito fases deve ser aumentada em apenas 16,2 % em relação às correntes pré-falta, para produzir a mesma FMM balanceada e o mesmo torque, livre de pulsações de segundo harmônico (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a).

Existem ainda diversos tipos de falhas que podem afetar um acionamento elétrico. Falhas de curto-circuito também ocorrem nos enrolamentos de estator e nas chaves do conversor, e suas consequências são muito mais severas que as falhas de circuito aberto (KASTHA; BOSE, 1994), podendo levar à destruição da máquina rapidamente. Na literatura, os trabalhos se focam em detectar o mais brevemente possível as falhas em curto-circuito na máquina e interromper a operação (GRUBIC et al., 2011), (KOTI et al., 2021). Já o curto-circuito em uma chave do inversor leva à circulação de elevadas correntes c.c. no motor e à produção de torque frenante (YIN et al., 2021).

Entretanto, a capacidade das máquinas multifásicas de operarem desequilibradas e com fases abertas pode ser explorada visando a introdução de um modo único de falha em circuito aberto. Caso uma chave falhe em curto-circuito, podem-se utilizar fusíveis ou chaves c.a. para abrir essa fase. Por outro lado, se uma chave falhar em circuito aberto, pode-se abrir outra chave do mesmo braço para que a fase seja considerada aberta.

Se uma chave estiver com tendência a falhar por desbalanço térmico em relação às demais, podem-se empregar técnicas de prognósticos de falhas (BAKER et al., 2014; NUSSBAUMER;

VOGELSBERGER; WOLBANK, 2015; SHIN; CHOI; KANG, 2016), de forma que se detecte essa chave do conversor. Assim, é possível realizar o roteamento de potência entre as fases do acionamento, com o objetivo de aliviar essa fase (FERREIRA et al., 2022), com a redução da sua corrente, ou mesmo desconectá-la intencionalmente. Nessas duas alternativas, a máquina deve permanecer magneticamente equilibrada, produzindo uma FMM balanceada por meio de um controle adequado.

1.2. Abordagem proposta

Este trabalho estuda uma máquina de indução de nove fases (MI9F) principalmente em condições de falta relacionadas a fases abertas no estator. Experimentos em laboratório em malha aberta são conduzidos para caracterizar a operação da máquina sob condições de fases abertas, curto-circuito fase-neutro e entre fases, bem como em uma chave do conversor. Esses resultados visam comprovar a capacidade da MI9F em partir e acionar a sua carga com várias fases abertas, mas também mostrar os problemas que surgem em decorrência das faltas. Esses problemas são a componente de segundo harmônico no torque e o desequilíbrio das correntes, que apontam para a necessidade de um controle adequado para tratá-los.

As falhas em curto-circuito têm consequências muito mais severas. Como não se é possível lidar com curto-circuito no motor de indução, apenas detectar a falha e parar rapidamente (GRUBIC et al., 2011), (KOTI et al., 2021), este trabalho se focará no tratamento de faltas de fases abertas, também porque as falhas nas chaves do conversor podem ser transformadas nesse tipo de falta. São propostas aqui técnicas de controle de torque e de correntes para a máquina de indução enefásica trabalhando com fases abertas ou com nove correntes desequilibradas.

Com relação ao controle de torque em máquinas de indução, é muito comum o controle por orientação segundo o campo magnético do rotor, de forma que existe um desacoplamento entre uma parcela de corrente que produz torque (corrente de eixo em quadratura) e outra que produz fluxo magnético (corrente em eixo direto) (NOVOTNY; LIPO, 1996). Enquanto as correntes de estator de uma máquina trifásica podem ser decompostas em um plano girante e um vetor de sequência zero, a máquina de nove fases pode ter suas correntes decompostas em um único plano girante, mas também em um subespaço de correntes de sequência zero, denominado Subespaço-Z (ZHAO; LIPO, 1996a), (ZHAO; LIPO, 1996b). Quanto mais fases tiver a máquina, mais vetores irão compor o Subespaço-Z. As correntes desse subespaço não

produzem fluxo mútuo e nem torque, podendo ser todas nulas em condições balanceadas a fim de não se elevarem as perdas.

Quando uma máquina elétrica opera com fases abertas, utilizar a mesma técnica de controle para uma máquina balanceada ainda vai resultar em torque pulsante e na produção de uma FMM desequilibrada (KIANINEZHAD et al., 2008). Para resolver esse problema, neste trabalho é desenvolvida uma técnica de controle de torque por orientação indireta segundo o campo de rotor, controlando as correntes de eixo direto e em quadratura (dq), de forma adequada para a produção de uma FMM balanceada e torque livre de pulsações de segundo harmônico. Mas para isso, primeiramente é necessário obter o modelo da MI9F em referencial síncrono.

Adicionalmente, também é proposta uma técnica de controle das correntes do Subespaço-Z de uma máquina enefásica, para a operação tolerante à falta de fases abertas e para uma operação com as nove fases, mas com correntes desequilibradas. Com o controle das correntes do Subespaço-Z, podem-se controlar as amplitudes das correntes de fase, de forma que elas sejam iguais e que se somem para zero, eliminando a necessidade do condutor de neutro.

Os modelos e técnicas de controle propostos inicialmente são simulados em *Matlab/Simulink*. Também são realizadas co-simulações entre *Smulink* e os softwares *Simplorer* e *Maxwell*, da *Ansys*, em que o controle é implementado no *Simulink*, mas a máquina é modelada em elementos finitos no *Maxwell*, para reduzir incertezas com relação ao modelo dinâmico utilizado previamente. Simulações em tempo real com o uso de *hardware-in-the-loop* (*Typhoon-HIL*) também são conduzidas, implementando o controle por orientação de campo para uma MI9F com fases abertas em um processador digital de sinais.

As técnicas de controle de torque por orientação de campo desenvolvidas aqui são focadas na máquina de indução, mas, de forma análoga, podem ser obtidas para máquinas síncronas multifásicas. O roteamento de potência entre as fases do acionamento e o controle das correntes do Subespaço-Z podem ser utilizados da mesma maneira para máquinas de indução ou máquinas síncronas multifásicas com o mesmo estator.

Essas alternativas trazem maior disponibilidade para um acionamento multifásico, visto que algumas falhas podem ser evitadas, contornadas e tratadas. Muito se fala na literatura sobre o aumento de confiabilidade do acionamento multifásico, mas faltam estatísticas conclusivas demonstrando isso. Neste trabalho, são também realizados cálculos de confiabilidade para se

trazer uma estimativa para o acionamento de nove fases, que tem capacidade de operar com fases abertas, ao contrário de acionamentos trifásicos.

1.3. Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é caracterizar a operação, modelar e controlar as correntes e o torque de uma máquina de indução de nove fases operando com fases abertas ou com correntes desequilibradas.

Os objetivos específicos são:

- Desenvolver modelo dinâmico da máquina de indução de nove fases adequado às condições de fases abertas;
- Realizar experimentação segura em laboratório das faltas de fases em circuito aberto e em curto-circuito para caracterizar a operação do acionamento enefásico sob essas condições;
- Desenvolver uma técnica de controle por orientação de campo para as correntes em referencial síncrono na operação com fases abertas;
- Desenvolver uma técnica de controle das correntes do Subespaço-Z na operação com fases abertas;
- Determinar as correntes de fase para que a máquina permaneça magneticamente equilibrada quando for necessário reduzir a corrente de uma das fases do acionamento, para roteamento de potência;
- Desenvolver uma técnica de controle da máquina de indução de nove fases com correntes desequilibradas, para roteamento de potência.

1.4. Contribuições deste Trabalho

As contribuições deste trabalho são:

- Experimentação e análise de falhas no estator e no inversor para caracterizar o comportamento do acionamento multifásico, a vazio e com carga, em malha aberta;

- Modelagem da máquina de indução de nove fases com fases abertas em referencial síncrono;
- Controle de torque por orientação de campo para uma máquina de indução de nove fases com fases abertas;
- Metodologia para cálculo de correntes para roteamento de potência entre as nove fases do acionamento (alimentação desequilibrada, mas gerando uma força magnetomotriz balanceada, com o objetivo de balancear as temperaturas das chaves do inversor);
- Controle das correntes do Subespaço-Z para máquina eneafásica, com fases abertas ou na condição de desequilíbrio para roteamento de potência.
- Quantificação do aumento de confiabilidade de um acionamento eneafásico.

1.5. Organização do Trabalho

Este trabalho é organizado em sete capítulos. O Capítulo 1 traz a presente introdução do trabalho, com discussões sobre relevância, motivação, objetivos e contribuições esperadas. O Capítulo 2 estuda o estado da arte das falhas em acionamentos multifásicos, elaborando uma revisão da literatura sobre as falhas em máquinas de indução e em inversores de frequência, e sobre máquinas multifásicas em si. Ainda no capítulo 2, para demonstrar a operação do acionamento multifásico sem controle com fases abertas, são apresentados resultados experimentais, evidenciando os problemas que serão tratados com as técnicas de controle propostas neste trabalho.

O Capítulo 3 desenvolve o modelo da máquina de indução de nove fases em referencial síncrono com fases abertas e o controle de correntes dq , de forma a eliminar a pulsação de torque de segundo harmônico. É proposto um controle por orientação indireta segundo o campo de rotor para a MI9F com fases abertas, de forma parecida como se tem para um motor balanceado. O Capítulo 4 abrange o controle das correntes do Subespaço-Z para que se possam efetivamente aplicar as correntes de fase desejadas à MI9F em condição de fases abertas, ou com as nove fases alimentadas de forma desequilibrada (para o roteamento de potência entre as fases do acionamento).

A fim de validar as técnicas de controle desenvolvidas neste trabalho, o Capítulo 5 aborda as co-simulações entre *Matlab/Simulink* e os softwares *Asys Simplorer* e *Maxwell*. O

esquemático de controle é implementado no *Simulink*, entretanto a máquina de indução de nove fases é representada em elementos finitos no *Maxwell*. O *Simplorer* realiza a interface entre os *softwares*. Por fim, o Capítulo 6 sintetiza as conclusões deste trabalho e aponta as propostas de continuidade.

Capítulo 2

Falhas em Acionamentos Multifásicos

Este capítulo traz o estado da arte na área de falhas em acionamentos multifásicos. É feita uma revisão da literatura sobre as falhas em máquinas de indução e em inversores de frequência, especialmente as que ocorrem no estator e nas chaves do inversor. Na sequência, tem-se uma revisão da literatura sobre máquinas multifásicas, incluindo o seu histórico de utilização, definição, características, vantagens e aplicações. Ao final, são incluídos resultados experimentais da operação em malha aberta do acionamento de nove fases operando com fases abertas, com o objetivo de caracterizar o comportamento da máquina e apontar os problemas que precisam ser tratados com alguma técnica de controle adequada.

2.1. Contextualização sobre Falhas em Acionamentos Elétricos

Muitos tipos de falhas podem ocorrer em um acionamento elétrico, incluindo falhas no conversor e na máquina elétrica. As falhas podem surgir no estator e no rotor da máquina, no inversor e circuitos de potência, nos *gate-drivers*, nos retificadores, nos capacitores do barramento c.c., no sistema de refrigeração do conversor, no controlador, incluindo sensores, além de falhas de origem mecânica, tais como falhas no eixo e no mancal de rolamentos (FALCK et al., 2018a).

As falhas, sejam elas no motor ou no inversor, de forma geral, podem ocasionar desbalanceamento nas tensões e correntes, circulação de correntes de sequência negativa e corrente contínua, aparecimento de harmônicos específicos nas correntes de estator, redução do conjugado médio desenvolvido, pulsação de conjugado, vibração, ruído, aquecimento e redução de eficiência (BONNET; SOUKUP, 1992). As falhas recorrentes em um acionamento multifásico, considerando o inversor e o estator do motor, são ilustradas na Figura 2.1.

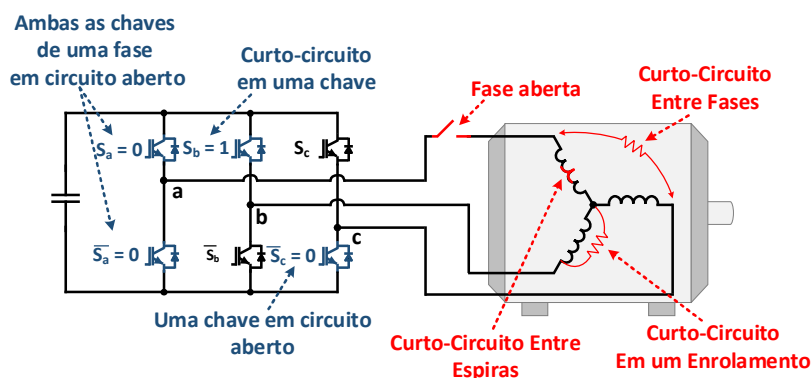


Figura 2.1 – Falhas em um acionamento elétrico: Chaves do inversor e Estator (GUZMAN et al., 2015b).

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.) (BARRERO; DURAN, 2016). A falha em circuito aberto não causa sérios danos imediatos ao sistema em geral, no entanto, pode levar a distorção e desbalanço nas correntes, pulsação de torque, aumento de perdas na máquina e outros problemas (SIM; LEE; LEE, 2016). GONCALVES, CRUZ e MENDES (2022) consideram as conexões de alta resistência como falhas de origem elétrica comuns em máquinas elétricas. Elas são causadas por conexões de potência danificadas no estator da máquina devido a corrosão, vibração e conexões inseguras, e podem evoluir para faltas de fases abertas (GONCALVES; CRUZ; MENDES, 2022). Por outro lado, falhas em curto-circuito que ocorrem nos enrolamentos das máquinas elétricas (ZHANG et al., 2011), (PANDARAKONE; MIZUNO; NAKAMURA, 2016), especialmente aqueles com enrolamento aleatório (MOHAMMED; MELECIO; DJUROVIC, 2018), ou nas chaves do inversor de frequência (KASTHA; BOSE, 1994), (FU; LIPO, 1993) são consideradas as mais sérias classes de falhas e as mais frequentes em acionamentos elétricos. Elas podem afetar significativamente as características de saída do acionamento (ZHU; NIU, 2010) e até mesmo levar à destruição da máquina ou das chaves. Uma avaliação experimental de falhas que envolvem curto-circuito, como falta fase-neutro, faltas fase-fase e IGBT em curto-circuito em um acionamento de nove fases é realizada e colocada no Apêndice A.

Algumas falhas elétricas não possuem uma forma de tratamento, mas sim acompanhamento do estado de degradação ou detecção rápida, já em caso de defeito, visando a parada da operação para substituição, como falhas nos capacitores do barramento c.c. (GHADRAN et al., 2022), e curto-circuito entre espiras da máquina elétrica (GRUBIC et al., 2011). As falhas no estator

das máquinas e nas chaves do inversor são as que mais recebem atenção na literatura, devido à maior probabilidade de ocorrência dessas falhas do ponto de vista elétrico (RICHARDEAU; PHAM, 2013), (THOMSON; FENGER, 2001), (CHOI; BLAABJERG; LEE, 2015) e da possibilidade de uma operação tolerante a essas falhas. Por isso, elas serão as falhas focadas neste trabalho.

2.1.1. Falhas em Máquinas de Indução

A porcentagem de falhas em motores de indução trifásicos é tipicamente relacionada a falhas no estator (38 %), rotor (10 %), mancal de rolamentos (40 %) e outros (12 %) (THOMSON; FENGER, 2001), (SYSTEMS et al., 1998). Em máquinas de média tensão, as falhas de origem elétrica podem chegar a 70 % (GUEDES, 2018).

Do ponto de vista elétrico, as falhas no estator são as mais prováveis de ocorrer. Falhas no estator também podem originar outras falhas elétricas e mecânicas. Por exemplo, curto-circuito entre espiras levam a graves assimetrias nas correntes de estator, podendo disparar o rotor e gerar aquecimento e danos aos mancais de rolamentos (SOLODKIY; DADENKOV; SALNIKOV, 2019).

Normalmente, as falhas do estator são provenientes de colapsos do isolamento do enrolamento associado a um sobreaquecimento, estresse transitório devido a sobretensão, estresses extras mecânicos, dentre outros (WU; ZHENG; JAHNS, 2017). Um levantamento realizado na Refinaria Duque de Caxias da Petrobras de 2010 a 2015 indicou que 33% dos motores que sofreram manutenção desenvolveram defeitos de origem elétrica. Dentro dessa parcela, em torno de 70 % das falhas culminaram em curto-circuito para a massa, e os motores necessitaram ser reenrolados (GUEDES, 2018). Os trabalhos de Guedes (GUEDES, 2018), (GUEDES; SILVA, 2019) também discutem as diversas origens das falhas de isolamento elétrico do estator de máquinas de indução trifásicas, apontando que cerca de 50 % delas se devem a estresse térmico.

Em torno de 80% de todas as falhas de origem elétrica no estator são oriundas de um isolamento fraco entre espiras, causando um curto-circuito que rapidamente atinge várias delas (BIANCHINI et al., 2019; GRUBIC et al., 2011; SADEGHI; SAMET; GHANBARI, 2018). Uma das falhas que se desenvolvem a partir de uma falha de curto-circuito entre espiras é o curto-circuito entre bobinas, que podem ser de uma mesma fase ou de fases diferentes. Essas

falhas também podem desenvolver faltas fase-terra (GRUBIC et al., 2008). 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 (TALLAM et al., 2007).

- Curto-circuito entre espiras

Curto-circuito entre espiras são uma das mais graves falhas dentre as do estator (BAZAN et al., 2018). Elas correspondem a 36 % das falhas em máquinas de indução (MARAABA; ALHAMOUZ; ABIDO, 2018) e são as falhas elétricas mais susceptíveis de acontecer nessa máquina (RAY; DEY, 2022). Um estudo publicado na *IEEE Std P493/D4* mostrou que 33% dos motores falharam devido a curto-circuito entre espiras durante a operação normal (RAY; DEY, 2022).

Sob uma condição de falha de curto-circuito entre espiras, a máquina produz um torque pulsante no dobro da frequência de estator (MARAABA; ALHAMOUZ; ABIDO, 2018). As referências (BERZOY; MOHAMED; MOHAMMED, 2016; EFTEKHARI et al., 2014; TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2002; YEH et al., 2008) desenvolveram modelagem e análise da operação de uma máquina de indução trifásica sob a condição de curto-circuito entre espiras e avaliaram o impacto da velocidade e do torque no comportamento da máquina. Para máquinas de indução, à medida em que o número de espiras em curto-circuito aumenta, a corrente de falta se eleva (DORRELL; MAKHOBA, 2017).

Entretanto, para falhas de curto-circuito entre espiras, pouco sobre continuidade de operação para máquinas de indução é encontrado na literatura (MOHAMMADPOUR; PARSA, 2015), (DIETERLE; GREINER; HEIDRICH, 2019). Alguns trabalhos afirmam que a falha é tão agressiva, que o que pode ser feito é apenas detectar a falha e parar a máquina antes que ela tome dimensões catastróficas (GRUBIC et al., 2011), (KOTI et al., 2021). Existem muitas pesquisas sobre esse assunto. A maioria dos métodos de monitoramento de falhas no estator de motores de indução são baseados em assinatura de corrente (EFTEKHARI et al., 2014), por ser não invasivo (RAY; DEY, 2022), mas também é possível realizar análise harmônica do fluxo de entreferro (CHEN; XIE, 2022) com bobinas exploradoras e sensores de efeito Hall, análise de vibração, fluxo de dispersão e temperatura da carcaça (KUMAR et al., 2021).

Alguma possibilidade de operação tolerante às faltas de curto-circuito no enrolamento de estator encontrada na literatura envolve máquinas síncronas com projeto especial, a fim de minimizar as correntes de curto-circuito e o acoplamento mútuo entre as fases. Nesse projeto especial, tem-se uma indutância de fase suficientemente alta e uma indutância mútua

suficientemente baixa entre as fases para evitar perda de desempenho nas fases saudáveis restantes, por meio do uso de um estator com enrolamentos concentrados (JACK; MECROW; HAYLOCK, 1996), (JIANG et al., 2018).

As falhas no estator de máquinas de indução podem evoluir para a abertura do enrolamento, bem como os defeitos na ligação com o inversor e conexões de alta resistência (GONCALVES; CRUZ; MENDES, 2022). Uma máquina trifásica trabalhando com fase aberta se comporta como uma máquina monofásica e não produz uma FMM rotativa, perdendo a capacidade de partir e acionar a carga (DE ROSSITER CORRÊA et al., 2001).

Com relação às estatísticas dos modos de falha, também não há consenso na literatura. GRUBIC et al. (2008) afirmam que falhas de circuito aberto nos enrolamentos raramente ocorrem quando comparadas a falhas de curto-circuito do estator. Por outro lado, ZHOU et al. (2019a) e TOUSIZADEH et al. (2019) dizem o contrário, e isso indica a escassez de estatísticas no sentido dessa caracterização.

2.1.2. Falhas em Conversores de Potência

Os dispositivos eletrônicos de potência são as partes mais vulneráveis do acionamento elétrico, com taxa de falhas maiores do que as máquinas e outros elementos passivos (SUN et al., 2022b). Cerca de 38% das falhas em acionamentos de velocidade variável são devidas a falhas nos conversores de potência (YANG et al., 2010). Os semicondutores de potência e capacitores são os elementos mais frágeis de um conversor (FALCK et al., 2018b), (PEYGHAMI; BLAABJERG; PALENSKY, 2021). As falhas nas chaves da ponte inversora são as mais comuns nesse tipo de acionamento (ZHU; ERTUGRUL; SOONG, 2007), (WANG, 2017), sendo responsáveis por 34 % das falhas no conversor (CHOI; BLAABJERG; LEE, 2015). Ainda nesse equipamento, falhas nos capacitores correspondem a 30%, falhas nas placas de circuito impresso são 26% e outras falhas, 10% (BHIMIREDDY; IQBAL, 2022).

As falhas nos retificadores a diodos não recebem muita atenção na literatura, pois os diodos falham muito menos que os IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (KLUG; MERTENS, 2003), já que são comutados pela rede, sofrem menos efeito de indutâncias parasitas e podem ser sobredimensionados, em função do baixo custo. Com relação aos capacitores, existe na literatura uma variedade de métodos de monitoramento de sua degradação como uma forma de se aumentar a disponibilidade dos conversores de potência (GHADRAN et al., 2022).

- Falhas em IGBTs

Em contraste, falhas nas chaves do conversor são um tópico de grande atividade nas pesquisas, com relação a monitoramento de degradação, detecção em caso de falha e, em especial, uma operação tolerante a sua falha. As falhas no semicondutor ou no seu *gate-driver* podem forçar o IGBT a permanecer em um estado *ON* (ligado) ou *OFF* (desligado) constantemente. Portanto, de modo geral, essas falhas podem ser categorizadas em falhas de circuito aberto e falhas de curto-circuito (SIM; LEE; LEE, 2016).

O mecanismo de falha predominante em módulos de IGBTs são o rompimento dos fios de ligação e delaminação de solda, devido a ciclagem térmica na junção, combinada com a disparidade de coeficientes de dilatação térmica entre as camadas adjacentes (LUO et al., 2022). Esses danos aos fios de ligação facilmente resultam na falha em circuito aberto do IGBT. Há referências que consideram as falhas em circuito aberto uma das mais comuns em dispositivos eletrônicos de potência (SUN et al., 2022b), (FENG et al., 2022), (SUN et al., 2022a). Adicionalmente, algumas falhas em outras partes do inversor, como no *gate-driver*, também podem levar a falhas de circuito aberto nas chaves correspondentes (SUN et al., 2022b), (SUN et al., 2022a).

Por outro lado, em conversores de alta tensão em que são utilizados IGBTs em série, o modo preferível de falha é em curto-circuito, mesmo considerando falha no *gate-driver*, que, nesse caso, tem uma facilidade de propagar a falha para outros IGBTs (MOHSENZADE, 2021). Falhar em curto-circuito é o modo mais comum em dispositivos *press-pack* (GUNTURI; SCHNEIDER, 2006).

Falha de IGBT em curto-circuito causa o fluxo de uma elevada corrente contínua nos enrolamentos da máquina elétrica, produção de torque frenante e uma pulsação de torque maior do que aquela ocasionada por falhas de curto-circuito no enrolamento da máquina. Ambas essas falhas oferecem risco de desmagnetizar os ímãs permanentes em máquinas que os possuam (YIN et al., 2021).

As falhas de um IGBT em circuito aberto apresentam efeitos mais brandos. Essas falhas anulam um semi-ciclo da corrente de fase, causando o aparecimento de uma componente de corrente contínua na fase com defeito e nas fases saudáveis (LU; SHARMA, 2008). Como resultado, há também a produção de conjugado frenante e pulsação no caso da alimentação de um motor elétrico (KASTHA; BOSE, 1994), (MENDES; CARDOSO, 2002).

- Detecção de Falhas em IGBTs

No âmbito da detecção e diagnóstico de falhas em IGBTs, há muitos trabalhos em desenvolvimento na literatura. Para detecção e proteção de falhas de curto-circuito em IGBTs, alguns métodos maduros de detecção, como detecção por de-saturação, tem sido integrados nos circuitos de *gate-drivers* industriais (WANG et al., 2022). ABID et al. (2021) fizeram uma publicação recente em que se realiza a FFT (*Fast Fourier Transformation*) das correntes da saída do inversor, e utilizam-se redes neurais para detectar o IGBT em curto-circuito, que pode ser localizado de maneira rápida.

Já com relação à falha de um IGBT em circuito aberto, as falhas nos próprios *gate-drivers* podem levar a isso, e então é difícil contornar essa falha por meio dos *gate-drivers* (WANG et al., 2022). Por isso há também um crescente interesse em pesquisas sobre diagnóstico e localização de falhas de chaves e fases abertas. Para sistemas trifásicos, existem dois grandes grupos que englobam os métodos de diagnóstico: estratégias baseadas em sinais e estratégias baseadas em modelos. Estas comparam os valores medidos de correntes e tensões com valores estimados. Já os métodos baseados em sinais analisam tensões ou correntes medidas (MESAI-AHMED et al., 2022). Os métodos baseados em corrente são os mais recomendados e mais usados (ABDELKADER et al., 2022), pois são mais simples, confiáveis, não requerem sensores extras para medição de tensão, e também não há necessidade de conhecimento do modelo do sistema para o diagnóstico da falha (MESAI-AHMED et al., 2022). Por exemplo, YONG et al. (2014) utilizam o valor médio e a componente fundamental da corrente de cada fase para detectar o IGBT com falha.

Entretanto, nem todos os métodos de diagnósticos para acionamentos trifásicos podem ser utilizados nos acionamentos multifásicos. Segundo NAIR e JAGADANAND (2022), detecção de falhas nos inversores por meio da medição e análise das correntes não é muito confiável em sistemas multifásicos, devido ao alto grau de acoplamento elétrico e magnético entre as fases de uma máquina de nove fases, por exemplo, em comparação com uma trifásica. Em um acionamento com motor de indução de nove fases, esses autores defendem que a medição das tensões no lado da máquina representa um melhor método de diagnóstico e localização da falha, inclusive pela velocidade de detecção, embora requeiram sensores extras. Portanto, ainda hoje existe uma necessidade de mais pesquisas envolvendo diagnóstico de múltiplas chaves e fases abertas (MESAI-AHMED et al., 2022) sobretudo para acionamentos multifásicos.

- Continuidade de Operação pós-falha

Após detectadas as falhas, abre-se a possibilidade de técnicas de tolerância às falhas para a continuidade da operação com mínima perda de desempenho. No caso de chaves em curto-circuito, soluções diversificadas são encontradas na literatura, mas ainda não havendo um consenso. De acordo com MEINGUET et al. (2013), máquinas conectadas em estrelas não possuem tolerância a falha contra uma chave do inversor em curto-circuito, mas existe a abordagem de que falhas de curto-circuito podem ser tratadas transformando-as em falhas de circuito aberto (ZHOU et al., 2019b), (TIAN et al., 2022). Muitos trabalhos sugerem isolar a fase defeituosa utilizando fusíveis ou chaves c.a. em série com cada chave, braço do inversor ou na conexão com o motor (MIRANDA; JACOBINA; LIMA, 2009), (FU; LIPO, 1993), (MESAI-AHMED et al., 2022).

Alguns trabalhos propõem a utilização de máquinas de enrolamento de estator aberto, de forma que o inversor do lado oposto possa ser configurado caso haja o curto-circuito de uma chave do inversor de um dos lados do enrolamento (GRANDI et al., 2012). Há ainda trabalhos que sugerem colocar um enrolamento trifásico em curto-circuito (para o caso de uma máquina de seis fases), via inversor, e sobrecarregar o outro enrolamento trifásico. Essa estratégia de continuidade valeria para falhas desse tipo e de curto-circuito fase-neutro, porém para máquinas síncronas com projeto especial (ABOELHASSAN et al., 2012).

BHIMIREDDY e IQBAL (2022) apresentam topologias de conversores para operação tolerante a falha de circuito aberto ou curto-circuito nas chaves do conversor para uma máquina de indução de nove fases com a possibilidade de operação no modo nove fases e quatro polos ou trifásico e 12 polos. Adicionalmente, é possível reconfigurar o conversor para que uma falha de curto-circuito em IGBT seja transformada em uma falha de curto-circuito nos enrolamentos, para aliviar um pouco o efeito danoso (YIN et al., 2021), em uma máquina síncrona de ímã permanente.

- Tratamento da falha de circuito-aberto

Com relação à continuidade de operação com apenas um IGBT aberto em uma fase, encontram-se as seguintes possibilidades na literatura: abrir a outra chave da mesma fase ou manter seu chaveamento. SUN et al. (2022b) sugerem chavear o IGBT ainda saudável do mesmo braço, para haver um melhor aproveitamento em termos de produção de torque e

elevação das correntes das fases sãs. Eles publicaram um estudo sobre a injeção de corrente contínua para a operação tolerante a falha de apenas um IGBT em aberto em um braço do inversor multifásico. Por outro lado, podem-se abrir os dois IGBTs do mesmo braço, a fim de transformar em falta de fase aberta, que já é considerado um modo de falha amadurecido na literatura (DURAN; BARRERO, 2016). Muitas vezes, os diodos de roda-livre estão sãos, possibilitando o fluxo de uma pequena corrente, mas que pode ser considerada como uma perturbação externa rejeitada pelo controlador (GUZMAN et al., 2015a).

A maioria dos trabalhos encontrados na literatura sobre a continuidade da operação do acionamento frente a falhas são para o caso de fases em circuito aberto (DURAN; BARRERO, 2016), que propõem soluções mais simples do que aquelas encontradas para um único IGBT em curto-circuito ou em circuito aberto. Dessa forma, para falhas nas chaves do conversor, o presente trabalho sugere um modo único de falta: a operação com fases abertas.

Uma revisão sobre a operação tolerante a falta de fases abertas é encontrada em (DURAN; BARRERO, 2016). Elas são certamente as mais simples de se analisar, modelar e, principalmente, de se propor técnicas de continuidade de operação. 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 (JEN-REN FU; LIPO, 1994). O problema de se produzir uma FMM balanceada quando há fases abertas se resume a um problema geométrico e trigonométrico.

Se uma fase de um motor trifásico se abre, a máquina se torna “monofásica”, produzindo uma FMM apenas pulsante. Devido à componente de sequência negativa da FMM produzida pelo estator, a sua interação com o campo de rotor produzirá uma pulsação de conjugado na frequência de duas vezes a frequência das correntes de estator (DE ROSSITER CORRÊA et al., 2001). Além disso, a potência máxima do acionamento pode ser reduzida (ZHANG et al., 2019).

O motor trifásico pode continuar a girar com duas fases, porém requer algum meio externo para a partida e condutor de neutro, de forma que as correntes das duas fases restantes possam ser independentemente controladas (MIRAFZAL, 2014; TIAN-HUA LIU; JEN-REN FU; LIPO, 1993; TOUSIZADEH et al., 2019). Há um aumento de 73 % (JEN-REN FU; LIPO, 1994) nas duas correntes de fase restantes, o que pode levar a saturação do núcleo (AMIN et al., 2019). Também para máquinas trifásicas, RIBEIRO et al. (2001), RICHARDEAU et al. (2007) e ZHOU et al. (2019a) sugerem o uso de um conversor de quatro braços para a conexão

do neutro da máquina. ZHOU et al. (2019b) recomendam ainda colocar uma indutância no condutor de neutro para reduzir o *ripple* da corrente de neutro devido ao chaveamento. Todas essas opções demandam equipamentos e conexões extras e requerem acesso ao neutro da máquina, o que não é mandatório no caso de máquinas multifásicas.

Devido ao elevado grau de liberdade de máquinas multifásicas, na ocorrência de fases abertas, suas correntes podem ser reconfiguradas para produzir uma FMM rotativa, mesmo sem a necessidade de conexões ou equipamentos extras. Pesquisas sobre isso são abordadas por exemplo em (BERMUDEZ et al., 2017, 2018; CARRIÈRE et al., 2016; FNAIECH et al., 2010; GONZALEZ-PRIETO; DURAN; BARRERO, 2017; GUZMAN et al., 2014; KIANINEZHAD et al., 2008; TANI et al., 2012; ZHAO; LIPO, 1996a, 1996b) para máquinas de indução com até sete fases. A pesquisa de JEN-REN FU e LIPO (1994) pode ser usada tanto para máquinas multifásicas de indução quanto máquinas síncronas, desde que a estrutura do estator seja a mesma e com até sete fases. As referências (LIU; ZHENG; LI, 2017), (ABDEL-KHALIK et al., 2018) e (REDDY et al., 2017) também tratam de máquinas de indução de nove fases (mas com diferentes estruturas) operando com fase aberta, e REDDY et al. (2017) também cobre a parte de falhas em curto-circuito. Outras máquinas de nove fases (que não máquinas de indução) operando com fases abertas são pesquisadas em (RUBA; FODOREAN, 2012; WANG et al., 2018; YU; CHENG; CHAU, 2016).

Em trabalhos anteriores (DE SOUZA, 2017), (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a), foram desenvolvidos alguns métodos para determinar as correntes das fases saudáveis a serem aplicadas ao estator da máquina de nove fases em situação de fases abertas. Pelo “Método das Amplitudes Iguais”, as correntes das oito fases ativas, quando da ocorrência de uma fase aberta, devem ser aumentadas em apenas 16,2 % em relação ao valor pré-falta para produzir uma força magnetomotriz balanceada e o mesmo torque. Comparando-se com uma máquina de cinco fases com uma fase aberta, as correntes das suas quatro fases restantes deveriam ser aumentadas em 38 % (JEN-REN FU; LIPO, 1994).

Em (DE SOUZA, 2017) e (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018), modelagem e controle de velocidade da máquina de indução eneafásica na condição de fases abertas também foram realizadas em simulação. Nos trabalhos citados, não foi efetuada uma implementação prática dos métodos e do controle desenvolvido, já que mais um desafio é se promover uma operação tolerante a falta por meio de um controle de correntes adequado.

Porém, o Capítulo 3 deste texto traz o equacionamento e simulações para a modelagem e controle de torque por orientação de campo adequado para a MI9F com fases abertas.

Além da tolerância a falhas, as máquinas multifásicas possuem ainda mais vantagens, que são abordadas na próxima Seção. Na sequência, as máquinas multifásicas são exploradas com relação ao histórico do crescimento por seu interesse e suas aplicações.

2.2. Máquinas Multifásicas

Máquinas multifásicas são máquinas com número de fases no estator maior do que três. O conceito de máquinas multifásicas já existe há um século. Na década de 1920, houve uma demanda por geradores de alta potência, mas que eram limitados pela máxima corrente permitida pelos disjuntores. Então, um gerador trifásico era convertido em um de seis fases, de forma que os disjuntores existentes à época conseguiram operar com a corrente em cada fase. Porém, a solução multifásica dessa aplicação perdeu sua popularidade à medida em que se aumentava o limite de corrente dos disjuntores (KIM et al., 2013).

Ao final da década de 1960, quando acionamentos c.a. por inversores de frequência estavam em seu estágio inicial de desenvolvimento, os acionamentos de frequência variável para máquinas multifásicas também surgiram (KIM et al., 2013). Nessa época, máquinas de seis fases, podendo ser também chamadas de “dual trifásico” ou “split-phase” dependendo da configuração, existiram na indústria para resolver um problema antigo dos inversores em onda quadrada. Os inversores por fonte de corrente (CSI) alimentando as máquinas de indução de seis fases eram utilizados industrialmente para eliminar a pulsação de torque de sexto harmônico (NELSON; KRAUSE, 1974). Essa pulsação era produzida principalmente devido à interação entre a componente fundamental de fluxo e os harmônicos quinto e sétimo das correntes de rotor. Na configuração de seis fases assimétrica (30°) de um motor de indução, as pulsações de sexto harmônico no torque produzidas pelos dois grupos trifásicos estão em oposição, cancelando-se mutuamente. A pulsação de torque resultante será na frequência de 12 vezes a frequência fundamental da alimentação pelo CSI (GOPAKUMAR; RANGANTHAN; BHAT, 1993).

Além do problema do sexto harmônico no torque, acionamentos por CSI possuíam uma limitação para o aumento da velocidade e potência, devido aos elevados picos de tensão resultantes do rápido chaveamento, pelos tiristores, de correntes indutivas demandadas pelo

motor (LIPO; WALKER, 1983). Com a utilização de máquinas dual trifásicas, o acionamento com CSI apresentava um aumento significativo na faixa de velocidade antes do aparecimento desses problemas de comutação. LIPO e WALKER (1983) sugeriram que máquinas com fases múltiplas de três, como nove e doze fases, também poderiam ser utilizadas para essa finalidade.

Entretanto, essa redução da pulsação de torque com o uso de máquinas multifásicas foi perdendo a importância com o desenvolvimento de técnicas de modulação por largura de pulso (PWM). Porém, na metade dos anos 1990s, máquinas e acionamentos multifásicos receberam um aumento significativo na atenção da indústria e dos pesquisadores, e seus benefícios foram reconhecidos novamente, principalmente devido ao desenvolvimento na área de propulsão de navios (KIM et al., 2013).

A princípio, as máquinas multifásicas foram criadas para dividir a potência total por um número de fases maior do que três (KIANINEZHAD et al., 2008). Tem-se, assim, a possibilidade de se trabalhar com níveis menores de tensão e/ou corrente: a redução da potência por fase faz com que o produto tensão por corrente possa ser reduzido. Essa vantagem também é útil quando existe um limite relativamente baixo de tensão e corrente, como em veículos elétricos (KLINGSHIRN, 1983). Vale observar que se pode obter uma economia significativa no custo do conversor quando se escolhe a redução da tensão de operação para os módulos de semicondutores (BASTOS, 2015) e também no custo de dissipadores (ABDEL-MAJEED et al., 2021).

Os acionamentos multifásicos possuem ainda mais vantagens além dessas relacionadas à divisão da potência por um número maior que três. Podem-se citar também pulsação de torque com amplitude reduzida e frequência aumentada, devido à eliminação de harmônicos temporais no fluxo de entreferro (PANT; SINGH; SINGH, 1999), redução das correntes harmônicas de rotor, menores perdas no cobre do estator, menor corrente harmônica no barramento c.c., possibilidade de ganho de torque com injeção de correntes harmônicas (SLUNJSKI et al., 2021), possibilidade de mudança de números de polos por via eletrônica (sendo máquina de indução) e a tolerância a falhas (DURAN; BARRERO, 2016), (LEVI et al., 2007), (LU et al., 2017), considerada uma das mais importantes.

Para uma mesma potência, a máquina multifásica pode ser menor do que uma máquina trifásica (BASTOS, 2015), considerando-se a possibilidade de aumento de produção de torque com correntes harmônicas. Para uma máquina com n fases, os harmônicos ímpares de ordem

entre 1 e $n - 1$ podem ser utilizados para produção adicional de torque e, assim, aumentar a densidade de torque (SLUNJSKI et al., 2021).

Além disso, a pulsação de torque é reduzida em máquinas multifásicas devido à redução dos harmônicos espaciais. JUAN JUANCHI, CHIBA e KOBAYASHI (2020) conduzem uma análise via elementos finitos que mostrou uma redução de cinco vezes na ondulação de torque de uma máquina de indução de nove fases e oito polos, com enrolamento concentrado (72 ranhuras), em comparação com a pulsação de torque de uma máquina trifásica de mesmo número de polos e de ranhuras, portanto com enrolamento distribuído. Eles mostram que o conteúdo de harmônicos espaciais da FMM gerada pelo enrolamento de nove fases, mesmo concentrado, é menor, e que os mais significativos são de ordem mais elevada, como 17° e 19° , enquanto no enrolamento trifásico há harmônicos espaciais de baixa ordem, como 5° e 7° .

Máquinas e inversores com número de fases múltiplos de três possuem a vantagem de poder utilizar a tecnologia trifásica, que já é consolidada, e isso reduz tempo e custo em projetos (RUBINO et al., 2021). Além disso, refazer o enrolamento de uma máquina originalmente trifásica para transformá-la em uma máquina de cinco fases, por exemplo, no estator, nem sempre é uma opção viável (ABDEL-MAJEED et al., 2021). ALOSA et al. (2022) propõem um sistema multi-trifásico reconfigurável, em que os estatores trifásicos podem ser ligados em série ou em paralelo, a depender da velocidade requerida.

Dentre todas as vantagens das máquinas multifásicas, a tolerância a falhas é uma das mais promissoras. Devido ao número maior de graus de liberdade, a tolerância a falhas de máquinas multifásicas é inerentemente maior que das máquinas trifásicas. Aplicações como propulsão elétrica, acionamentos para aplicações aeroespaciais e sistemas de geração eólica “*offshore*” comumente requerem uma operação sob falta por longos períodos de tempo (BANEIRA et al., 2017).

Uma das possibilidades mais confiáveis para elevar a tolerância a falhas de acionamentos elétricos seria o uso de acionamentos “*multisingle-phase*”, onde conversores independentes alimentam galvanicamente separados as fases da máquina. Porém, essa solução poderia ser muito cara, complicada e com eficiência reduzida. A proposta de sistemas multi-trifásicos se mostra como uma solução intermediária, onde cada enrolamento trifásico poderia ser alimentado por conversores trifásicos independentes, com a possibilidade de conectar ou não o neutro de cada sistema trifásico, a depender da necessidade e da operação (SALA et al., 2021).

Como já foi colocado, ao contrário do que ocorre em uma máquina trifásica, a perda de uma ou mais fases não impede que a máquina multifásica produza campo magnético girante e conjugado para partir e acionar a sua carga. O desempenho com uma fase aberta se torna melhor com o aumento do número total de fases (KLINGSHIRN, 1983). Além disso, uma estratégia conveniente de controle pode ser utilizada para reconfigurar as correntes de estator, de forma a reduzir as oscilações de torque de segundo harmônico, que é inerente à operação com fases abertas. Contrariamente ao que ocorreria em máquinas trifásicas, não há necessidade de condutor de neutro para fazer essa reconfiguração (KIANINEZHAD et al., 2008).

A Tabela 1 apresenta os valores das correntes das fases restantes de máquinas multifásicas após a reconfiguração das correntes para uma operação tolerante à perda de uma fase (1 pu é o valor da corrente na operação pré-falta). As novas correntes são calculadas de forma a manter uma FMM equilibrada e o mesmo torque, sem corrente de neutro. A máquina de nove fases originalmente no estator apresenta um menor aumento nas correntes pós-falta em relação às máquinas com um número de fases menor. Esse fato já é esperado, mas é importante ressaltá-lo, pois as máquinas de 5 a 7 fases são as multifásicas mais comuns em pesquisas na literatura.

Tabela 1 – Operação tolerante a falha de uma fase aberta no estator da máquina (neutro isolado) (JEN-REN FU; LIPO, 1994), (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a).

Número original de fases no estator	Correntes das fases saudáveis [pu]
3	-
4	$2:\sqrt{2}:\sqrt{2}$
5	1,382
6	1,297
6 (dual trifásica)	1,44
7	1,23
9	1,1619

A máquina multifásica proposta para este trabalho é uma máquina de indução de nove fases. Sua estrutura é simétrica com um ângulo de 40° entre fases adjacentes. Máquinas simétricas apresentam menor distorção harmônica nas correntes em comparação com as máquinas assimétricas. Assim, o defasamento simétrico no estator se mostra preferível para estratégias

de controle em que os espaços harmônicos são negligenciáveis (GONZALEZ-PRIETO et al., 2022). A Figura 2.2 mostra o diagrama básico de construção da máquina de nove fases com dois polos e o diagrama dos nove enrolamentos com os neutros conectados entre si. A Figura 2.3 apresenta um diagrama fasorial para esta configuração.

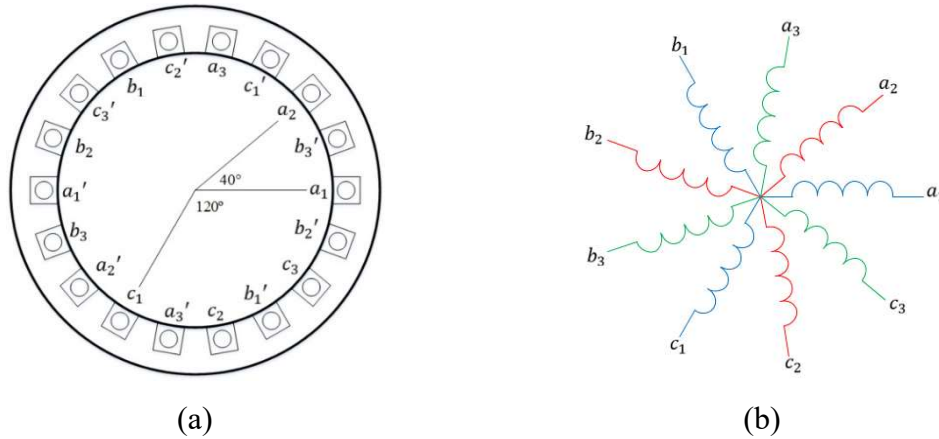


Figura 2.2 – Estator de nove fases, (a) Diagrama de construção (considerando-se dois polos) e (b) diagrama elétrico singular da máquina de nove fases (BASTOS, 2015).

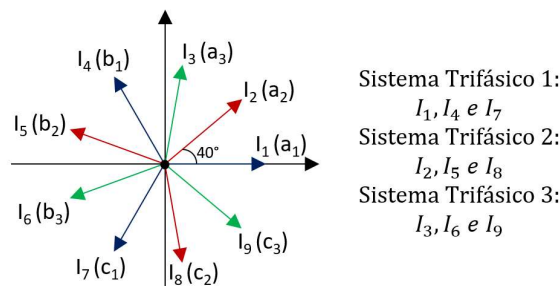


Figura 2.3 – Diagrama dos fasores de correntes do enrolamento de nove fases equilibrado e simétrico.

Máquinas de nove fases já são abordadas em muitos trabalhos da literatura. Alguns grupos de pesquisa no Brasil também estudam máquinas de indução multifásicas, e, especificamente para uma máquina de nove fases, podem-se citar as referências (MELO; JACOBINA; DE FREITAS, 2017) e (DA SILVA et al., 2019).

As referências (BASTOS et al., 2015) e (ABDEL-KHALIK; MASSOUD; AHMED, 2019) desenvolvem a modelagem de uma MI9F sob condições balanceadas. Em (BASTOS et al., 2018; BASTOS; DE SOUZA; FILHO, 2019; RAMAIAH, 2019) são discutidas técnicas de modulação para conversores de nove fases. As referências (ABDUALLAH et al., 2018;

CHENG et al., 2018; DROZDOWSKI; CHOLEWA, 2018; SLUNJSKI; JONES; LEVI, 2018, 2019; STISCIA et al., 2019; TIPPE; BOLVASHENKOV; HERZOG, 2018; YOLACAN, 2019) são outros exemplos de estudos gerais sobre máquinas de nove fases.

Com motores de indução de nove fases, ainda é possível realizar a mudança do número de polos de forma eletrônica, bastando alterar as ondas de referência de modulação (BASTOS, 2015). Por exemplo, uma máquina de indução de nove fases e quatro polos pode ser alterada para o modo trifásico e doze polos. Do ponto de vista de aplicação em veículos elétricos, essa característica traz a vantagem da mudança via controle da relação de redução de velocidade, que nos veículos comuns é feita por uma caixa de redução mecânica. SILVA, PUJATTI e PIRES (2018) abordam a utilização de MI9F em veículos híbridos.

O uso da máquina de nove fases contribui também para o sistema de carregamento de baterias em veículos elétricos, como abordado em (BODO et al., 2017; SUBOTIC et al., 2015; YU et al., 2018). O acionamento de nove fases é de maior interesse para carregadores de bateria *onboard* em veículos elétricos, sendo mais adequados que os sistemas de cinco e seis fases, pois não requer reconfiguração no modo de carregamento. A referência (ABDEL-MAJEED et al., 2021) estuda a operação do carregador de bateria com uma ou mais fases abertas no estator. Estudos da aplicação de máquinas de indução multifásicas em veículos elétricos são encontradas nas referências (BAGHERI; FARJAH; GHANBARI, 2021; BALATANU; FLOREA, 2013; MATSUYAMA et al., 2021; PRIYANKA; JAGDANAND, 2022; SOWMIYA; THILAGAR, 2018; UMESH; SIVAKUMAR, 2014; VISHNU VARDHAN REDDY; PRATHAP REDDY; SIVAKUMAR, 2018). Os artigos (WOGARI; OJO, 2011) e (CHEN et al., 2016) estudam máquinas síncronas de nove fases para essa aplicação. De fato, as várias vantagens de máquinas multifásicas podem contribuir muito para o desenvolvimento de veículos elétricos. As máquinas síncronas com ímãs permanentes são interessantes para veículos elétricos devido à maior densidade de potência. Porém, em especial, a máquina de indução de nove fases apresenta características como mudança do número de polos por via eletrônica e aumento de torque com injeção de correntes harmônicas, que não são qualidades de máquinas síncronas a ímãs permanentes.

Todas essas possibilidades atraíram o uso de máquinas multifásicas para diversas aplicações especiais. Máquinas multifásicas são muito utilizadas em aplicações que requerem variação de velocidade (DA PAZ et al., 2019). Além das aplicações em veículos elétricos, elas também estão se tornando cada vez mais comuns em aplicações aeroespaciais (ALOSA; IMMOVILLI;

LORENZANI, 2019). Mais aplicações especiais podem ser citadas, como o elevador de ultra velocidade da Hyundai (1,1 MW – acionamento de nove fases), o sistema de propulsão da General Electric (20 MW – acionamento de quinze fases) e o sistema de geração multifásica em aplicações conectadas a rede ou isoladas (uma turbina de 5 MW e doze fases da Siemens Gamesa) (DURAN et al., 2017).

A Teco Westinghouse produz motores de indução para soluções marítimas, para as novas necessidades de desempenho e confiabilidade. São máquinas especiais, de acordo com as especificações da aplicação. Suas máquinas multifásicas podem chegar a 13,8 kV, 35000 HP e 1800 rpm (TECO-WESTINGHOUSE, 2020).

Há também trabalhos sobre máquinas de nove fases para geração eólica, como apresentado em (FAN et al., 2016; LI; HUA; CHENG, 2014; PRIETO-ARAÚJO et al., 2015), e para elevadores ultrarrápidos (BARRERO; DURAN, 2016; JUNG et al., 2009, 2012). A justificativa para essas aplicações também são a possibilidade de se trabalhar com corrente reduzida e melhor tolerância a falhas, já que são sistemas de alta potência, onde a confiabilidade é um fator importante. Nesse sentido, para demonstrar a capacidade de operação da MI9F em algumas condições de falta, a próxima seção apresenta resultados de experimentos em laboratório, ainda em malha aberta.

2.3. Avaliação Experimental de Falhas de Fases Abertas em um Acionamento de Nove Fases (Malha Aberta)

Alguns experimentos são realizados para caracterizar a operação balanceada e sob as seguintes falhas no acionamento: uma, duas ou três fases abertas adjacentes. Falhas que envolvem curto-circuito como falta fase-neutro, faltas fase-fase e IGBT em curto-circuito são tratadas no Apêndice A. Os experimentos foram feitos a vazio e com carga, com a aplicação de tensões balanceadas, defasadas de 40° , por meio de um inversor de frequência de nove fases. Os testes a vazio foram realizados em um trabalho anterior (DE SOUZA, 2017), mas são colocados lado a lado dos resultados dos testes sob carga, para facilitar a comparação.

2.3.1. Descrição do Acionamento

A Figura 2.4 apresenta o protótipo da máquina de indução de nove fases, do conversor de nove fases e da placa de controle com o DSP (processador digital de sinais) utilizados nos experimentos. A máquina de indução é um protótipo de 10 cv e 4 polos. Esse motor foi escolhido inicialmente para aplicações em veículos elétricos, e seus dados de placa são apresentados na Tabela 2. O torque nominal desta máquina é 9,8 Nm. O conversor de potência de nove fases utilizado neste trabalho é formado por três inversores trifásicos de 40kVA, fabricados pela WEG, modelo CFW09. O controle do fabricante foi retirado e substituído por um algoritmo desenvolvido em *Simulink* para que os três inversores trifásicos formem um inversor de nove fases, aplicando-se as tensões com o defasamento de 40° entre cada fase. O algoritmo é implementado em um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.4 – Acionamento de nove fases, (a) Protótipo da Máquina de indução de nove fases (à esquerda em azul) e uma máquina de indução trifásica funcionando como carga (à direita em alaranjado), (b) conversor de frequência de nove fases e (c) Placa do DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*.

Tabela 2 – Dados de placa do protótipo da Máquina de Indução de Nove Fases.

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

A máquina possui 36 ranhuras de estator, tendo seus enrolamentos concentrados, com passo pleno e uma ranhura por polo por fase. São 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 2.5 apresenta a geometria e as medidas da chapa de estator, e a Figura 2.6, a chapa de rotor.

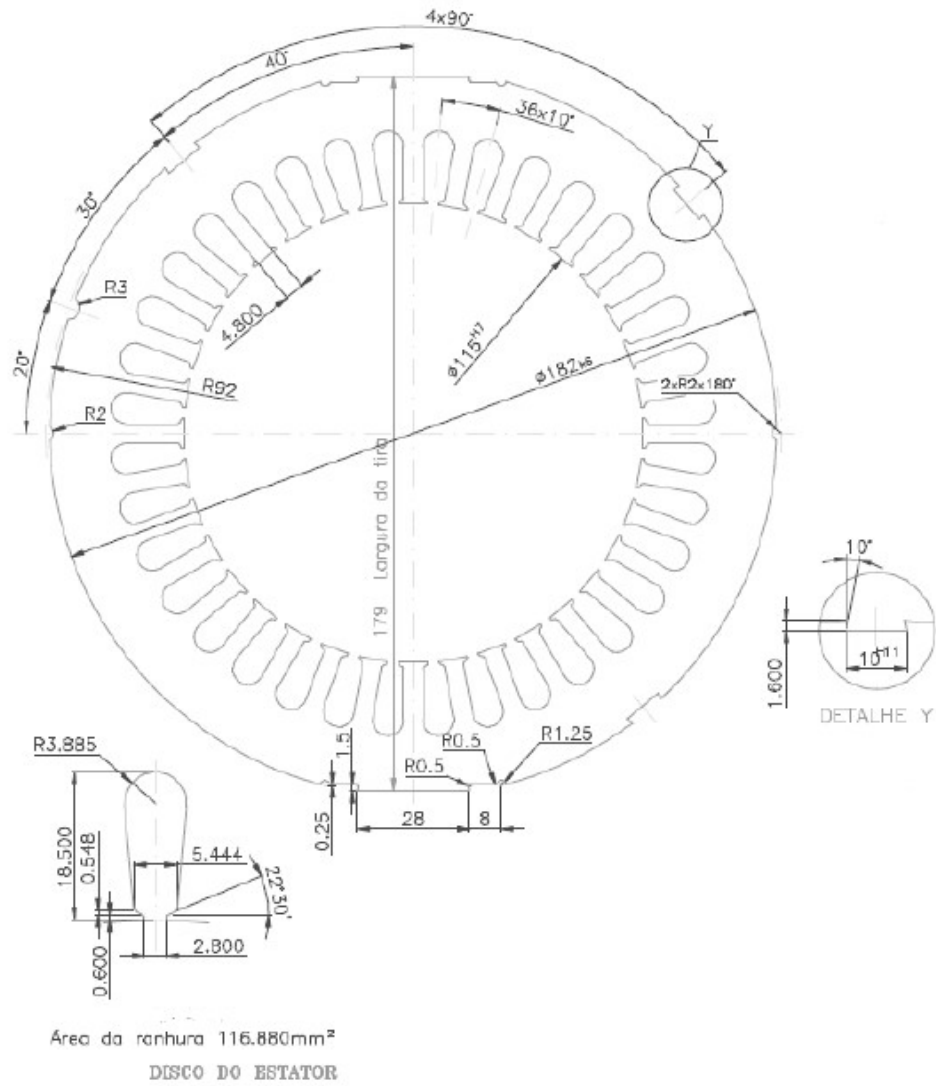


Figura 2.5 – Detalhes da chapa de estator.

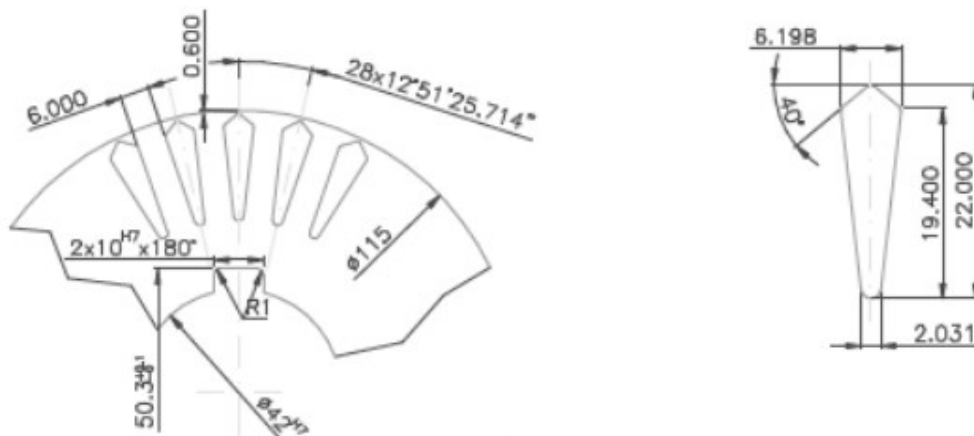


Figura 2.6 – Detalhes da chapa de rotor.

A medida do entreferro é 0,6 mm. O rotor é do tipo gaiola de esquilo, em alumínio, e possui 28 barras. Foi considerada a saturação do material do núcleo magnético (aço elétrico da Aperam

para alta frequência), cuja curva de magnetização, B (densidade de fluxo magnético) x H (intensidade de campo magnético), é apresentada na Figura 2.7.

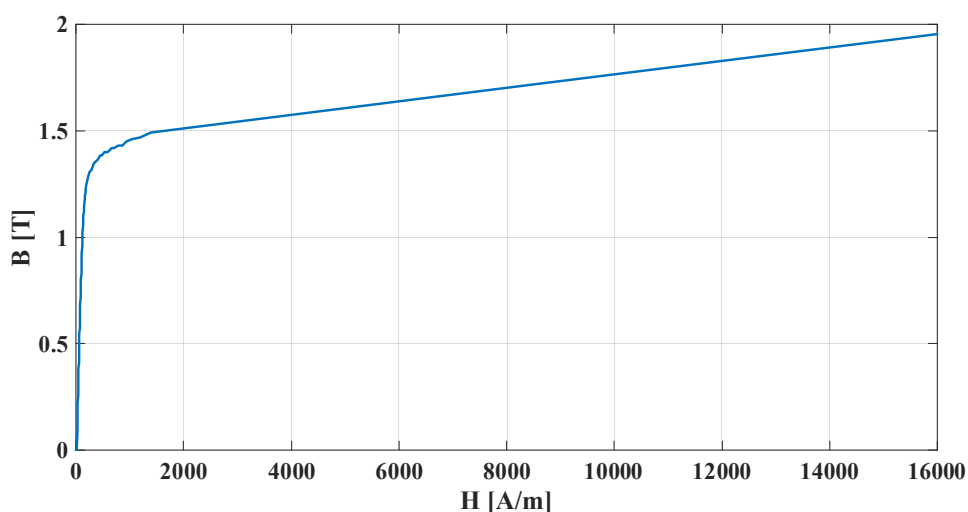


Figura 2.7 – Curva de Magnetização do Material Ferromagnético da Aperam.

O neutro do motor é isolado. O nível de tensão no barramento c.c. utilizado é $V_{dc} = 311 V$, reduzido por questões de segurança, mas não comprometendo a representatividade dos resultados. Os parâmetros de circuito equivalente referidos ao estator da máquina, estimados por testes a vazio e rotor bloqueado, são: resistência de estator $R_s = 1 \Omega$, resistência de rotor $R_r = 0,68 \Omega$, indutância de dispersão de estator $L_{ls} = 4,3 mH$, indutância de dispersão de rotor $L_{lr} = 4,3 mH$ e indutância mútua $L_M = 94,4 mH$. A frequência de chaveamento do PWM senoidal adotada é 6480 Hz nos testes a vazio e 3240 Hz nos testes com carga. Todas as medições de corrente seguintes foram reamostradas à frequência de chaveamento, o que representa um efeito de filtragem. Com isso, elimina-se o *ripple* devido ao PWM. As medições de torque são realizadas com uma célula de 200 Nm T40B da HBM.

2.3.2. Operação Balanceada em Malha Aberta

No teste balanceado a vazio, a MI9F foi alimentada com 110 Vrms (entre fase e neutro), frequência fundamental de 120 Hz, resultando em correntes balanceadas com pico de 2,1 A (1,52 Arms), Figura 2.8 (a). No teste com um conjugado de carga parcial de 6 Nm, a alimentação foi reduzida para 63,5 Vrms e 60 Hz para reduzir os efeitos de tempo morto do conversor. A máquina girou a 1770 rpm, e a corrente de estator, mostrada na Figura 2.8 (b),

vale 3 Arms, ou 4,2 A de pico. Simulando o modelo desenvolvido em um trabalho anterior (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018), com os parâmetros da MI9F obtidos via ensaios no protótipo, a 60 Hz e com carga de 6 Nm, o valor de pico das correntes de fase foi 3,93 A, para a operação balanceada. Isso mostra uma boa concordância com do modelo com os resultados experimentais.

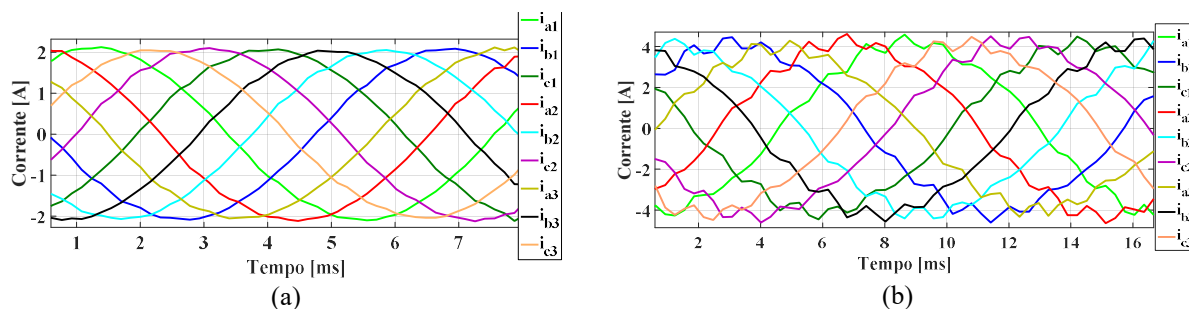


Figura 2.8 – Resultados experimentais: Operação balanceada, (a) a vazio e (b) sob carga de 6 Nm.

São notados alguns harmônicos nas correntes de fase sob carga, mesmo com a máquina balanceada (3° , 5° , 7° , 11° , 13° , 15°), como se tem na Figura 2.9. Segundo BOLDEA e NASAR (2002), os harmônicos devido ao rotor em gaiola de esquilo podem ser calculados como:

$$h_g = k \cdot \frac{N_r}{p} \pm 1, \quad (2.1)$$

em que N_r corresponde ao número de barras (e ranhuras) no rotor, k é um número natural e p é o número de par de polos. Nesta máquina, há 28 barras, e então os harmônicos devido à gaiola possuem ordens 13, 15, 55, 57, etc. Os harmônicos 13° e 15° se manifestam nas correntes de fase de estator e no fluxo de entreferro (BOLDEA; NASAR, 2002).

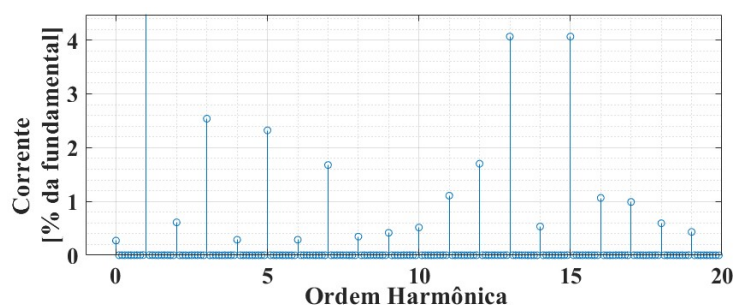


Figura 2.9 – Espectro de frequência da corrente da fase A1 na operação balanceada com carga de 6 Nm apresentada na Figura 2.8 (b).

Já os harmônicos ímpares de ordem mais baixa, como 3° , 5° e 7° possuem amplitude em torno de 2 %. Eles podem estar surgindo devido a saturação magnética nessa máquina, que

possui enrolamento concentrado. Isso sugere uma necessidade de mais critérios no projeto ou escolha do material ferromagnético para esta máquina.

2.3.3. Fases em Circuito Aberto

A. Fase A1 aberta

A máquina tem a fase A1 aberta desde a partida. Os resultados de corrente de estator, agora desequilibradas, são apresentados na Figura 2.10. As fases mais afetadas são aquelas adjacentes no tempo em relação à fase aberta, A2 e C3 (ou I_2 e I_9), cujos valores de pico a 6Nm para as componentes fundamentais são 5,48 A (aumento de 27,5%) e 5,3 A (aumento de 24%), respectivamente.

Simulando o modelo proposto em um trabalho anterior (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018), com a carga de 6 Nm, as correntes i_{a2} e i_{c3} são também as mais afetadas, valendo 5,17 A (aumento de 31 %) e 5,11 A de pico (aumento de 30 %), respectivamente. Mais medições de tensões de fase, de neutro e cálculo do impacto nas correntes a vazio nos testes de fases abertas são encontrados em (DE SOUZA, 2017) e (SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017).

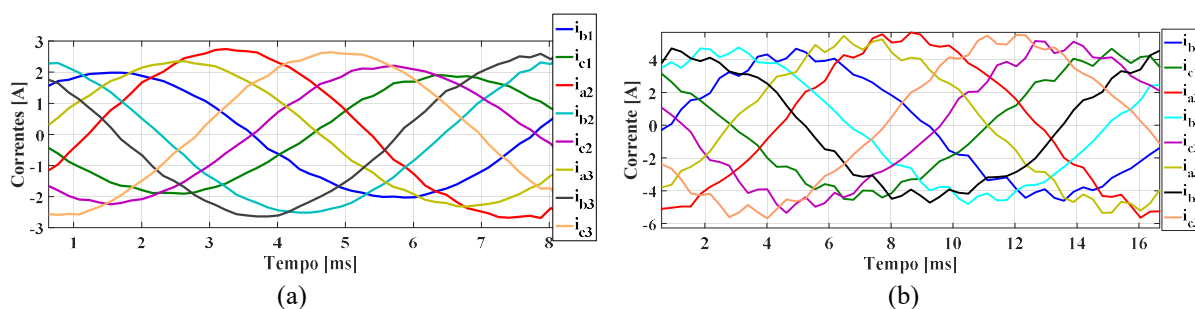


Figura 2.10 – Resultados experimentais: Fase A1 aberta, (a) a vazio e (b) sob carga de 6 Nm.

B. Fases A1 e A2 abertas

A Figura 2.11 expõe as correntes medidas para a operação com as fases A1 e A2 abertas. Novamente, as fases mais afetadas foram aquelas adjacentes no tempo em relação às fases abertas: A3 (7,66 A de fundamental, aumento de 78 % sob carga) e C3, (ou I_3 e I_9). A corrente da fase B3 tem um aumento perceptível na condição a vazio, por ser uma fase adjacente no espaço em relação às fases abertas.

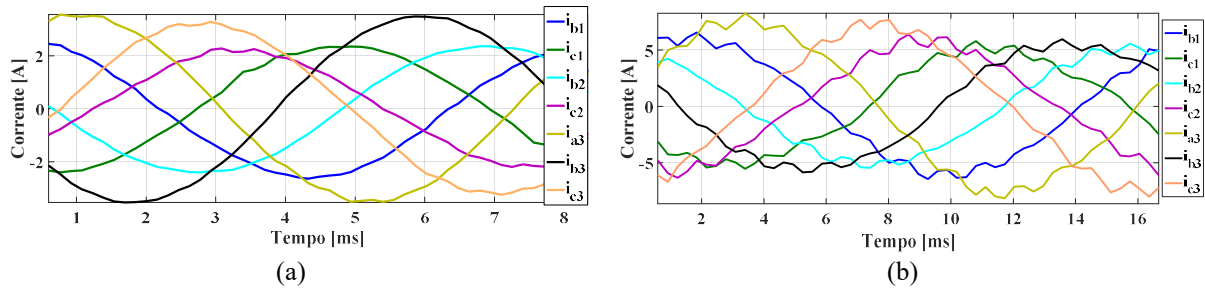


Figura 2.11 – Resultados experimentais: Fases A1 e A2 abertas, (a) a vazio e (b) sob carga de 6 Nm.

C. Fases A1, A2 e A3 abertas

Na Figura 2.12 são exibidas as seis correntes restantes para a operação com as fases A1, A2 e A3 abertas. Seguindo a mesma tendência, as fases mais afetadas são B1 e C3 (ou I_4 e I_9), que aumentam 2,5 vezes.

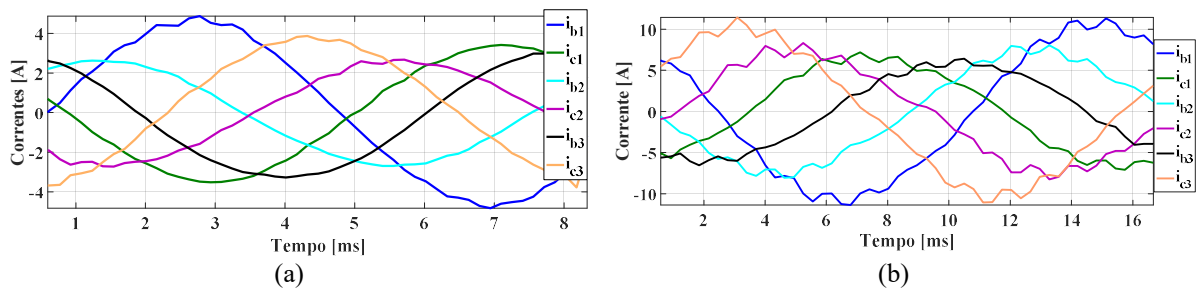


Figura 2.12 – Resultados experimentais: Fases A1, A2 e A3 abertas, (a) a vazio e (b) sob carga de 6 Nm.

Com as correntes de estator das figuras anteriores para operação sob carga parcial de 6 Nm, foi calculada a FMM, Equação (2.2), onde N é o número de espiras por fase, para cada situação, então apresentadas na Figura 2.13.

$$\mathcal{F} = NI_1 + aNI_2 + a^2NI_3 + \dots + a^8NI_9, \quad a = e^{j40^\circ} \quad (2.2)$$

Existe distorção na FMM, devido à crescente presença da componente de sequência negativa, que se torna mais expressiva com o aumento do número de fases abertas. Assim, o desenho geométrico da FMM se torna mais elíptico e inclinado, como ilustra a Figura 2.13. A componente de sequência negativa na FMM é responsável pela pulsação de torque de segundo harmônico. As medições de torque produzido pelo MI9F para operação com carga (6 Nm) são

ilustradas na Figura 2.14. A Tabela 3 reúne os harmônicos desses torques medidos, bem como medições de velocidade e escorregamento para cada situação.

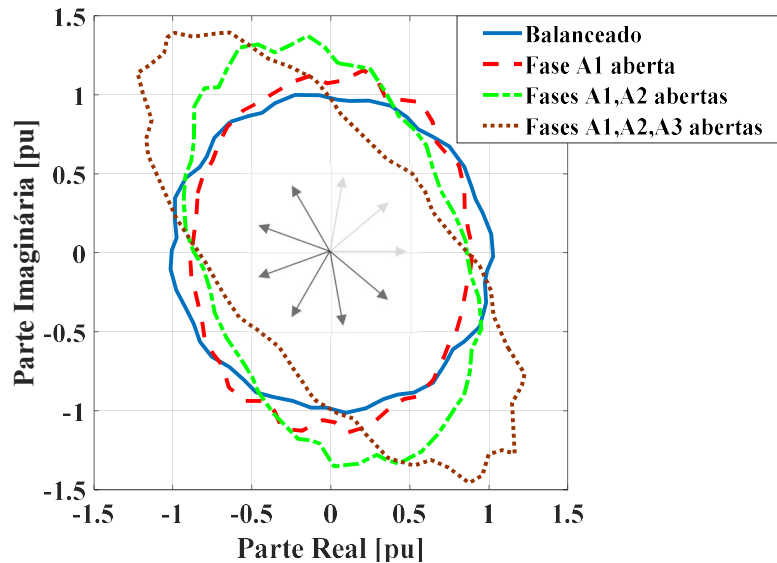


Figura 2.13 – Força Magnetomotriz normalizada produzida pelas correntes de estator – Fases Abertas sob carga de 6 Nm.

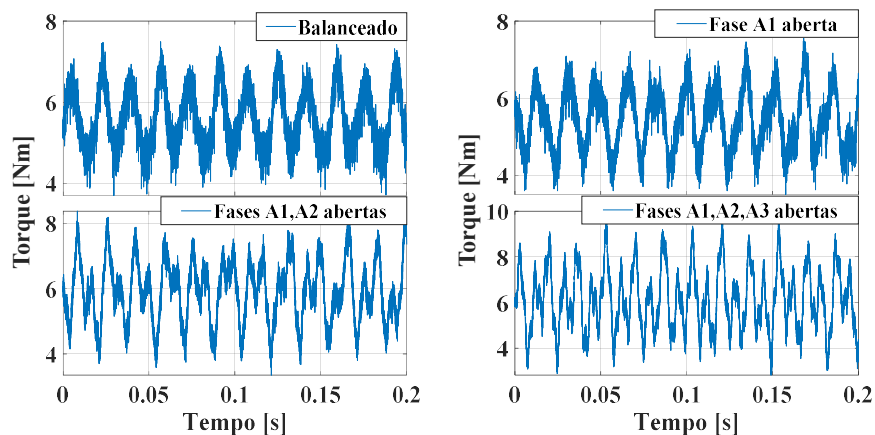


Figura 2.14 – Medições do torque produzido pelo MI9F – Fases Abertas.

De fato, a operação com fases abertas causa o aparecimento de torque pulsante de segundo harmônico, que se intensifica com o número de fases perdidas, devido à crescente componente de sequência negativa na FMM. Simulando-se o modelo de (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018), para uma fase aberta, o torque pulsante de pico resulta em 8,6 %, enquanto no experimento foi obtido o valor de 6,28 %. Pode-se perceber também o surgimento de pulsação de torque de 6º harmônico com a abertura de duas e três fases.

Tabela 3 – Conteúdo harmônico no torque (pico) e medições de velocidades: fases em circuito aberto.

6 Nm	Em porcentagem do valor c.c. (6 Nm)					Medições de Velocidades	
	60 Hz	120 Hz	240 Hz	360 Hz	THD (%)	Velocidade de Rotor [rpm]	Escorregamento
Balanceado	13,7	-	-	-	17,1	1770	0,0167
A1 aberta	15,3	6,28	-	-	19,6	1769	0,0172
A1 e A2 abertas	12,8	14,2	-	2,5	22,2	1763	0,0206
A1, A2 e A3 abertas	13,1	24,8	-	8,9	31,4	1753	0,0261

Mesmo com alimentação equilibrada, sob carga parcial, houve uma oscilação de 60 Hz no torque (mesma frequência das correntes de estator). Essa oscilação também foi encontrada na medição de torque de um outro motor trifásico convencional, usando a mesma célula de torque. Esse medidor tem capacidade de medir 200 Nm, e os valores de conjugado empregados nos experimentos são muito mais baixos. Por isso, acredita-se que essa oscilação se trata de um problema de medição. A pulsação de 60 Hz nos torques não está relacionada com as faltas, mantendo-se praticamente no mesmo valor.

Estes experimentos demonstraram a capacidade do motor em partir e acionar carga com fases abertas. Por outro lado, os resultados apontaram problemas como a pulsação de torque de segundo harmônico, em virtude da FMM de sequência negativa, e o desequilíbrio nas correntes de fase.

2.4. Conclusões

Há vários modos de falhas em inversores e máquinas de indução, que podem resultar em cenários de curto-circuito ou circuito aberto. De forma geral, as falhas que envolvem curto-circuito provocam consequências mais severas, como elevadas correntes, torque frenante e risco de destruição do núcleo da máquina.

Quando uma falha de curto-circuito ocorre em um enrolamento, a corrente de falta não pode ser eliminada via controle, pois inerentemente existe uma tensão induzida nesse enrolamento, devido ao fluxo magnético e à rotação da máquina. Portanto, é desejável se evitar que um defeito no enrolamento evolua para uma condição de curto-circuito, havendo a parada da máquina antes disso. Análises de prognóstico de falhas nos enrolamentos dos motores

(NUSSBAUMER; VOGELSBERGER; WOLBANK, 2015), (SHIN; CHOI; KANG, 2016) e das chaves dos conversores (BAKER et al., 2014) podem ser colocadas em prática para ajudar nesse sentido. Danos no isolamento dos enrolamentos precisam ser monitorados para evitar situações de curto-circuito, sendo que elas são mais difíceis de lidar do que as falhas de circuito aberto, que já possuem muitas estratégias para tolerância a falha na literatura.

Os IGBTs também podem falhar em curto-circuito ou em circuito aberto, ambas situações que promovem o fluxo de corrente contínua pela máquina. Porém, essas duas condições podem ser transformadas numa situação única de falta: fase aberta, que é uma das propostas deste trabalho. A continuidade de operação com fase aberta é mais simples, e como a máquina estudada aqui possui nove fases, a sobrecarga de corrente nas fases saudáveis (16,2 %) é menor que em máquinas com menor número de fases.

Por outro lado, antes mesmo de uma chave falhar, com o emprego de técnicas de prognóstico de falha, algumas ações podem ser tomadas. Por exemplo, é possível rotear a potência entre as fases do acionamento multifásico, de forma a aliviar as fases com alguma tendência a falhar (FERREIRA et al., 2019). Em um caso mais grave, uma estratégia poderia ser abrir a fase com expectativa de falha.

Os resultados experimentais em malha aberta para um acionamento de nove fases composto por motor de indução são apresentados para demonstrar o comportamento do acionamento frente a algumas condições de falha, a vazio e com carga. As falhas de curto-circuito tiveram resultados mais severos que as de fase aberta, como esperado. Estes resultados podem ser utilizados em trabalhos futuros de modelagem, diagnóstico e estratégias de operação tolerante a falhas para acionamentos multifásicos.

As falhas que envolveram operação com fases abertas revelaram os problemas inerentes, como distorção na FMM em virtude da componente de sequência negativa, pulsação de torque de segundo harmônico e desequilíbrio das correntes, que pode levar a perdas e aquecimento não-homogêneos na máquina e no conversor. Os capítulos seguintes abordam exatamente operações desequilibradas do acionamento de nove fases, mas ainda produzindo uma FMM circular e um torque livre de oscilações.

Capítulo 3

Modelagem e Controle de uma MI9F com fase aberta em referencial síncrono

O modelo em referencial síncrono do motor de indução de nove fases operando com fases abertas no estator é desenvolvido neste capítulo. Apresenta-se também uma técnica de controle de torque por orientação indireta segundo o campo de rotor para uma MI9F desequilibrada devido a perda de fases. O controle de correntes de eixo direto e em quadratura (em referencial síncrono) é realizado, adequando-se a parcela de ação *feedforward* para esta condição de falta, de forma a se desacoplarem as realimentações internas e a força contraeletromotriz da máquina (perturbações). É possível realizar uma técnica de controle *dq* parecida com a tradicional, obtendo-se um controle independente de torque e fluxo na máquina, mesmo para fases abertas. A máquina pode ser alimentada com tensão e é capaz de seguir as referências de velocidade e de fluxo magnético de rotor, livre de pulsação de conjugado.

3.1. Introdução

Com a MI9F operando em malha aberta, recebendo tensões equilibradas, na ocorrência da abertura de uma fase, as tensões aplicadas às demais fases continuarão sendo as mesmas. Como a máquina se tornou desequilibrada, haverá a pulsação de torque de segundo harmônico (ZHAO; LIPO, 1996b), pois a força magnetomotriz de estator deixa de ser circular e apresenta componente de sequência negativa. Essa componente, interagindo com o campo de rotor, gera oscilação no torque com o dobro da frequência das tensões. Para resolver esse problema, é necessário um controle adequado a essa falha.

Em situações de falha, a modelagem e o esquema de controle utilizados para a máquina multifásica equilibrada não podem ser empregados (DURAN; BARRERO, 2016), (KIANINEZHAD et al., 2008), (ZHAO; LIPO, 1996a), (YANG et al., 2022). O fato de haver

fases abertas altera a modelagem da máquina tanto no referencial estacionário quanto no referencial síncrono.

A modelagem e controle para a MI9F com fases abertas desenvolvidos neste capítulo são os mais parecidos com o de uma máquina trifásica, pois há apenas um plano dq responsável pela produção de torque. Para esse plano dq , este capítulo completa a modelagem já iniciada nos artigos (ZHAO; LIPO, 1996b), (ZHAO; LIPO, 1996a) e (KIANINEZHAD et al., 2008), mas que ainda faltavam as equações de enlace de fluxo de estator e tensão de estator em referencial síncrono.

Em caso de fases abertas em que se utiliza o mesmo esquema de controle para uma máquina balanceada, as pulsações de torque não podem ser eliminadas, sendo tão ineficiente quanto deixar a máquina em malha aberta. Por isso, uma modelagem completa é necessária para se poderem calcular e desacoplar adequadamente as perturbações (força contra-eletromotriz e acoplamentos cruzados) das malhas de controle de corrente dq . Com o correto desacoplamento, as correntes dq serão correntes constantes, para gerar um torque liso na máquina mesmo com fases abertas. Escolhe-se a orientação em relação ao fluxo de rotor, com o objetivo de controlar independentemente o torque e o fluxo magnético.

3.2. Estado da Arte do controle de máquinas multifásicas com fases abertas

A continuidade de operação em situações de falhas é muito importante para diversas aplicações que exigem alto grau de confiabilidade/disponibilidade, como aplicações de alta potência e propulsão elétrica. A capacidade de se controlar a máquina sob condições de falta possui grande relevância (TANI et al., 2012). Entretanto, muitos trabalhos na literatura, por exemplo alguns mencionados na Seção 2.1.2, calculam as correntes de fase a serem aplicadas em uma máquina de corrente alternada com fase aberta, de modo a se produzir uma FMM balanceada. Entretanto, não entram em detalhes sobre como comandar e controlar essas correntes. Pode-se citar como principal exemplo o artigo de JEN-REN FU e LIPO (1994), que inspirou a maioria dos trabalhos posteriores nesse assunto, como a referência (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a), em que foram calculadas as correntes para manter uma máquina c.a. de nove fases magneticamente equilibrada, mesmo com uma ou duas fases abertas.

Todavia, não é usual controlar o torque de motores de indução por meio de correntes de fase ou correntes em referencial estacionário ($\alpha\beta$), pois devem-se gerar referências de correntes senoidais, dependentes, portanto, da frequência. Isso introduz maior complexidade tecnológica e erros já nas próprias correntes de referência, antes mesmo do controle em si. Em máquinas de indução trifásicas, o controle por orientação de campo já é considerado maduro e realizado com bom desempenho (NOVOTNY; LIPO, 1996), em que correntes contínuas são controladas. Tradicionalmente, realiza-se um controle de correntes em referencial síncrono com orientação segundo o enlace de fluxo magnético de rotor, pois isso possibilita um controle desacoplado de torque e fluxo magnético. O torque pode ser controlado por meio da corrente de eixo em quadratura, e o fluxo magnético de rotor, pela corrente de eixo direto. A corrente de eixo em quadratura já possui o formato do torque desejado. O controle por orientação de campo é interessante também em veículos elétricos, devido à possibilidade de uma operação com enfraquecimento de campo controlada, para alcançar maiores velocidades. A estratégia mais comum é o controle de correntes de eixo direto e em quadratura, que são correntes contínuas, possibilitando boa operação dos controladores com ação proporcional-integral (PI) e modulação por largura de pulso (DA PAZ et al., 2019), (RODRIGUEZ et al., 2022), (NOVOTNY; LIPO, 1996), tendo em vista a rigidez dinâmica infinita dos controladores PI em frequência nula. Mesmo em operação tolerante a falhas, o controle por orientação de campo para reduzir a pulsação de torque e corrente também é a técnica mais utilizada (YANG et al., 2022).

Para máquinas multifásicas, surgem diferenças do ponto de vista de modelagem e escolha do sistema de coordenadas. Por exemplo, pode-se utilizar uma transformação de n variáveis de fase para vários planos $\alpha\beta$ com diferentes ordens harmônicas, mas todos possíveis para produção de conjugado, e um vetor de sequência zero (YIFAN ZHAO; LIPO, 1995), (BASTOS, 2015). Há trabalhos que consideram a decomposição por múltiplos planos, mas que são acoplados (TANI et al., 2012), (BANEIRA et al., 2017), (RYU; KIM; SUL, 2006), (CHANGPAN et al., 2018).

BASTOS (2015) apresenta o controle de uma MI9F equilibrada modelada em diferentes planos dq harmônicos, todos com possibilidade de produção de torque, uma vez que o objetivo daquele trabalho era o ganho de torque com injeção de corrente de terceiro harmônico. Porém, quando se deseja alimentar a máquina apenas com componente fundamental, o controle dq no plano fundamental se assemelha ao tradicional para um motor trifásico proposto por

NOVOTNY e LIPO (1996). Nos demais planos harmônicos, as tensões de referências serão nulas. Há também um vetor único de sequência zero nessa modelagem, que deve ser comandado para zero, para não haver corrente e conexão de neutro. Entretanto, nos casos de falhas de fases em circuito aberto, essa abordagem não se torna adequada, pois aparecem correntes nos planos harmônicos, mesmo sem a aplicação efetiva de correntes de fases com frequências múltiplas da fundamental.

Algumas referências consideram controle preditivo, ressonante, por modos deslizantes e lógica *fuzzy* (TANI et al., 2012), (LIU; ZHENG; LI, 2017), (FNAIECH et al., 2010), e até inteligência artificial (para o caso de máquinas com FMM não senoidal) (VU; NGUYEN; SEMAIL, 2022). O chamado controle robusto de correntes utiliza, por exemplo, lógica *fuzzy* e controle por modos deslizantes, mas resulta em desbalanço no valor rms das correntes de fase e em *ripple* de torque (e na corrente de eixo em quadratura) maior do que os outros métodos, pois essa técnica apenas mitiga, mas não compensa totalmente os distúrbios causados pelas falhas. As correntes de fase normalmente não são totalmente controláveis usando essa estratégia, levando a um severo desbalanço de correntes, que acaba por limitar a produção de torque pós-falha (SUN et al., 2022b). Entretanto, motores controlados de formas computacionalmente mais complexas devem ser considerados processos rápidos do ponto de vista elétricos, então arquiteturas de controle mais baratas ainda são preferíveis (FNAIECH et al., 2010).

A técnica de controle preditivo não se mostra satisfatória para máquinas multifásicas com distribuição de enrolamentos assimétrico, pois as componentes de correntes no plano $\alpha\beta$ produzem correntes em outros planos acoplados (x-y) (GONZALEZ-PRIETO et al., 2021). Dificulta-se o controle da máquina, além da produção de um conteúdo harmônico inaceitável nas correntes quando a frequência de chaveamento é baixa. Isso reforça a necessidade de uma modelagem que desacople o plano principal de produção de torque e fluxo em relação aos outros subespaços. Técnicas de controle que apliquem um único estado de chaveamento ao longo de um período de amostragem não conseguem anular as correntes nos planos acoplados, como controle direto de torque e controle por modelo preditivo. Mesmo podendo haver controle de velocidade, mas sem controle das correntes dos demais planos, não se tem controle total sobre as correntes de fase, reduzindo também a qualidade e a eficiência do acionamento (GARCIA-ENTRAMBASAGUAS et al., 2019).

A técnica de controle direto de torque (BARRERO et al., 2019) emprega controladores por histerese. Estes possuem a desvantagem de gerar uma frequência de chaveamento variável, e, portanto, um conteúdo harmônico também variável em frequência nas correntes. Outro ponto indesejável dessa abordagem foi a disparidade nas amplitudes das correntes de fase pós-falta.

A técnica de controle *backstepping* é proposto para uma máquina de indução multifásica balanceada em (MORAWIEC et al., 2020), baseado na teoria de Lyapunov, que introduz transformações não-lineares para linearizar o modelo acoplado da máquina. Esse controle é um dos concorrentes dos controladores PI. Representa uma técnica matematicamente mais complexa sobretudo para as operações com fases abertas, em que a modelagem da máquina deve ser refeita, e novos termos de acoplamentos podem surgir.

Mesmo em máquinas multifásicas com fases abertas, também é desejável o controle por orientação de campo, visando controlar de forma desacoplada torque e fluxo da máquina. Ou seja, é vantajoso se controlar um motor com fase aberta de forma similar a como convencionalmente é feito para um motor balanceado, para que a adaptação do sistema de controle pós-falta seja mais simples. Nesse sentido, é conveniente decompor as grandezas multifásicas em um único plano dq e um subespaço de sequência zero desacoplados mesmo em condições de falta (ZHAO; LIPO, 1996b). E ainda utilizando-se controladores de corrente com ação proporcional-integral.

TANI et al. (2012) adotam controladores PI nas malhas de corrente, mencionam a necessidade da compensação da força contraeletromotriz nessas malhas, mas não apresentam equações para isso. LIU, ZHENG e LI (2017) afirmam que controladores PI nas malhas de corrente dq não funcionarão para o caso de fases abertas, e defendem o uso de controladores por lógica *fuzzy*. Entretanto, não realizam a modelagem – pelo contrário, discutem que o uso desses controladores tem a vantagem de dispensar modelagens – e também não explicam a natureza pulsante das tensões dq da saída de seus controladores, dizendo que são “consequências” de se usar controladores por lógica *fuzzy*. Será mostrado ainda neste capítulo, por meio de um trabalho adequado de modelagem, o porquê das oscilações nas tensões dq .

Foi escolhida aqui, como alternativa mais adequada à modelagem e controle de uma MI9F com fases abertas, a utilização de uma matriz de transformação que leva a um único plano $\alpha\beta$, onde todo o fenômeno de conversão de energia e produção de torque ocorre, e a um subespaço de sequência zero. O Subespaço-Z possui ordem $N - 2$, onde N é o número de fases conectadas. Ele representa grandezas que não produzem fluxo que atravesse o entreferro, e, portanto, não

estão relacionadas à produção de conjugado, mas apenas a perdas (ZHAO; LIPO, 1996a), (ZHAO; LIPO, 1996b), (KIANINEZHAD et al., 2008).

Para uma máquina de indução de seis fases com fases abertas, ZHAO e LIPO (1996a), (1996b) e KIANINEZHAD et al. (2008) realizaram a modelagem em referencial estacionário e calcularam uma relação entre as correntes $\alpha\beta$ de estator pós-falta para a eliminação do torque pulsante. Eles proveram ainda algumas informações sobre controle de correntes dq na condição de fases abertas. Entretanto, não houve muito detalhe em relação a como realizar o controle de correntes em referencial estacionário ou síncrono, mas sim no tocante a como calcular as correntes de referência no plano dq síncrono. Basicamente, essas referências desconsideraram a dinâmica de estator, como se as correntes de referências fossem injetadas diretamente à máquina. Esses trabalhos são de grande valor nesse sentido, mas ainda falta uma modelagem completa da máquina no referencial síncrono, valendo destacar que, com essa condição de falta, a matriz de transformação de referenciais também é diferente.

Para se ter um controle de correntes adequado, é necessária uma modelagem da máquina com fases abertas no referencial síncrono. Com isso, a força contraeletromotriz (FCEM) e os termos de acoplamento de eixos poderão ser calculados e desacoplados no controle de correntes dq , já que representam uma grande perturbação a essa malha. Sem o desacoplamento correto dessas parcelas, o torque desenvolvido ainda é pulsante, apesar de todas as outras considerações no controle de correntes para uma máquina com fases abertas.

As equações da tensão e do enlace de fluxo de rotor em referencial síncrono foram determinadas em (ZHAO; LIPO, 1996b). Porém, as equações da tensão e do enlace de fluxo de estator em referencial síncrono não foram deduzidas, já que essa referência desconsiderou a dinâmica de estator. Ou seja, é necessário aplicar as transformações de referenciais adequadas nas equações de tensão e de enlace de fluxo de estator em referencial estacionário, de forma a se obterem essas equações em referencial síncrono. Com isso, pode-se completar o modelo da máquina de indução de nove fases com fases abertas em referencial girante. Esse é o assunto da próxima Seção.

3.3. Modelagem de uma máquina de indução de nove fases com fase aberta em referencial síncrono

Esta modelagem partirá, de uma já desenvolvida em referencial estacionário para a MI9F com fases abertas (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018). Pode-se fazer uso de uma matriz $[TN]$, de ordem N (número de fases ativas), que transforma as variáveis de fase em dois subespaços desacoplados: o plano $\alpha\beta$ e o Subespaço-Z, como mostrado em (3.1).

$$[i_{s\alpha\beta Z}] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ \dots \\ i_{z(N-2)} \end{bmatrix} = [TN] \cdot [I_s] \quad (3.1)$$

As variáveis que produzem fluxo no entreferro ou aquelas induzidas pelo fluxo de entreferro são transformadas para o plano $\alpha\beta$. As correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ (correntes de estator em referencial estacionário) são as únicas do estator responsáveis pela produção de conjugado. As variáveis da máquina que não produzem fluxo que atravesse o entreferro são transformadas para o Subespaço-Z, e são relacionadas apenas com perdas. O Subespaço-Z é formado por $N - 2$ vetores base ortonormais, e deve ser ortogonal ao plano $\alpha\beta$ (KIANINEZHAD et al., 2008), (ZHAO; LIPO, 1996a). A metodologia de cálculo das matrizes de transformação de variáveis de fase para $\alpha\beta Z$ é mostrada no Apêndice B, bem como o equacionamento para as indutâncias L_{ds} , L_{qs} , M_d e M_q .

Se a fase A1 estiver aberta, deve ser aplicada a matriz de transformação $[T8]$, Equação (3.3), para as grandezas de estator, e a matriz $[T9]$, Equação (3.2), para as de rotor, que mantém sua estrutura equilibrada.

$$[T9] = \begin{bmatrix} 0,4714 & 0,3611 & 0,0819 & -0,2357 & -0,443 & -0,443 & -0,2357 & 0,0819 & 0,3611 \\ 0 & 0,303 & 0,4642 & 0,4082 & 0,1612 & -0,1612 & -0,4082 & -0,4642 & -0,303 \\ 0,0468 & -0,4528 & 0,8372 & -0,1529 & -0,0715 & 0,0434 & 0,138 & 0,168 & 0,1194 \\ 0,3488 & -0,3226 & -0,126 & 0,8162 & -0,1555 & -0,0545 & 0,072 & 0,1649 & 0,1806 \\ 0,4877 & -0,0415 & -0,0303 & -0,1286 & 0,8332 & -0,1269 & -0,0276 & 0,0846 & 0,1572 \\ 0,3983 & 0,259 & 0,0796 & -0,0133 & -0,1 & 0,8601 & -0,1143 & -0,0353 & 0,0603 \\ 0,1226 & 0,4383 & 0,1523 & 0,1083 & 0,0136 & -0,0874 & 0,8525 & -0,1386 & -0,0649 \\ -0,2105 & 0,4126 & 0,1537 & 0,1792 & 0,1208 & 0,0059 & -0,1117 & 0,8229 & -0,1596 \\ -0,4451 & 0,1938 & 0,0832 & 0,1662 & 0,1715 & 0,0965 & -0,0236 & -0,1327 & 0,8203 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$[T8] = \begin{bmatrix} 0.4095 & 0.0928 & -0.2673 & -0.5023 & -0.5023 & -0.2673 & 0.0928 & 0.4095 \\ 0.3030 & 0.4642 & 0.4082 & 0.1612 & -0.1612 & -0.4082 & -0.4642 & -0.3030 \\ 0.1995 & -0.4526 & 0.8120 & -0.1579 & -0.0539 & 0.0753 & 0.1693 & 0.1840 \\ 0.4631 & -0.2387 & -0.1746 & 0.7848 & -0.1551 & -0.0224 & 0.1208 & 0.2074 \\ 0.5100 & 0.0868 & -0.0795 & -0.1718 & 0.8163 & -0.1096 & 0.0157 & 0.1338 \\ 0.3183 & 0.3718 & 0.0528 & -0.0480 & -0.1264 & 0.8544 & -0.0966 & -0.0025 \\ -0.0224 & 0.4827 & 0.1604 & 0.0982 & -0.0099 & -0.1134 & 0.8362 & -0.1376 \\ -0.3526 & 0.3678 & 0.1929 & 0.1985 & 0.1112 & -0.0281 & -0.1543 & 0.7917 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Em referencial estacionário, ou no plano $\alpha\beta$, as equações de tensão de estator e de rotor, considerando gaiola de esquilo, são (ZHAO; LIPO, 1996b):

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

A letra s indica que as grandezas estão em referencial estacionário. As equações de enlace de fluxo de estator e de rotor, também em referencial estacionário são (ZHAO; LIPO, 1996b):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_d & 0 \\ 0 & M_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_d & 0 \\ 0 & M_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Em termos das correntes de estator em referencial estacionário, o conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina é (ZHAO; LIPO, 1996b):

$$T_m = \frac{P}{2} [M_q i_{qs}^s i_{dr}^s - M_d i_{ds}^s i_{qr}^s]. \quad (3.8)$$

Para eliminar a pulsação de conjugado, as referências (ZHAO; LIPO, 1996a), (ZHAO; LIPO, 1996b) e (KIANINEZHAD et al., 2008) mostraram que os valores de pico das correntes de estator em referencial estacionário devem obedecer a uma simples relação:

$$\frac{I_\alpha^{pos-falta}}{I_\beta^{pos-falta}} = \frac{M_q}{M_d}. \quad (3.9)$$

Essa relação garante a produção de uma força magnetomotriz balanceada, eliminando-se a força magnetomotriz de sequência negativa, que é a parcela que gera torque pulsante.

Entretanto, o controle de correntes é tradicionalmente realizado em referencial síncrono, não em referencial estacionário. Por isso, em referencial síncrono, é preciso um controle adequado de forma que, em referencial estacionário, as correntes de estator obedeçam a relação (3.9). É necessário também, obviamente, que as correntes sigam, em referencial síncrono, as

suas referências para um controle de torque e fluxo de rotor. Então, antes mesmo de se chegar a esse controle, é fundamental uma modelagem completa e adequada da máquina em referencial síncrono, mas na condição de fases abertas.

Para se obter o modelo da MI9F com fases abertas em referencial síncrono, algumas matrizes de transformação de referenciais são necessárias. Se a tradicional transformação de grandezas em referencial estacionário para referencial girante tradicional $[T(\theta_e)]$, mostrada em (3.10), for aplicada nas variáveis de estator, com a máquina com fases abertas, o resultado será correntes pulsantes em referencial girante. O ângulo de orientação é $\theta_e = \int \omega_e(t)dt$, com o qual todos o sistema síncrono gira. Para as variáveis de rotor, que possui sua estrutura equilibrada, $[T(\theta_e)]$ ainda pode ser utilizada.

$$[T(\theta_e)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Entretanto, para fins de controle, deseja-se que as variáveis em referencial síncrono sejam c.c. (ZHAO; LIPO, 1996b), (NOVOTNY; LIPO, 1996). Para isso, a transformação de referenciais a ser empregada para variáveis de estator deve considerar o desequilíbrio da máquina, como a transformação:

$$[T(\theta_e)_s] = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} \cos(\theta_e) & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \sin(\theta_e) \\ -\sqrt{\frac{M_d}{M_q}} \sin(\theta_e) & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$[T(\theta_e)_s] = [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

As correntes em referencial estacionário obedecendo a relação (3.9) resultarão em correntes c.c. em referencial síncrono, quando transformadas por $[T(\theta_e)_s]$ (ZHAO; LIPO, 1996b). As equações em referencial síncrono para as tensões de estator e de rotor (em gaiola de esquil) são (ZHAO; LIPO, 1996b), (NOVOTNY; LIPO, 1996):

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_e - \omega_r) \\ (\omega_e - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

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. As mudanças para o caso de fases abertas estarão nas equações de enlace de fluxo. Para se obter o enlace de fluxo de rotor em referencial síncrono, deve-se aplicar a transformação $[T(\theta_e)]$ em (3.7):

$$\begin{aligned} [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} &= [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} M_d & 0 \\ 0 & M_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{M_d M_q} & 0 \\ 0 & \sqrt{M_d M_q} \end{bmatrix} [T(\theta_e)_s] \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{M_d M_q} & 0 \\ 0 & \sqrt{M_d M_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.15)$$

A expressão em (3.15) já foi obtida previamente por ZHAO e LIPO (1996b). Entretanto, nessa referência não foi desenvolvida uma expressão para o enlace de fluxo de estator em referencial síncrono para se poder completar o modelo nesse referencial. Para isso, deve-se aplicar a transformação $[T(\theta_e)_s]$ em (3.6):

$$\begin{aligned} [T(\theta_e)_s] \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} &= [T(\theta_e)_s] \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + [T(\theta_e)_s] \begin{bmatrix} M_d & 0 \\ 0 & M_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \end{bmatrix} &= [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_d & 0 \\ 0 & M_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \end{bmatrix} &= [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \\ &+ [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} M_d \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & M_q \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Mas

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} &= [T(\theta_e)_s]^{-1} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} &= [T(\theta_e)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix}, \\ [T(\theta_e)]^{-1} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.17)$$

substituindo-se (3.17) em (3.16):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \end{bmatrix} &= \\ [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} [T(\theta_e)_s]^{-1} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \\ &+ [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} M_d \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & M_q \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix} [T(\theta_e)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.18)$$

A matriz $[T(\theta_e)_s]^{-1}$ pode ser escrita como

$$[T(\theta_e)_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} \end{bmatrix} [T(\theta_e)]^{-1} \quad (3.19)$$

Então,

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \end{bmatrix} = \\
& [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} [T(\theta_e)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \\
& + [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} M_d \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & M_q \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix} [T(\theta_e)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{3.20}$$

A expressão para o enlace de fluxo de estator em referencial síncrono em (3.20) é uma contribuição deste trabalho, visto que não foi deduzida nas referências citadas. Entretanto, essa expressão em função das correntes de estator e de rotor também em referencial síncrono será composta por matrizes cujos parâmetros variam no tempo: $[T(\theta_e)]$ e $[T(\theta_e)]^{-1}$, diferentemente da expressão para o enlace de fluxo de rotor, dada em (3.15). O torque desenvolvido pela máquina é, segundo (ZHAO; LIPO, 1996b):

$$T_m = \frac{P \sqrt{M_d M_q}}{2 L_r} (i_{qs}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \lambda_{qr}^e). \tag{3.21}$$

Se a orientação do sistema de coordenadas em referencial síncrono for em relação ao enlace de fluxo de rotor ($\vec{\lambda}_r = \lambda_{dr}^e e \lambda_{qr}^e = 0$), tem-se, para uma máquina de indução com fases abertas em referencial síncrono (ZHAO; LIPO, 1996b):

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 \\ \omega_e - \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ 0 \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{M_d M_q} & 0 \\ 0 & \sqrt{M_d M_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

$$T_m = \frac{P \sqrt{M_d M_q}}{2 L_r} i_{qs}^e \lambda_{dr}^e. \tag{3.23}$$

Por (3.22), o enlace de fluxo de rotor em termos da corrente de estator de eixo direto é

$$\lambda_{dr}^e = \frac{R_r \sqrt{M_d M_q}}{(L_r p + R_r)} i_{ds}^e, \tag{3.24}$$

onde o operador p denota a derivada no tempo d/dt . Também por (3.22), obtém-se a equação para o escorregamento da máquina:

$$(\omega_e - \omega_r) = s\omega_e = \frac{R_r \sqrt{M_d M_q} i_{qs}^e}{L_r \lambda_{dr}^e}. \quad (3.25)$$

Essas equações são iguais às da máquina de indução em referencial síncrono na ausência de falhas, substituindo-se a indutância de magnetização L_M por $\sqrt{M_d M_q}$ (ZHAO; LIPO, 1996b). Ou seja, a indutância de magnetização equivalente da máquina é a média geométrica de M_d e M_q . Deve ser notado que, na operação com nove fases, $M_d = M_q = L_M$.

De fato, o que a referência (ZHAO; LIPO, 1996b) mostra é como o controle de movimento, que atua sobre a corrente i_{qs}^e , e o controle de fluxo de rotor, que atua sobre a corrente i_{ds}^e , será modificado para o caso de fases abertas. Basicamente, a novidade é a consideração da indutância de magnetização e o uso da transformação $[T(\theta_e)_s]$ para variáveis de estator. Entretanto, no controle realizado em (ZHAO; LIPO, 1996b), é desprezada a dinâmica de estator, assumindo-se que a corrente fosse perfeitamente controlada, como se a própria corrente de referência já estivesse sendo aplicada ao motor. Não havendo essa consideração, não é adequado utilizar o mesmo controle de correntes da operação balanceada, como aquele desenvolvido por NOVOTNY e LIPO (1996), para a situação de fases abertas, pois as pulsações de conjugado não estavam sendo satisfatoriamente eliminadas, assim como mostrado em (DE SOUZA, 2017).

Para fins de controle, é necessário calcular a tensão de estator em referencial síncrono, substituindo as equações de fluxo em (3.13). Porém haverá, a princípio, uma complicação em comparação ao caso da máquina equilibrada, pois o enlace de fluxo de estator em referencial síncrono, expresso em (3.20), é relacionado com as correntes de estator e de rotor em referencial síncrono por meio de matrizes variantes no tempo. Como adequar o controle de correntes e as componentes *feedforward* para compensação dos acoplamentos cruzados e da força contraeletromotriz é assunto da Seção 3.4.

As equações para tensão de estator (3.13), de rotor (3.14), enlace de fluxo de rotor (3.15), enlace de fluxo de estator (3.20) e torque (3.21) compõem o modelo da máquina de indução com fases abertas em referencial síncrono. Este modelo também representa a máquina caso ainda esteja com as nove fases conectadas, bastando considerar que $M_d = M_q = L_M$ e que $L_{ds} = L_{qs}$.

Até este passo, tem-se, finalmente, o modelo completo da máquina de indução de nove fases em referencial síncrono na condição de fases abertas. Todo este equacionamento é válido para uma máquina de indução multifásica de qualquer número de fases. As diferenças estariam na

matriz de transformação de variáveis de fases para $\alpha\beta Z$, que podem ser recalculadas de acordo com o Apêndice B. Além disso, este modelo é válido para qualquer ou quaisquer fases abertas no estator (até que a máquina ainda fique com duas fases), bastando-se adequar as indutâncias e matrizes de transformação, também conforme o Apêndice B.

Este modelo é válido para máquinas de indução multifásicas com fases abertas, mas caso se tratasse de uma máquina síncrona, um equacionamento seguindo uma metodologia semelhante à utilizada aqui poderia ser conduzido. O modelo desenvolvido é simulado e comparado ao modelo já desenvolvido em referencial estacionário na próxima seção.

3.3.1. Simulação do Modelo em Referencial Síncrono

O motor de nove fases com as mesmas características do protótipo apresentado na Seção 2.3.1 é simulado em *Matlab/Simulink* na situação balanceada e sob a condição de fase aberta. As simulações neste trabalho ocorrem em tempo contínuo, com passo variável de no máximo $1\mu s$, *solver ode23tb* (Runge-Kutta).

A máquina foi ligada diretamente a um conjunto de nove tensões senoidais equilibradas, defasadas entre si de 40° no tempo. O ângulo para as transformações θ_e considerado foi o ângulo do vetor espacial de tensões: $\vec{v}_s = v_{ds}^e e v_{qs}^e = 0$. Logo, a velocidade de giro do sistema de coordenadas síncrono será $\omega_e = 2 \cdot \pi \cdot 240 \text{ rad/s}$ constante.

Os parâmetros de circuito equivalente da máquina foram obtidos com a modelagem em elementos finitos no *software Ansys Maxwell*, para a geometria e os materiais apresentados no Capítulo 2. Foram realizados ensaios a vazio, de rotor bloqueado e de sequência zero na máquina em elementos finitos. Mais detalhes sobre a obtenção dos parâmetros são explorados no Capítulo 5. Os parâmetros estimados dessa forma foram: resistência de estator $R_s = 1 \Omega$, resistência de rotor $R_r = 0,357 \Omega$, indutância de dispersão de estator $L_{ls} = 3,6 \text{ mH}$, indutância de dispersão de rotor $L_{lr} = 4,1 \text{ mH}$ e indutância mútua $L_M = 95,6 \text{ mH}$. A indutância de dispersão de estator devido à cabeça de bobina não foi incluída. O momento de inércia do motor empregado foi de $0,01798 \text{ kgm}^2$.

Na simulação, a máquina parte a vazio em condições equilibradas diretamente ligada a uma “rede senoidal de nove fases”. Um degrau de carga nominal é dado em 4 s, cujo valor é 10 Nm. Após o regime permanente, a fase A1 do motor é aberta, e o modelo automaticamente altera

sua ordem para oito, aplicando apenas as tensões das fases A2 a C3, que são convertidas pela matriz de transformação [T8]. Além disso, com a falta, fazem-se as mudanças nos parâmetros L_{ds} , L_{qs} , M_d e M_q , de acordo com a Tabela 10 no Apêndice B.

A Figura 3.1 apresenta as tensões de estator em referencial síncrono. Pode-se perceber que, sem falha, a tensão $v_{qs}^e = 0$ e todo o valor do vetor espacial de tensão será a componente $v_{ds}^e = 254 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{9}{2}} = 762V$. O termo $\sqrt{\frac{9}{2}}$ vem da transformação [T9] de variáveis de fase para o referencial estacionário, ou plano $\alpha\beta$. Após 4,5 s, a fase A1 é aberta, e somente as tensões e correntes das fases 2 (A2) até 9 (C3) de estator são consideradas no modelo, que passa a ser de ordem oito, mas desequilibrado. Então, essas oito tensões de fase são multiplicadas pela matriz [T8], para serem mapeadas no plano $\alpha\beta$, e em seguida pela matriz de transformação de referenciais para estator $[T(\theta_e)_s]$, resultando nas tensões de estator em referencial síncrono da Figura 3.1, agora pulsantes. A velocidade e torque desenvolvidos por esta máquina são mostrados na Figura 3.2.

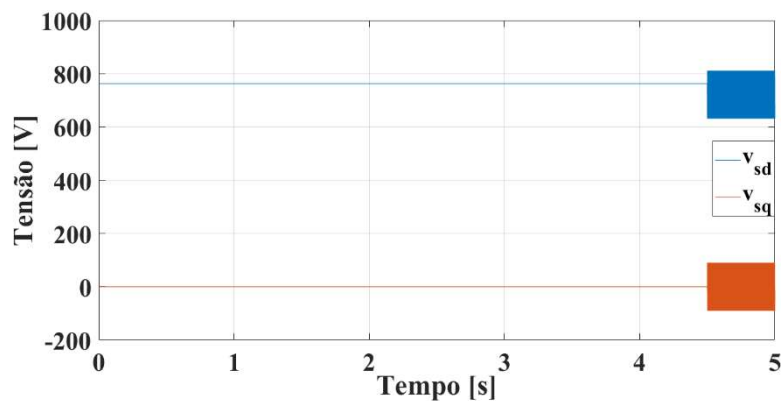


Figura 3.1 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: Tensão de estator em referencial síncrono.

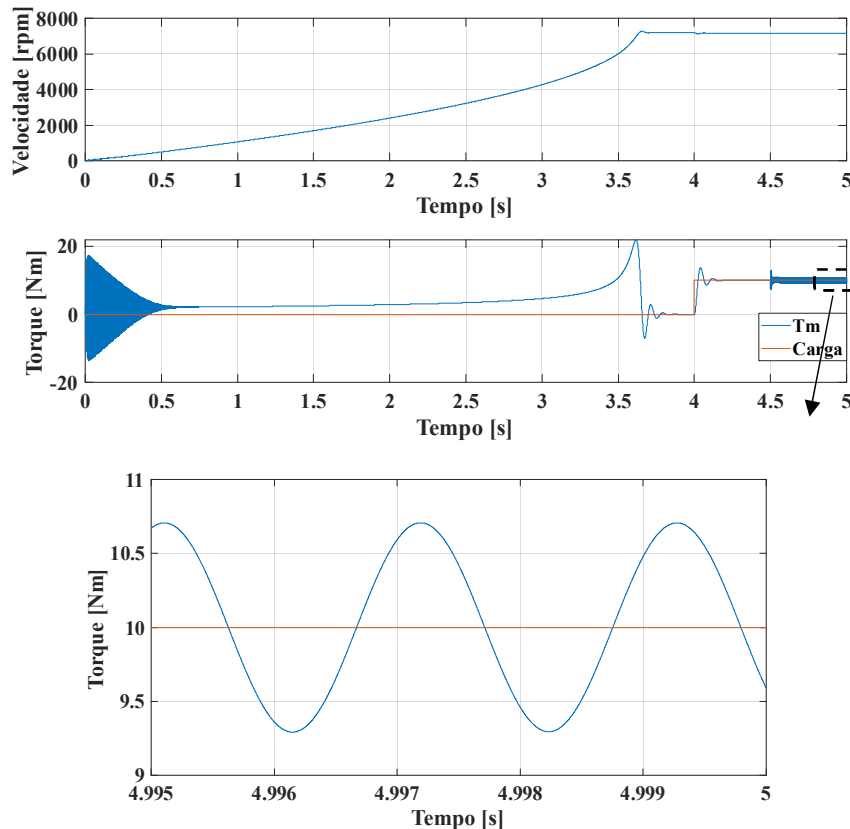


Figura 3.2 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: resposta de velocidade e conjugado eletromagnético.

Existe pulsação de conjugado e de velocidade no dobro da frequência das correntes de estator, embora atenuada pela inércia do motor, mas que é o problema característico da condição de fases abertas. O torque pulsa de 9,3 a 10,71 Nm, o que representa um *ripple* de torque de 14,1% de pico a pico, ou 7,05 % de pico.

A Figura 3.3 exhibe o módulo dos enlaces de fluxo de rotor e de estator, que pulsa após a abertura da fase, devido às matrizes variantes no tempo em (3.20). A redução do valor médio de ambos os enlaces de fluxo é muito baixo com a ocorrência da falta, menor que 10 %, tendo em vista a grande quantidade total de fases dessa máquina. A Figura 3.4 ilustra as correntes de estator e de rotor em referencial síncrono.

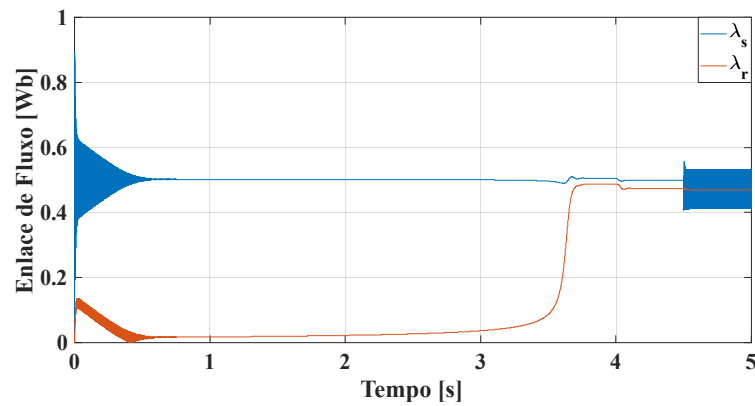


Figura 3.3 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: Módulo dos enlaces de fluxo de estator e de rotor.

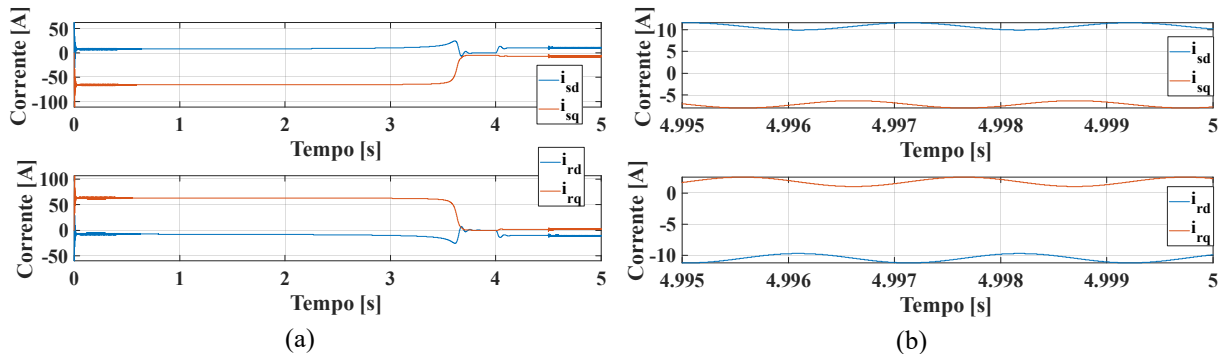


Figura 3.4 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: (a) Correntes de estator e de rotor em referencial síncrono. (b) Idem, em um intervalo de tempo menor.

Pode-se perceber também a ondulação nessas correntes, que culminam na pulsação de conjugado. Aplicando-se a transformação inversa de $[T(\theta_e)_s]$ a essas correntes, são obtidas as correntes de estator em referencial estacionário, mostradas na Figura 3.5. Essas correntes possuem a mesma amplitude. Se as correntes de estator no plano $\alpha\beta$ tivessem a relação dada em (3.9), a pulsação de torque seria eliminada, como discutido anteriormente, pois as correntes de estator em referencial síncrono não teriam pulsação.

Aplicando-se a transformação inversa de $[T9]$ (durante a operação equilibrada) ou de $[T8]$ (durante a operação com a fase A1 aberta, a partir de 4,5 s) às correntes de estator em referencial estacionário (e assumindo-se as correntes no subespaço Z todas nulas (ZHAO; LIPO, 1996b)), chegam-se às correntes de estator por fase. As correntes de fase são apresentadas na Figura 3.6, e a FMM produzida por elas, na Figura 3.7. A FMM equilibrada produzida pelas correntes balanceadas, na ausência de falhas, tem lugar geométrico circular. Por outro lado, a FMM produzida pelas correntes de estator com a fase A1 aberta e sem compensação tem formato de

elipse, que indica a presença de sequência negativa na FMM e causa a pulsação de torque de segundo harmônico.

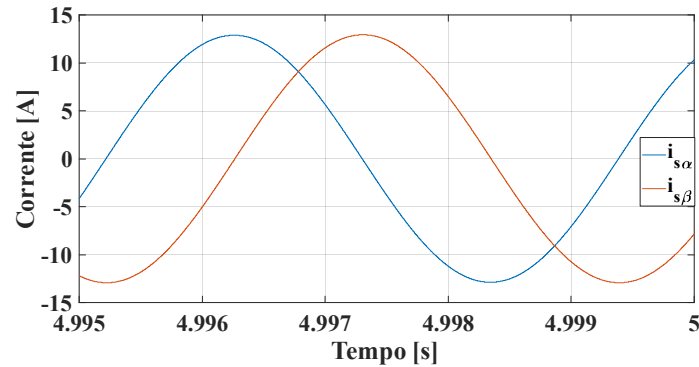


Figura 3.5 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: Correntes de estator em referencial estacionário.

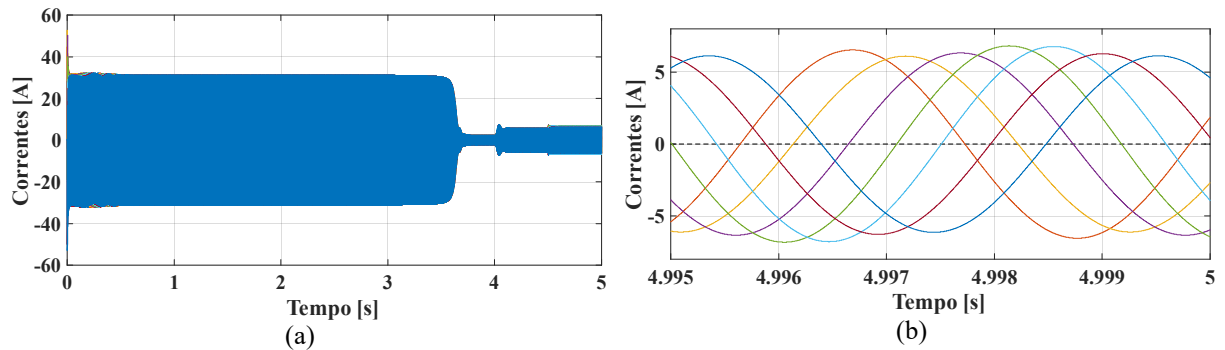


Figura 3.6 – Modelo em referencial síncrono em malha aberta: (a) Correntes de estator por fase. (b) em uma janela de tempo menor.

Em trabalhos anteriores (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018) e (DE SOUZA, 2017), foi realizado e simulado o modelo da máquina de indução de nove fases com fases abertas em referencial estacionário. A velocidade, torque, correntes em referencial estacionário e correntes de fase de estator obtidas aqui com o modelo em referencial síncrono são as mesmas para estes parâmetros de circuitos equivalentes aplicados ao modelo em referencial estacionário de (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018) e (DE SOUZA, 2017). Os resultados também são coerentes com aqueles obtidos no modelo por variáveis de fase em (DE SOUZA, 2017). Esse fato indica a coerência da modelagem em referencial síncrono realizada neste capítulo.

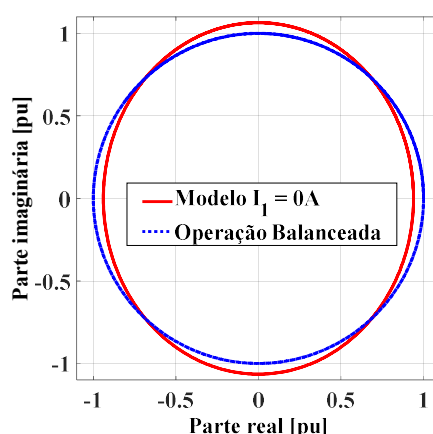


Figura 3.7 – Força magnetomotriz normalizada produzida pelas correntes de estator para operação balanceada e quando a fase A1 está aberta, operação em malha aberta.

Conhecendo o modelo, pode-se finalmente desenvolver uma técnica de controle adequado para a MI9F com fase aberta. Esse é o assunto da próxima seção.

3.4. Controle por orientação de campo da Máquina de Indução de Nove Fases frente a Perda de Fases

Para se eliminar a pulsação de conjugado no caso da operação com fases abertas, as correntes de estator em referencial estacionário devem obedecer à simples relação dada em (3.9). Entretanto, é muito mais comum e eficiente realizar o controle de máquinas elétricas em referencial síncrono, pelos motivos já apresentados na introdução deste capítulo. Por isso, deve ser realizado um controle adequado em referencial síncrono, mas que garanta essa relação de correntes em referencial estacionário.

Tem-se até aqui o modelo completo da máquina de indução de nove fases na situação de fases abertas. Já foram deduzidas as expressões para os enlaces de fluxo de rotor em (3.15) e para o de estator em (3.20), ambos em referencial síncrono. Como já foi discutido, existe agora uma complicação devido às matrizes variantes no tempo em (3.20). O próximo passo é escrever uma expressão adequada para a tensão de estator em referencial síncrono, de forma a se explicitarem os termos relativos às realimentações internas (ou cruzamento de eixos) e à força contraeletromotriz, para que elas possam ser desacopladas no controle de correntes. Com isso, espera-se um controle adequado de correntes para a máquina, de forma que a pulsação de

conjugado seja eliminada por meio da manipulação das correntes por meio do controle por orientação de campo. Explicitando-se as correntes de rotor em (3.15), tem-se

$$\begin{bmatrix} i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r} \left\{ \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \sqrt{M_d M_q} & 0 \\ 0 & \sqrt{M_d M_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \right\}. \quad (3.26)$$

Em (3.20), chamemos as matrizes

$$\begin{aligned} [A(\theta_e)] &= [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} [T(\theta_e)]^{-1} \\ [B(\theta_e)] &= [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} M_d \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} & 0 \\ 0 & M_q \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \end{bmatrix} [T(\theta_e)]^{-1}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Substituindo-se (3.26) e (3.27) em (3.20):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \end{bmatrix} = [C(\theta_e)] \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \frac{1}{L_r} [B(\theta_e)] \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

onde,

$$\begin{aligned} [C(\theta_e)] &= [A(\theta_e)] - \frac{1}{L_r} [B(\theta_e)] \begin{bmatrix} \sqrt{M_d M_q} & 0 \\ 0 & \sqrt{M_d M_q} \end{bmatrix} \\ [C(\theta_e)] &= [T(\theta_e)] \begin{bmatrix} L_{ds} - \frac{M_d^2}{L_r} & 0 \\ 0 & L_{qs} - \frac{M_q^2}{L_r} \end{bmatrix} [T(\theta_e)]^{-1}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Se a máquina estivesse em condições equilibradas, $[C(\theta_e)]$ seria simplesmente uma matriz diagonal cujos termos são a indutância transitória do motor. Substituindo-se a expressão do enlace de fluxo de estator em referencial síncrono da equação (3.28) na equação de tensão de estator em (3.13), tem-se, finalmente, a parcela de controle *feedforward* adequada para o controle de correntes de um motor de indução com fases abertas:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} [C(\theta_e)] \right\} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ [C(\theta_e)] \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \right\} \\ &+ \frac{1}{L_r} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} [B(\theta_e)] \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} + \frac{1}{L_r} \frac{d}{dt} \left\{ [B(\theta_e)] \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} \right\}. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Pode-se assumir ainda uma orientação segundo o fluxo de rotor, que leva a $\lambda_{qr}^e = 0$ em (3.30). A diferença dessa equação para a de uma máquina balanceada são os termos variantes no tempo introduzidos pelas matrizes $[B(\theta_e)]$ e $[C(\theta_e)]$. Isso significa que as parcelas a serem desacopladas pela componente *feedforward* serão pulsantes, mesmo que as correntes de estator de referência sejam constantes. Isso explica o motivo das oscilações de torque não terem sido efetivamente eliminadas no trabalho anterior realizado em (DE SOUZA, 2017), já que o controle de correntes foi realizado como é feito para uma máquina equilibrada, baseada em (NOVOTNY; LIPO, 1996).

A Equação (3.31) apresenta as equações da tensão de estator em referencial síncrono para um motor de indução balanceado, podendo ser diretamente comparada à (3.30), bastando considerar $L_{ds} = L_{qs}$ e $M_d = M_q$. A equação de tensão (3.30) resultará na (3.31), caso a máquina esteja equilibrada.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L'_s & 0 \\ 0 & L'_s \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} L'_s & 0 \\ 0 & L'_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} &+ \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.31)$$

A indutância L'_s representa a indutância transitória da máquina. A Equação (3.31) apresenta a componente *feedforward* que elimina os acoplamentos cruzados e a força contraeletromotriz para um motor de indução em condições equilibradas (NOVOTNY; LIPO, 1996), como o que ainda foi utilizado em (DE SOUZA, 2017).

A Figura 3.8 é uma esquematização em diagrama de blocos para as equações (3.31) e (3.30), para uma máquina balanceada e com fases abertas, respectivamente. A força contraeletromotriz e os termos de acoplamento cruzados a serem compensados pela ação *feedforward* são, de fato, pulsantes para a máquina com fases abertas. Por isso, modelagens que não considerem essa falha não são suficientes para se realizar os desacoplamentos e finalmente eliminar a pulsação de conjugado via controle.

Em trabalhos anteriores (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018) e (DE SOUZA, 2017), apenas se conhecia completamente o modelo da MI9F com fases abertas em referencial estacionário. Devido à falta do controle adequado de correntes à condição de fases abertas, o motor foi alimentado diretamente com as correntes de referência na simulação realizada. Nesses trabalhos citados, as diferenças observadas em relação à máquina equilibrada diziam respeito às matrizes de transformação e aos parâmetros de indutâncias diferentes para cada eixo. Com este

trabalho, um controle de correntes dq finalmente pode ser feito adequadamente para a MI9F com fases abertas. Dessa forma, o motor pode ser alimentado com tensões.

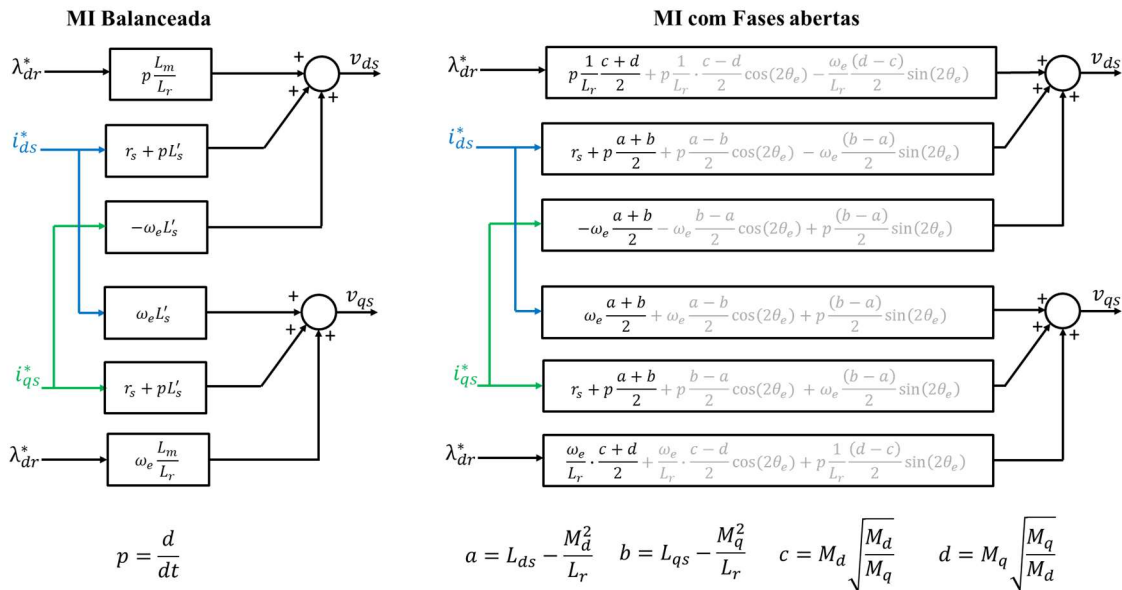


Figura 3.8 – Parcela *feedforward* para uma máquina de indução equilibrada em referencial síncrono orientado pelo fluxo de rotor, como definido por NOVOTNY e LIPO (1996), e para uma máquina com fases abertas, como obtido neste trabalho por (3.30).

Além da importante parcela *feedforward* em (3.30), o controle de correntes tem uma ação *feedback*, composto apenas por um controlador proporcional. A malha de corrente é esquematizada na Figura 3.9.

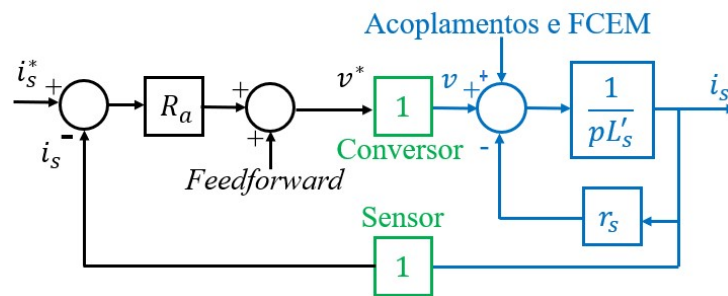


Figura 3.9 – Malha de controle de corrente da máquina de indução.

Assumindo-se que os desacoplamentos sejam eliminados pela componente de controle *feedforward*, a função de transferência da malha de corrente é dada por

$$\frac{i_s}{i_s^*} = \frac{R_a}{L_s' s + R_a} \quad (3.32)$$

Por (3.32), conclui-se que em frequência nula (corrente contínua), o ganho do controlador, mesmo apenas com ação proporcional, é unitário. Isso reforça a necessidade de se realizarem todas as compensações adequadamente.

Será considerada a máquina equilibrada para se realizar o projeto do controlador de corrente. A rigidez dinâmica significa quantas unidades de medida da perturbação de uma malha são necessárias para causar um desvio de uma unidade de medida da variável de interesse dessa malha. O módulo da perturbação, a força contraeletromotriz e_s , sobre a corrente é a rigidez dinâmica da malha, que quantifica a capacidade de rejeição de perturbação do controle:

$$\left| \frac{e_s}{i_s} \right| = sL'_s + R_a. \quad (3.33)$$

Assume-se inicialmente uma frequência de chaveamento típica de 21 vezes a frequência nominal deste motor (240 Hz), portanto 5040 Hz. A frequência de corte da malha de corrente deve ser dez vezes menor, de forma que o conversor PWM aja mais rapidamente que a malha de corrente, embora neste capítulo não seja utilizado um conversor para síntese das tensões de referência. A frequência do polo da função de transferência (3.32) deve ser $2\pi \cdot 504 \text{ rad/s}$. Assim, o ganho R_a da malha de corrente será $R_a = 24 \Omega$.

A Figura 3.10 apresenta a resposta em frequência da corrente em relação à corrente de referência e também a curva de rigidez dinâmica. A rigidez dinâmica vale R_a em baixas frequências e aumenta com a frequência a uma inclinação dada por L'_s . O ganho da malha de correntes em baixas frequências é unitário, e se tem 504 Hz de frequência de corte, como desejado.

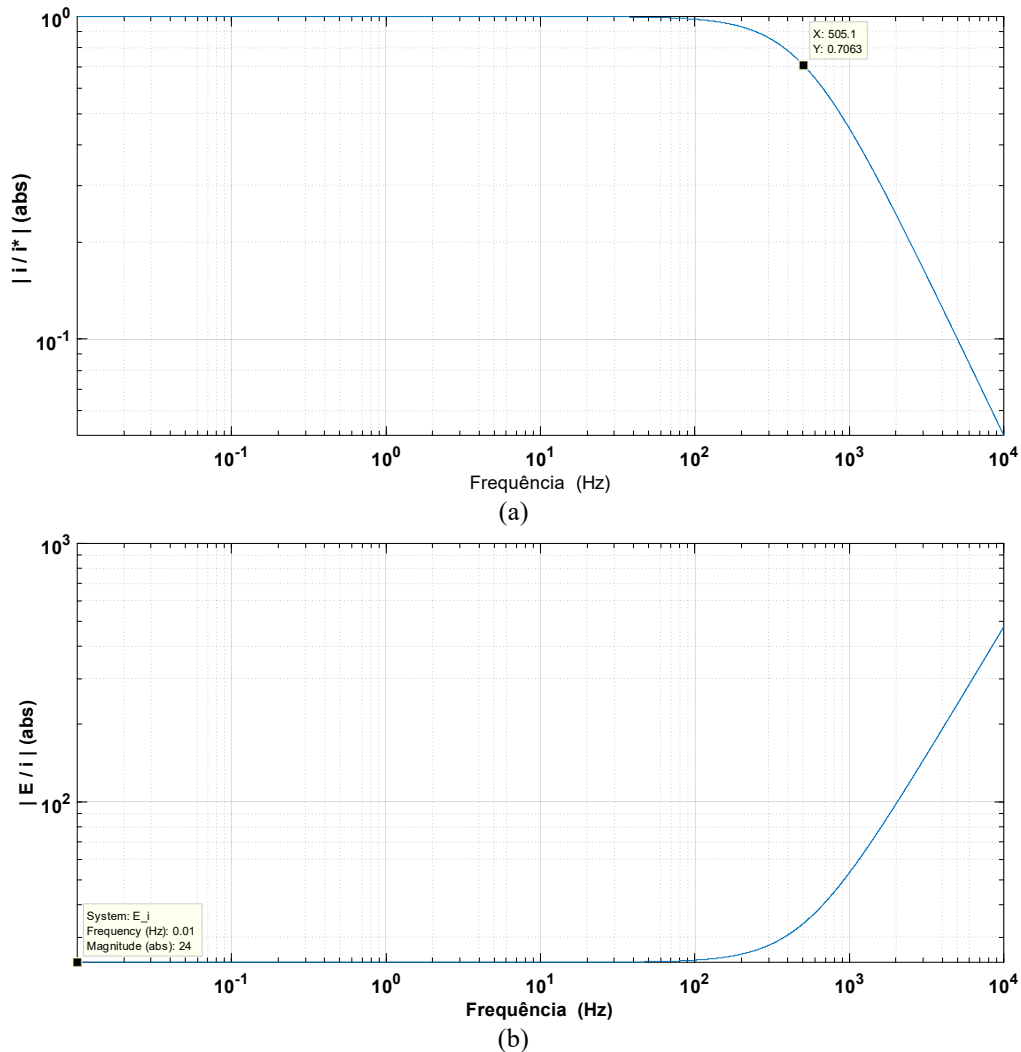


Figura 3.10 – Malha de controle de corrente de eixo direto e em quadratura: (a) resposta em frequência, (b) curva de rigidez dinâmica.

O diagrama completo do controle por orientação indireta de campo para o motor de indução multifásico, considerando a condição de fases abertas, é apresentado na Figura 3.11. As grandezas com * remetem às referências, e os parâmetros com ^ representam parâmetros estimados. A saída de um controlador de velocidade (b_a – ganho proporcional, k_a – ganho integral) é a referência de torque, que, a menos de algumas constantes, torna-se a referência de corrente de eixo em quadratura. A referência de corrente de eixo direto é calculada tendo-se a referência de enlace de fluxo de rotor e a indutância de magnetização efetiva da máquina, que depende de quais fases estejam abertas, conforme o Apêndice B. O cálculo do escorregamento pode ser feito de maneira análoga ao de uma máquina balanceada (KIANINEZHAD et al., 2008). Os termos de compensação a serem somados ao controle *feedback* das correntes são

dados em (3.30), as equações de tensão de estator em referencial síncrono adequados para fases abertas.

Como a técnica de controle por orientação de campo da MI9F desenvolvida nesta seção é baseada no modelo em referencial síncrono proposto neste capítulo, logo, ela também é válida para uma máquina de indução com qualquer outro número de fases. Da mesma maneira, este controle também é válido para qualquer ou quaisquer fases abertas, bastando-se observar as matrizes de transformação e indutâncias a serem empregadas, conforme definidas no Apêndice B. Para uma máquina síncrona multifásica com fases abertas, um equacionamento semelhante poderia ser conduzido.

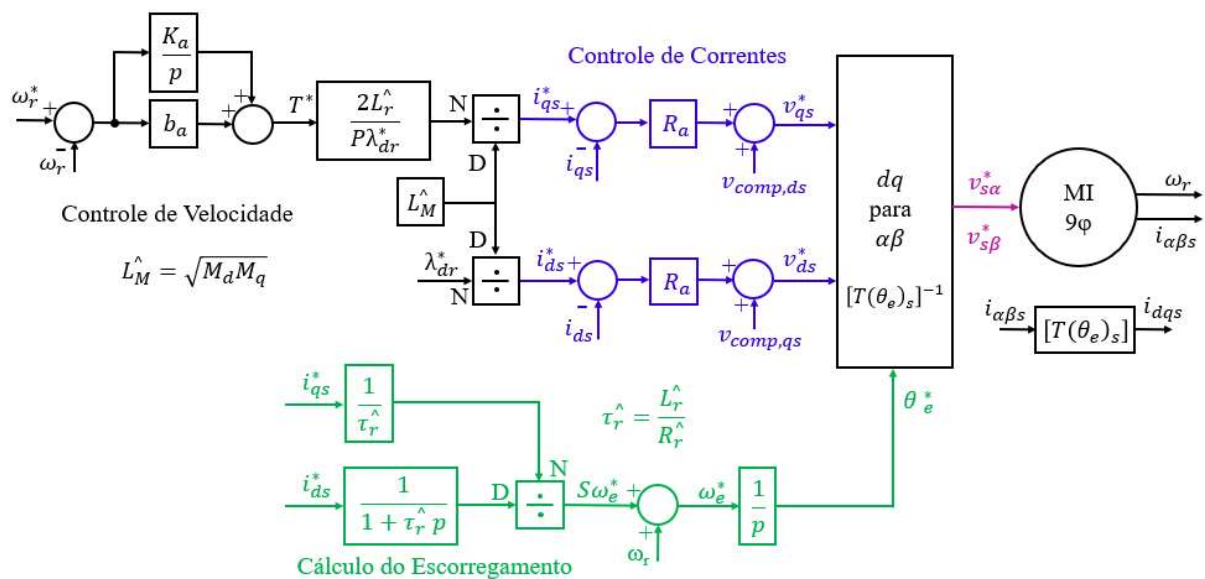


Figura 3.11 – Esquemático do controle por orientação indireta segundo o fluxo de rotor do motor de indução de nove fases com fase aberta, onde as componentes *feedforward* estão em (3.30).

3.4.1. Simulação do Controle por Orientação de Campo (Fase A1 aberta)

A efetividade da técnica de controle por orientação de campo da MI9F com fase aberta é avaliada nesta seção, por meio de simulação em *Matlab/Simulink*. O controle é realizado em referencial síncrono, e o modelo da MI9F com fase aberta está em referencial estacionário, como aquele desenvolvido em trabalhos anteriores (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018).

Serão utilizadas aqui referências diretas de correntes, ainda sem o controlador de velocidade. Neste caso, a simulação já se inicia com o motor com a fase A1 aberta. A referência de enlace de fluxo a ser empregada é o valor no módulo do enlace de fluxo de rotor resultante da simulação do modelo ainda balanceado e sob carga nominal, feita na seção 3.3.1. A corrente de eixo direto de referência será uma constante definida por

$$i_{ds}^* = \frac{|\lambda_{dr}^*|}{\sqrt{M_d M_q}} = \frac{0,4714}{0,047} = 5,25 \text{ A.} \quad (3.34)$$

A corrente de eixo em quadratura de referência i_{qs}^* é uma onda quadrada de amplitude 7,5 A e período de 2 s, de forma que a máquina desenvolva um conjugado também quadrado e com resposta instantânea. Assim, a velocidade do motor terá uma forma triangular, cujo pico atinge uma velocidade em torno da nominal. Utilizando-se como parcela *feedforward* o esquema para uma máquina equilibrada da Figura 3.8, têm-se as respostas de torque e de velocidade ilustradas na Figura 3.12 (a).

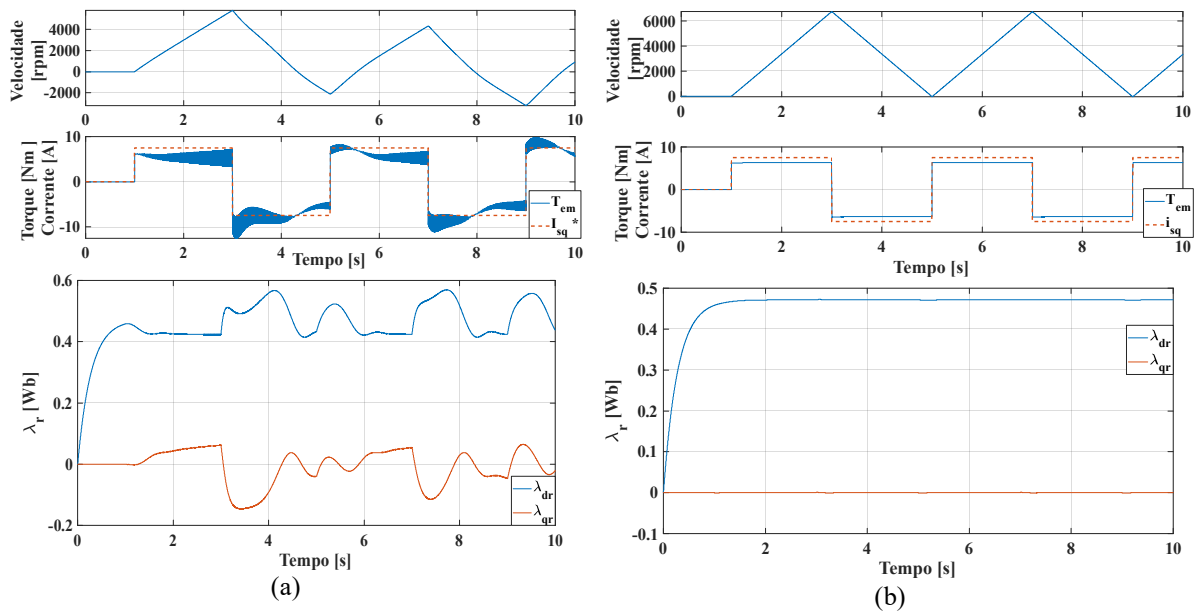


Figura 3.12 – Resposta de velocidade, torque e enlace de fluxo de rotor em referencial síncrono, (a) com a parcela *feedforward* inadequada para a condição de fases abertas, (b) com a parcela *feedforward* proposta na equação (3.30) deste trabalho.

Ainda são fortes as oscilações no torque na Figura 3.12 (a), o que indica que os desacoplamentos não foram perfeitamente realizados, mesmo se definirmos indutâncias transitórias diferentes para os eixos d e q e utilizarmos a matriz $[T(\theta_e)]_s$ para transformação de referenciais das grandezas de estator. Não se têm as condições necessárias para controle de torque. Há perda de orientação em relação ao fluxo de rotor, já que a componente de eixo em

quadratura do enlace de fluxo de rotor não se mantém nula. O torque e o fluxo não são controlados de forma independente, e a velocidade não responde com um formato triangular. A pulsação é mais significativa conforme a velocidade aumenta, uma vez que a força contraeletromotriz, que é uma perturbação, se torna mais intensa. Por isso, é necessário somar uma parcela *feedforward* adequada à condição de fases abertas, definida pela equação (3.30) proposta neste trabalho.

A Figura 3.12 (b) apresenta a velocidade e torque desenvolvidos pelo motor com essa correção. A pulsação de conjugado é minimizada, indicando o sucesso do desacoplamento realizado, tendo em vista a sua complexidade ser maior do que no caso da máquina equilibrada, pois, para fases abertas, as componentes pulsantes mesmo em referencial síncrono estão sendo desacopladas. A Figura 3.12 (b) ilustra o enlace de fluxo de rotor em referencial síncrono, evidenciando que a componente de eixo em quadratura é sempre muito próxima de zero. Isso é fundamental para a orientação de campo segundo o fluxo de rotor, que é mantida mesmo neste controle em condição de falta. A componente de eixo direto segue a sua referência de 0,47 Wb, como se não houvesse falha, uma vez que o controle garante a produção de uma mesma FMM balanceada pelos enrolamentos de estator. Recuperam-se as condições de controle de torque, por meio de um controle adequado: orientação segundo o campo de rotor mantida, controle independente de fluxo e torque no motor, além da produção de torque livre de pulsação.

Embora o enlace de fluxo de rotor não seja pulsante, como já era previsto pela equação (3.15), o enlace de fluxo de estator possui oscilações intrínsecas à condição de fase em circuito aberto. Por isso, mesmo em referencial síncrono, as parcelas de tensão devido ao acoplamento de eixos cruzados e devido à força contraeletromotriz também apresentarão oscilações. A tensão a ser aplicada no estator do motor é apresentada na Figura 3.13.

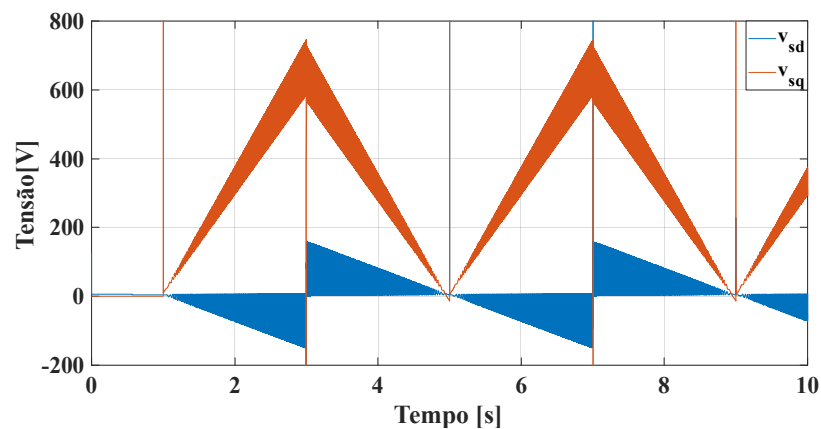


Figura 3.13 – Tensão em referencial síncrono a ser aplicada ao estator da máquina.

As tensões dq possuem oscilações significativas, mas que irão cancelar oscilações no modelo do motor, de modo a permitir que as correntes dq , e o conjugado, sejam livres de pulsações. O modelo do motor utilizado nesta etapa está em referencial estacionário, logo, para transformar as tensões da Figura 3.13 para referencial estacionário, deve-se utilizar a transformação $[\mathbf{T}(\boldsymbol{\theta}_e)_s]^{-1}$ e então aplicá-las ao estator.

As correntes dq são expostas na Figura 3.14 juntamente com suas referências (em azul). As pulsações nessas correntes são desprezíveis, evidenciando a efetividade do controle de correntes. Sendo as correntes dq livres de pulsações, o torque será liso, como trouxe a Figura 3.12 (b). Portanto, é possível utilizar apenas controladores PI (aqui foi usada somente a ação proporcional) nas malhas de corrente, ao contrário do que afirmado por LIU, ZHENG e LI, 2017). As pulsações nas tensões de estator em referencial síncrono, que são a saída dos controladores de correntes, também foram observadas em (LIU; ZHENG; LI, 2017), em que se empregavam controladores por lógica *fuzzy*. No presente trabalho, explicam-se as origens dessas oscilações, em decorrência das matrizes com termos variantes no tempo presentes nas equações de enlace de fluxo de estator, em (3.20). Esse fato é justificado após um trabalho adequado de modelagem.

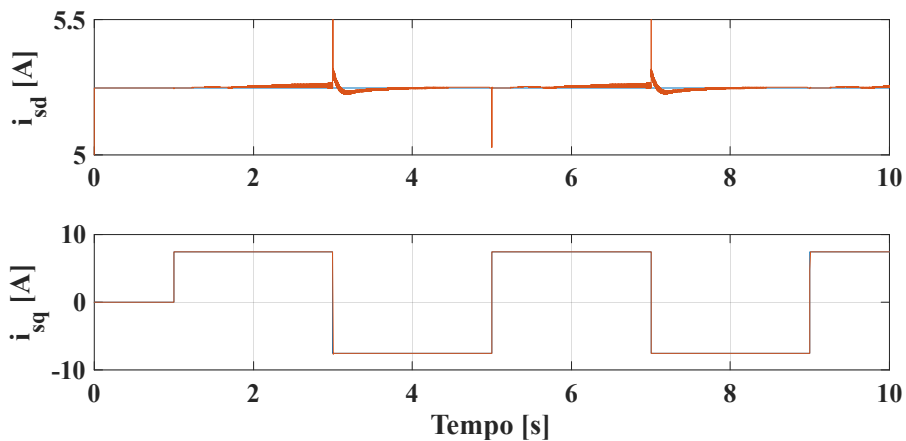


Figura 3.14 – Controle por orientação de campo: correntes de estator em referencial síncrono e suas referências.

As correntes em referencial estacionário para estator e rotor da MI9F são exibidas na Figura 3.15. As correntes de rotor possuem a mesma amplitude, já que ele se mantém com uma estrutura balanceada. Já as correntes de estator em referencial estacionário possuem amplitudes diferentes, 9,75 A e 8,6 A. A relação entre os valores de pico dessas correntes é calculada em (3.35). Essa relação coincide com o que já foi definido em trabalhos consolidados da literatura, (ZHAO; LIPO, 1996a), (ZHAO; LIPO, 1996b) e (KIANINEZHAD et al., 2008), de forma que se elimine

a pulsação de torque. Porém, neste capítulo, conseguiu-se impor essa relação indiretamente, por meio de um controle dq adequado.

$$\frac{i_{\alpha}^{pos-falta}}{i_{\beta}^{pos-falta}} = 1,133 = \frac{M_q}{M_d} = \frac{4,5}{3,97} = 1,133. \quad (3.35)$$

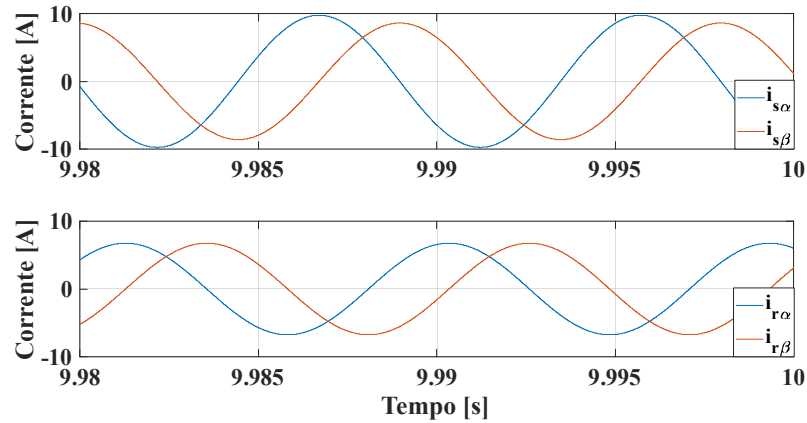


Figura 3.15 – Controle por orientação de campo: Correntes em referencial estacionário para estator e rotor da MI9F.

No presente capítulo, as correntes do Subespaço-Z são negligenciadas, e as tensões a serem aplicadas nesse Subespaço são todas nulas. Com isso, aqui se consideram as seis correntes do Subespaço-Z também nulas, como sugerem (ZHAO; LIPO, 1996a), (ZHAO; LIPO, 1996b) (KIANINEZHAD et al., 2008). A Figura 3.16 apresenta as correntes de fase de estator. Elas foram obtidas por meio da transformação inversa $[T8]^{-1}$ utilizando-se as correntes de estator em referencial estacionário, e as correntes nulas do Subespaço-Z.

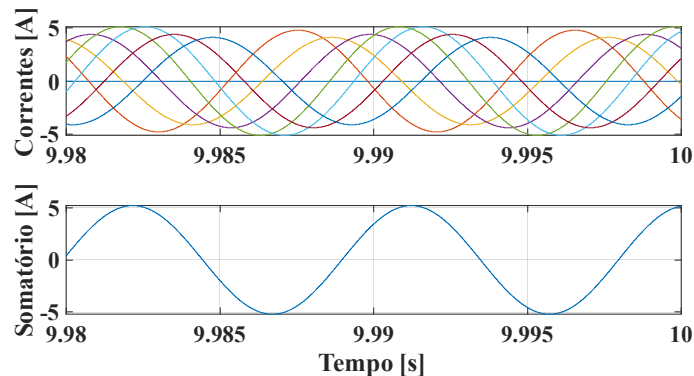


Figura 3.16 – Correntes de fase da MI9F com controle por orientação de campo, mas sem controlar as correntes do Subespaço-Z.

As correntes de fase não possuirão a mesma amplitude mesmo com o controle dq adequado a condição de fase aberta. Adicionalmente, o somatório das correntes de fase não será nulo,

obrigando o motor a ter o neutro conectado ao inversor ou fontes. O Capítulo 4 desenvolverá um sistema de controle para o Subespaço-Z, de forma que se contorne esses problemas.

O controlador de velocidade pode ser incluído para gerar a referência de corrente de eixo em quadratura. Isso será feito no Capítulo 4, em que se inclui também o controlador de correntes do Subespaço-Z, que não interfere no controle de correntes dq . Lá teremos uma operação totalmente controlada para a MI9F com fases abertas, para efetivamente aplicar o Método das Amplitudes Iguais via controle de correntes.

3.5. Conclusões

O modelo para a máquina de indução de nove fases na ocasião de fases abertas em referencial síncrono foi desenvolvido. Os resultados de simulação foram comparáveis aos resultados do modelo em referencial estacionário e do modelo por variáveis de fase, já desenvolvido na literatura.

Com fases abertas, a modelagem desenvolvida neste capítulo mostrou que a força contraeletromotriz da máquina pulsa mesmo em referencial síncrono. Sem a compensação correta dessa perturbação, as correntes dq também pulsariam. Como o torque depende do produto de correntes de rotor e de estator em referencial síncrono, então o torque apresentaria as indesejadas oscilações.

Em posse do modelo em referencial síncrono, foi desenvolvida uma técnica de controle de torque por orientação indireta segundo o campo de rotor para a MI9F com fases abertas, para se obter controle independente de torque e de fluxo de rotor. O controle de correntes dq foi efetivamente realizado, desenvolvendo-se o equacionamento para a componente *feedforward*, necessária para o desacoplamento das realimentações internas e da força-contraeletromotriz do motor. Com o controle adequado, recuperam-se as condições necessárias para controle de torque, além da desejável eliminação da pulsação de conjugado, que é um efeito negativo característico da operação com fases abertas. Os resultados de simulação do controle desenvolvido aqui demonstraram com sucesso a eliminação do *ripple* de conjugado no modelo do motor, juntamente com a qualidade do controle de torque, que tem resposta instantânea, e do controle de fluxo magnético, ambos seguindo suas referências.

O modelo dq para a máquina desbalanceada desenvolvido aqui, aplicando-se as simples condições de uma máquina balanceada, recaiu exatamente nas mesmas equações para uma

máquina balanceada, conforme desenvolvido por NOVOTNY e LIPO (1996). Por isso, uma vantagem do modelo e controle desenvolvidos neste capítulo, além de sua efetividade e de serem muito parecidos com o controle tradicional de máquinas equilibradas, é a possibilidade do seu uso nas condições de pré e pós-falta.

Neste capítulo, as correntes do Subespaço-Z foram assumidas todas nulas, por isso as correntes de fase ainda eram desequilibradas e não se somavam para zero. A modelagem e o controle das correntes do subespaço-Z é foco do próximo capítulo.

Capítulo 4

Controle de Correntes do Subespaço-Z de uma MI9F

As correntes do Subespaço-Z não produzem torque ou fluxo mútuo na máquina. Em uma máquina multifásica balanceada, essas correntes são todas nulas, para não haver perdas adicionais. Entretanto, elas interferem nas correntes de fase de estator e, portanto, em seu somatório. Este capítulo desenvolve o controle das correntes do Subespaço-Z para que se possam “moldar” as correntes de fase. Juntamente com o controle das correntes de eixo direto e em quadratura desenvolvido no Capítulo 3, o controle das correntes do Subespaço-Z efetivamente aplica as correntes de fase desejadas à MI9F em condição de fases abertas. Por exemplo, aquelas resultantes do “Método das Amplitudes Iguais”, em que as oito correntes restantes aumentam em 16,2 % em amplitude para manter o mesmo torque e a mesma FMM da operação balanceada. O controle do Subespaço-Z também se mostrou ser o caminho para controlar a MI9F com as suas nove fases alimentadas de forma desequilibrada, para realizar o roteamento de potência entre as fases do acionamento.

4.1. Introdução

O capítulo anterior desenvolveu uma técnica de controle por orientação indireta segundo o campo de rotor para uma MI9F com fases abertas. Foi mostrado como realizar o controle de correntes dq , de forma a eliminar a pulsação de torque. Entretanto, as correntes de fase resultantes apresentaram amplitudes diferentes, o que geraria uma distribuição de perdas não-homogênea nas fases do conversor e da máquina. Outro detalhe importante é que o somatório das oito correntes de fase resultantes não era zero, não sendo possível de se implementar em um sistema em que o neutro da máquina é isolado. Isso ocorreu justamente pela ausência do controle do Subespaço-Z.

No Capítulo 3, todas as tensões de referência do Subespaço-Z foram escolhidas nulas para que se dê foco no controle de correntes dq e para que a máquina não tivesse perdas adicionais,

como sugerem os artigos (ZHAO; LIPO, 1996a), (ZHAO; LIPO, 1996b) e (KIANINEZHAD et al., 2008). Da mesma forma como observado no problema da modelagem da MI9F em trabalhos anteriores (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018), seguindo as orientações desses autores, a máquina apresentaria corrente de neutro, e, então, a modelagem não representaria bem os motores com neutro isolado. Portanto, desde a observação iniciada em (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018), as intervenções no Subespaço-Z se tornaram importantes para “moldar” as correntes de fase, embora não influenciem na produção de conjugado.

Como já exposto, O Subespaço-Z possui $N - 2$ vetores, onde N é o número total de fases ainda conectadas. Se a máquina perde uma fase, terá $N = 8$ fases ativas e seis tensões e correntes no Subespaço-Z. A modelagem da máquina multifásica no Subespaço-Z é regida por uma simples dinâmica Resistor-Indutor. As tensões de estator nesse subespaço são simplesmente (ZHAO; LIPO, 1996a):

$$\begin{aligned}
 v_{sz1} &= R_s i_{sz1} + L_{ls} \frac{di_{sz1}}{dt} \\
 v_{sz2} &= R_s i_{sz2} + L_{ls} \frac{di_{sz2}}{dt} \\
 &\dots \\
 v_{sz6} &= R_s i_{sz6} + L_{ls} \frac{di_{sz6}}{dt}.
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Os únicos parâmetros da máquina de indução relacionados a essas equações de tensão são a resistência dos enrolamentos de estator R_s e a indutância de dispersão de estator L_{ls} , já que esse subespaço não produz fluxo útil. Esses parâmetros são independentes da matriz de transformação $[T8]$, ao contrário do que ocorre para os parâmetros do plano $\alpha\beta$.

4.2. Aplicação Efetiva do Método das Amplitudes Iguais para uma fase aberta

Em trabalhos anteriores (DE SOUZA, 2017) e (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a), foram desenvolvidos métodos para calcular as correntes pós-falta para que uma MI9F alcançasse uma operação tolerante a falta de fase aberta, por meio da produção de uma FMM balanceada. Um dos métodos alcança as menores perdas joulicas (Método das Menores Perdas),

mas com corrente de neutro nula. O outro método visa obter todas as correntes de fase com amplitudes iguais (Métodos das Amplitudes Iguais), também sem corrente de neutro. Considerando-se que a corrente na fase A1 é nula, a Tabela 4 apresenta as correntes de fase resultantes dos dois métodos. O termo \hat{I} se refere à amplitude das correntes pré-falta equilibradas.

Tabela 4 – Amplitude e fase das correntes para os Métodos de cálculo de FMM equilibrada na perda de uma fase (fase A1 aberta).

Corrente de fase	Método das Menores Perdas		Método das Amplitudes iguais	
	Amplitude	Ângulo de fase	Amplitude	Ângulo de fase
I_2	$1,35\hat{I}$	$28,36^\circ$	$1,1619\hat{I}$	$23,33^\circ$
I_3	$1,062\hat{I}$	$67,98^\circ$	$1,1619\hat{I}$	$56,67^\circ$
I_4	$1\hat{I}$	120°	$1,1619\hat{I}$	$123,33^\circ$
I_5	$1,139\hat{I}$	$162,65^\circ$	$1,1619\hat{I}$	$156,67^\circ$
I_6	$1,139\hat{I}$	$-162,65^\circ$	$1,1619\hat{I}$	$-156,67^\circ$
I_7	$1\hat{I}$	-120°	$1,1619\hat{I}$	$236,67^\circ$
I_8	$1,062\hat{I}$	$-67,98^\circ$	$1,1619\hat{I}$	$-56,67^\circ$
I_9	$1,35\hat{I}$	$-28,36^\circ$	$1,1619\hat{I}$	$-23,33^\circ$

As oito correntes de fase resultantes desses métodos podem ser decompostas no plano $\alpha\beta$ e no Subespaço Z por meio da matriz [T8]. Entre esses dois métodos, a única diferença se dá nas correntes do Subespaço-Z, enquanto as correntes $\alpha\beta$ são iguais e seguem as relações já estabelecidas na literatura (ZHAO; LIPO, 1996a), apresentadas aqui em (3.35). A Figura 4.1 apresenta as correntes $\alpha\beta$ e do Subespaço-Z para o Método das Menores Perdas, e a Figura 4.2, para o Método das Amplitudes Iguais. Isso reforça que há infinitos conjuntos de correntes de fase que irão produzir a mesma FMM balanceada na MI9F com fases abertas. Entretanto, existem alguns que possuem características convenientes.

Para o Método das Menores Perdas, a intervenção nas correntes do Subespaço-Z é mínima, de forma apenas a forçar as correntes de fase se somarem para zero. Nesse método, as correntes do Subespaço-Z estão todas em fase. No modelo modificado proposto em um trabalho anterior (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018) para que a MI9F não tenha corrente de neutro, as correntes do Subespaço-Z foram alteradas e, em malha aberta, verificou-se que elas também estavam todas em fase.

Já para o Método das Amplitudes Iguais, mais intervenções são feitas no Subespaço-Z, resultando também em perdas maiores, mas que representa um incremento de apenas 20 % nas

perdas joulicas no estator. Por isso, daqui em diante, este trabalho irá se focar no Método das Amplitudes Iguais para a MI9F com uma fase aberta. A Tabela 5 apresenta a amplitude e ângulo de fase para as correntes do Subespaço-Z com relação à corrente $i_{s\alpha}$ para este método.

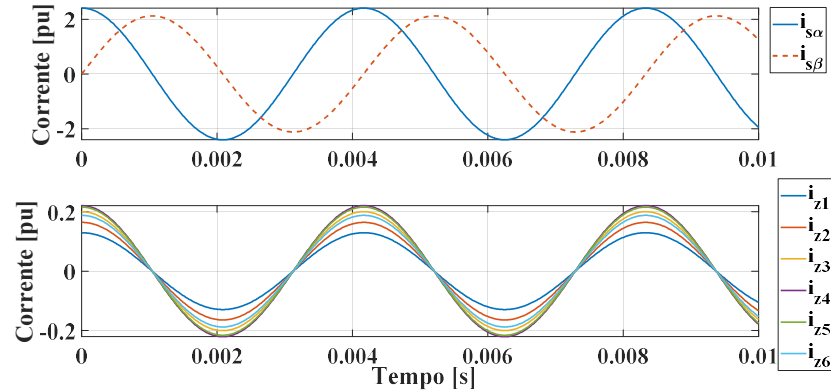


Figura 4.1 – Decomposição das correntes para o Método das Menores Perdas (fase A1 aberta).

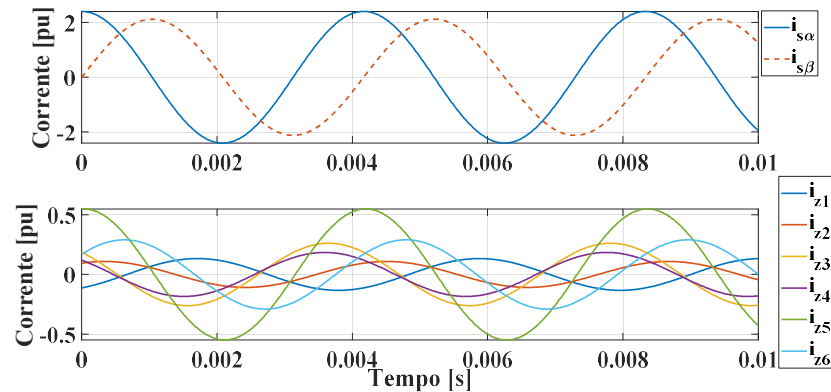


Figura 4.2 – Decomposição das correntes para o Método das Amplitudes Iguais (fase A1 aberta).

Tabela 5 – Amplitude e ângulo de fase para as correntes $\alpha\beta$ e do Subespaço Z para o Método das Amplitudes Iguais (fase A1 aberta)

	Amplitude (pu)	Relação amplitude com $i_{s\alpha}$	Ângulo de fase em relação a $i_{s\alpha}$ [°]
$i_{s\alpha}$	2,4053512	1	0
$i_{s\beta}$	2,1209921	0,881780626	-90
i_{sz1}	0,1327	0,055168659	-147,9
i_{sz2}	0,1082	0,044983037	-29,8
i_{sz3}	0,2609	0,10846649	44,5
i_{sz4}	0,1839	0,076454533	49,4
i_{sz5}	0,5477	0,227700639	-2,8
i_{sz6}	0,2896	0,12039822	-54,4

Para fins de controle desacoplado de torque e fluxo na máquina, é desejável um controle por orientação de campo, ou seja, de correntes em referencial síncrono, e não um controle de

correntes de fase, mesmo que já se tenham como referências as correntes do Método das Amplitudes Iguais. Assim, para conseguir impor essas correntes à MI9F com fase aberta, é necessária uma técnica de controle especial, que alcançará esse objetivo de uma forma indireta.

O controle completo da máquina de indução de nove fases com fases abertas é composto pelo controle das correntes dq , que são c.c., e das correntes do Subespaço-Z, que são senoidais. Para se ter uma referência temporal para o cálculo das correntes de referência do Subespaço-Z, pode-se tomar como referência a corrente $i_{s\alpha}$ em referencial estacionário, como mostrado na Tabela 5. Estes ângulos foram determinados *offline*.

Dinamicamente, é preciso determinar o ângulo e a amplitude da corrente $i_{s\alpha}$ para se calcularem as correntes de referência do Subespaço-Z. O ângulo da corrente $i_{s\alpha}$ pode ser determinado tendo-se o ângulo da transformação de referenciais e as correntes d e q de referência para o estator, conforme relaciona a matriz de transformação de dq para $\alpha\beta$, $[T(\theta_e)_s]^{-1}$. Com isso, podem-se dinamicamente determinar as correntes do Subespaço-Z de forma, por exemplo, que as correntes de fase tenham a mesma amplitude. Escreve-se a corrente senoidal $i_{s\alpha}(t)$ como

$$i_{s\alpha}(t) = \widehat{i_{s\alpha}} \cos(\omega t + \theta_{s\alpha}). \quad (4.2)$$

De (3.19), tem-se:

$$[T(\theta_e)_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} = \quad (4.3)$$

$$[T(\theta_e)_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \cos(\theta_e) & -\sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \sin(\theta_e) \\ \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} \sin(\theta_e) & \sqrt{\frac{M_d}{M_q}} \cos(\theta_e) \end{bmatrix}.$$

Então,

$$i_{s\alpha} = m_2 i_{sd} \cos(\theta_e) - m_2 i_{sq} \sin(\theta_e), \text{ com } m_2 = \sqrt{\frac{M_q}{M_d}} \quad (4.4)$$

No plano dq , de acordo com (4.4), a corrente $i_{s\alpha}$ se localiza conforme mostra a Figura 4.3.

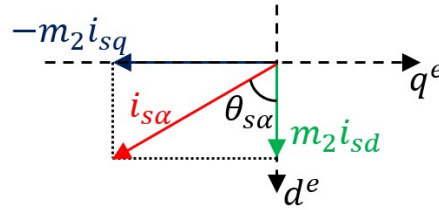


Figura 4.3 – Decomposição da corrente $i_{s\alpha}$ no plano dq (considerando desequilíbrio devido a fase A1 aberta).

Geometricamente, calcula-se o ângulo de fase de $i_{s\alpha}$

$$\theta_{s\alpha} = \tan^{-1} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \tag{4.5}$$

Já a amplitude da corrente $i_{s\alpha}$ é

$$\widehat{i_{s\alpha}} = \sqrt{m_2^2 i_{sd}^2 + m_2^2 i_{sq}^2} = m_2 \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \tag{4.6}$$

Então, em termos das correntes de referência de eixo direto e em quadratura, escreve-se a corrente $i_{s\alpha}$:

$$i_{s\alpha}(t) = m_2 \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \cos(\omega t + \tan^{-1} \frac{i_{sq}}{i_{sd}}) \tag{4.7}$$

O ângulo temporal $\theta_e = \omega t = (\omega_r + s\omega_e^*)t$ é o ângulo da orientação por fluxo de rotor, que é encontrado pela integral no tempo da saída do bloco de cálculo de escorregamento somada à rotação mecânica em radianos por segundo elétricos, Figura 4.4.

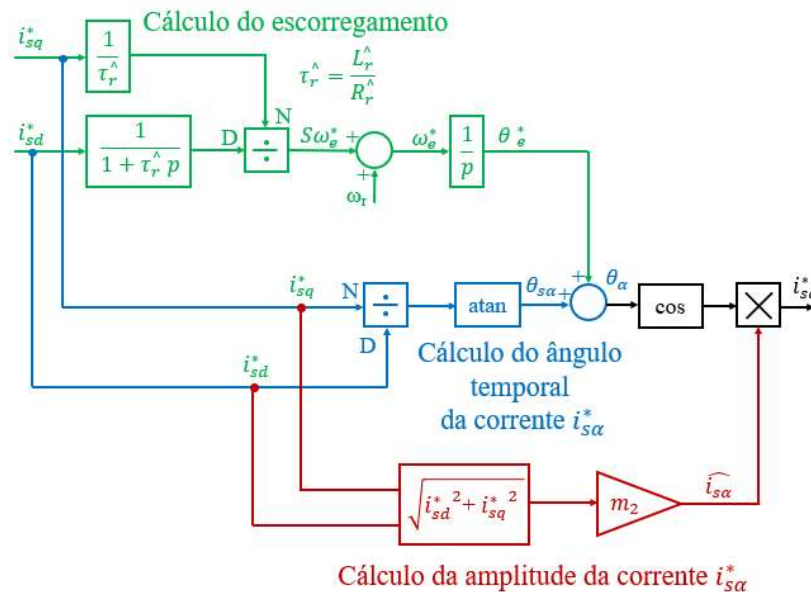


Figura 4.4 – Cálculo da corrente $i_{s\alpha}$ a partir das correntes de referência dq de estator.

Tendo-se a corrente $i_{s\alpha}$ de referência, pode-se em seguida calcular as correntes de referência para o Subespaço-Z, aplicando-se os valores da Tabela 5. A Figura 4.5 apresenta a malha de controle da corrente i_{sz1} , que pode ser estendida para as demais cinco correntes do Subespaço-Z quando há uma fase aberta.

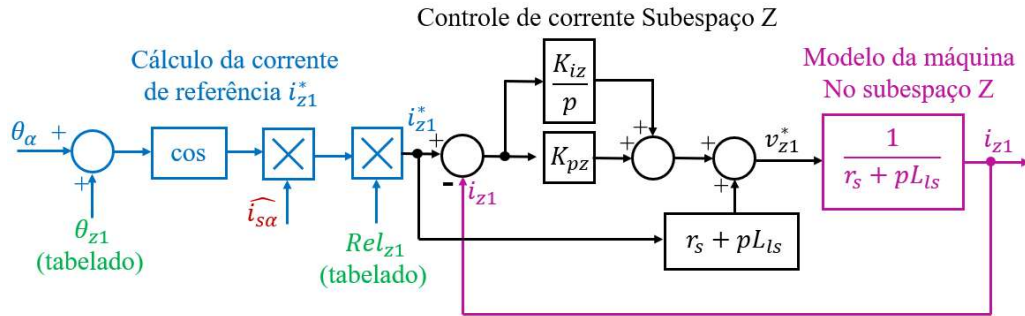


Figura 4.5 – Controle de Correntes do Subespaço Z.

Como a modelagem do Subespaço-Z corresponde a uma dinâmica de resistor-indutor contendo a resistência e a indutância de dispersão do enrolamento de estator, calculam-se as funções de transferência desta malha de forma parecida como para a malha de correntes dq do Capítulo 3. Considera-se apenas ação proporcional no controlador de correntes do Subespaço-Z e também que as realimentações internas são desacopladas. Assim, obtêm-se as funções de transferência para a resposta o ganho da malha de controle e para a rigidez dinâmica da malha de controle de correntes do Subespaço-Z:

$$\frac{i_{sz}}{i_{sz}^*} = \frac{K_{pz}}{L_{ls} \cdot s + K_{pz}}, \quad (4.8)$$

$$\left| \frac{e_{sz}}{i_{sz}^*} \right| = sL_{ls} + K_{pz}. \quad (4.9)$$

4.2.1. Simulação Dinâmica do Método das Amplitudes Iguais (Fase A1 aberta)

Simulações em *Matlab/Simulink* são realizadas nesta seção. O esquemático de controle completo (correntes em referencial síncrono e de correntes do subespaço-Z) são utilizados, conforme o diagrama da Figura 4.6. Nesta Seção, é implementado todo o diagrama da Figura 3.11, para controle por orientação indireta segundo fluxo de rotor da MI9F com fases abertas. Para o caso da fase A1 aberta, apenas as correntes das fases A2 a C3 são aplicadas na matriz de transformação $[T8]$, e a tensão de referência para a fase A1 é nula.

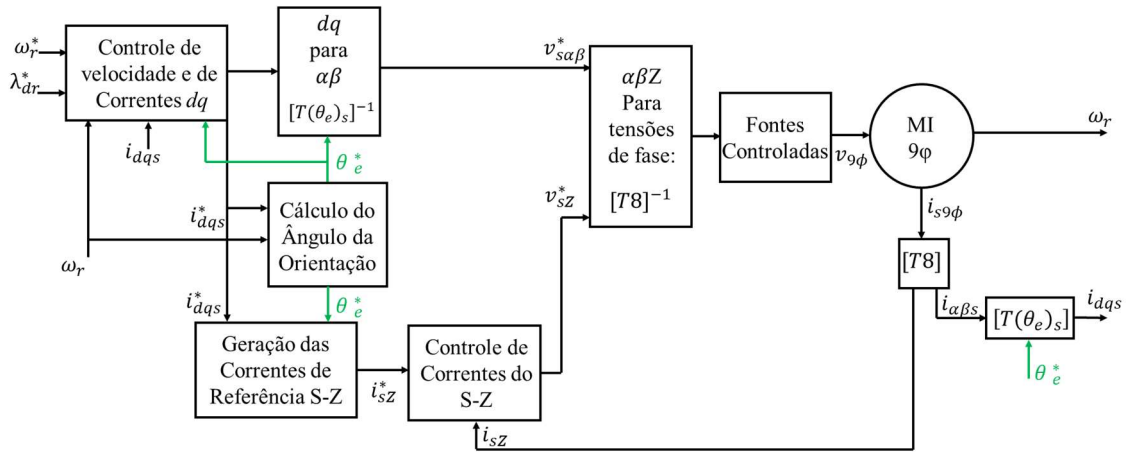


Figura 4.6 – Controle de correntes dq e de correntes do Subespaço-Z.

É necessário projetar, então, o controlador de velocidade e o controlador das correntes do Subespaço-Z. A malha de velocidade é esquematizada na Figura 4.7, onde a “fonte de torque” é o próprio motor, explicitando-se apenas a dinâmica mecânica. Para que se possa desconsiderar a dinâmica do motor, é preciso que a malha de velocidade seja, pelo menos, dez vezes mais lenta do que as malhas de corrente dq do motor.

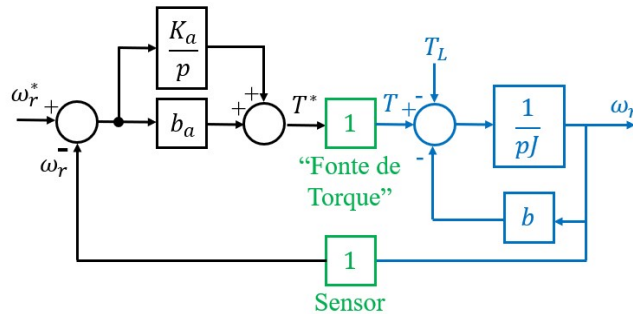


Figura 4.7 – Malha de controle de velocidade.

A função de transferência da malha de velocidade é dada em (4.10). Nesse diagrama, J é o momento de inércia referido ao eixo do motor, b o coeficiente de atrito viscoso, K_a é o ganho integral e b_a , o ganho proporcional do controlador de velocidade. A rigidez dinâmica da malha de velocidade é a intensidade da perturbação, o torque de carga, sobre a velocidade, apresentada em (4.11).

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{sb_a + K_a}{Js^2 + s(b + b_a) + K_a} \quad (4.10)$$

$$\frac{T_L}{\omega} = -\frac{Js^2 + s(b + b_a) + K_a}{s} \quad (4.11)$$

Nestas simulações, será usada a MI9F com as mesmas características e parâmetros da Seção 3.3.1. Inicialmente, supondo a utilização de uma frequência de chaveamento 21 vezes maior

que a frequência nominal da máquina, a frequência de corte das malhas de corrente dq foram assumidas como 504 Hz, conforme feito no Capítulo 3. Para esta máquina, $J = 0,01798 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ e considera-se $b = 0,01 \text{ Nm} \cdot \text{s}/\text{rad}$. Deseja-se que as frequências de corte da malha de velocidade sejam 50,4 Hz e 5 Hz. Com isso, determinam-se os ganhos do controlador de velocidade, $b_a = 6,2 \text{ Nm} \cdot \text{s}/\text{rad}$ e $K_a = 177 \text{ Nm} \cdot \text{s}^2/\text{rad}$. A Figura 4.8 apresenta a resposta em frequência da malha de velocidade e sua rigidez dinâmica.

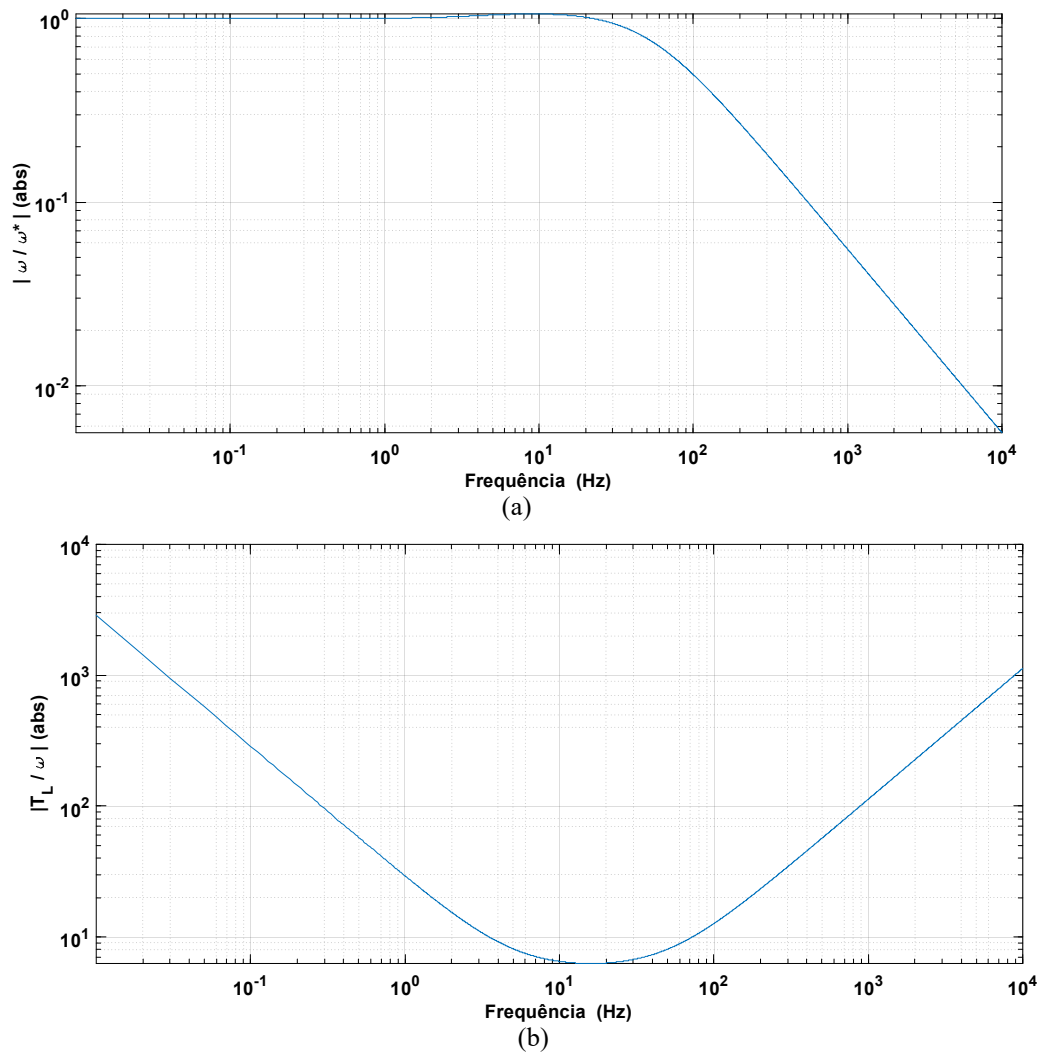


Figura 4.8 – Malha de controle de velocidade: (a) resposta em frequência em relação à velocidade de referência, (b) rigidez dinâmica.

Devido à ação integral, a malha de velocidade possui ganho unitário para referência constante e rigidez dinâmica infinita para perturbações constantes (frequência próxima de zero). Para frequências até 5 Hz (zero mais lento), a rigidez dinâmica decresce com o aumento da frequência, podendo variar paralelamente com o ganho integral. Para frequências de 5 Hz a

50,4 Hz (segundo zero), a rigidez dinâmica apresenta seus menores valores, aproximadamente constantes da ordem do valor do ganho proporcional dessa malha, em torno de 6,2 Nm/rad. A partir da frequência do segundo zero, a rigidez dinâmica tem crescimento com a frequência, podendo variar paralelamente com a inércia J . Ou seja, apenas a própria inércia do sistema é capaz de rejeitar perturbações de alta frequência.

A. Tensões senoidais (Sem inversor de frequência)

Nesta Seção, continuará sendo utilizado o controle por orientação indireta de campo para uma MI9F com fases abertas, desenvolvido no Capítulo 3, e também o mesmo ganho proporcional nas malhas de corrente dq ($R_a = 24 \Omega$). A diferença aqui são as correntes não-nulas como referências para o Subespaço-Z. Elas se relacionam com a corrente de referência $i_{s\alpha}$ por meio da Tabela 5. Como são senoides com frequência fundamental de 240 Hz, a frequência de corte escolhida para essa malha foi maior, 1680 Hz, para que a fundamental ainda esteja na banda de passagem do controlador. O controlador empregado terá apenas ação proporcional, já que não há perturbações constantes nessa malha. Com isso, o ganho proporcional do controlador de correntes do Subespaço-Z nestas simulações é $k_{pz} = 38,3 \Omega$. A Figura 4.9 apresenta a resposta em frequência e a rigidez dinâmica da malha de correntes do Subespaço-Z.

A técnica de controle para a MI9F balanceada utiliza a matriz $[T9]$ para a decomposição das correntes de fase e a tradicional matriz $[T(\theta_e)]$, em (3.10), para a transformação de referenciais. A técnica de controle para uma máquina balanceada usa também as equações de tensão de estator em referencial síncrono de uma máquina balanceada conforme (NOVOTNY; LIPO, 1996) (Figura 3.8) para compor a parcela de controle *feedforward* do controlador de correntes dq . Outra característica é que as sete tensões de referência para o subespaço-Z são todas nulas.

No caso do controle adequado para a fase A1 aberta, todo o diagrama da Figura 3.11 é implementado. Utiliza-se $[T8]$ para decompor as correntes de fase, a matriz de transformação de referenciais modificada $[T(\theta_e)_s]$, em (3.11). Para a componente de controle direto, empregam-se as equações de tensão de estator em referencial síncrono conforme desenvolvidas no Capítulo 3 deste trabalho, sintetizadas em (3.30) e também mostradas em forma de diagrama de blocos na Figura 3.8. A indutância de magnetização efetiva é recalculada $L_M = \sqrt{M_d M_q}$.

Além disso, mais uma diferença em relação ao controle para uma máquina balanceada, são as seis correntes não-nulas de referência do Subespaço-Z.

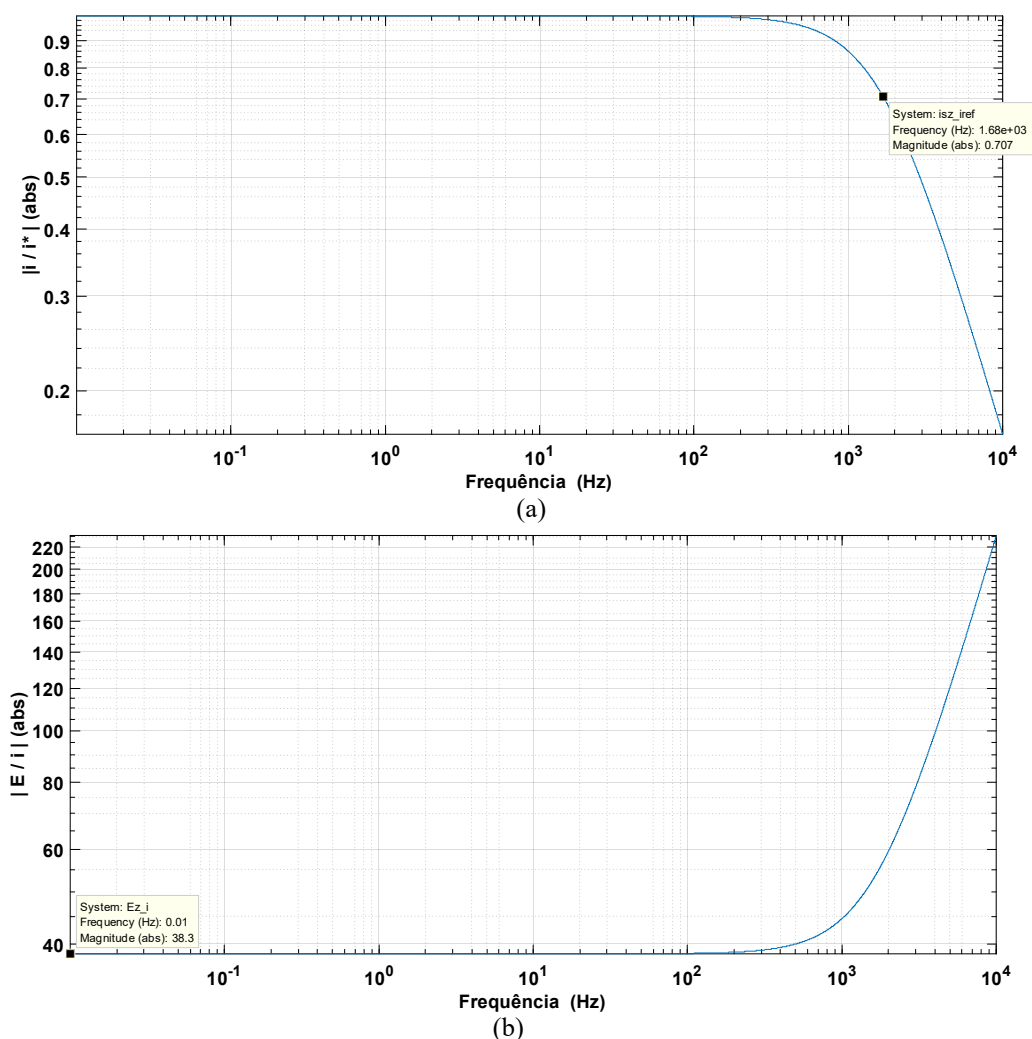


Figura 4.9 – Malha de controle de correntes do Subespaço-Z, (a) resposta em frequência, (b) rigidez dinâmica.

Nesta simulação, após o estabelecimento do fluxo, tem-se uma rampa de referência para a velocidade. A máquina parte equilibrada e é submetida ao conjugado de carga nominal a partir de 4,1 s. Após o regime permanente, a fase A1 é aberta em 4,5 s, mas o controle só se adapta para a situação de falta em 5 s. Nesse momento, o controle de correntes dq de estator e de correntes do Subespaço-Z são atualizados para a condição de fase aberta, conforme desenvolvido ao longo deste trabalho. A Figura 4.10 apresenta o torque e a velocidade desenvolvidos pelo motor.

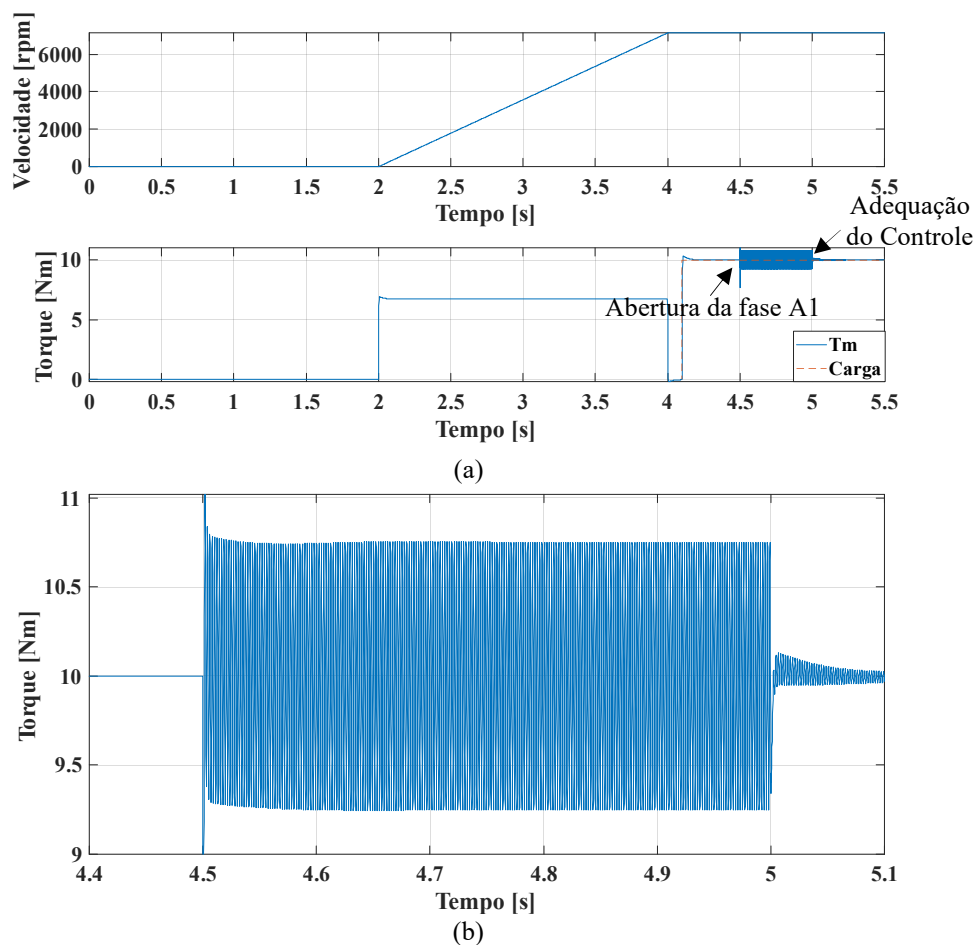


Figura 4.10 – Respostas de velocidade e torque. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s, (a) toda a simulação, (b) após abertura da fase.

Há pulsação de conjugado se minimiza após a adequação do controle. Entretanto, após a falta e enquanto o controle para uma máquina balanceada ainda agia, o torque ainda pulsava consideravelmente, com um *ripple* próximo do valor observado com a máquina em malha aberta (aqui 7,48 % de pico).

A Figura 4.11 traz as correntes de fase. Ainda com a máquina balanceada e sob carga, a amplitude das correntes de fase era 5,7 A.

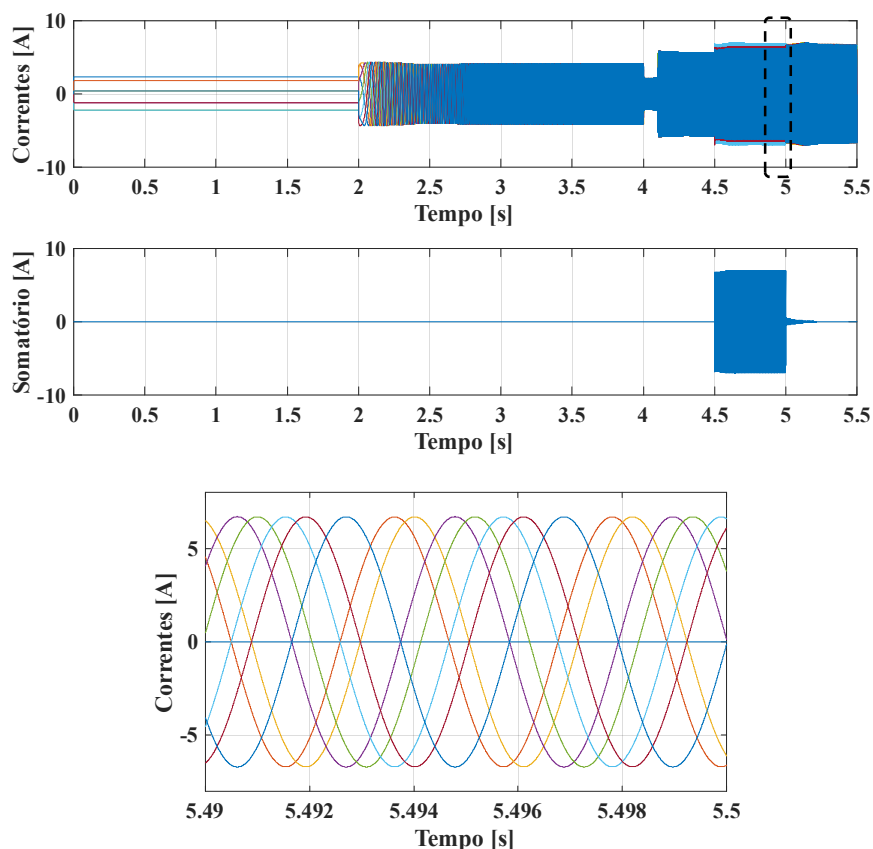


Figura 4.11 – Correntes de fase. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.

Com a abertura da fase A1, mas mantendo-se o controle pré-falta, as correntes se desequilibram e não se somam para zero, pois não há ainda controle do Subespaço-Z. As correntes mais elevadas são $i_{b2} = 6,82 A$ e $i_{b3} = 6,87 A$ de pico. Entretanto, após 5 s, com um controle de correntes dq e do Subespaço-Z adequados à fase aberta, além da eliminação da pulsação de torque de segundo harmônico, as correntes de fase assumem a mesma amplitude (6,63 A), e o somatório delas se torna muito próximo de zero. Houve um aumento de amplitude de 16,32 % nas correntes de fase após a adequação do controle para a abertura da fase A1, o que é muito próximo do acréscimo de 16,19 % previstos pelo Método das Amplitudes Iguais calculado via FMM em trabalhos anteriores (DE SOUZA, 2017) e (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a).

Os enlaces de fluxo de estator e de rotor em referencial síncrono são apresentados na Figura 4.12. O enlace de fluxo de rotor é controlado em torno do valor nominal (0,47 Wb), mesmo após a abertura da fase A1. A orientação segundo o fluxo de rotor se mantém, uma vez que a sua componente de eixo em quadratura permanece em zero. Quando a fase A1 é aberta, o fluxo de estator oscila, como também já foi observado anteriormente nas simulações do modelo, na Seção 3.3.1.

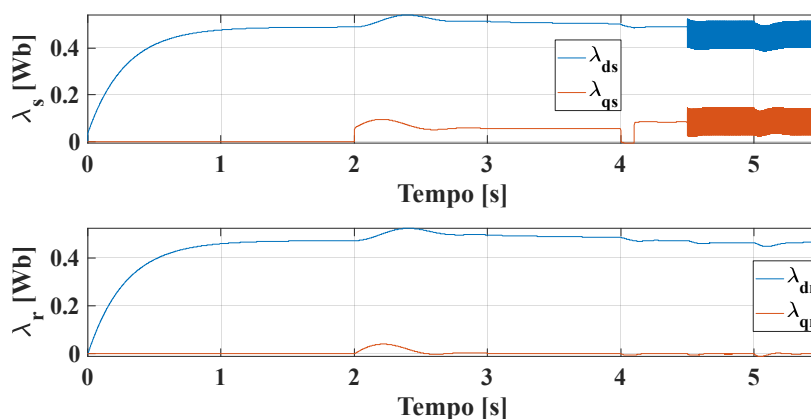


Figura 4.12 – Enlaces de fluxo de estator e de rotor em referencial síncrono. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.

As correntes de eixo direto e em quadratura para estator são vistas na Figura 4.13, acompanhando suas referências em regime permanente, mesmo sem ganho integral no controlador. A referência de corrente de eixo direto aumenta quando o controle se adapta, pois ele reconhece a redução da indutância efetiva de magnetização com a fase aberta, devido à diminuição de M_d . Ambas as correntes apresentam pequenas oscilações de segundo harmônico quando a fase se abre, mas ainda com o controle para uma máquina balanceada, e são essas oscilações que causam a pulsação no torque. Com a adequação do controle aos 5 s, as pulsações cessam nessas correntes, produzindo torque liso (assume-se aqui distribuição senoidal de enrolamentos no motor).

A Figura 4.14 apresenta as correntes de estator em referencial estacionário, como são no modelo da MI9F. Ainda com a máquina balanceada, as correntes possuem a mesma amplitude, 12,11 A. Na ocorrência da abertura da fase A1, o controle ainda balanceado eleva um pouco as amplitudes de ambas as correntes. Porém, só após a adequação do controle, as correntes mudam de amplitude uma em relação à outra, como deve ser para a produção de uma FMM balanceada no caso desta falta. Com o controle por orientação de campo desenvolvido no Capítulo 3, a corrente $i_{s\beta}$ volta a ter a amplitude da condição balanceada, como deve ser, e a corrente $i_{s\alpha}$ cresce em amplitude, de forma que a relação entre as duas passa a ser de 1,135, como o necessário apontado em (3.35).

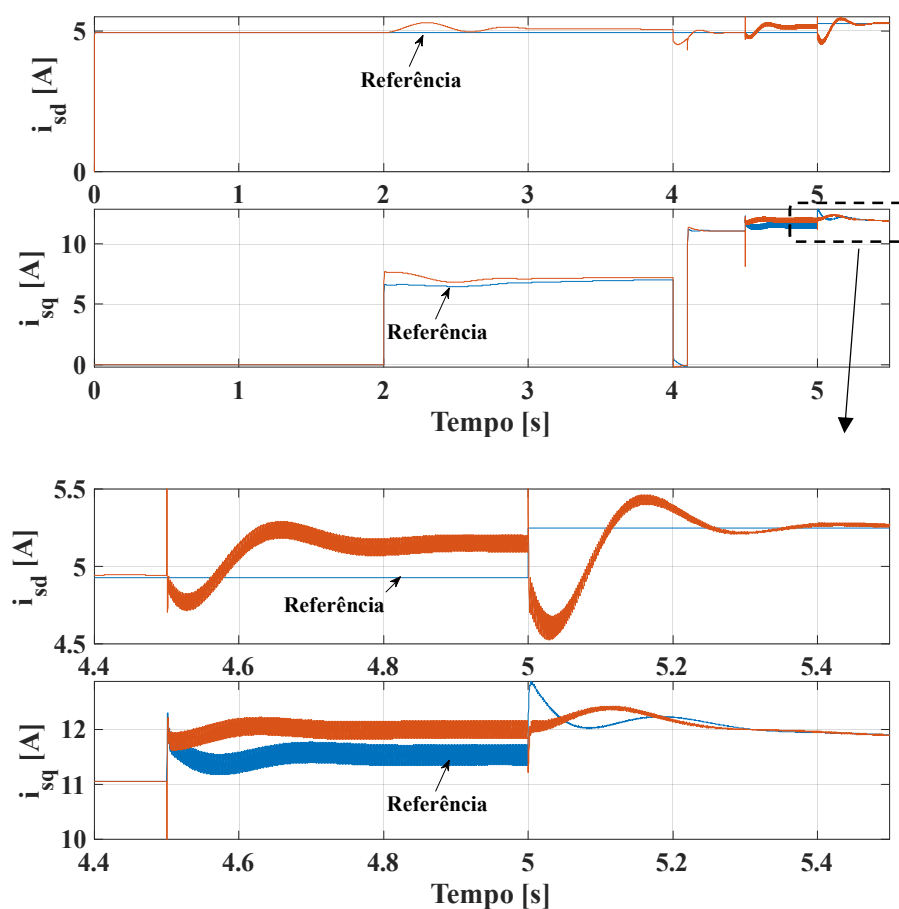


Figura 4.13 – Correntes de eixo direto e em quadratura. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.

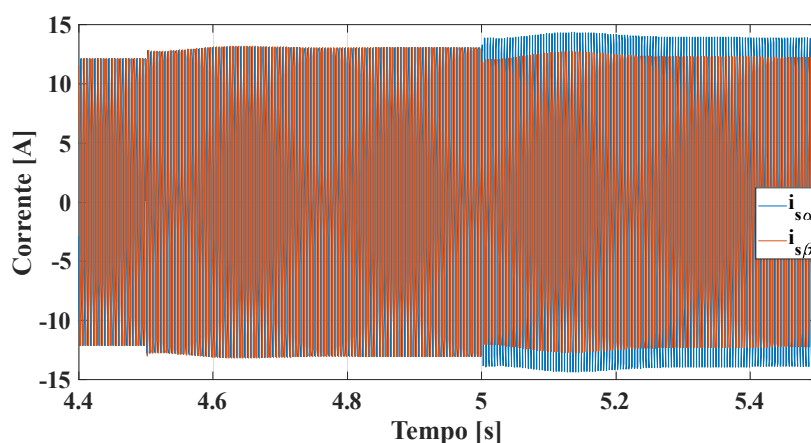


Figura 4.14 – Correntes de estator em referencial estacionário. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.

As tensões de estator em referencial síncrono são a saída dos controladores de corrente dq e são visualizadas na Figura 4.15. Antes da abertura da fase A1, as tensões não apresentavam oscilações, como o que deve ocorrer na máquina equilibrada. Abrindo-se a fase A1, as tensões

passam a ter alguma oscilação, mas, somente após a reconfiguração do controle, as pulsações de segundo harmônico se tornam mais significativas, em torno de 160 V de pico a pico. Conforme demonstrado no Capítulo 3, essas oscilações são necessárias para desacoplar a FCEM, que na MI9F com fases abertas é pulsante mesmo em referencial síncrono. O correto desacoplamento dessa perturbação nas malhas de corrente dq permite que as correntes de estator em referencial síncrono sejam constantes, mesmo após a falta. Isso foi visto na Figura 4.13.

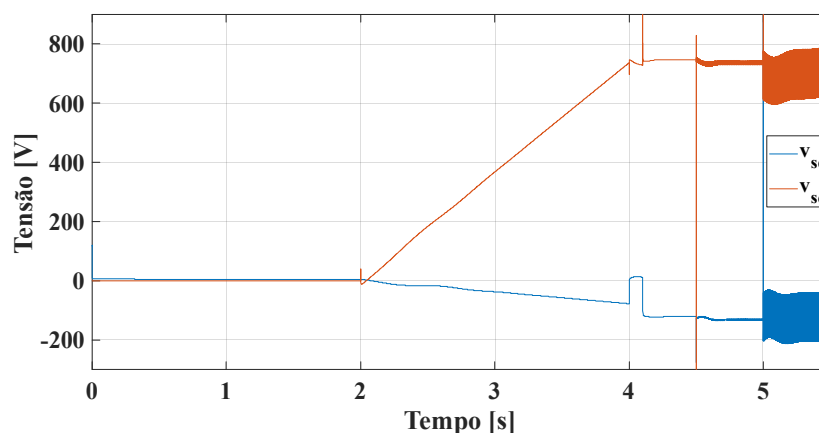


Figura 4.15 – Tensões de estator em referencial síncrono. Abertura de fase em 4,5 s, mas adequação do controle aos 5 s.

A Figura 4.16 exibe as seis correntes do Subespaço-Z, suas referências e o erro de cada uma. As correntes do Subespaço-Z seguem suas referências, que eram nulas antes de 5 s, e isso causava corrente de neutro na máquina e desequilíbrio nas amplitudes das correntes de fase após a falta. Com a adequação do controle do subespaço-Z para a condição da fase A1 aberta, as referências passam a ser senoidais, e as correntes de fase se equilibram em amplitude.

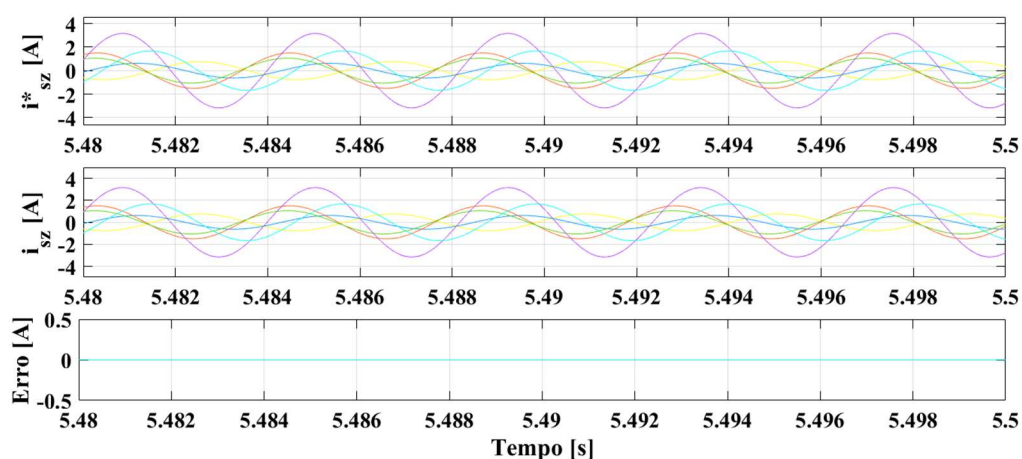


Figura 4.16 – Correntes do Subespaço-Z, suas referências e erro nulo.

O Método das Amplitudes Iguais foi desenvolvido a partir de equações de parte real e imaginária para que a FMM de um enrolamento de nove fases se mantivesse a mesma após a perda de uma corrente. Não há mais equações relacionadas a motores nesse método, nem mesmo as de produção de torque. Após todo o desenvolvimento da modelagem em referencial estacionário e síncrono da MI9F com fase aberta, pode-se demonstrar a efetividade do Método das Amplitudes Iguais. Aplicar correntes com amplitudes iguais na máquina após a falta se dá de uma maneira indireta. Primeiramente há um controle dq totalmente adaptado ao caso de fase aberta. Concomitantemente, há um controle de correntes do Subespaço-Z para “moldar” as correntes de fase e se obterem amplitudes iguais e somatório nulo para essas correntes, de forma a se ter corrente nula de neutro.

As tensões de saída do controlador de corrente dq são transformadas para referencial estacionário por meio de $[T(\theta_e)_s]^{-1}$. As tensões no plano $\alpha\beta$ juntamente com as seis tensões de saída do controlador de correntes do Subespaço-Z são transformadas para tensões de fase após serem multiplicadas pela matriz $[T8]^{-1}$. As tensões de fase aplicadas ao motor são representadas na Figura 4.17. A tensão de fase de pico na condição nominal balanceada valia exatamente a tensão de placa do motor: $254\sqrt{2} = 359,3 \text{ V}$ (pico). Na operação tolerante a falha para correntes de mesma amplitude, as tensões de fase não aumentaram significativamente, são próximas e, em média, valem $365,8 \text{ V}$ de pico.

Ao longo da operação controlada com a máquina balanceada, o consumo de potência ativa foi $851,8 \text{ W}$ por fase, totalizando o consumo de $7666,2 \text{ W}$ com as nove fases. Na operação controlada para fase aberta, a potência ativa consumida é diferente em cada fase, apesar da amplitude das correntes e tensões serem praticamente as mesmas, uma vez que a máquina se torna uma máquina desequilibrada com oito fases. A Figura 4.18 apresenta o consumo de potência ativa por fase com a aplicação do método das amplitudes iguais. A fase que mais consumiu potência ativa foi A3, com 1127 W . A que menos consumiu foi a fase C2, com $694,3 \text{ W}$. O consumo total da máquina em sua operação tolerante à falta foi $7693,9 \text{ W}$, apenas $27,7 \text{ W}$ a mais que durante a operação balanceada. Não são modeladas perdas no núcleo e perdas mecânicas, mas a mesma potência de saída é mantida (7477 W). Essencialmente, o aumento de perdas na MI9F se deve às perdas joulicas no estator, mas que não são muito expressivas em frente à potência total.

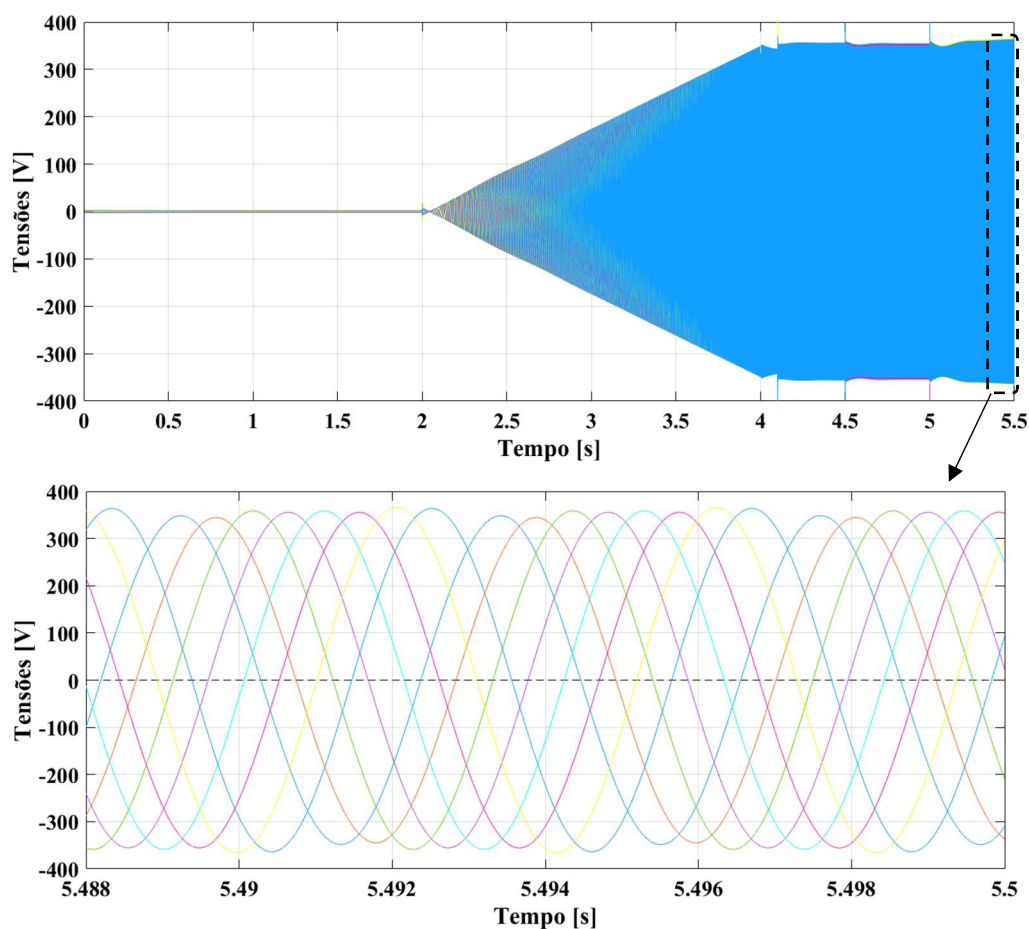


Figura 4.17 – Tensões de Fase, controle completo com Fase A1 aberta.

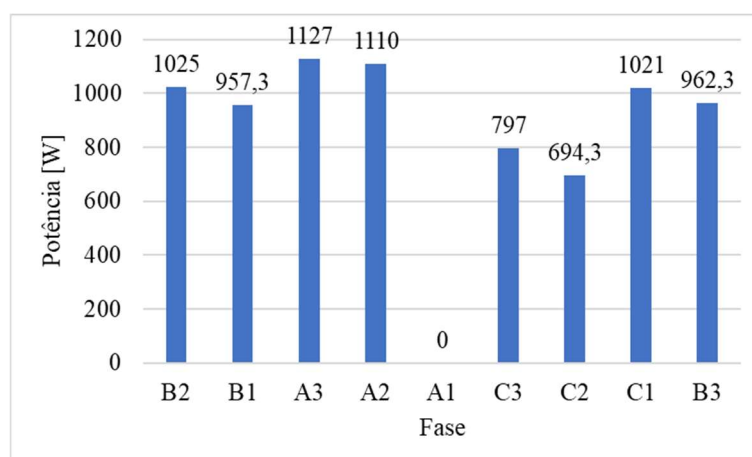


Figura 4.18 – Método das amplitudes iguais: consumo de potência ativa por fase.

Pelo Método das amplitudes iguais, espera-se um aumento de 20 % das perdas joulicas no estator, uma vez que as oito correntes irão aumentar em 16,19 % (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a). Nesta simulação, verificou-se que as perdas joulicas no estator com o controle para a máquina balanceada totaliza 146,2 W. Somando-se 27,7 W de aumento a esse valor, tem-se os 20 % a mais de perdas joulicas no estator que eram esperados.

Em seguida, avalia-se o caso em que a MI9F já parte com a fase A1 aberta e com o controle adequado, para mostrar que, dinamicamente, o controle por orientação de campo e também o do Subespaço-Z ocorrem adequadamente. A Figura 4.19 apresenta as correntes de fase, que possuem amplitudes iguais mesmo durante a aceleração e se somam para zero.

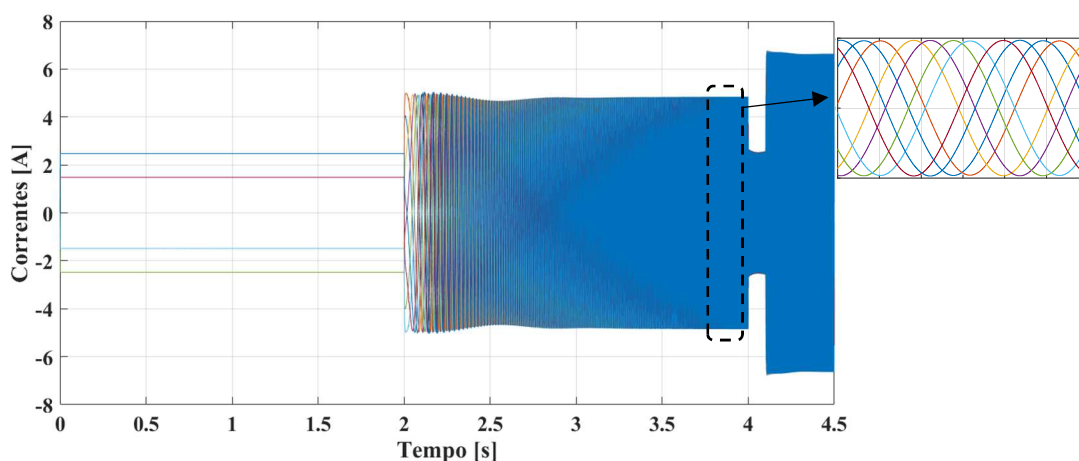


Figura 4.19 – Método das amplitudes iguais: correntes de fase, partida com fase aberta.

Para uma MI9F com os parâmetros utilizados nesta seção, uma importante informação é o torque produzido caso a amplitude das oito correntes de fase restantes fossem mantidas em seu valor pré-falta: 0,82 pu. Isto é, abrindo-se uma das fases de um motor com parâmetros de circuito equivalente utilizados aqui, o mesmo perde 18 % da capacidade de produção de torque, se for mantida a mesma amplitude de corrente. Dependendo da aplicação, esse *derating* pode ser tolerado até uma parada para manutenção. Foi analisada uma aplicação da indústria de fio-máquina em que uma redução de potência é aceitável em grande parte da produção (BASTOS et al., 2020).

B. Alimentação com inversor de frequência

Nesta simulação, utiliza-se a técnica de PWM senoidal (comparação de uma onda modulante senoidal de referência com uma portadora triangular) e três inversores trifásicos. A máquina de indução é representada por um resistor de $1\text{ M}\Omega$ na fase A1 aberta e oito fontes de corrente controladas, de acordo com as correntes calculadas pelo modelo. Isso foi necessário para a conexão aos inversores de frequência. Não há conexão de neutro entre a máquina e o inversor.

Uma importante característica deste controle é a necessidade de a frequência de chaveamento ser superior ao mínimo aceitável para o PWM. Foi empregado o índice de modulação de frequência $mf = 32$, resultando em uma frequência de chaveamento de 7680 Hz. O valor da tensão do barramento c.c continuou sendo o mesmo para a situação em que a máquina está balanceada, sendo o dobro do valor de pico da tensão de fase nominal, $V_{dc} = 718,52 V$. Nesta simulação, a máquina já parte com fase aberta, e o controle está sempre adaptado a essa falha.

Como a frequência de chaveamento é maior que nas simulações anteriores, escolheu-se uma nova frequência de corte de 768 Hz para a malha de correntes dq , resultando em um ganho proporcional $R_a = 35,5 \Omega$. O ganho proporcional do controlador de correntes do Subespaço-Z neste caso é $k_{pz} = 16,5 \Omega$, para uma frequência de corte de 768 Hz, também sem ganho integral. As frequências de corte da malha de velocidade também puderam ser mais elevadas, 76,8 e 7,68 Hz. Assim, o ganho proporcional da malha de velocidade é $b_a = 9,5 Nm.s/rad$, e o ganho integral, $K_a = 418 Nm.s^2/rad$.

A Figura 4.20 apresenta a resposta de velocidade e torque, e a Figura 4.21, as correntes de fase. A pulsação de torque de segundo harmônico é eliminada, tendo o torque um *ripple* devido ao chaveamento do conversor. As amplitudes das componentes fundamentais das correntes são muito próximas: 6,61 a 6,68 A, enquanto na simulação com fontes controladas eram 6,63 A. Assim, o aumento das correntes para a operação com tolerância a falha em comparação com a operação balanceada com controle (5,7 A) é muito próximo do valor previsto de 16,19 %.

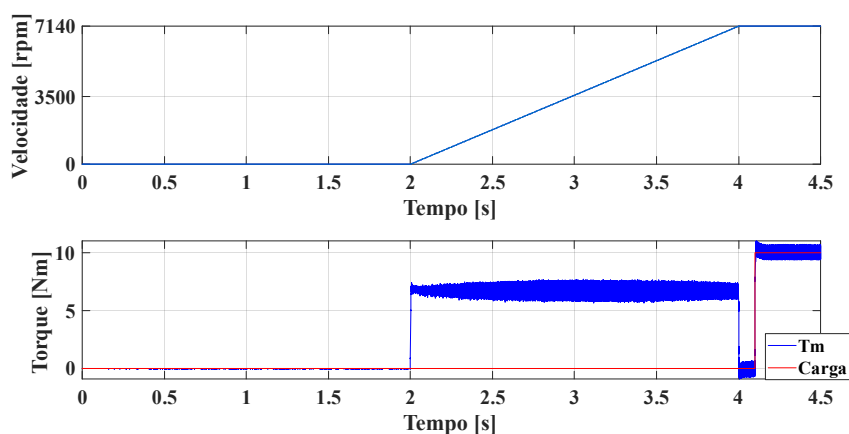


Figura 4.20 – Método das Amplitudes Iguais com alimentação com inversor de frequência: Respostas de velocidade e torque desenvolvidos.

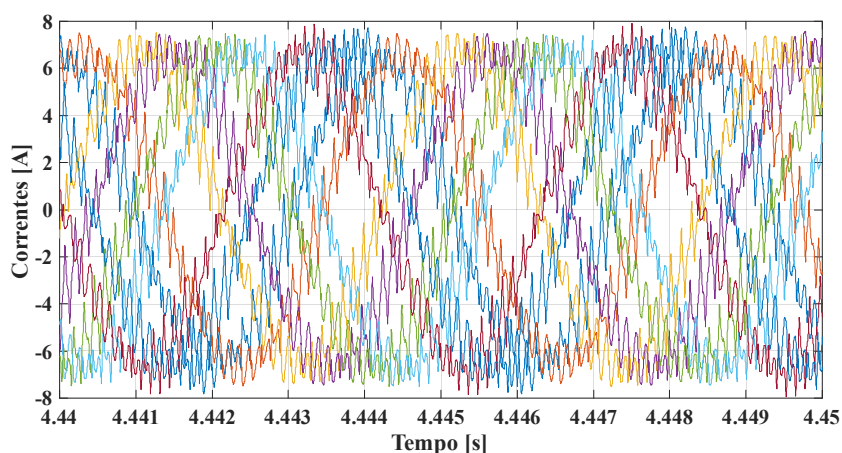


Figura 4.21 – Método das Amplitudes Iguais com alimentação com inversor de frequência: correntes de fase.

Não idealidades são impostas a diferentes simulações do controle para aplicação efetiva do Método das Amplitudes iguais, para avaliar a sensibilidade dos controladores. Simulações em *Matlab/Simulink* são realizadas com essa finalidade, sendo conteúdo do Apêndice C.

4.2.2. Operação tolerante a falta de duas fases abertas

Conforme desenvolvido em (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a), existem diversas combinações de fases abertas duas a duas. Os casos mais severos são quando há duas fases abertas adjacentes no tempo. Se as fases A1 e A2 estiverem em circuito aberto, as demais correntes de fase pós-falta podem ser

$$\begin{aligned}
 I_3 &= 1,8685\hat{I}\cos(\omega t - 38,7898^\circ) \\
 I_4 &= 1,25\hat{I}\cos(\omega t - 120^\circ) \\
 I_5 &= 1,25\hat{I}\cos(\omega t - 160^\circ) \\
 I_6 &= 1,1886\hat{I}\cos(\omega t + 160^\circ) \\
 I_7 &= 1,25\hat{I}\cos(\omega t - 240^\circ) \\
 I_8 &= 1,25\hat{I}\cos(\omega t - 280^\circ) \\
 I_9 &= 1,8685\hat{I}\cos(\omega t - 1,2084^\circ),
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

para que se produza a mesma FMM da operação balanceada e torque livre de pulsações de segundo harmônico. A amplitude das correntes de fase pré-falta são \hat{I} , ω é a frequência angular

das correntes, e t , o tempo. O somatório dessas correntes é nulo, para que não haja necessidade de conexão de neutro.

Com sete correntes não-nulas, as correntes de fase devem ser decompostas no plano $\alpha\beta$ e no Subespaço-Z, agora com cinco vetores. Uma nova matriz de transformação, nomeada $[T7]$, deve ser obtida conforme a metodologia colocada no Apêndice B. Multiplicando-se as correntes de fase em (4.12) por $[T7]$, obtêm-se as correntes no plano $\alpha\beta$ e no Subespaço-Z, que podem ser relacionadas com a corrente $i_{s\alpha}$ conforme a Tabela 6.

Tabela 6 – Amplitude e ângulo de fase para as correntes $\alpha\beta$ e do Subespaço-Z para o caso das fases A1 e A2 abertas.

	Amplitude (pu)	Relação amplitude com $i_{s\alpha}$	Ângulo de fase em relação a $i_{s\alpha}$ [°]
$i_{s\alpha}$	2,7215	1	0
$i_{s\beta}$	2,1787	0,8005	-90
i_{sz1}	0,5967	0,2193	3,4918
i_{sz2}	0,8935	0,3283	10,7239
i_{sz3}	0,6908	0,2538	18,43
i_{sz4}	0,2520	0,0926	41,9064
i_{sz5}	0,8925	0,3280	-29,6202

A relação de amplitude da corrente $i_{s\alpha}$ com a corrente $i_{s\beta}$ deve ser 1,2492 para produzir uma FMM circular. Têm-se agora $M_d = 3,51L_{ms}$ e $M_q = 4,38L_{ms}$ (Tabela 10 em anexo), o que condiz com essa relação:

$$\frac{I_{\alpha}^{pos-falta}}{I_{\beta}^{pos-falta}} = \frac{2,7215}{2,1787} = 1,2492 = \frac{M_q}{M_d}. \quad (4.13)$$

Para se realizar o controle dinâmico da MI9F com as fases A1 e A2 abertas, empregam-se a estratégia de controle dq desenvolvida para fases abertas e o controle das correntes do Subespaço-Z. A diferença será que o sistema terá ordem sete, deve-se usar a matriz $[T7]$ para decomposição das correntes de fase, e a matriz de transformação de referenciais deverá considerar estes novos valores de indutância de magnetização por eixo. O controle das correntes do Subespaço-Z terá cinco correntes, relacionadas dinamicamente a $i_{s\alpha}$ conforme a Tabela 6.

No *Simulink*, é feita uma simulação em que a máquina parte com as fases A1 e A2 abertas. Não se utiliza inversor de frequência, e as tensões de saída do controlador de correntes são diretamente aplicadas ao estator. Após o estabelecimento do fluxo, a máquina parte em rampa de velocidade. O controle por orientação indireta de campo e o controle do Subespaço-Z já

estão adequados desde o início. A Figura 4.22 mostra que o torque da máquina é livre de pulsações, e as correntes de fase são ilustradas na Figura 4.23. As correntes das fases A3 e C3 aumentam para 10,6 A de pico, uma elevação de 1,87 vezes o valor na operação balanceada. As amplitudes desiguais reforçam a necessidade de redução do torque de carga durante a operação com esse tipo de falta, mesmo com o controle adequado, como já apontado em (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a).

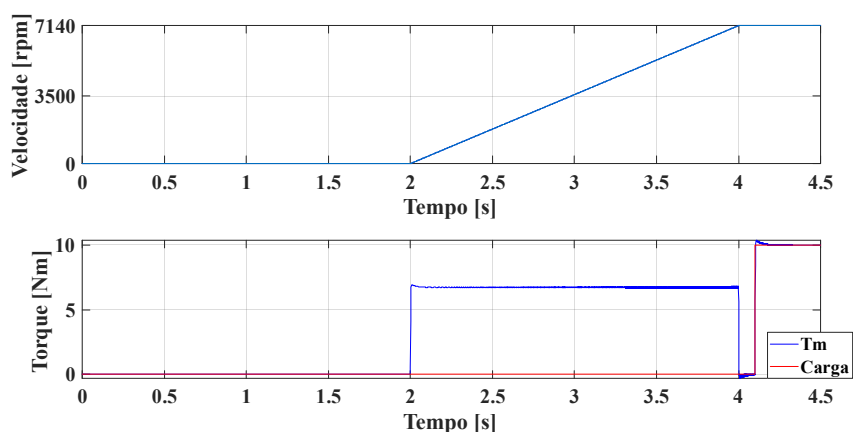


Figura 4.22 – Controle para duas fases adjacentes abertas: Respostas de torque e velocidade.

As tensões de fase impostas pelo controlador são apresentadas na Figura 4.24. A tensão da fase C3 é mais elevada, chegando a 394 V. Isso pode trazer implicações no valor da tensão do barramento c.c. em caso de alimentação da máquina com inversor de frequência.

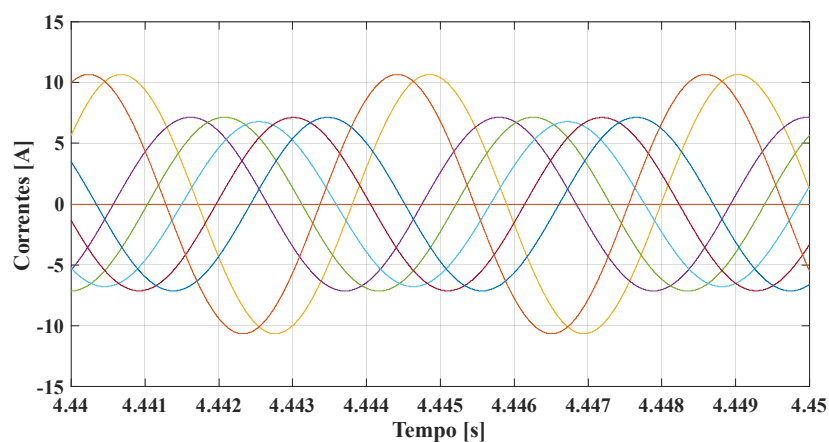


Figura 4.23 – Controle para duas fases adjacentes abertas: Correntes de fase.

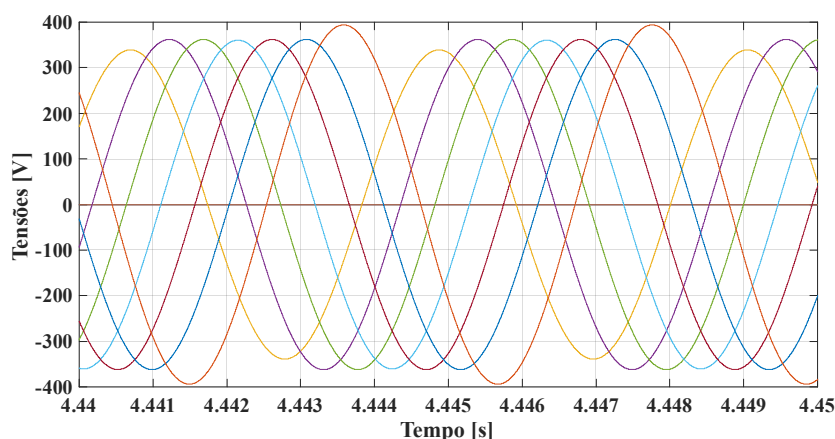


Figura 4.24 – Controle para duas fases adjacentes abertas: Tensões de fase.

As correntes das fases A3 (fase 3) e C3 (fase 9) se elevam de forma significativa, não devido ao controle em si, mas à forma como foi determinado esse conjunto de correntes de fase para produzir uma FMM equilibrada na condição de duas fases adjacentes abertas em (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017a). Sendo possível encontrar uma solução que cause menor impacto nas amplitudes das correntes das sete fases restantes, de preferência que suas amplitudes sejam próximas, a técnica de controle utilizada nesta Seção continua podendo ser aplicada, bastando apenas alterar as correntes de referência do Subespaço-Z. Essas correntes de referência seriam obtidas *offline*, decompondo as correntes de fase desejadas para o Subespaço-Z por meio da matriz $[T7]$, e em seguida determinando a relação de cada uma das cinco referências com i_{sa}^* .

4.3. Roteamento de Potência (Máquina ainda com nove fases)

As máquinas multifásicas possuem a capacidade de operar desequilibradas e até mesmo com fases abertas, como já foi discutido e demonstrado. Há situações em que essa capacidade poderia beneficiar na vida útil dos inversores de frequência. Segundo (FERREIRA, 2021), é comum que os dispositivos dentro de um mesmo módulo operem com temperaturas diferentes, mesmo sob correntes balanceadas. Os motivos para isso podem ser a distribuição de calor não-homogênea e acoplamento térmico dentro do módulo, a distribuição desigual de temperatura nos dissipadores, a condição da pasta térmica, o sistema de refrigeração do conversor, diferenças construtivas e a degradação de cada dispositivo. A degradação dos fios de ligação dos IGBT's leva ao aumento da sua resistência elétrica, e, portanto, à elevação da queda de tensão e perdas no dispositivo. A degradação da solda entre o dispositivo e o substrato e entre

o substrato e o *baseplate* causam aumento em sua resistência térmica. Esses fatores também contribuem para desbalanços de temperatura nas chaves de um inversor.

Com isso, não é incomum o sobredimensionamento dos dispositivos semicondutores de potência, para que as disparidades de temperaturas de junção não sejam tão relevantes. No entanto, existe uma relação de compromisso nessa escolha, pois sobredimensionar as chaves significa que o módulo terá um grande número de chips em um pacote compacto, e isso intrinsecamente reduz a confiabilidade do sistema, aumentando a probabilidade de falhas aleatórias (FERREIRA, 2021). E o problema retorna, pois um elevado número de chips em um pacote compacto gera considerável desvio térmico entre os mesmos, devido aos efeitos de acoplamento térmico cruzado. Trabalhar com temperaturas elevadas é crítico para a vida útil de semicondutores, pois a degradação tem comportamento exponencial com a temperatura.

Em (FERREIRA et al., 2022), é explorado o roteamento de potência do acionamento enefásico para fins de balanceamento da temperatura dos módulos do inversor. A estratégia consiste na redução da corrente de uma fase do inversor, e conseqüentemente do motor, enquanto as outras oito fases apresentam um pequeno aumento de corrente. Isso pode ser útil para aliviar uma fase do inversor em que algum IGBT possa estar aquecendo mais que os outros, devido aos problemas mencionados. Nessa análise, os IGBTs da fase A1 estavam se aquecendo cerca de 10 °C a mais que as outras fases com alimentação equilibrada. Para homogeneizar a temperatura dos IGBTs de todas as fases, em (FERREIRA et al., 2022), estabeleceu-se que a corrente da fase A1 (I_1) deveria ser reduzida para 0,9151 pu, ao custo de um aumento nas correntes das outras fases.

Para se calcularem as correntes das fases remanescentes, utiliza-se a equação de força magnetomotriz para um enrolamento de nove fases em (2.2). O objetivo é produzir uma FMM balanceada, embora as correntes das nove fases não estejam. Além disso, uma condição importante é que o somatório das nove correntes desequilibradas seja zero, para dispensar a conexão de neutro. Se as correntes fossem equilibradas, então

$$\mathcal{F}_{balanceada} = \left(\frac{9}{2}\right) N \hat{I} e^{j\theta}, \quad (4.14)$$

onde \hat{I} é o valor de pico das correntes equilibradas, $\theta = \omega t$ é o ângulo temporal, ω é a frequência das correntes de estator, e t é o tempo. Decompondo (4.14) em parte real e imaginária:

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

$$\begin{aligned} \text{Parte Imaginária: } \frac{9}{2} N \hat{I} \sin \theta & \\ &= N[(I_2 - I_9) \sin(40^\circ) + (I_3 - I_8) \sin(80^\circ) + (I_4 - I_7) \sin(60^\circ) \\ &\quad + (I_5 - I_6) \sin(20^\circ)]. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Uma distribuição fasorial conveniente para o roteamento de potência é apresentada na Figura 4.25. As correntes I_2 a I_9 terão amplitudes iguais, mas seus ângulos não serão mais os mesmos da condição equilibrada. Algumas correntes se cancelam, como mostrado em (4.17). Ainda assim, para que o somatório das correntes seja nulo, a condição em (4.18) também é necessária, de forma que as correntes I_4 e I_7 cancelem I_1 .

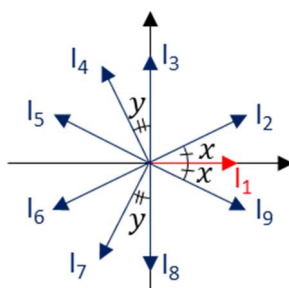


Figura 4.25 – Distribuição dos fasores de correntes para o roteamento de potência.

$$\begin{aligned} I_2 = -I_6, \quad I_3 = -I_8, \quad I_5 = -I_9 \\ \text{and } |I_2| = |I_3| = |I_4| = \dots = |I_9| = I_p \hat{I} \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$I_1 = -(I_4 + I_7) \quad (4.18)$$

Com as relações entre os fasores dadas pela Figura 4.25, reduz-se o problema a três incógnitas: os ângulos x e y e a relação de amplitude I_p . O sistema de três equações a ser resolvido é composto por (4.15), (4.16) e (4.18). Para $I_1 = 0,9101 \cos(\omega t) pu$, a solução do sistema de equações é $I_p = 1,0245$, $x = 26,2425^\circ$ e $y = 26,37^\circ$. Com esse resultado, podem-se calcular todos os outros fasores de correntes, como mostrado na Tabela 7. A redução de 9 % na corrente I_1 causou um aumento de apenas 2,45 % nas correntes das demais fases. Essa é uma das vantagens dos acionamentos multifásicos, pois o impacto nas outras fases é menor à medida em que o número total de fases aumenta.

Seguindo essa metodologia, as correntes de fase desequilibradas produzem uma FMM equilibrada em um enrolamento de nove fases. A Figura 4.26 esboça o lugar geométrico da FMM produzida por nove fases balanceadas e pelas correntes determinadas para roteamento de

potência. Ambas são iguais, circulares, não havendo sequência negativa. Consequentemente, não haverá o problema da pulsação de torque de segundo harmônico.

Tabela 7 – Correntes e temperaturas para a operação balanceada e para a operação com roteamento de potência.

Corrente de fase	Balancedo: Fasor de corrente [pu]	Roteamento de Potência: Fasor de corrente [pu]
I_1	$1 \angle 0^\circ$	$0,9101 \angle 0^\circ$
I_2	$1 \angle 40^\circ$	$1,0245 \angle 26,24^\circ$
I_3	$1 \angle 80^\circ$	$1,0245 \angle 90^\circ$
I_4	$1 \angle 120^\circ$	$1,0245 \angle 116,37^\circ$
I_5	$1 \angle 160^\circ$	$1,0245 \angle 153,75^\circ$
I_6	$1 \angle 200^\circ$	$1,0245 \angle 206,24^\circ$
I_7	$1 \angle 240^\circ$	$1,0245 \angle 243,63^\circ$
I_8	$1 \angle 280^\circ$	$1,0245 \angle 270^\circ$
I_9	$1 \angle 320^\circ$	$1,0245 \angle 333,76^\circ$

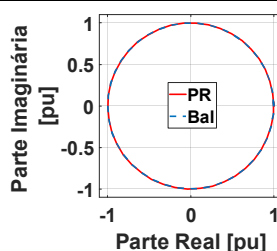


Figura 4.26 – Lugar geométrico da Força-Magnetomotriz criada por correntes de estator balanceadas e pelas correntes desequilibradas para roteamento de potência.

Aplicando-se as correntes balanceadas e aquelas desequilibradas pelo roteamento de potência na matriz de transformação $[T9]$, podem-se comparar as correntes $\alpha\beta$ em referencial estacionário e as correntes do Subespaço-Z para essas duas condições. Como ilustra a Figura 4.27 (a), as correntes $\alpha\beta$ são iguais tanto para a operação balanceada quanto para a operação com roteamento de potência. De fato, a máquina continua com as nove fases, e, para produzir a mesma FMM balanceada, as correntes $\alpha\beta$ devem ser as mesmas da operação balanceada também. Por isso, o controle dq da máquina desequilibrada pelo roteamento de potência pode ser feito da mesma forma para uma máquina multifásica balanceada. Ou seja, com relação ao sistema de controle para fase aberta desenvolvido na Seção 3.4, utiliza-se $M_d = M_q$, e então as equações para a parcela *feedforward* do controle de correntes serão simplificadas para (3.31). Assim, o controle é feito da forma como já tradicionalmente é realizado para máquinas equilibradas, até mesmo as trifásicas. Para esta abordagem, a diferença entre o controle de uma

máquina de indução trifásica e enefásica equilibradas é simplesmente a matriz de transformação de variáveis de fase para o referencial estacionário.

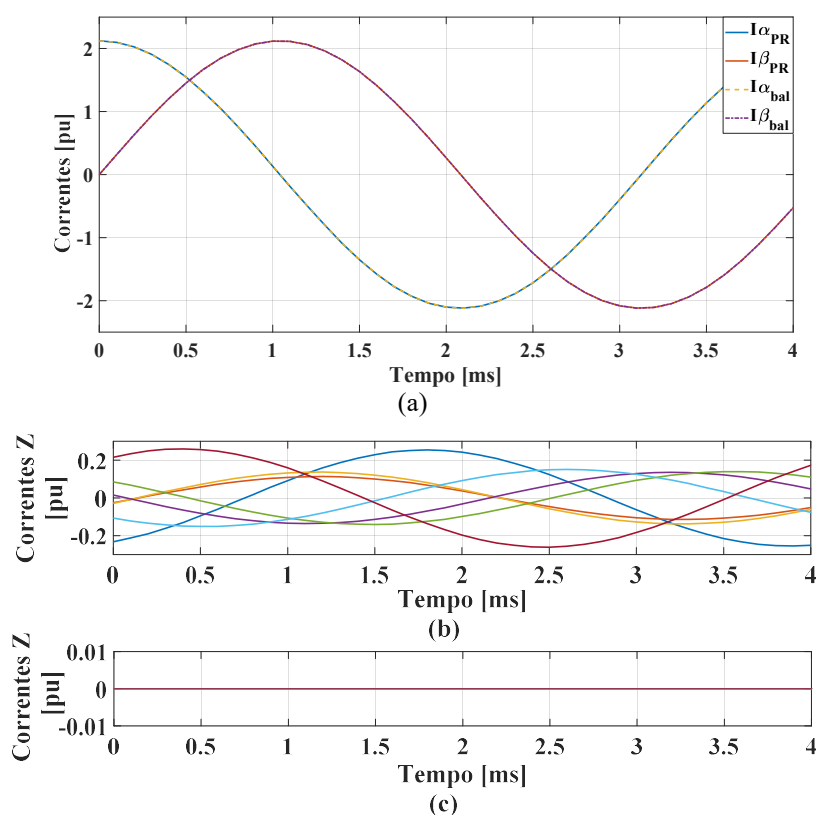


Figura 4.27 – Decomposição das nove correntes de fase, (a) correntes no plano $\alpha\beta$ para condições balanceada e com Roteamento de Potência (PR), (b) correntes do Subespaço-Z para a técnica de Roteamento de Potência, (c) correntes do Subespaço-Z para condição balanceada.

Por outro lado, as correntes resultantes no Subespaço-Z são todas as sete nulas para um conjunto de correntes equilibradas, como mostra a Figura 4.27 (c), mas para as correntes definidas pelo método de roteamento de potência, elas são diferentes de zero, Figura 4.27 (b). A máquina irá operar com perdas joulicas no estator um pouco maiores (um acréscimo de apenas 2,5 %). Por isso, também é necessário um controle das agora sete correntes do Subespaço-Z. De maneira *offline*, por meio da matriz $[T9]$, as relações de amplitude e fase das correntes do Subespaço-Z e a corrente $i_{s\alpha}^*$ são determinadas e mostradas na Tabela 8.

Tabela 8 – Amplitude e ângulo de fase para as correntes $\alpha\beta$ e do Subespaço Z para o Método de Roteamento de potência.

	Amplitude (pu)	Relação amplitude com $i_{s\alpha}$	Ângulo de fase em relação a $i_{s\alpha}$ [°]
$i_{s\alpha}$	2.12132	1	0
$i_{s\beta}$	2.12132	1	-90
i_{sz1}	0.2546864	0.12006	-155.08
i_{sz2}	0.1139511	0.053717	-102.29
i_{sz3}	0.1373414	0.064743	-101.73
i_{sz4}	0.1353455	0.063802	83.48
i_{sz5}	0.1402933	0.066134	52.52
i_{sz6}	0.1510663	0.071213	134.73
i_{sz7}	0.260195	0.122657	-34.04

4.3.1. Simulação do Controle para Roteamento de Potência

A máquina parte balanceada com controle, e, após a estabilização do transitório de aplicação de carga nominal, é realizado o roteamento de potência (em 2,5 segundos). O controle dq não se modifica, pois a máquina continua com nove fases. Durante a operação balanceada, as tensões do Subespaço-Z já são definidas como zero. A intervenção ocorre no controle das correntes do Subespaço-Z, sendo que as referências para elas não serão mais nulas. Elas serão calculadas conforme o esquema da Figura 4.5, tendo como base a correntes de referência $i_{s\alpha}^*$, determinada pelo de acordo com a Figura 4.4, mas com os valores da Tabela 8.

A imposição das correntes mostradas na Tabela 7 não é feita de forma direta, mas também via controle de correntes dq e controle de correntes de Subespaço-Z. A Figura 4.28 traz as correntes de fase e seu somatório. O valor de pico das correntes no estado equilibrado, antes de 2,5 s, era 6,837 A. Com o roteamento de potência, uma fase cai para 6,223 (0,91 pu) e as demais oito correntes de fase aumentam para 7 A (1,0245 pu). Os valores que estão de acordo com o esperado, mas foram impostos via um controle dq e de Subespaço-Z adequados para esta condição.

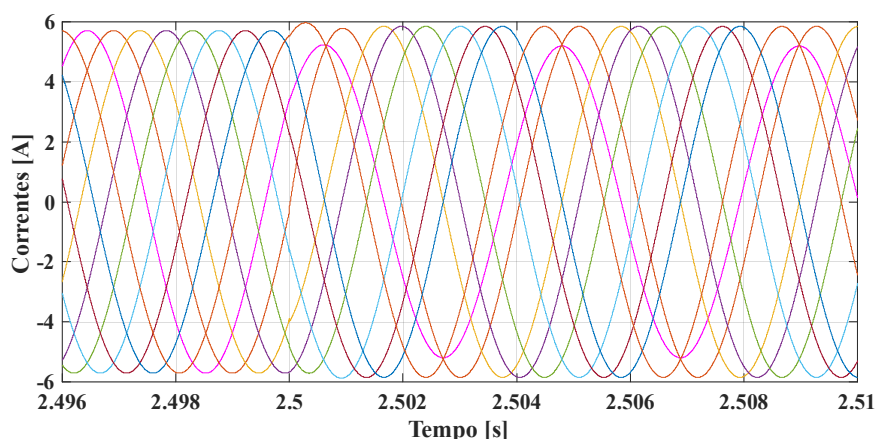


Figura 4.28 – Correntes das nove fases – Roteamento de Potência.

Se for escolhido que uma das correntes de fase caia para um outro valor, tudo deve ser recalculado novamente, desde as novas correntes de fase até as relações entre cada corrente do Subespaço-Z e a corrente $i_{s\alpha}^*$. Para balancear dinamicamente a temperatura das junções dos IGBTs, a escolha das correntes foi feita *online*, com medição das temperaturas dos módulos, e o controle agiu para manter uma FMM balanceada no artigo (FERREIRA et al., 2022). Isso é possível, pois as temperaturas dos chips variam de forma lenta comparando-se com o período de chaveamento, além de naturalmente não apresentarem *overshoot*. Portanto, a estratégia de roteamento de potência se mostra também uma possibilidade de aumentar a confiabilidade de conversores, sem prejudicar magneticamente a máquina multifásica.

4.4. Conclusões

O controle do Subespaço-Z é mais uma das novidades deste trabalho. Na literatura, as correntes do Subespaço-Z eram negligenciadas e até assumidas como nulas, já que não interferem na produção de torque. Desde trabalhos anteriores de modelagem, apresenta-se que o Subespaço-Z tem importância no “formato” das correntes de fase e na corrente de neutro resultante, indicando que ele deve ser modificado. Aqui, mostrou-se a sua grande importância para de fato aplicarem-se os métodos de cálculos de correntes de fase para operações tolerantes à falta de fases abertas.

Também foi tratada neste capítulo a técnica de roteamento de potência entre as fases do acionamento, visando balancear as temperaturas dos dispositivos semicondutores e elevar a confiabilidade do conversor. Adicionalmente foi mostrado como determinar as correntes de

referência para o Subespaço-Z e como controlá-las, de forma que o motor opere com as correntes desequilibradas desejadas e ainda produzindo uma FMM balanceada.

Capítulo 5

Resultados de Co-Simulação entre *Simulink* e *Maxwell*

Para reduzir as incertezas com relação ao modelo analítico de máquinas elétricas, pode-se realizar simulação em elementos finitos. O uso de elementos finitos mesmo para estudos de falhas em máquinas elétricas possui elevado grau de acurácia (LIANG; ALI; ZHANG, 2020). Buscam-se validar as técnicas de controle e modelos desenvolvidos nos Capítulos 3 e 4 com os resultados deste capítulo. Aqui, representa-se a máquina elétrica geometricamente em um software de elementos finitos, como o *Maxwell* da *Ansys*. O controle em malha fechada é implementado *online* em *Matlab/Simulink*. A interface é feita pelo *Simplorer*, também da *Ansys*. Não é utilizado inversor de frequência nestas abordagens.

5.1. Representação de uma MI9F no Maxwell

No *software Ansys Maxwell*, de simulação em elementos finitos, foi construída uma representação para a máquina de indução de nove fases estudada neste trabalho, com a mesma geometria e materiais do protótipo apresentado na Seção 2.3.1, incluindo saturação magnética do núcleo. Não são modeladas as perdas no material ferromagnético.

O tipo de simulação magnética é transiente, e o método de integração no tempo para o *solver* utilizado é *Backward Euler*. Foram distribuídas malhas de elementos finitos conforme o exposto na Figura 5.1. Há três malhas no entreferro, totalizando-se 4236 malhas em toda a estrutura. O *software* de projeto e desenho de máquinas elétricas *RMxpert* da *Ansys* faz um corte na ponta das ranhuras de rotor, cortando também o material ferromagnético dessa pequena região. Isso é necessário para fins de simulação, para reduzir problemas de saturação exacerbada que aconteceria ali, mas que não é observada em máquinas reais. Por isso, harmônicos devido ao rotor em gaiola de esquilo também serão maiores nestas simulações do que os manifestados no protótipo de laboratório, como será mostrado.

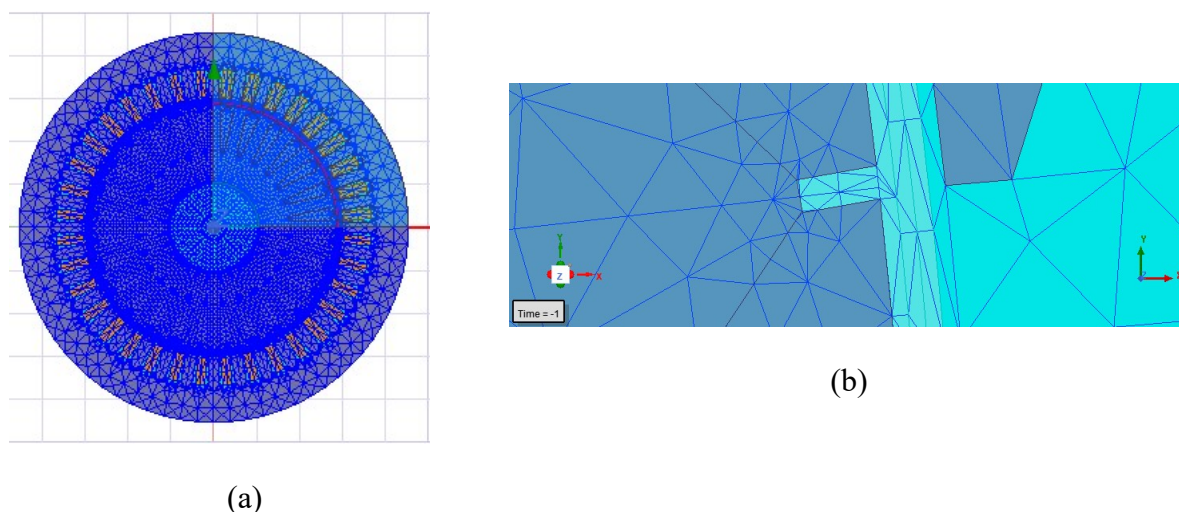


Figura 5.1 – Malhas de elementos finitos. (a) toda a estrutura, (b) destaque para o corte realizado no rotor e para as malhas no entreferro.

É colocada uma bobina exploradora de fluxo magnético no entreferro da máquina, contendo 10 espiras. A tensão induzida nessa bobina é uma imagem da derivada no tempo do fluxo magnético que atravessa o entreferro da máquina. Ela também será uma grandeza utilizada nas comparações realizadas neste capítulo.

Como a máquina possui enrolamento concentrado, a FMM resultante das nove fases considerando aplicação de correntes equilibradas é mostrada na Figura 5.2 (a). Os harmônicos espaciais da FMM são apresentados na Figura 5.2 (b), evidenciando que os mais significativos são os harmônicos de ordem 17 e 19. Em uma máquina trifásica, mesmo com enrolamento distribuído, para o mesmo número de polos e de ranhuras de estator, os harmônicos mais significativos da FMM são o quinto e o sétimo. Esses harmônicos espaciais produzem uma componente harmônica de sexta ordem no torque em uma máquina trifásica mesmo operando balanceada.

De acordo com Bastos (BASTOS, 2015), os harmônicos em uma MI9F são agrupados em certos planos harmônicos, podendo ser de sequência positiva, negativa ou sequência zero. Os harmônicos 17 e 19 da FMM são do plano fundamental e também produzirão quatro polos na máquina. O harmônico 17° é de sequência negativa, enquanto o 19° é de sequência positiva. Assim, ambos irão criar o harmônico 18° no torque, mesmo na operação balanceada. Isso é uma vantagem de máquinas multifásicas, pois a pulsação de torque devido aos harmônicos espaciais da FMM é de ordem mais elevada.

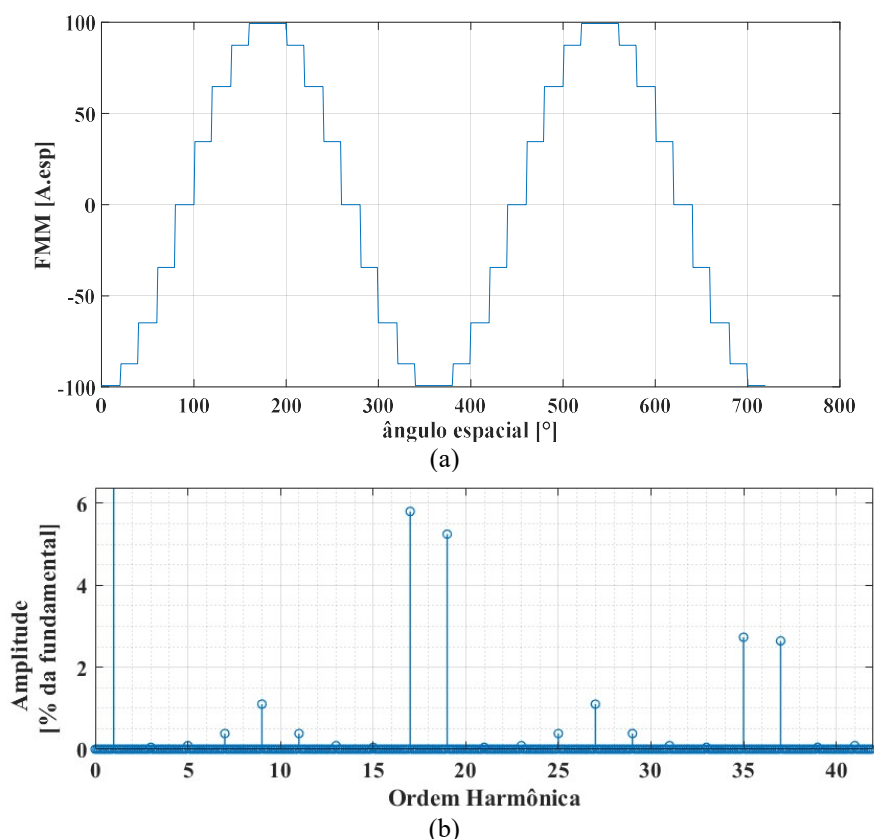


Figura 5.2 – FMM resultante de um enrolamento concentrado de nove fases, (a) forma de onda em função do ângulo espacial em graus elétricos, (b) conteúdo de harmônicos espaciais.

Foram realizados ensaio a vazio, ensaio de sequência zero e ensaio de rotor bloqueado, utilizando os softwares *Simplorer* e *Maxwell*, para esta máquina, a fim de se obterem os parâmetros de circuito equivalente por fase no plano de frequência fundamental. Esses ensaios podem ser feitos de forma similar a uma máquina trifásica para esse plano (LIU et al., 2015), (RIVEROS et al., 2012), (YEPES et al., 2012). Para o ensaio a vazio, aplicaram-se tensão e frequência nominais (254 V de fase e 240 Hz). No ensaio com rotor bloqueado, aplicou-se excitação senoidal de 2 Hz (frequência de escorregamento), mas com baixa amplitude para promover no estator a corrente nominal. No ensaio de sequência zero, todas as nove fases são conectadas a uma mesma fonte de tensão senoidal, de forma que não se produz campo girante e nem fluxo mútuo, com o intuito de se quantificar a indutância de dispersão de estator.

Os parâmetros de circuito equivalente da máquina estimados dessa forma foram: resistência de estator $R_s = 1 \Omega$, resistência de rotor $R_r = 0,357 \Omega$, indutância de dispersão de estator $L_{ls} = 3,6 \text{ mH}$, indutância de dispersão de rotor $L_{lr} = 4,1 \text{ mH}$ e indutância mútua $L_M = 95,6 \text{ mH}$. A indutância de dispersão de estator devido à cabeça de bobina não foi incluída. A inércia do motor foi a mesma para as simulações dos capítulos anteriores, $0,01798 \text{ kgm}^2$.

Foram conduzidas simulações em malha aberta, com a aplicação de tensões senoidais balanceadas à máquina, para verificar seu comportamento em condições balanceada e com fases abertas. Posteriormente, são apresentados os resultados das co-simulações em que se utiliza controle por orientação de campo e controle das correntes do Subespaço-Z.

5.2. Malha Aberta: Alimentação com tensões senoidais balanceadas

Esta simulação é feita entre o *Simplorer* e o *Maxwell*, conforme mostra a Figura 5.3. O objetivo desta seção é avaliar a operação da MI9F quando alimentada com tensões senoidais balanceadas. É necessário colocar um resistor em série com os enrolamentos de estator da máquina para que a simulação possa acontecer. Esse resistor possui $1\ \Omega$ e já representa a resistência dos enrolamentos de estator por fase. Os enrolamentos de estator estão ligados em estrela, e não há conexão de neutro.

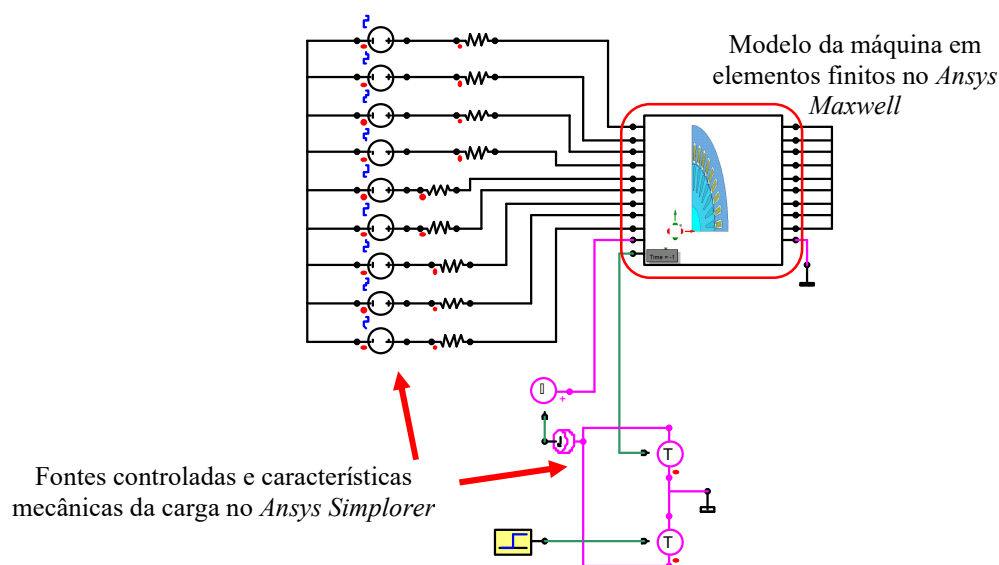


Figura 5.3 – Co-simulação entre os softwares *Simplorer* e *Maxwell*, ambos da *Ansys*.

5.2.1. Malha Aberta: Uma fase aberta

São aplicadas tensão e frequência nominais, 240 Hz e 254 V por fase. Para que a simulação seja mais rápida, a máquina já inicia girando a 7200 rpm. É aplicada a carga nominal de 10 Nm

em 75 ms, e a fase A1 é aberta em 400 ms, quando o valor do resistor em série nessa fase passa a ser 1 M Ω . A Figura 5.4 traz o torque e a velocidade desenvolvidos pelo motor ao longo de toda a simulação, e também os torques na operação balanceada e com fase aberta, com mais detalhes. A velocidade estabiliza no valor de 7161 rpm, o mesmo obtido no modelo desenvolvido e simulado em *Simulink* no Capítulo 3, mas com equações diferenciais.

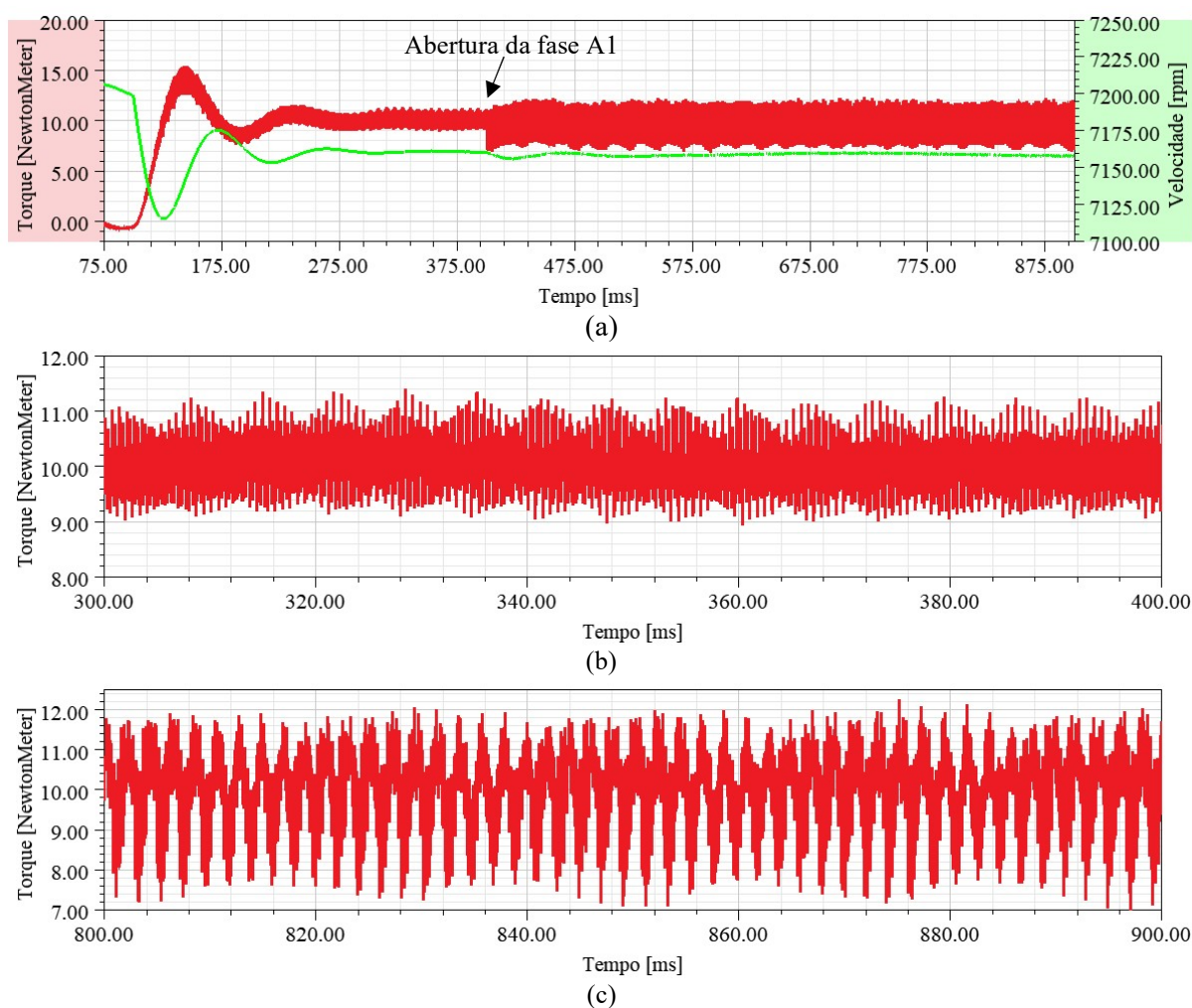


Figura 5.4 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: (a) Torque e velocidade desenvolvidos, (b) torque durante a operação balanceada, (c) torque com a fase A1 em circuito aberto.

A Figura 5.5 apresenta o espectro harmônico do torque produzido com as nove fases alimentadas e também quando a fase A1 é desconectada. O torque desenvolvido na operação balanceada possui conteúdo harmônico na ordem 18 (cerca de 0,9 %), devido aos harmônicos espaciais da FMM de ordem 17 (sequência negativa) e 19 (sequência positiva). O harmônico 12 está exacerbado nesta simulação, devido aos cortes de rotor.

Já o torque da operação com fase aberta em malha aberta possui 9 % de pulsação de segundo harmônico (pico, ou 18 % de pico a pico). São manifestadas pulsações de ordem 14 e 16, que não havia na operação balanceada, e que se devem aos harmônicos devido ao rotor em gaiola de esquilo. Com a máquina balanceada, os harmônicos 13° e 15° não produzem uma FMM e nem torque pulsante. Entretanto, quando na operação com fase aberta, os harmônicos de ranhura de rotor se desequilibram e estão criando as pulsações de torque de ordem 14 e 16. Esses harmônicos estão exacerbados aqui, devido aos cortes do rotor, e não foram detectados nas medições experimentais de torque no protótipo operando com uma fase aberta.

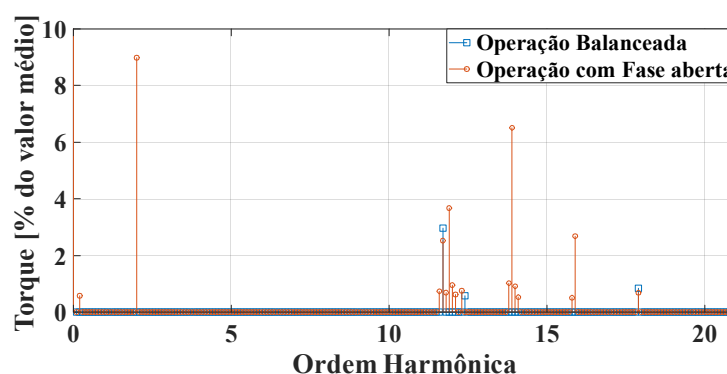


Figura 5.5 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: FFT do torque.

As correntes de fase são ilustradas na Figura 5.6. As correntes se desequilibram com a falta. O conteúdo harmônico da corrente da fase A2, que é a fase mais afetada, antes e após a abertura da fase A1 é apresentado na Figura 5.7. Os valores estão em percentagem da componente fundamental na situação balanceada, que vale 5,76 A de pico, o mesmo valor resultante do modelo simulado no Capítulo 3 em *Simulink*. A fase A2 passa a ter 7,54 A de pico após a falta, um aumento de 31 %, próximo do aumento de 27,5 % verificado nos experimentos (Figura 2.10). Em ambas as situações, a corrente de fase possui praticamente o mesmo conteúdo harmônico.

A elevação de 31% nas correntes das fases A2 e C3 também pode verificada em simulação realizada em *Matlab/Simulink* do modelo modificado (para corrente de neutro nula) desenvolvido em (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018) com os parâmetros obtidos pelos ensaios desta máquina modelada no *Maxwell*. Essa comparação também sugere a validade do modelo apresentado.

Os harmônicos mais significativos detectados na corrente, mesmo na operação balanceada, são devido ao rotor em gaiola de esquilo, mas que são maiores que os medidos no experimento

com o protótipo (15 % contra 4 %, como mostrou a Figura 2.9). Mais uma vez, devido a uma adaptação necessária do *Maxwell*, que são os pequenos cortes no rotor.

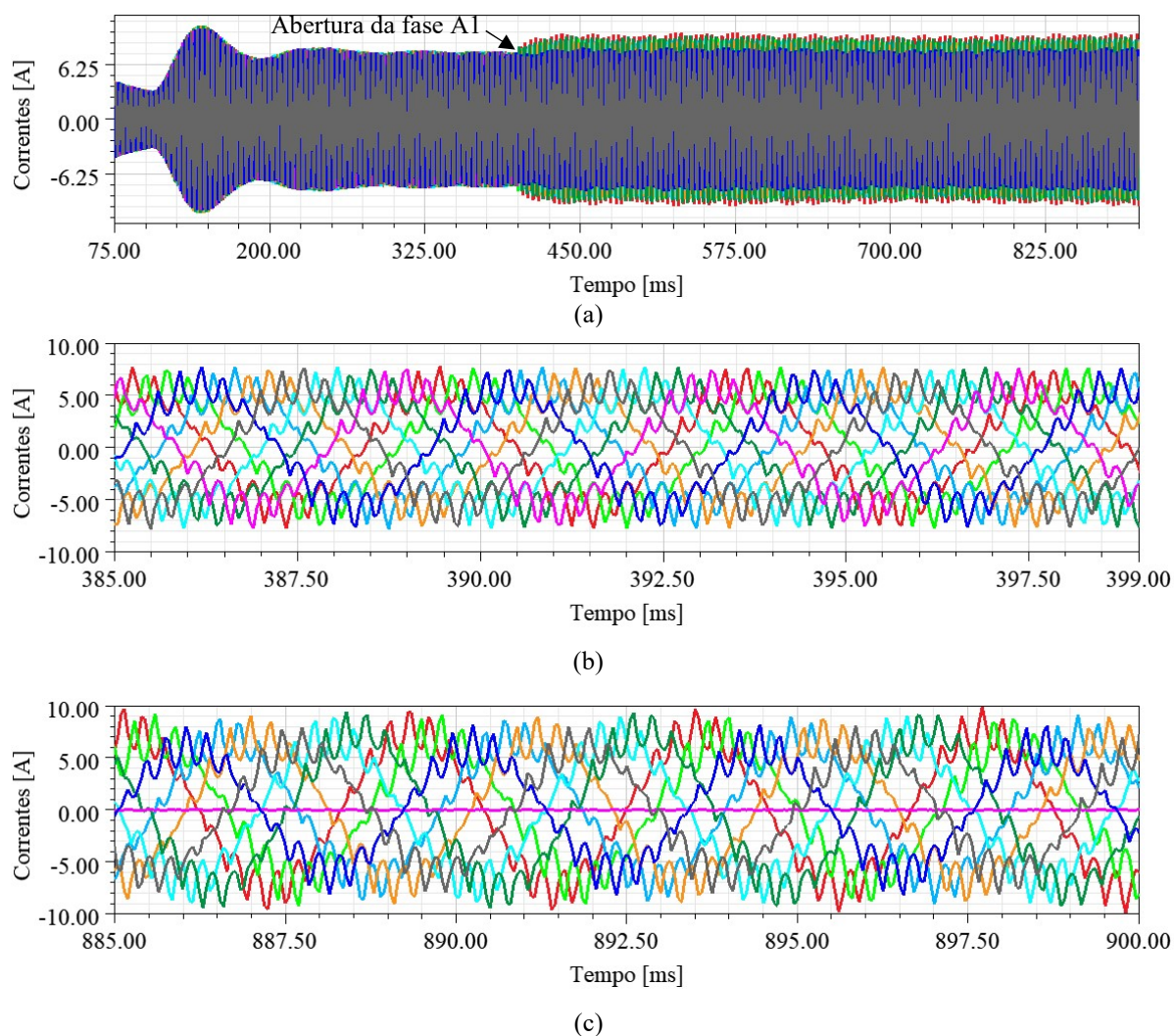


Figura 5.6 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: (a) Correntes de fase, (b) operação balanceada sob carga, (c) fase A1 aberta sob carga.

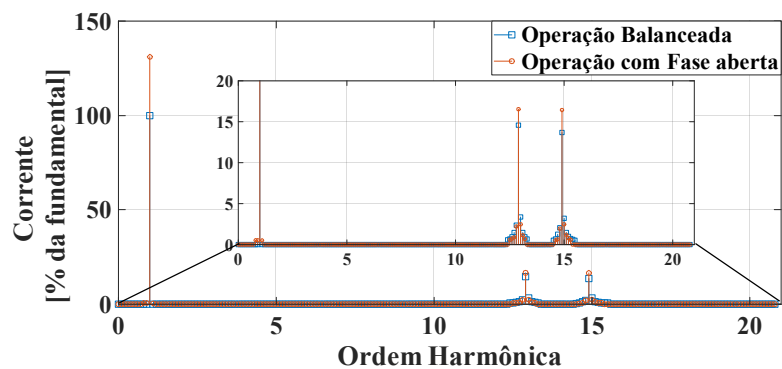


Figura 5.7 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: FFT da corrente da fase A2 durante a operação balanceada e após a abertura da fase A1.

A Figura 5.8 apresenta a tensão induzida na bobina exploradora de fluxo magnético colocada no entreferro da máquina. O conteúdo harmônico dessas tensões pode ser visto na Figura 5.9. Com a abertura de uma fase em malha aberta, o valor da componente fundamental cai para 95,41 %. A redução não é muito expressiva, como esperado analisando-se as simulações do modelo do Capítulo 3, em que as reduções nos enlaces de fluxo de estator e de rotor foram também muito baixas para a abertura de uma em um total de nove fases.

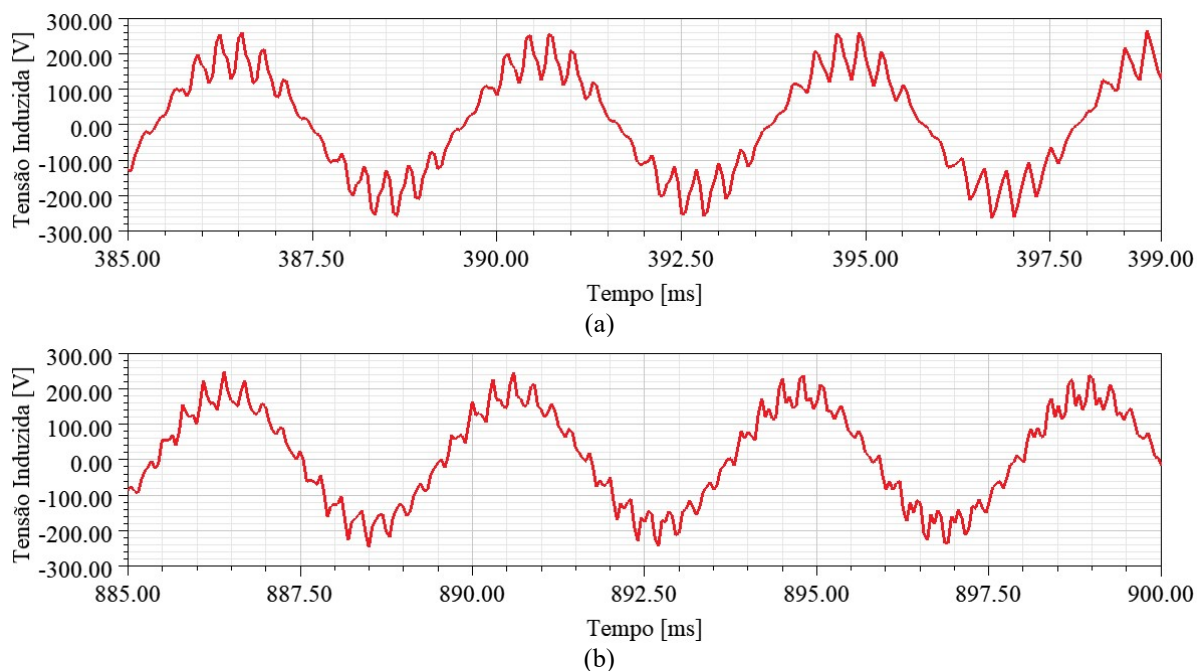


Figura 5.8 – Aplicação de tensões balanceadas: (a) tensão induzida na bobina exploradora de fluxo colocada no entreferro, operação balanceada sob carga, (b) fase A1 aberta sob carga.

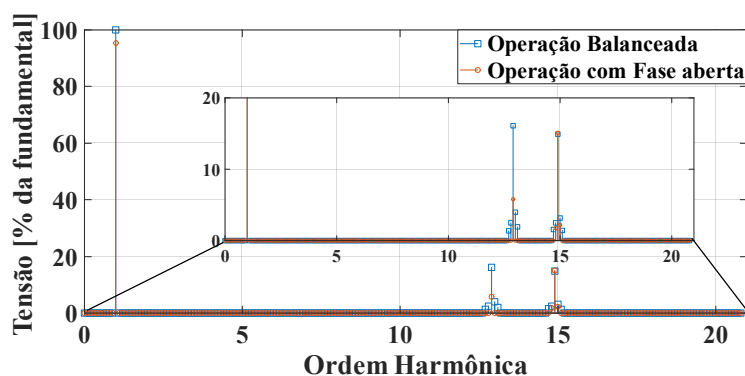


Figura 5.9 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: FFT da tensão induzida na bobina exploradora de fluxo colocada no entreferro.

A Figura 5.10 traz a densidade de fluxo magnético no entreferro da máquina quando balanceada e com a fase A1 aberta. O valor médio na operação balanceada é 265 mT, enquanto na condição de falta é levemente reduzido para 247,8 mT. Os picos apresentados na curva de

densidade de fluxo se devem à simulação, já que não se manifestam na tensão induzida na bobina exploradora de fluxo.

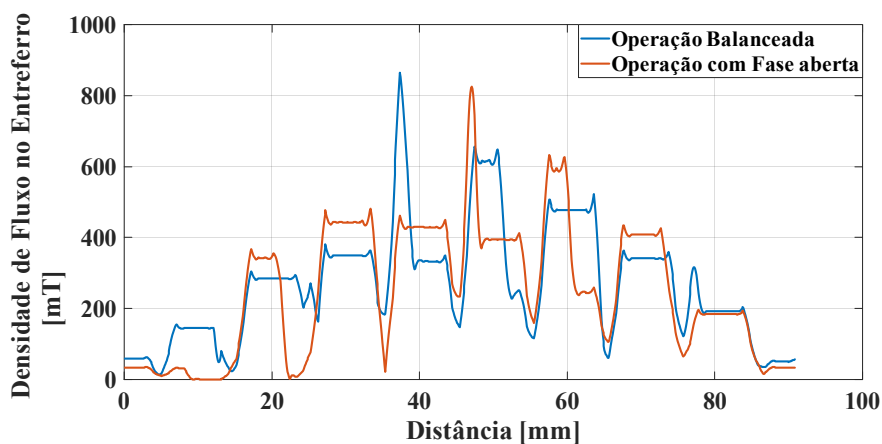


Figura 5.10 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta: densidade de fluxo magnético no entreferro.

5.2.2. Malha Aberta: Duas fases adjacentes abertas

Foi conduzida mais uma simulação entre *Simplorer* e *Maxwell* para avaliar a operação da máquina com duas fases abertas, A1 e A2, fases adjacentes, que é uma condição mais crítica. A simulação ocorre em malha aberta, sob alimentação com tensões senoidais balanceadas. O torque produzido pela MI9F é exibido na Figura 5.11. A pulsação de segundo harmônico é bastante significativa, com 20 % de pico, evidenciando necessidade ainda maior de uma operação tolerante a falta.

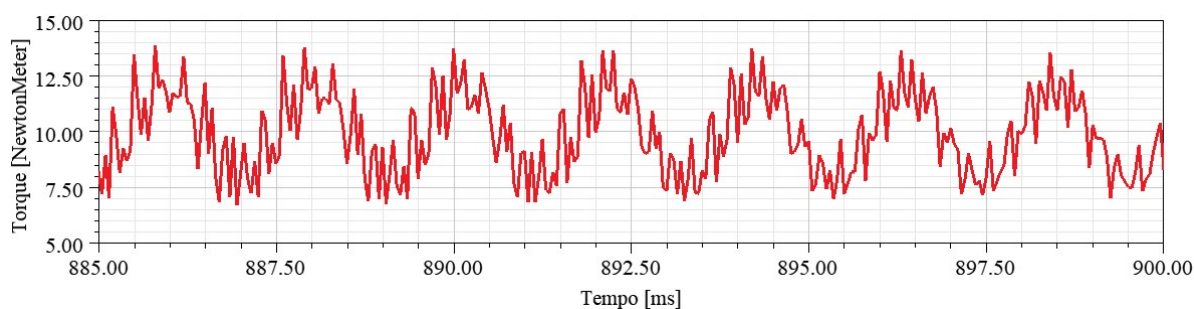


Figura 5.11 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta, com as fases A1 e A2 abertas: resposta de torque no tempo.

As correntes de fase se elevam, como é visto na Figura 5.12. A corrente i_{a3} é a que sofre maior elevação (aumento de 68,6 %), em seguida a corrente i_{c3} . No experimento realizado em

laboratório, foi verificado um aumento de 78 % da componente fundamental da corrente da fase A3, como apresentado no Capítulo 2.

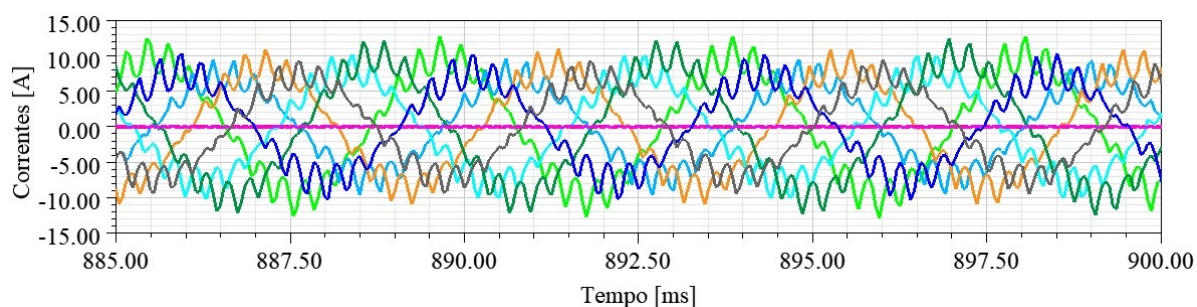


Figura 5.12 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta, com as fases A1 e A2 abertas: correntes de fase.

A Figura 5.13 mostra a tensão induzida na bobina exploradora de fluxo colocada no entreferro da máquina, que sofre uma queda de 8 % na sua componente fundamental. A densidade de fluxo no entreferro para a operação balanceada e para a operação com duas fases abertas é apresentada na Figura 5.14. O valor médio reduz de 265 para 242,8 mT. Como o fluxo resultante no entreferro é reduzido, as correntes de fase se elevam de forma mais expressiva, para que a máquina produza o mesmo torque.

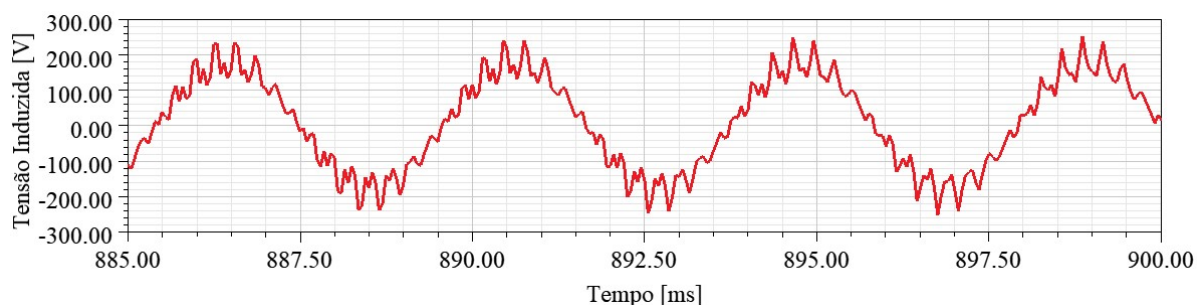


Figura 5.13 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta, com as fases A1 e A2 abertas: tensão induzida.

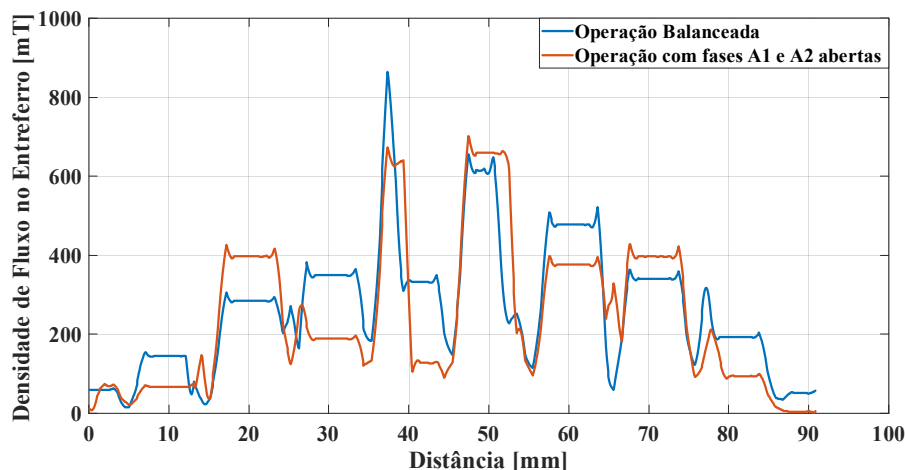


Figura 5.14 – Aplicação de tensões balanceadas em malha aberta, com as fases A1 e A2 abertas: densidade de fluxo no entreferro.

5.3. Co-Simulação Simulink-Simplorer-Maxwell: Controle de Correntes

Nesta seção, é realizado um controle em malha fechada, implementado no *Simulink*, mas com a máquina modelada em elementos finitos no *Maxwell*. A Figura 5.15 apresenta como é a montagem da simulação no *Simplorer*, que faz a interface entre *Simulink* e *Maxwell*. As fontes de tensão são controladas segundo o sinal de tensão de referência gerado pelos controladores de correntes implementados no *Simulink*. As correntes de fase e a velocidade angular desenvolvidas pela MI9F são medidas e enviadas ao *Simulink*. O torque também é medido e direcionado ao *Matlab*, apenas para fins de visualização e análise, não sendo utilizado no controle.

Pelo fato das correntes de referência do Subespaço-Z serem senoidais, nesta seção a frequência de corte para essa malha é 2560 Hz. Essa frequência de corte foi a mesma adotada para a malha de correntes dq nestas simulações. Foi utilizado como ganho proporcional dos controladores de corrente dq o valor $R_a = 121,7 \Omega$. Já na malha de corrente do subespaço-Z, o ganho proporcional empregado foi $k_{pz} = 58,3 \Omega$.

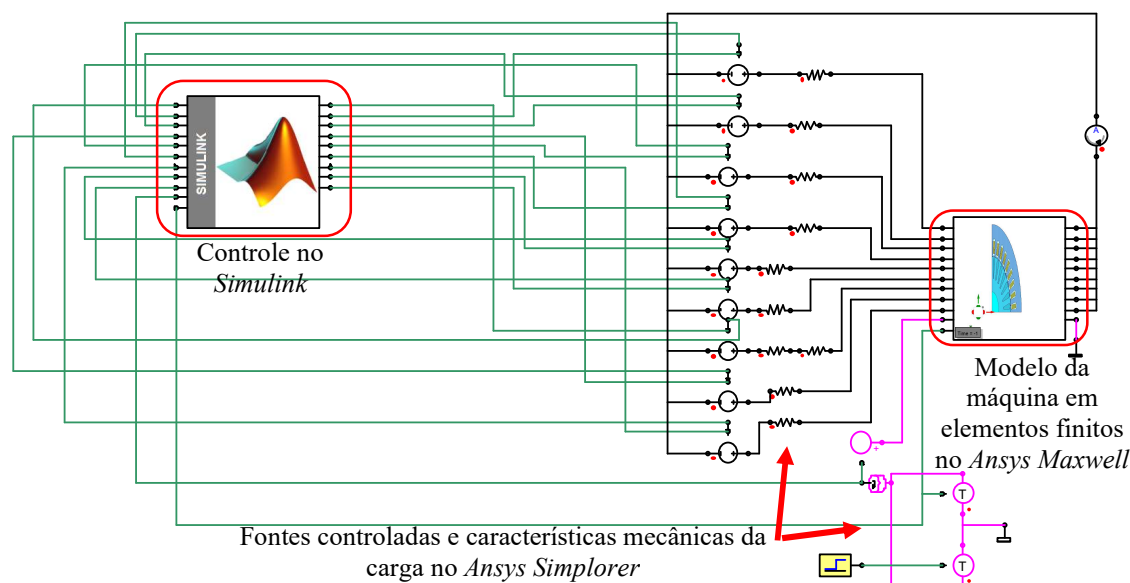


Figura 5.15 – Esquemático montado no *software Ansys Simplorer*, que faz a co-simulação entre *Matlab Simulink* e *Maxwell*.

A Figura 5.16 traz a resposta em frequência dos controladores de corrente. O ganho da malha de correntes dq e Z a 0 Hz é unitário devido às compensações. Mesmo na operação balanceada com controle, foi aplicado controle das correntes do Subespaço-Z, mas com referências nulas. A Figura 5.17 esboça a rigidez dinâmica desses controladores, que é a razão do módulo da perturbação sobre a corrente de interesse, e apresenta a capacidade de rejeição de perturbação dos controladores. Em baixas frequências, a rigidez dinâmica tem o valor do ganho proporcional de cada malha.

As frequências de corte da malha de controle de velocidade devem ser pelo menos 10 vezes menores que da malha de corrente de eixo em quadratura. Foram utilizadas as frequências de 115 Hz e 12 Hz. Com isso, os ganhos da malha de velocidade foram $b_a = 14 \text{ Nm} \cdot \text{s}/\text{rad}$, o ganho proporcional, e $k_a = 942 \text{ Nm} \cdot \text{s}^2/\text{rad}$, o ganho integral.

No caso do controle adequado para a perda da fase A1, utiliza-se o controle por orientação indireta segundo o fluxo de rotor desenvolvido na Seção 3.4. Além disso, as seis correntes de referência do Subespaço-Z não serão nulas, como devem ser na operação balanceada. Elas vão ser determinadas a partir da referência da corrente de estator no eixo α , conforme a Tabela 5 – Amplitude e ângulo de fase para as correntes $\alpha\beta$ e do Subespaço Z para o Método das Amplitudes Iguais (fase A1 aberta), apresentada na Seção 4.2.

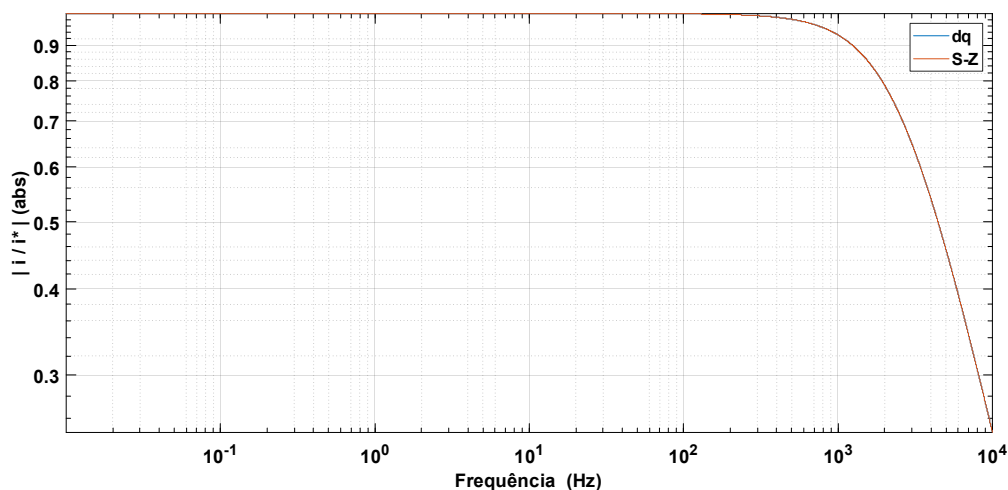


Figura 5.16 – Resposta em frequência dos controladores de corrente no plano dq e no Subespaço-Z.

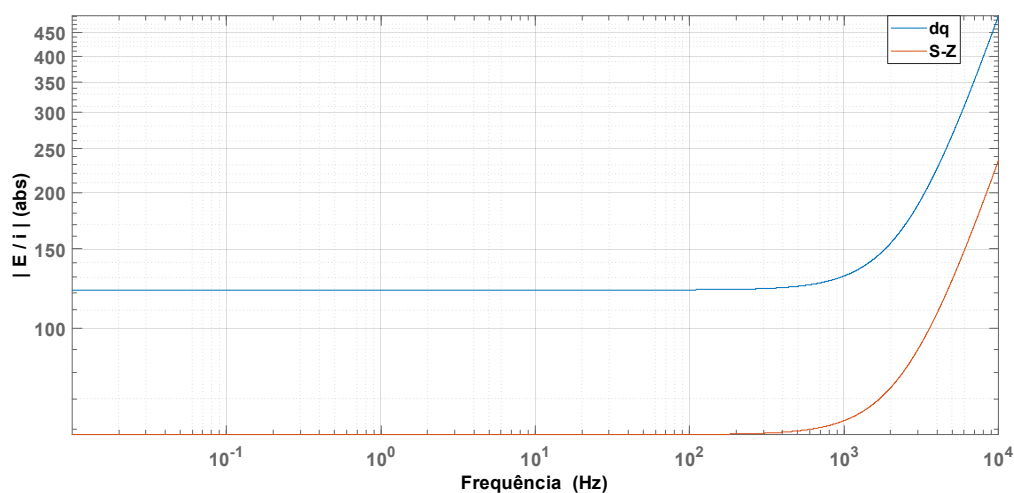


Figura 5.17 – Rigidez dinâmica dos controladores de corrente no plano dq e no Subespaço-Z.

Com relação ao controlador de velocidade, a referência utilizada é 7160 rpm, a mesma velocidade das simulações em malha aberta após o transitório de aplicação da carga nominal de 10 Nm. A referência de enlace de fluxo de rotor é 0,47 Wb, valor que leva à mesma corrente a vazio da operação em malha aberta. A referência de corrente de eixo direto é a referência de enlace de fluxo dividida pela indutância de magnetização estimada, que resulta em 4,91 A na operação balanceada, e em 5,2 A com fase aberta (aumento de 5,9 %). O conjugado de carga nominal é aplicado após 1 s.

Nas simulações com controle para a máquina com fases abertas, a conexão de neutro foi mantida para que o *Maxwell* permitisse passos menores de simulação, sendo utilizado o passo de 10 μ s. Em um computador DELL com processador Intel(R) Core(TM) i7-8700 CPU @

3.20GHz e 16 GB de memória RAM, a simulação ao longo de 1,5 s levou 30 horas. Para o controle com a máquina balanceada, o neutro não precisou ser conectado.

5.3.1. Malha Fechada: Controle para operação balanceada e controle para aplicação efetiva do Método das Amplitudes Iguais com uma fase aberta

São conduzidas duas simulações independentes e com controle. Em uma, a máquina está sempre balanceada, e na outra, a fase A1 está aberta desde o início da simulação. A Figura 5.18 mostra as respostas de torque da MI9F para o controle com a máquina balanceada e para o controle adequado à abertura da fase A1. Como apresenta a Figura 5.19, o torque pulsante de segundo harmônico é significativamente reduzido de 9 % em malha aberta (Figura 5.5) para 0,78 % com o controle adequado, evidenciando uma restauração da FMM balanceada mesmo na operação com fase aberta.

Na Figura 5.20 podem ser visualizadas as nove correntes de fase para o controle balanceado e para o controle adequado à fase A1 aberta. As amplitudes das componentes fundamentais das correntes de fase na operação balanceada com controle é 6,14 A. Na operação controlada com fase aberta, as amplitudes das componentes fundamentais das oito correntes de fase estão muito próximas. As correntes de fase que mais se desviam são aquelas do mesmo sistema trifásico da fase A1, as fases B1 e C1, com 7,08 A e 7,28 A de pico, representando um aumento de 15,4 e 18,6 %, respectivamente. Isso representa um erro máximo nas amplitudes de 2,4 %. A corrente que mais se aproximou do aumento esperado (16,2 %) foi da fase C3, com 16,6 %. É importante mencionar que essa elevação esperada foi calculada assumindo-se enrolamento senoidalmente distribuído. Amplitudes iguais para as correntes pós-falta garantem que as fases do acionamento não sejam sobrecarregadas de forma desigual, produzindo um aquecimento homogêneo nas fases do motor e do inversor.

A corrente de neutro, vista na Figura 5.20 (c), tem amplitude muito baixa em sua componente fundamental, 0,11 A, que representa 1,5 % das correntes de fase. Essa corrente é basicamente composta pelos harmônicos de ordem 13 e 15.

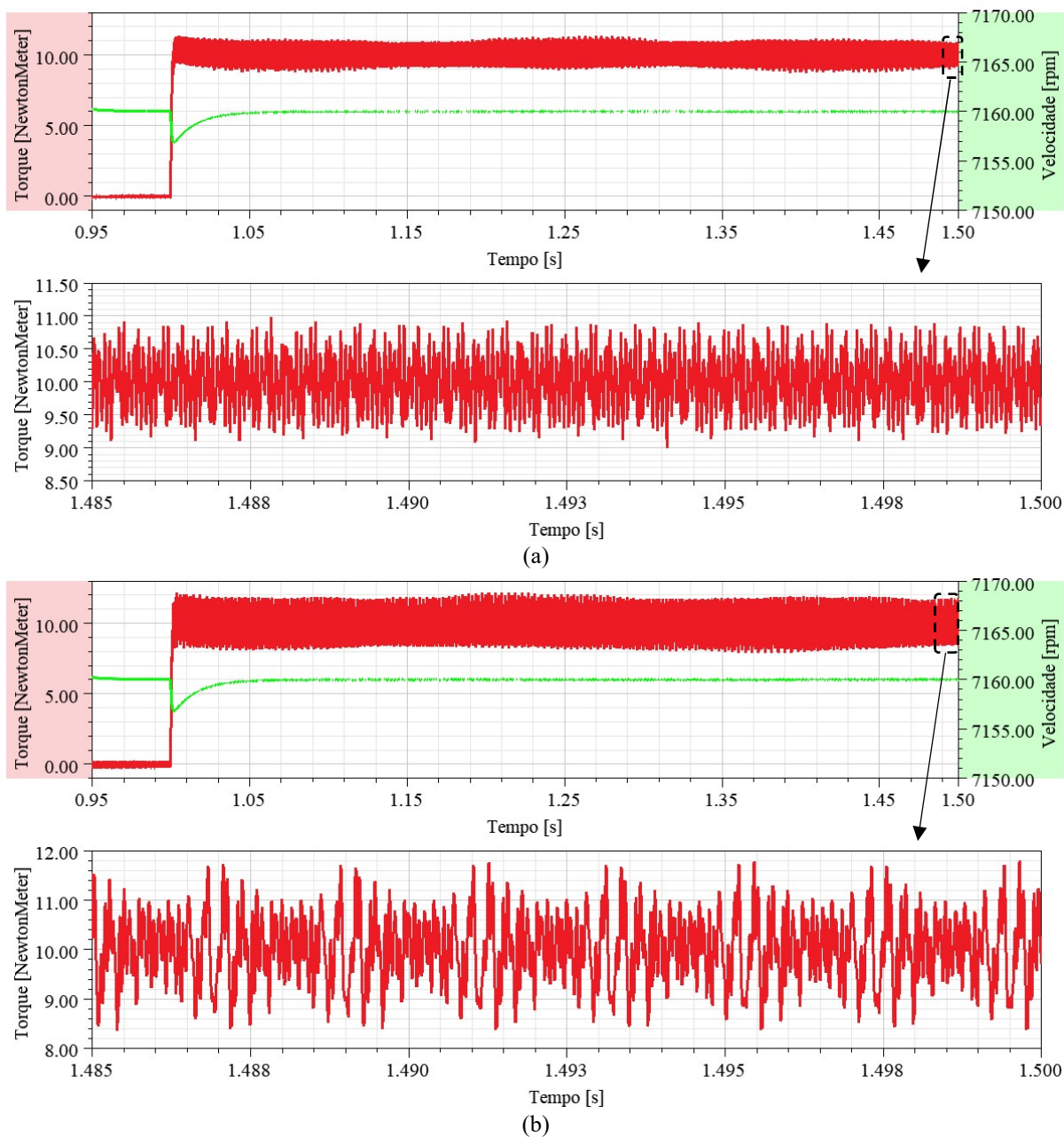


Figura 5.18 – Torque desenvolvido pela máquina, (a) controle com a máquina balanceada, (b) controle para fase A1 aberta, aplicando efetivamente o Método das Amplitudes Iguais.

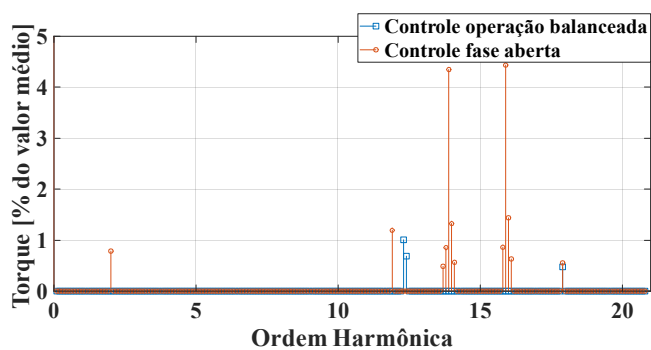


Figura 5.19 – Espectro harmônico dos torques desenvolvidos nas simulações controladas.

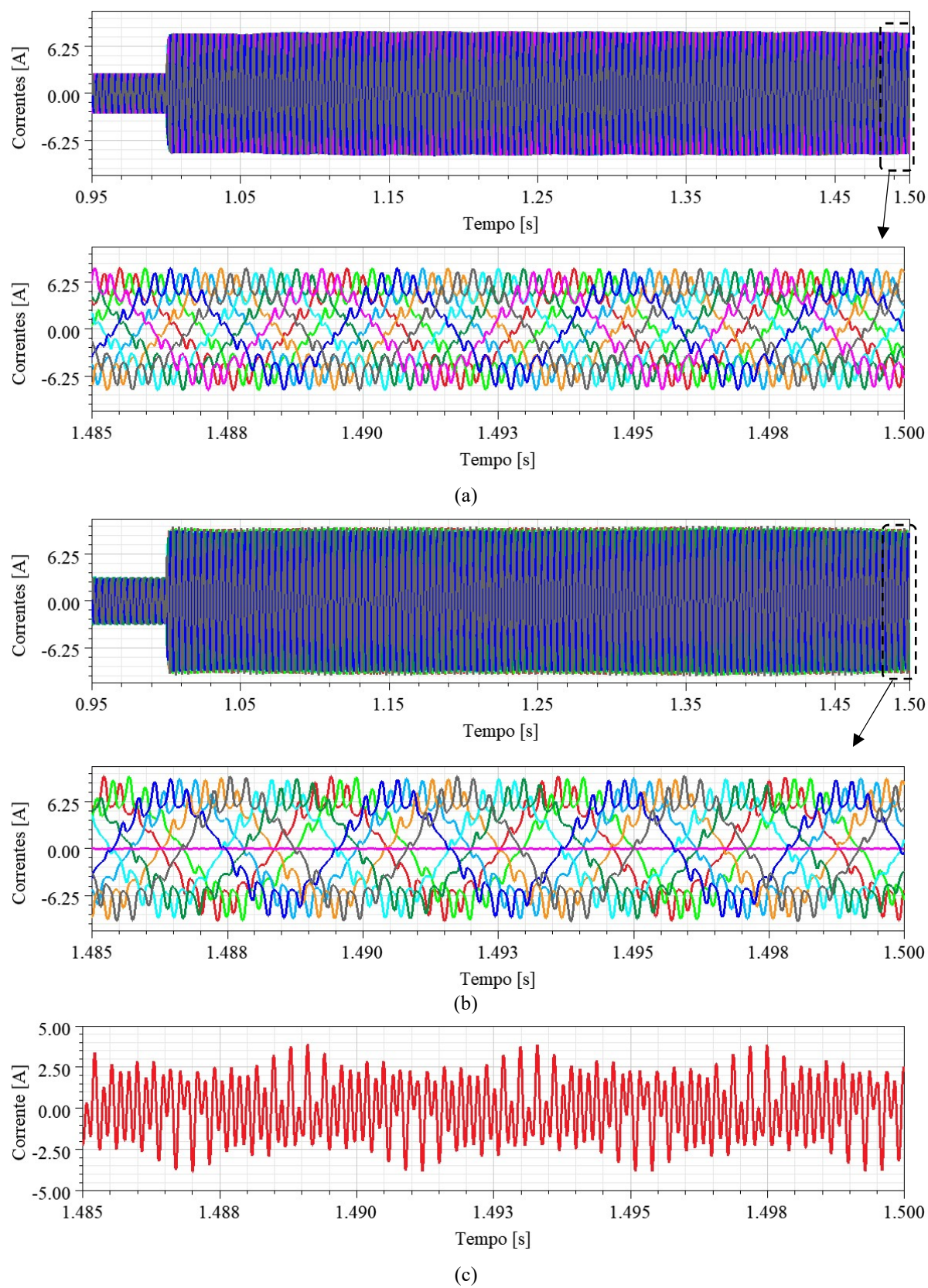


Figura 5.20 – Correntes de fase, (a) controle com a máquina balanceada, (b) controle para fase A1 aberta, (c) corrente de neutro na operação com fase aberta.

Decompondo-se as correntes de fase no plano $\alpha\beta$, chega-se aos resultados da Figura 5.21. A matriz [T9] foi usada para decompor as correntes balanceadas, e [T8], para as correntes na condição de fase aberta. A amplitude das correntes $\alpha\beta$ com controle balanceado são as mesmas, 13,02 A de pico. No caso do controle com a fase A1 aberta, o valor de pico da componente fundamental de $i_{s\alpha}$ é 14,85 A, e de $i_{s\beta}$ é 13,14 A, muito próxima do valor quando da operação balanceada com controle. Assim, a relação de amplitudes entre $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ é 1,13, como já era previsto para ocorrer a eliminação da componente de segundo harmônico do torque (KIANINEZHAD et al., 2008). É interessante notar novamente que essa correta relação foi obtida indiretamente, pois, de fato, as correntes controladas estão em referencial síncrono.

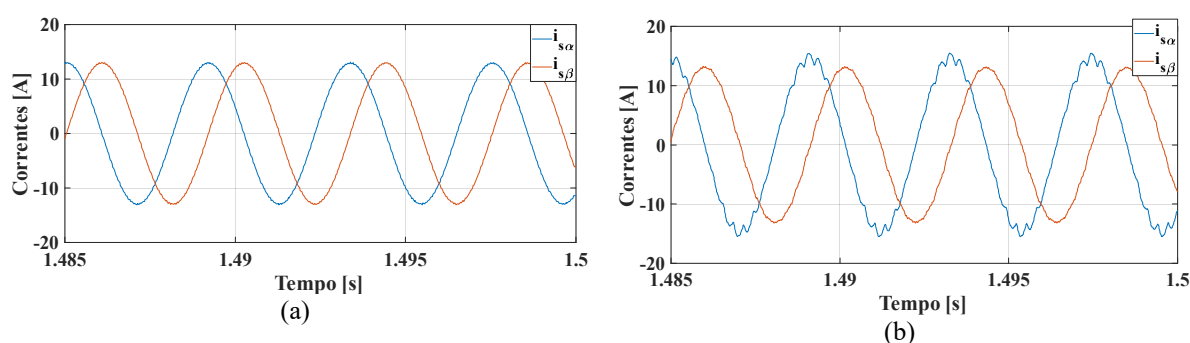


Figura 5.21 – Correntes no plano $\alpha\beta$, (a) com controle com a máquina balanceada, (b) e com controle para fase aberta.

Os harmônicos das correntes de fase praticamente não aparecem nas correntes $\alpha\beta$ quando a máquina está balanceada. Quando a máquina perde a fase A1, os harmônicos mais expressivos das correntes de fase, que são o 13° e 15°, aparecem apenas na corrente $i_{s\alpha}$, que está no eixo da fase A1, embora fracos com 2,5 %. Os harmônicos estão muito mais presentes nas correntes do Subespaço-Z, que não produzem torque ou fluxo útil, como serão mostradas em breve.

Essas correntes do plano $\alpha\beta$ possuem a relação necessária para produzir uma FMM equilibrada no entreferro. A Figura 5.22 exibe a tensão induzida na bobina exploradora de fluxo colocada no entreferro para as operações controladas com a MI9F balanceada e com uma fase aberta, que são muito próximas. A Figura 5.23 apresenta a onda de densidade de fluxo no entreferro ao longo de um quarto de circunferência, para as operações controladas com e sem falta, no instante de tempo de 1,5 s. Como nesse instante as correntes das duas simulações possuem fases diferentes, então essas ondas não coincidem, mas apresentam um padrão parecido e praticamente o mesmo valor médio 270,9 mT (operação balanceada controlada) e 266,7 mT (controle para fase aberta).

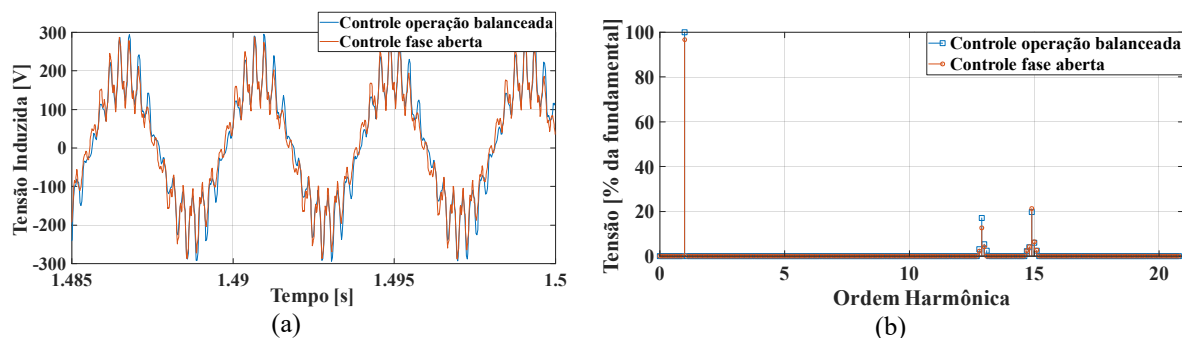


Figura 5.22 – Tensão induzida na bobina exploradora de fluxo colocada no entreferro nas operações controladas com a máquina balanceada e com a fase A1 aberta, (a) resultado no tempo, (b) FFT dessas tensões.

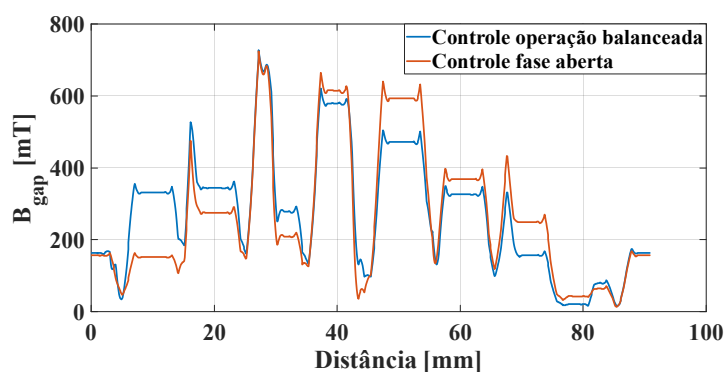


Figura 5.23 – Densidade de fluxo no entreferro nas operações controladas com a máquina balanceada e com a fase A1 aberta.

As correntes dq nas situações controladas para operação balanceada e com uma fase aberta são expostas na Figura 5.24. A corrente de referência para o eixo direto é levemente aumentada no controle para uma fase aberta, pois a indutância de magnetização efetiva é reduzida. Com a máquina balanceada, as correntes não rastreiam as referências devido às não-idealidades da máquina, que não são totalmente descritas pelos parâmetros de circuito equivalente estimados. No caso do controle com fase aberta, as correntes ainda possuem pequena componente de segundo harmônico, de 0,5 %. Essa pequena componente também gera a pequena oscilação de segundo harmônico presente no torque. Como essas correntes estão num referencial síncrono, os harmônicos ímpares das correntes de fase se manifestarão como harmônicos pares, principalmente o 16°.

Em seguida, analisam-se as correntes do Subespaço-Z, em que as sete referências são todas nulas para a operação balanceada. As correntes de fase decompostas nesse subespaço são expostas na Figura 5.25. Praticamente todos os harmônicos da corrente de fase na operação

balanceada com controle se manifestam nas correntes do Subespaço-Z, e a fundamental dessas correntes é nula.

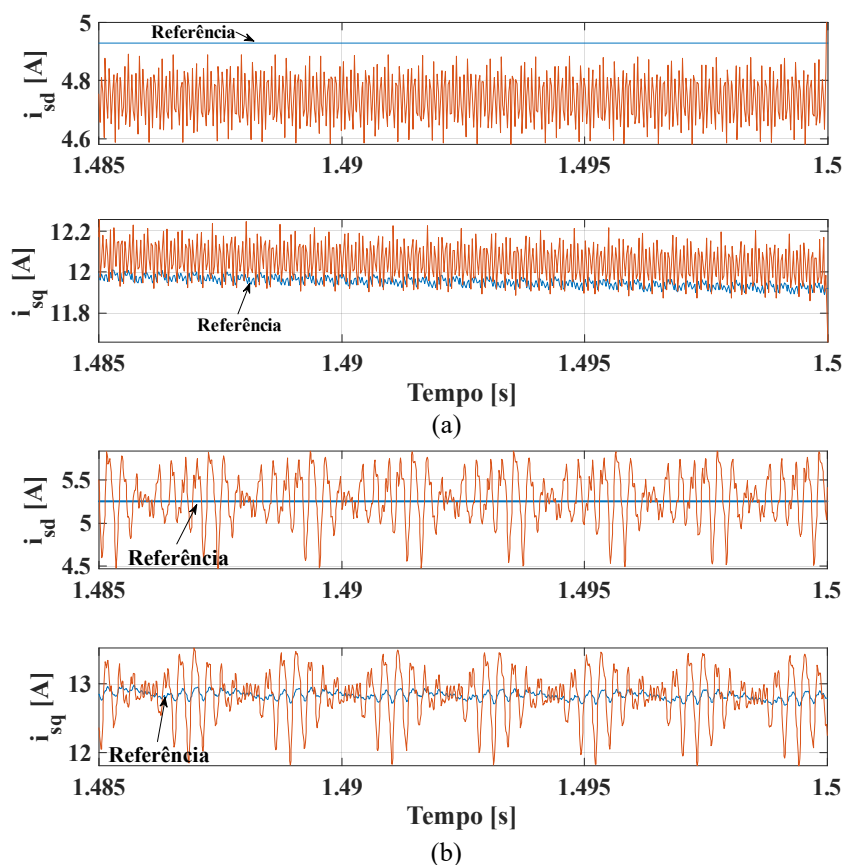


Figura 5.24 – Correntes de eixo direto e em quadratura, (a) operação balanceada com controle, (b) operação controlada com uma fase aberta.

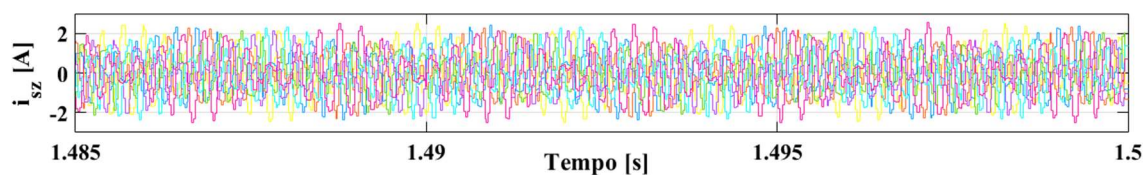


Figura 5.25 – Correntes do Subespaço-Z para a operação balanceada controlada.

Já para a operação com fase aberta controlada para correntes com amplitudes iguais, as seis correntes de referência do Subespaço-Z não são nulas, mas senoides determinadas a partir da corrente $i_{s\alpha}^*$, como se tem na Figura 5.26 (a). Com o objetivo de facilitar a visualização, a Figura 5.26 (b) apresenta a maior das correntes do Subespaço-Z juntamente com a sua referência (3,38 A de pico) e o erro, que possui 0,021 A de pico para a frequência fundamental. Esse erro corresponde a apenas 0,63 % do valor de referência.

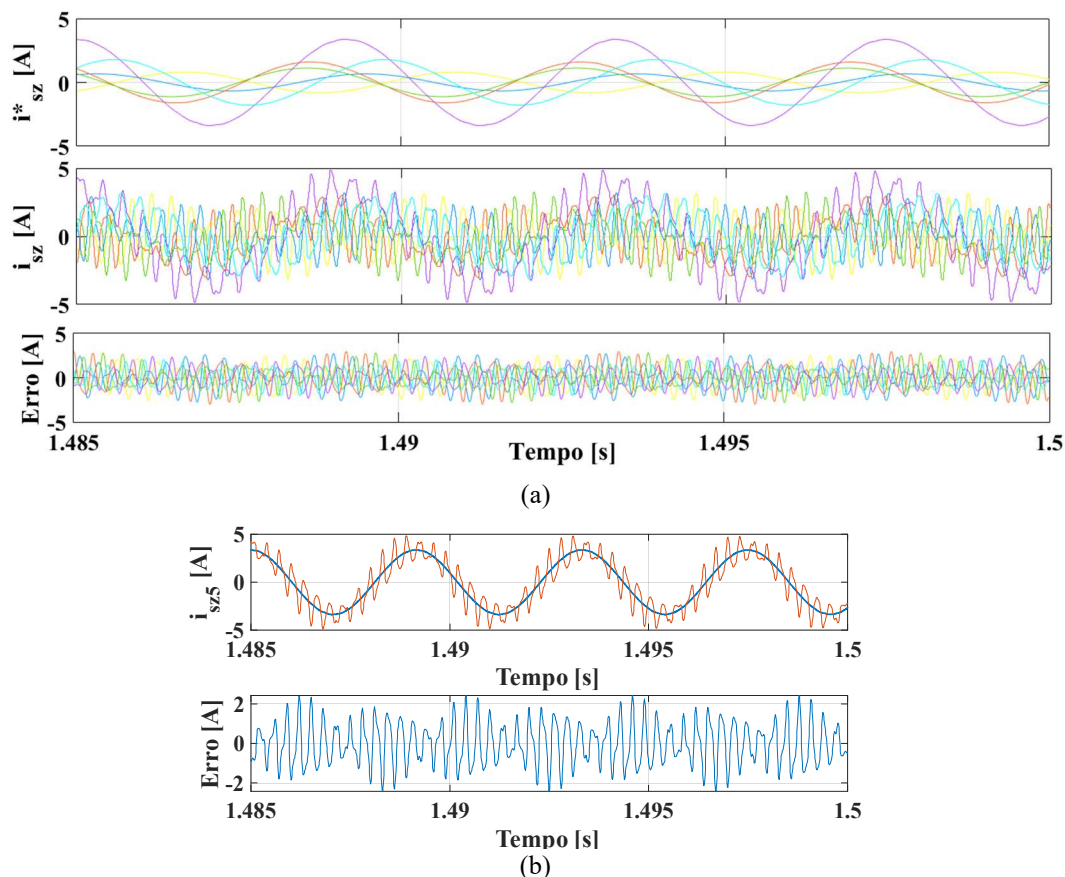


Figura 5.26 – Correntes do Subespaço-Z para controle com uma fase aberta e amplitudes iguais das correntes de fase, (a) todas as seis correntes do Subespaço-Z, (b) apenas a corrente i_{sz5} , que é a mais elevada, apresentada juntamente com sua referência e o erro.

A ação de controle determinada pelos controladores de correntes no plano dq e do Subespaço-Z é transformada nas tensões de fase, que são diretamente aplicadas ao estator da MI9F modelada no *Maxwell*. Na Figura 5.27 são ilustradas as tensões da fase C3 com o controle para operação balanceada e para fase aberta. A amplitude da componente fundamental das tensões de fase na operação balanceada com controle é 350 V. Já para o controle com fase aberta, as amplitudes de cada tensão de fase nesta simulação são levemente diferentes. A tensão da fase C3 aumenta em 6,4 %, sendo a maior de todas, com 370,6 V de pico. As demais tensões variam de 348 V até esse valor. O conteúdo harmônico de ambas é muito semelhante.

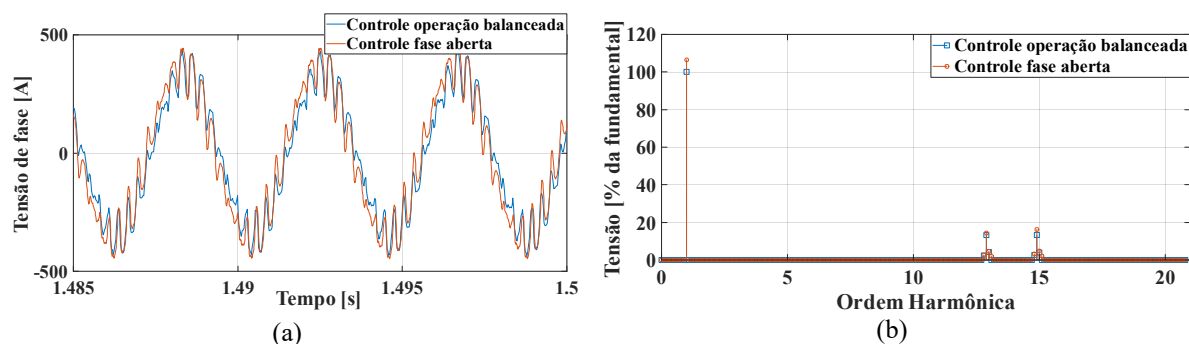


Figura 5.27 – Tensão aplicada pelo controlador na fase C3 nas operações controladas com a máquina balanceada e com a fase A1 aberta, (a) resultado no tempo, (b) FFT dessas tensões.

5.3.2. Malha Fechada: Máquina com fase aberta, mas utilização de técnica de controle para uma máquina balanceada

Nesta simulação, o controle implementado no *Simulink* é o mesmo utilizado para uma máquina balanceada. Porém, é colocado um resistor de $1\text{ M}\Omega$ em série com a fase A1. Foi necessário conectar o neutro da máquina ao neutro das fontes de tensão controladas, para que a simulação fosse realizada com um passo de $10\ \mu\text{s}$. Mesmo este controle sendo menos complexo do que o adequado para uma máquina com fase aberta, a simulação levou praticamente o mesmo tempo total, de 30 horas. Isso sugere que o controle dq e do Subespaço-Z adequados para a falta não aumentou o custo computacional.

A Figura 5.28 apresenta o torque desenvolvido pela máquina. O controle não foi capaz de eliminar a componente harmônica de segunda ordem no torque, que ainda possui 6,7 %, enquanto em malha aberta eram 9 %. Com o controle adequado desenvolvido neste trabalho, a oscilação de segundo harmônico no torque se reduziu para 0,78 %, como mostrou a seção anterior.

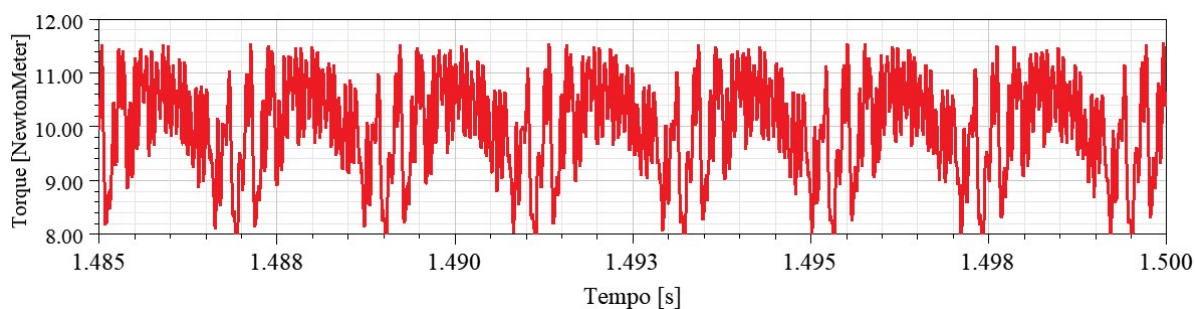


Figura 5.28 – Máquina com fase aberta, mas controle para uma máquina balanceada: torque desenvolvido.

Na Figura 5.29 são mostradas as correntes de fase e de neutro da máquina. As amplitudes das correntes de fases não são iguais, variando de 6,8 até 7,72 A, aumentos de 10,8 a 25,8 % com relação ao valor da corrente na operação balanceada com controle. A corrente de neutro tem uma forte componente fundamental de 7,8 A de pico. Assim, vê-se também a importância do controle das correntes do Subespaço-Z adequado para fase aberta como o utilizado na seção anterior, que promoveu correntes de fase com amplitudes muito próximas.

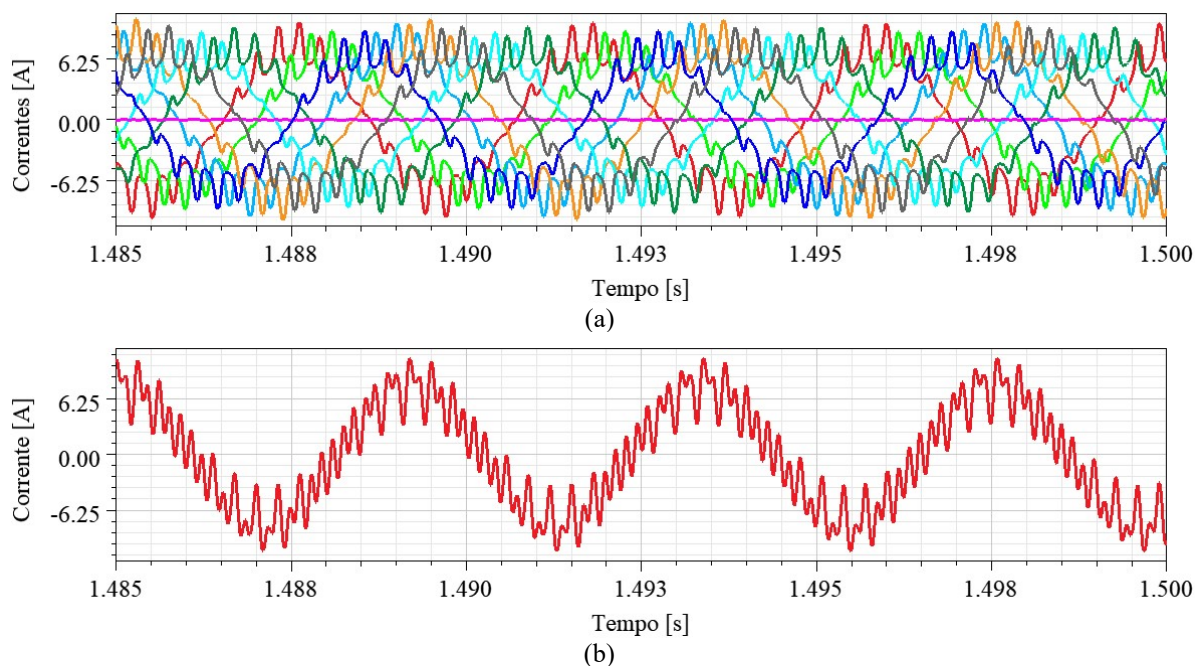


Figura 5.29 – Máquina com fase aberta, mas controle para uma máquina balanceada, (a) correntes de fase, (b) corrente de neutro.

5.3.3. Malha Fechada: Controle para as fases A1 e A2 abertas

Em seguida, o controle realizado em *Simulink* na Seção 4.2.2 é aplicado ao modelo da MI9F na *Maxwell* com as fases A1 e A2 abertas. Para tal, foram colocados resistores de $1\text{ M}\Omega$ em série com essas fases. Para esta falta, são esperadas as correntes de fase de (4.12). O torque produzido pela máquina pode ser visto na Figura 5.30. A pulsação de segundo harmônico (pico) é reduzida para 2,7 %, enquanto na operação em malha aberta era 20 %.

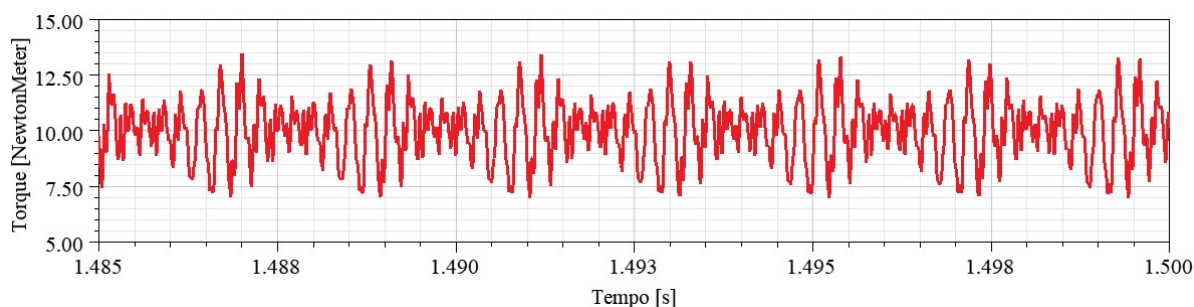


Figura 5.30 – Controle para as fases A1 e A2 abertas: resposta de torque no tempo.

As correntes de fase são apresentadas na Figura 5.31. As correntes das fases A3 e C3, fases adjacentes no tempo, são as que mais se elevam. Essas correntes sofrem um aumento de 87 % em relação à operação balanceada com controle, assim como esperado em (4.12).

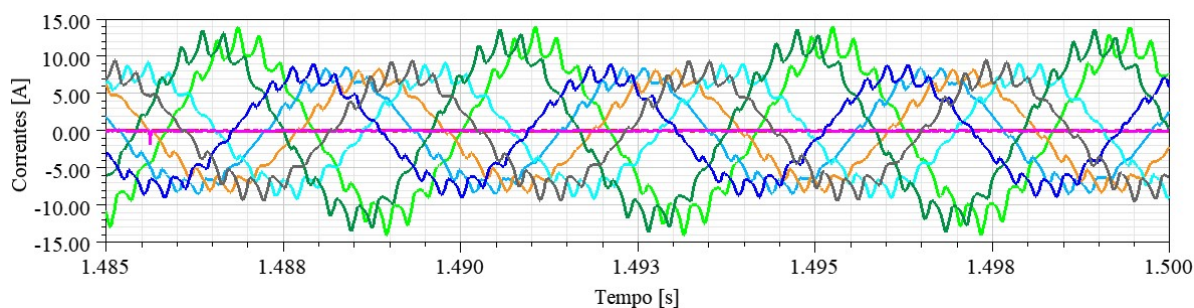


Figura 5.31 – Controle para fases A1 e A2 abertas: correntes de fase no tempo

As correntes de fase decompostas no plano $\alpha\beta$ pela matriz $[T7]$ são visualizadas na Figura 5.32, cujas componentes fundamentais de valem 16,72 A e 13,4 A de pico, respectivamente. Para esses valores, a relação é de 1,248, de acordo com o esperado para haver minimização do torque pulsante de segundo harmônico causado pelo desequilíbrio elétrico da máquina, Equação (4.13).

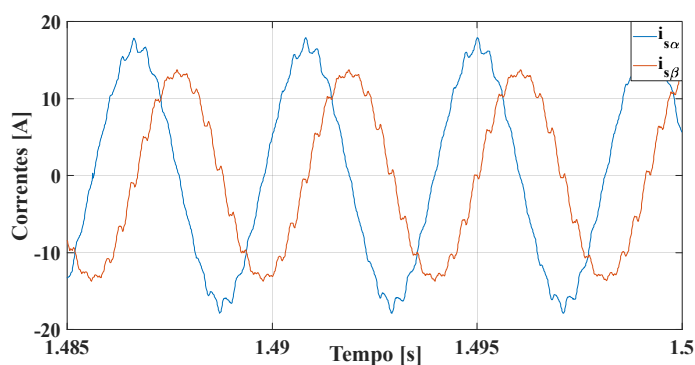


Figura 5.32 – Controle para fases A1 e A2 abertas: correntes no plano $\alpha\beta$.

5.3.4. Malha Fechada: Controle de correntes para Roteamento de Potência

De forma que fique um pouco mais nítida a redução da corrente da fase A1 e o aumento das demais, diminui-se a corrente dessa fase para 80 % do valor da condição balanceada. As correntes das demais oito fases são recalculadas para produzirem a mesma FMM, o mesmo torque, e se somarem para zero, utilizando-se a metodologia desenvolvida na Seção 4.3. Com isso, as correntes das outras fases deverão aumentar em torno de 4,4 %.

É realizada uma co-simulação entre *Simulink* e *Maxwell* para o controle das nove correntes agora desequilibradas. O controle *dq* é feito conforme para uma máquina balanceada, diferindo apenas que o controlador das correntes do subespaço-Z receberá correntes de referência não-nulas.

O torque desenvolvido pelo motor é apresentado na Figura 5.33. Com relação à FMM produzida pelas componentes fundamentais das correntes, o motor está magneticamente equilibrado, tendo em vista que não há pulsação de segundo harmônico no torque. As componentes de torque pulsante são o 14° e o 16°, devido aos harmônicos da gaiola de esquilo. Mesmo que a máquina não esteja com fase aberta, ela está numa condição de desequilíbrio elétrico. Assim, os harmônicos 13° e 15° no fluxo de entreferro se desequilibram e passam a criar tais harmônicos no torque.

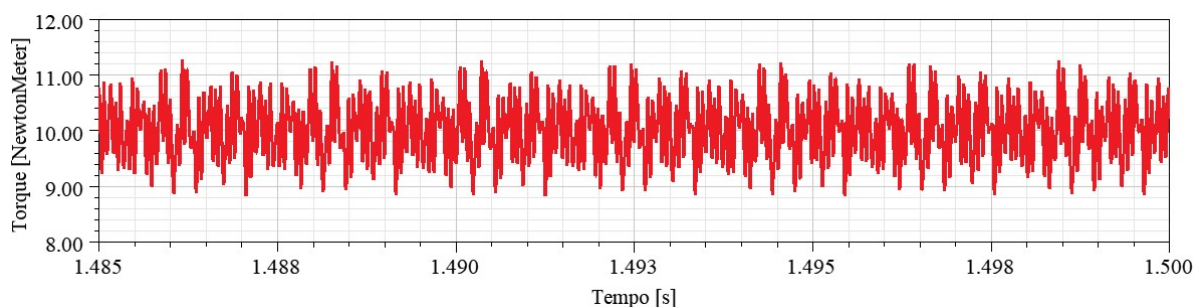


Figura 5.33 – Controle para Roteamento de potência: resposta do torque no tempo.

A Figura 5.34 traz as correntes de fase para esta operação levemente desequilibrada. A amplitude da componente fundamental da corrente da fase A1 é reduzida para 4,81 A, isto é, 78,4 % do valor na operação balanceada com controle (6,14 A de pico). As amplitudes da componente fundamental das demais correntes de fase estão entre 6,244 A e 6,3 A. As elevações não são muito expressivas, entre 1,8 e 2,7 %. A Figura 5.35 exhibe as nove correntes de fase decompostas pela matriz $[T9]$ no plano $\alpha\beta$ e no Subespaço-Z.

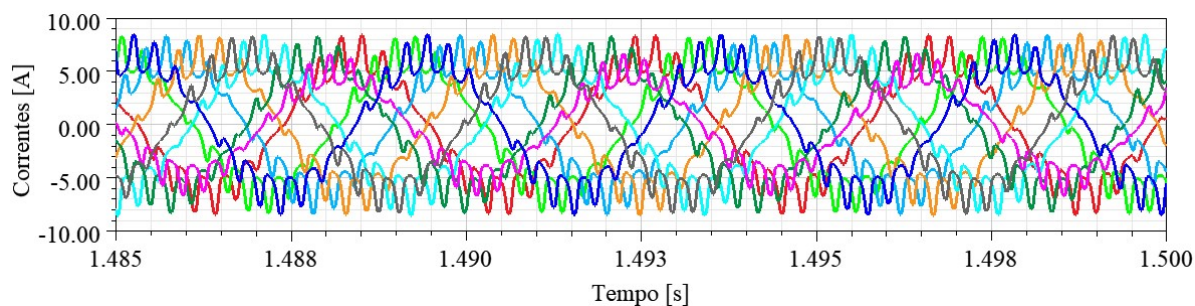


Figura 5.34 – Controle para Roteamento de potência: correntes de fase no tempo.

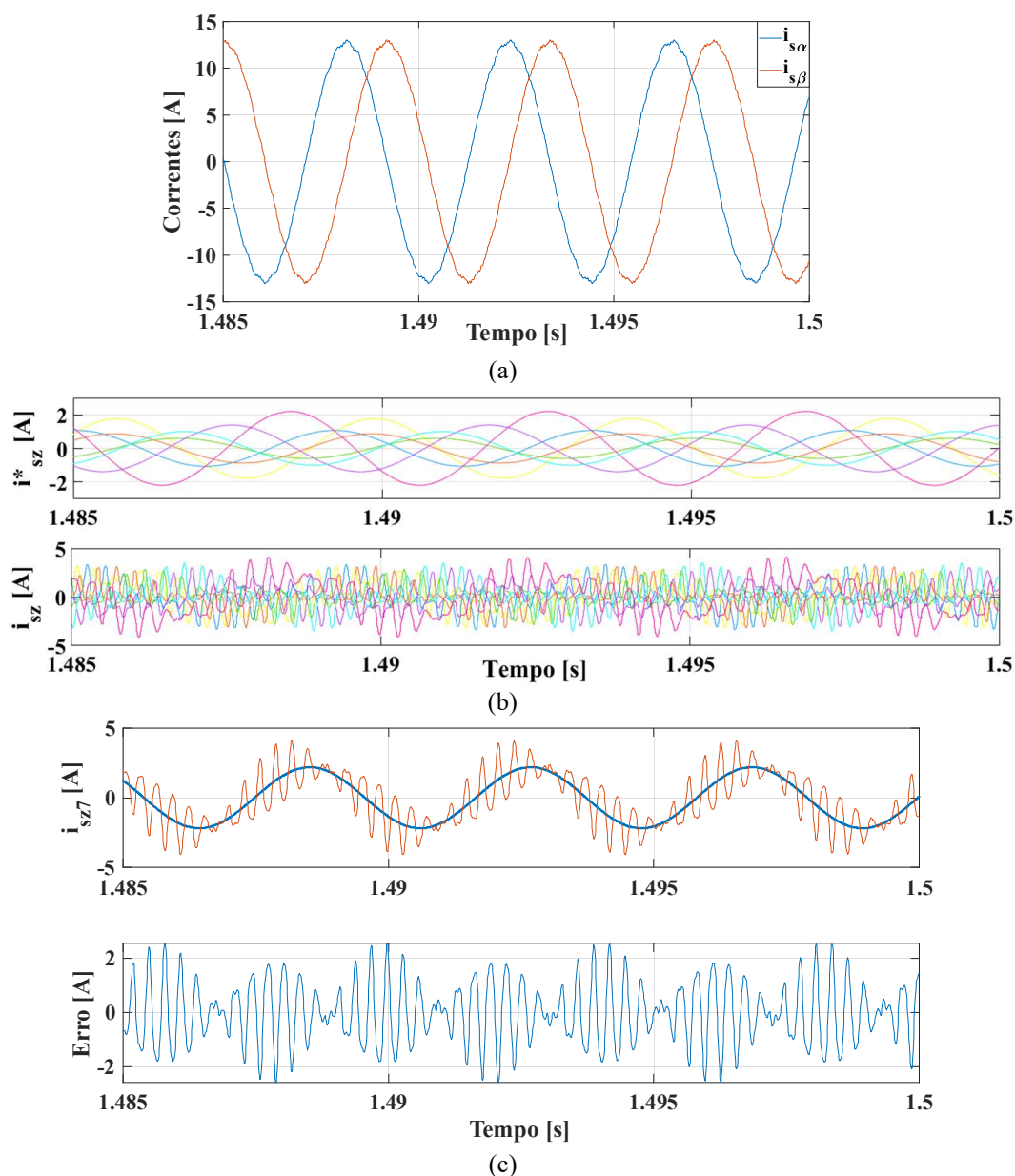


Figura 5.35 – Controle para Roteamento de potência: (a) Correntes no plano $\alpha\beta$, (b) Correntes no Subespaço-Z, (c) Corrente i_{sz7} , a maior dentre as correntes do Subespaço-Z, juntamente com sua referência e o erro.

As correntes possuem a mesma amplitude para a componente fundamental, 12,75 A, muito próximo do valor que elas tinham na operação balanceada com controle (13 A). A diferença está nas correntes do Subespaço-Z, que agora possuem componente fundamental não-nula. O erro máximo obtido para a componente fundamental das correntes do subespaço-Z é de 0,02 A.

Mais algumas simulações fora do *Matlab/Simulink* são conduzidas neste trabalho. No Apêndice D, são colocados resultados de simulações em tempo real via *hardware-in-the-loop*, onde o controle é implementado em um processador digital de sinais. O modelo da MI9F utilizada é desenvolvido pelo próprio *Typhoon HIL*.

5.4. Conclusão

Este capítulo contribui para a validação das técnicas e modelos desenvolvidos ao longo deste trabalho e em trabalhos anteriores (DE SOUZA; BASTOS; CARDOSO FILHO, 2018), (DE SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017b). O modelo da máquina é construído em elementos finitos para reduzir as incertezas da modelagem tradicional por meio de equações diferenciais. Além disso, inclui outros fenômenos e não-idealidades de máquinas reais, como enrolamento concentrado, rotor em gaiola, harmônicos espaciais e de ranhuras e não-linearidade da curva de magnetização. As simulações em malha aberta do modelo desenvolvido no *Maxwell* foram comparadas com medições em laboratório para o protótipo e com modelos implementados no *Matlab/Simulink*, indicando boa concordância.

A técnica de controle de torque por orientação de campo para a máquina com fases abertas é implementada no *Simulink*, mas controla uma máquina representada em elementos finitos no *Maxwell*, em uma co-simulação *online* entre os dois *softwares*. Foram avaliadas as situações em que uma ou duas fases adjacentes são abertas. Com o controle adequado das correntes de eixo direto e em quadratura, os resultados indicaram minimização da componente harmônica de segunda ordem no torque, indicando a recuperação de uma FMM balanceada criada pelas componentes fundamentais das correntes de fase.

Adicionalmente, o controle de correntes do Subespaço-Z adequado a uma MI9F com uma fase aberta promoveu correntes pós-falta com amplitudes praticamente iguais às calculadas em trabalhos anteriores, que são baseados apenas em um enrolamento de nove fases com distribuição senoidal, visando produzir uma FMM balanceada. O somatório das componentes fundamentais das correntes de fase ficou muito próximo de zero, como desejado.

Foi mostrado que o controle para uma máquina balanceada, mas efetivamente controlando uma máquina com fase aberta gera pouca redução na pulsação de torque de segundo harmônico e não impede o desequilíbrio nas amplitudes das correntes de fase. Esse fato também justifica a necessidade de um controle adequado, conforme proposto ao longo deste trabalho.

Por fim, demonstrou-se o controle para roteamento de potência, em que a máquina trabalha com as nove fases alimentadas, porém uma delas com uma redução de 80 %. As demais correntes cresceram, em média, apenas de 2,5 %, para produzir o mesmo torque, livre de pulsação de segundo harmônico, e o mesmo nível de fluxo no entreferro.

Assim, este capítulo teve grande relevância para indicar a possibilidade de uma operação controlada da MI9F desequilibrada e com fases abertas com mínima perda de desempenho. Foi mostrado como aplicar as correntes de fase desejadas, mas não por meio de controle de correntes de fase, mas com um controle adequado de correntes dq , que é uma forma tradicionalmente realizada para motores de indução. Mostrou-se também a efetividade e viabilidade do controle das correntes do Subespaço-Z. Essa contribuição é importante para o aumento da tolerância a falhas de acionamentos multifásicos, que resulta numa melhor confiabilidade. O Apêndice E tem o objetivo de quantificar o aumento da confiabilidade de um acionamento de nove fases frente a um acionamento trifásico, que não possui tolerância a falhas contra fases abertas.

Capítulo 6

Conclusões

A confiabilidade se tornou uma característica muito importante em acionamentos elétricos, uma vez que se relaciona diretamente com a lucratividade da planta e segurança de pessoas e equipamentos. O uso de máquinas multifásicas vem sendo explorado para o aumento da confiabilidade de acionamentos elétricos, tendo em vista sua inerente capacidade de tolerância a falhas. Aplicações especiais demonstraram interesse por acionamentos multifásicos, como veículos elétricos, propulsão de navios, aeronaves e aplicações industriais de alta potência. Com isso, existe uma crescente atividade de pesquisa no assunto em todo o mundo, além de interesses industriais na produção de máquinas multifásicas.

Falhas de origem elétrica em acionamentos comumente ocorrem no estator da máquina e nas chaves do inversor, que são os seus elementos mais frágeis. Este trabalho trouxe resultados experimentais e análises para falhas de fases abertas, de curto-circuito entre fase e neutro, entre fases, e curto-circuito em um IGBT. Quando operando com fases abertas, foi mostrada a distorção na FMM criada pelo enrolamento de estator, com o surgimento de componente de sequência negativa. Esta, interagindo com o campo de rotor, gerou pulsação de torque com o dobro da frequência das correntes de estator, que aumentou progressivamente com o número de fases abertas. Além disso, as correntes de fase se desequilibraram em amplitude, o que gera perdas e aquecimento não-homogêneos no motor e no inversor.

Foi demonstrado que falhas de curto-circuito no motor são muito mais severas que as de circuito aberto, devido aos elevados níveis de corrente medidos. Elas também são muito mais difíceis de lidar, pois, via controle, não é possível cessar a corrente de curto-circuito, uma vez que a indução de tensão no enrolamento com defeito é mantida pelo fluxo e velocidade desenvolvidos pelo motor.

As falhas de curto-circuito devem ser evitadas pela possibilidade de consequências catastróficas e irremediáveis. Técnicas de prognóstico de falhas no isolamento dos enrolamentos de estator e nas chaves do inversor podem ser usadas para apontar uma tendência de falha, de forma que se possa agir antes da sua progressão à falha em si. No caso de

degradação do isolamento das espiras de estator de um motor de indução, o que se tem na literatura é o monitoramento a fim de se parar a máquina antes que a falha se desenvolva ou se dissemine entre mais espiras. Curto-circuito entre espiras normalmente progride muito rapidamente e pode levar à destruição do enrolamento de estator e até do núcleo ferromagnético.

Já para uma chave do inversor em curto-circuito, os experimentos mostraram a produção de corrente contínua e torque frenante no motor. Principalmente para máquinas de indução, não se encontram estratégias definitivas de tolerância a falha de curto-circuito no acionamento na literatura. Alguns trabalhos até mesmo sugerem transformar uma falha de curto-circuito na chave do inversor em uma falha de circuito aberto, abrindo-se a fase. De forma semelhante, havendo uma falha de circuito aberto em uma chave do inversor, pode-se manter aberta a outra chave do mesmo braço, para novamente culminar numa falha de fase aberta, e não se ter que lidar com corrente contínua e seus efeitos. Portanto, este trabalho propõe um modo único de falta para falhas nas chaves do inversor: falta de fase aberta, que é mais viável de tratar.

Com relação ainda à degradação das chaves do inversor, havendo monitoramento e detecção, é possível realizar o roteamento de potência entre as fases do acionamento multifásico, aliviando-se a fase com tendência de falha e/ou equilibrando as temperaturas dos módulos. Em um caso mais extremo, pode-se abrir essa fase, e as demais serão responsáveis pela produção de uma FMM balanceada e de torque, livre da componente de segundo harmônico, pois a operação com fase aberta já é um assunto amadurecido na literatura.

Para se obter a operação tolerante a falta de fase aberta, foi desenvolvida uma técnica de controle de correntes dq adequada, bem como um controle das correntes do Subespaço-Z, para que a máquina tenha um desempenho dinâmico de mesma qualidade daquele da operação balanceada. Adicionalmente, as correntes das fases restantes terão a mesma amplitude e sem necessidade de conexão de neutro ou outras conexões extras. Para se chegar a esse controle em referencial síncrono para a MI9F com fases abertas, precisou-se inicialmente desenvolver o modelo em referencial síncrono, que não é encontrado completamente na literatura da mesma forma como apresentado aqui.

Esse modelo é parecido com o de uma máquina trifásica balanceada, a menos de matrizes com termos variantes no tempo nas equações de enlace de fluxo de estator, e, portanto, nas equações de tensão de estator. Por isso, o controle de correntes em eixo direto e em quadratura também possui diferenças para a condição de fases abertas. As diferenças estão nos termos pulsantes mesmo em referencial síncrono para a força contraeletromotriz, que é uma relevante

perturbação ao controle de corrente de correntes. Esses termos devem ser desacoplados na parcela de *feedforward* do controle, para que se recuperem as condições de controle de torque e para que o torque desenvolvido seja livre de oscilações. O desenvolvimento do controle de correntes em referencial síncrono também não é encontrado na literatura como realizado neste trabalho.

Já para o roteamento de potência, o controle por orientação de campo ocorre da mesma forma que em uma máquina equilibrada, já que todas as nove fases são alimentadas. Porém, existirá um controle de correntes do Subespaço-Z, que dará o “formato” desejado às correntes de fase: uma fase com corrente reduzida, e as demais com a mesma amplitude, um pouco maior que aquela da operação balanceada. Mesmo o motor estando eletricamente desequilibrado, o controle garantirá a produção de uma FMM balanceada.

O controle do Subespaço-Z, fundamental para as condições de fase aberta e roteamento de potência, também não é encontrado na literatura. Pelo contrário, as correntes do Subespaço-Z vinham sendo negligenciadas, e algumas referências com visibilidade na área recomendaram que elas fossem nulas, para não haver perdas adicionais. Entretanto, trabalhos anteriores de modelagem em referencial estacionário da MI9F com fases abertas mostraram que as correntes do Subespaço-Z devem ser determinadas, para representar máquinas com neutro isolado. Por isso, também para operações tolerantes à condição de fase aberta, o controle do Subespaço-Z se mostrou ser a chave para a aplicação das correntes de fase pós-falta desejadas, como, por exemplo, aquelas resultantes do Método das Amplitudes Iguais. Com o desenvolvimento dessas técnicas de controle, foi mostrado em simulação que o desempenho dinâmico da máquina com fase aberta ou desequilibrada (roteamento de potência) é tão satisfatório quanto o de uma máquina balanceada. Ou seja, obteve-se um controle desacoplado de fluxo de rotor e de torque, que seguem suas referências, e com uma mínima pulsação de torque.

Além de simulações no modelo analítico em *Matlab/Simulink*, também foram realizadas simulações em tempo real via *hardware-in-the loop* e co-simulações entre *Simulink* e elementos finitos. Embora com alguns questionamentos com relação ao modelo da MI9F do *Typhoon HIL*, os resultados de simulação em tempo real sugeriram a eliminação da pulsação de torque pulsante com o controle adequado à operação de fase aberta. Essas simulações foram importantes para apresentar o desempenho do controle implementado de forma discretizada e com efeito de frequência de amostragem e de chaveamento. Com as simulações em tempo real e também aquelas em *Matlab/Simulink* com inversor de frequência, propõe-se que o índice de

modulação em frequência para o controle com fases abertas deve ser maior que o mínimo convencional de 21 (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995). Aqui foi utilizado um $mf = 32$. Isso levou a uma frequência de chaveamento e de amostragem de 7680 Hz, já que a máquina possui uma frequência nominal (240 Hz) mais elevada que as máquinas típicas da indústria (60 Hz).

A fim de se reduzirem as incertezas com relação ao modelo dinâmico da MI9F com fases abertas, foram conduzidas co-simulações *online* entre *Matlab/Simulink*, onde é implementado o controle, e o *software Ansys Maxwell*, onde a máquina é modelada em elementos finitos. Para realizar a interface entre esses *softwares*, utilizou-se o *Ansys Simplorer*. Resultados em malha aberta mostraram boa coerência com os modelos dinâmicos desenvolvidos e com os resultados experimentais do protótipo, em termos de correntes de estator e de pulsação de torque de segundo harmônico. Em malha fechada, efetivamente aplicando-se o controle por orientação indireta segundo o enlace de fluxo de rotor, bem como o controle das correntes do Subespaço-Z, obteve-se a minimização da pulsação de torque de segundo harmônico e conseguiu-se equilibrar as amplitudes das correntes quando da abertura de uma fase. Com duas fases abertas, também foi possível reduzir em dez vezes o segundo harmônico no torque, com o controle adequado. Já para roteamento de potência, o controle também se mostrou efetivo para reduzir a corrente de uma fase, ao custo de um pequeno aumento das correntes das demais, também sem a manifestação do segundo harmônico no torque.

A modelagem em referencial síncrono e o controle por orientação de campo para operação com fases abertas propostos neste trabalho podem ser estendidos para máquinas de indução com outros números de fases e/ou para outras fases abertas. Para uma máquina síncrona multifásica, um equacionamento semelhante pode ser conduzido, baseando-se na metodologia utilizada aqui. Já a forma de se calcularem as correntes de fase para operação tolerante a falha de fases abertas ou para roteamento de potência e o controle do Subespaço-Z podem ser empregados da mesma maneira também para máquinas síncronas multifásicas que tenham o mesmo enrolamento de estator.

Essas contribuições e resultados apontaram para a possibilidade de uma operação controlada para a MI9F com fases abertas, empregando-se um controle de torque por orientação de campo parecido com a forma tradicionalmente feita para motores trifásicos balanceados convencionais. Isso permite o desejável controle desacoplado de torque e fluxo na máquina mesmo nessas condições de falta. Com isso, este trabalho contribuiu para o aumento da

tolerância a falha de acionamentos multifásicos. Essa capacidade comumente é relacionada na literatura com um aumento da confiabilidade de sistemas multifásicos. Para se demonstrar isso, cálculos de confiabilidade foram desenvolvidos e apontaram para um ganho de confiabilidade de sistemas multifásicos com tolerância a falha, frente aos acionamentos trifásicos.

6.1. Propostas de Trabalhos Futuros

Dando sequência a este trabalho, propõe-se o (a):

- Equacionamento discretizado para a componente *feedforward* do controle de correntes dq para a MI9F com fases abertas;
- Implementação experimental do Método das Amplitudes Iguais para o caso de fase aberta via controle de correntes dq e do Subespaço Z adequados, de forma a se demonstrar a operação tolerante a falha de fase aberta;
- Implementação experimental do roteamento de potência entre as nove fases do acionamento, realizando a medição da temperatura dos módulos para demonstrar o balanceamento térmico das chaves do inversor;
- Cálculo de correntes pós-falta para a condição de duas fases abertas que resultem em amplitudes iguais para as demais sete correntes de fase, mas ainda mantendo uma FMM equilibrada e corrente de neutro nula;
- Modelagem da MI9F balanceada e com fases abertas incluindo não-idealidades como saturação magnética, enrolamento concentrado, número de ranhuras;
- Novos métodos de gerar as correntes de referência e controlar o Subespaço- Z nas condições de fases abertas e de roteamento de potência;
- Técnica de controle de uma máquina de indução multifásica com fases abertas na região de enfraquecimento de campo;
- Modelagem em referencial síncrono e controle de correntes dq para uma máquina síncrona multifásica com fases abertas;
- Co-simulação entre *Simulink* e *Maxwell* para o controle da MI9F com fases abertas incluindo inversor de frequência;

- Modelagem da máquina de indução de nove fases trabalhando em condições de curto-circuito no estator, como curto-circuito entre espiras, curto-circuito fase-neutro e curto-circuito entre fases;
- Cálculos de confiabilidade de acionamentos multifásicos e trifásicos com outras topologias, com mais detalhes e orientados a aplicações específicas.

Referências Bibliográficas

ABDEL-KHALIK, A. S. et al. Postfault Operation of a Nine-Phase Six-Terminal Induction Machine Under Single Open-Line Fault. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 2, p. 1084–1096, 2018.

ABDEL-KHALIK, A. S.; MASSOUD, A. M.; AHMED, S. Nine-Phase Six-Terminal Induction Machine Modeling Using Vector Space Decomposition. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 2, p. 988–1000, 2019.

ABDEL-MAJEED, M. S. et al. Postfault Operation of Onboard Integrated Battery Charger via a Nine-Phase EV-Drive Train. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 7, p. 5626–5637, 2021.

ABDELKADER, R. et al. An Open-Circuit Faults Diagnosis Approach for Three-Phase Inverters Based on an Improved Variational Mode Decomposition, Correlation Coefficients, and Statistical Indicators. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 71, n. Lmd, p. 1–9, 2022.

ABDUALLAH, A. A. et al. **Synthetic Loading for Symmetrical and Asymmetrical Nine-phase Machines**. IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. **Anais...**Washington D.C.: IEEE, 2018.

ABID, M. et al. **Artificial Neural Network Approach Assessment of Short-Circuit Fault Detection in a Three Phase Inverter**. 2021 International Congress of Advanced Technology and Engineering (ICOTEN). **Anais...**IEEE, 4 jul. 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9493498/>>

ABOELHASSAN, M. et al. Performance Evaluation of a Vector Control Fault-Tolerant Flux-Switching Motor Drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 8, p. 1–1, 2012.

ALOSA, C. et al. Reconfigurable Multi-Three-Phase Drive for Naval Rim-Driven Propulsion System. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 58, n. 2, p. 2075–2087, 2022.

ALOSA, C.; IMMOVILLI, F.; LORENZANI, E. Modular Multi-Three-Phase Electric Drives for Enhanced Reliability and Current Ripple. **IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, v. 1, p. 7108–7114, 2019.

AMIN, M. et al. **Open-Phase Fault-Tolerant Current Reconstruction Control of Three-Phase Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motors**. 2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais...**IEEE, set. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8912389/>>

BAGHERI, M.; FARJAH, E.; GHANBARI, T. **Selective Utilized Phase Number of Multiphase Induction Motors Strategy to Enhance Electric Vehicles' Drive Range**. 2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC). **Anais...**IEEE, 2 fev. 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9405866/>>

BAKER, N. et al. Improved reliability of power modules: A review of online junction temperature measurement methods. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 3, p. 17–27, 2014.

BALTATANU, A.; FLOREA, M.-L. **Multiphase machines used in electric vehicles propulsion**.

Proceedings of the International Conference on ELECTRONICS, COMPUTERS and ARTIFICIAL INTELLIGENCE - ECAI-2013. **Anais...IEEE**, jun. 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6636204/>>

BANEIRA, F. et al. Control Strategy for Multiphase Drives with Minimum Losses in the Full Torque Operation Range under Single Open-Phase Fault. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 8, p. 6275–6285, 2017.

BARRERO, F. et al. Assessment of a Universal Reconfiguration-less Control Approach in Open-Phase Fault Operation for Multiphase Drives. **Energies**, v. 12, n. 24, p. 4698, 10 dez. 2019.

BARRERO, F.; DURAN, M. J. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines—Part I. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 1, p. 449–458, jan. 2016.

BASTOS, R. R. **Estudo de uma Máquina de Indução de Nove Fases**. [s.l.] Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.

BASTOS, R. R. et al. Modelling and Analysis of a Nine-phase Induction Motor with Third Harmonic Current Injection. **9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia**, p. 688–694, 2015.

BASTOS, R. R. et al. **Reduced Switching Modulation of a Nine-Phase Converter**. 2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS). **Anais...IEEE**, set. 2018. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8544712/>>

BASTOS, R. R. et al. **Assessment of a Nine-phase Induction Motor Drive for Metal Industry Applications**. 2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais...IEEE**, set. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8912328/>>

BASTOS, R. R. et al. Assessment of a Nine-Phase Induction Motor Drive for Metal Industry Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 6, p. 7217–7226, nov. 2020.

BASTOS, R. R.; DE SOUZA, T. S.; FILHO, B. DE J. C. Modulation Effects in an Inverter Fed Nine-Phase Induction Motor Drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 6, p. 6660–6669, nov. 2019.

BAZAN, G. H. et al. Stator Short Circuit Diagnosis in Induction Motors Using Mutual Information and Intelligent Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 4, p. 3237–3246, 2018.

BAZOVSKY, I. **Reliability Theory and Practice**. Mineola: Dover Publications, 2004.

BERMUDEZ, M. et al. Open-Phase Fault-Tolerant Direct Torque Control Technique for Five-Phase Induction Motor Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 2, p. 902–911, 2017.

BERMUDEZ, M. et al. An Experimental Assessment of Open-Phase Fault-Tolerant Virtual-Vector-Based Direct Torque Control in Five-Phase Induction Motor Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, p. 2774–2784, mar. 2018.

BERZOY, A.; MOHAMED, A. A. S.; MOHAMMED, O. Complex-Vector Model of Inter-Turn Failure in Induction Machines for Fault Detection and Identification. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 9994, n. c, p. 1–1, 2016.

BHIMIREDDY, P. R.; IQBAL, A. Distributed Fault-Tolerant Powertrain Configuration for Electric Vehicle Applications with Pole-Phase Modulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 8, p. 7787–7796, 2022.

BIANCHINI, C. et al. **Stator fault diagnosis by reactive power in dual three-phase reluctance motors**.

2019 IEEE 12th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED). **Anais...IEEE**, ago. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8864909/>>

BODO, N. et al. Efficiency Evaluation of Fully Integrated On-Board EV Battery Chargers With Nine-Phase Machines. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 32, n. 1, p. 257–266, mar. 2017.

BOLDEA, I.; NASAR, S. A. **The Induction Machine Handbook**. [s.l.: s.n.].

BONNET, A. H.; SOUKUP, G. Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in 3 Phase Squirrel Cage Induction Motors 921-937. **IEEE Trans. Industry Applications**, v. 28, n. 4, p. 197–204, 1992.

CARRIÈRE, S. et al. Robust control of a six-phase induction generator under open-phase fault conditions. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, v. 2016- Novem, p. 186–191, 2016.

CESAR, J. **Carros elétricos têm aumento de 257% nas vendas em 2021 no Brasil**. Disponível em: <<https://insideevs.uol.com.br/news/559305/carros-eletricos-vendas-brasil-2021/>>. Acesso em: 30 jun. 2022.

CHANGPAN, Z. et al. Control strategy for dual three-phase PMSM based on reduced order mathematical model under fault condition due to open phases. **The Journal of Engineering**, v. 2018, n. 13, p. 489–494, 2018.

CHEN, P.; XIE, Y. Harmonics Analysis of Air-Gap Magnetic Field of Induction Motors With Stator Inter-Turn Fault. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 58, n. 7, p. 1–9, jul. 2022.

CHEN, X. et al. A Nine-Phase 18-Slot 14-Pole Interior Permanent Magnet Machine with Low Space Harmonics for Electric Vehicle Applications. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 3, p. 860–871, 2016.

CHENG, M. et al. Loss Calculation and Thermal Analysis for Nine-Phase Flux Switching Permanent Magnet Machine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 33, n. 4, p. 2133–2142, 2018.

CHOI, U. M.; BLAABJERG, F.; LEE, K. B. Study and handling methods of power IGBT Module failures in power electronic converter systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 5, p. 2517–2533, 2015.

CLAUSEN, T.; BACKLUND, B. High Power IGCT Switches – State-Of-The-Art and Future. **Issue 3 2011 Power Electronics Europe**, p. 30–33, 2011.

DA PAZ, G. F. et al. Direct Torque Control Scheme for a Nine-Phase Induction Motor with Reduced Current Harmonic. **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2019**, p. 1–6, 2019.

DA SILVA, A. G. F. et al. IFOC for a Nine-phase Induction Motor Drive with Current Harmonic Injection. **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2019**, p. 14–19, 2019.

DE ROSSITER CORRÊA, M. B. et al. An induction motor drive system with improved fault tolerance. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 3, p. 873–879, 2001.

DE SOUZA, T. S. **Continuidade De Operação de Acionamentos Multifásicos Frente a Falhas de Circuito Aberto**. [s.l.] Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2017.

DE SOUZA, T. S.; BASTOS, R. R.; CARDOSO FILHO, B. J. Modeling and Control of a Nine-Phase Induction Machine With Open Phases. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 6, p. 6576–6585, nov. 2018.

DE SOUZA, T. S.; BASTOS, R. R.; FILHO, B. J. C. **Fault-tolerant operation of a nine-phase induction**

machine with open phases. 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. *Anais...IEEE*, out. 2017a. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8101830/>>

DE SOUZA, T. S.; BASTOS, R. R.; FILHO, B. J. C. **Fault-tolerant operation of a nine-phase induction machine with open phases.** 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. *Anais...IEEE*, out. 2017b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8101830/>>

DIETERLE, O.; GREINER, T.; HEIDRICH, P. Control of a PMSM with Quadruple Three-Phase Star-Connected Windings under Inverter Short-Circuit Fault. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 685–695, 2019.

DORRELL, D. G.; MAKHOBBA, K. Detection of Inter-Turn Stator Faults in Induction Motors Using Short-Term Averaging of Forward and Backward Rotating Stator Current Phasors for Fast Prognostics. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 53, n. 11, p. 1–7, nov. 2017.

DROZDOWSKI, P.; CHOLEWA, D. Frequency Control of a 9-Phase Induction Motor at Switched Supply Sequence. **2018 International Symposium on Electrical Machines (SME)**, n. 3, p. 1–5, 2018.

DURAN, M. J. et al. Multiphase Energy Conversion Systems Connected to Microgrids With Unequal Power-Sharing Capability. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 32, n. 4, p. 1386–1395, dez. 2017.

DURAN, M. J.; BARRERO, F. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines—Part II. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 1, p. 459–468, jan. 2016.

EFTEKHARI, M. et al. Online detection of induction motor's stator winding short-circuit faults. **IEEE Systems Journal**, v. 8, n. 4, p. 1272–1282, 2014.

FALCK, J. et al. Reliability of Power Electronic Systems: An Industry Perspective. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 12, n. 2, p. 24–35, jun. 2018a.

FALCK, J. et al. Reliability of Power Electronic Systems. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 12, n. 2, p. 24–35, jun. 2018b.

FAN, Y. et al. Maximum power point tracking for direct driving nine-phase FSPM wind generator. **2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2015**, p. 436–441, 2016.

FENG, G. et al. Fault Tolerant Maximum Torque Per Ampere (FT-MTPA) Control for Dual Three-phase Interior PMSMs Under Open-phase Fault. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. PP, n. c, p. 1, 2022.

FERREIRA, V. et al. Soft-Unbalance Operation for Power Routing in Multiphase Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 58, n. 1, p. 435–443, jan. 2022.

FERREIRA, V. DE N. **Reliability-Oriented Strategies for Multichip Module Based Mission Critical Industry Applications Reliability-Oriented Strategies for Multichip Module Based Mission Critical Industry Applications.** [s.l.] Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2021.

FERREIRA, V. N. et al. **Power Routing to Enhance the Lifetime of Multiphase Drives.** ECCE 2019 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. *Anais...Baltimore*: 2019.

FNAIECH, M. A. et al. Fuzzy Logic and Sliding-Mode Controls Applied to Six-Phase Induction Machine With Open Phases. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 1, p. 354–364, jan. 2010.

FU, J.-R.; LIPO, T. A. A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive. **Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting**, p. 1015–1020, 1993.

GARCIA-ENTRAMBASAGUAS, P. et al. Direct Torque and Predictive Control Strategies in Nine-Phase Electric Drives Using Virtual Voltage Vectors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 12, p. 12106–12119, dez. 2019.

GHADRAN, M. et al. Dissipation Factor as a Degradation Indicator for Electrolytic Capacitors. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, p. 1–11, 2022.

GONCALVES, P. F. C.; CRUZ, S. M. A.; MENDES, A. M. S. Online Diagnostic Method for the Detection of High-Resistance Connections and Open-Phase Faults in Six-Phase PMSM Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 58, n. 1, p. 345–355, 2022.

GONZALEZ-PRIETO, A. et al. **Symmetrical Six-Phase Induction Machines: A Solution for Multiphase Direct Control Strategies**. 2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). **Anais...IEEE**, 10 mar. 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9453649/>>

GONZALEZ-PRIETO, A. et al. On the Advantages of Symmetrical over Asymmetrical Multiphase AC Drives with even Phase Number Using Direct Controllers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 8, p. 7639–7650, 2022.

GONZALEZ-PRIETO, I.; DURAN, M. J.; BARRERO, F. J. Fault-Tolerant Control of Six-Phase Induction Motor Drives with Variable Current Injection. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 7894–7903, 2017.

GOPAKUMAR, K.; RANGANATHAN, V. T.; BHAT, S. R. Split-phase induction motor operation from PWM voltage source inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 29, n. 5, p. 927–932, 1993.

GRANDI, G. et al. Fault-tolerant control strategies for quad inverter induction motor drives with one failed inverter. **Proceedings - 2012 20th International Conference on Electrical Machines, ICM 2012**, p. 959–966, 2012.

GRUBIC, S. et al. A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines focusing on turn insulation problems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4127–4136, 2008.

GRUBIC, S. et al. A new concept for online surge testing for the detection of winding insulation deterioration in low-voltage induction machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 5, p. 2051–2058, 2011.

GUEDES, A. S. **Estudo E Proposição De Técnicas Para a Avaliação Do Isolamento Em Motores De Indução Trifásicos De Baixa E Média Tensão**. [s.l.] Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2018.

GUEDES, A. S.; SILVA, S. M. Insulation protection and online stress agent identification for electric machines using artificial intelligence. **IET Electric Power Applications**, v. 13, n. 4, p. 559–570, 2019.

GUNTURI, S.; SCHNEIDER, D. On the operation of a press pack IGBT module under short circuit conditions. **IEEE Transactions on Advanced Packaging**, v. 29, n. 3, p. 433–440, 2006.

GUZMAN, H. et al. Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 4474–4484, 2014.

GUZMAN, H. et al. IGBT-Gating Failure Effect on a Fault-Tolerant Induction Motor Drive. **IEEE**

Transactions on Industrial Electronics, v. 62, n. 1, p. 15–20, 2015a.

GUZMAN, H. et al. Open-Phase Fault Operation on Multiphase Induction Motor Drives. In: **Induction Motors - Applications, Control and Fault Diagnostics**. [s.l.] InTech, 2015b. p. 328.

HAMMOND, P. W. Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 5, p. 948–954, out. 2002.

ITAIPU. **Itaipu Veículos Elétricos**. Disponível em: <<https://www.itaipu.gov.br/tecnologia/veiculos-eletricos>>. Acesso em: 24 jan. 2017.

JACK, A. G.; MECROW, B. C.; HAYLOCK, J. A. A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 4, p. 889–895, 1996.

JEN-REN FU; LIPO, T. A. Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 5, p. 1267–1274, 1994.

JIANG, Y. et al. Three-phase current injection method for mitigating turn-to-turn short-circuit fault in concentrated-winding permanent magnet aircraft starter generator. **IET Electric Power Applications**, v. 12, n. 4, p. 566–574, 2018.

JUAN JUANCHI, H. S.; CHIBA, A.; KOBAYASHI, M. Performance Evaluation of a Nine-Phase Induction Motor using Finite Element Analysis. **23rd International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2020**, n. 2, p. 1472–1477, 2020.

JUNG, E. et al. Nine-phase permanent magnet motor drive system for ultra high-speed elevator. **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009**, p. 1841–1846, 2009.

JUNG, E. et al. A Nine-Phase Permanent-Magnet Motor Drive System for an Ultrahigh-Speed Elevator. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 48, n. 3, p. 987–995, 2012.

KAPUR, K. C.; PECHT, M. **Reliability Engineering**. Hoboken: John Wiley & Sons, 2014.

KASTHA, D.; BOSE, B. K. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 4, p. 1028–1038, 1994.

KIANINEZHAD, R. et al. Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 5, p. 1966–1977, 2008.

KIM, H. et al. **Analytical model of multiphase permanent magnet synchronous machines for energy and transportation applications**. 2013 International Electric Machines & Drives Conference. **Anais...IEEE**, maio 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6556250/>>

KLINGSHIRN, E. A. High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-102, n. 1, p. 47–53, jan. 1983.

KLUG, R.-D.; MERTENS, A. **Reliability of megawatt drive concepts**. IEEE International Conference on Industrial Technology, 2003. **Anais...IEEE**, 2003. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1290728/>>

KOTI, H. N. et al. **On Shortening the Numerical Transient in Time-Stepping Finite Element Analysis of Induction Motor Under Inter-Turn Short Circuit Faults**. 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais...IEEE**, 10 out. 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9595870/>>

KUMAR, P. S. et al. Stator End-Winding Thermal and Magnetic Sensor Arrays for Online Stator Inter-Turn Fault Detection. **IEEE Sensors Journal**, v. 21, n. 4, p. 5312–5321, 15 fev. 2021.

LEVI, E. et al. Multiphase induction motor drives – a technology status review. **IET Electric Power Applications**, v. 1, n. 4, p. 489, 2007.

LEVI, E. Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 5, p. 1893–1909, maio 2008.

LEVI, E. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 1, p. 433–448, 2016.

LEVI, E.; BARRERO, F.; DURAN, M. J. Multiphase machines and drives - Revisited. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 1, p. 429–432, 2016.

LI, F.; HUA, W.; CHENG, M. **Design and optimization of a nine-phase flux-switching PM generator for wind power systems**. 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). *Anais...IEEE*, out. 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7013532/>>

LIANG, X.; ALI, M. Z.; ZHANG, H. Induction Motors Fault Diagnosis Using Finite Element Method: A Review. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 2, p. 1205–1217, mar. 2020.

LIPO, T. A.; WALKER, L. H. Design and Control Techniques for Extending High Frequency Operation of a CSI Induction Motor Drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-19, n. 5, p. 744–753, set. 1983.

LIU, Z. et al. Parameter identification of nine-phase induction machines with concentrated windings. **2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2014**, n. 1, p. 2540–2544, 2015.

LIU, Z.; WU, J.; HAO, L. Coordinated and fault-tolerant control of tandem 15-phase induction motors in ship propulsion system. **IET Electric Power Applications**, v. 12, n. 1, p. 91–97, 2017.

LIU, Z.; ZHENG, Z.; LI, Y. Enhancing Fault-Tolerant Ability of a Nine-Phase Induction Motor Drive System Using Fuzzy Logic Current Controllers. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 32, n. 2, p. 759–769, jun. 2017.

LU, B.; SHARMA, S. A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters. **2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, v. 45, n. 5, p. 1–8, 2008.

LU, H. et al. Fault-tolerant predictive current control with two-vector modulation for six-phase permanent magnet synchronous machine drives. **IET Electric Power Applications**, v. 12, n. 2, p. 169–178, 2017.

LUO, D. et al. A Fault Detection Method for Partial Chip Failure in Multichip IGBT Modules Based on Turn-Off Delay Time. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. PP, p. 1–9, 2022.

MARAABA, L. S.; ALHAMOUZ, Z. M.; ABIDO, M. A. Mathematical Modeling, Simulation and Experimental Testing of Interior-mount LSPMSM under Stator Inter-Turn Fault. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 8969, n. c, p. 1–1, 2018.

MATSUYAMA, Y. et al. **Design Study on High Torque Density Multiphase Pole-Change Induction Motor for Vehicle Propulsion Drive**. 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). *Anais...IEEE*, 31 out. 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9634455/>>

MEINGUET, F. et al. **Fault-tolerant operation of an open-end winding five-phase PMSM drive with inverter faults**. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. *Anais...IEEE*,

nov. 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6699978/>>

MELO, V. F. M. B.; JACOBINA, C. B.; DE FREITAS, N. B. Open-End Nine-Phase Machine Conversion Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 3, p. 2329–2341, 2017.

MENDES, A. M. S.; CARDOSO, A. J. M. **Remedial operating strategies for standard 3-phase induction motor drives**. International Conference on Power Electronics Machines and Drives. **Anais...IEE**, 2002. Disponível em: <http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp_20020099>

MENGONI, M. et al. **Control of a fault-tolerant quadruple three-phase induction machine for More Electric Aircrafts**. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. **Anais...IEEE**, out. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8016107/>>

MESAI-AHMED, H. et al. Multiple Open-Circuit Faults Diagnosis in Six-Phase Induction Motor Drives Using Stator Current Analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 6, p. 7275–7285, 2022.

MIRAFZAL, B. Survey of fault-tolerance techniques for three-phase voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 10, p. 5192–5202, 2014.

MIRANDA, R. S.; JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N. Modeling and analysis of six-phase induction machine under fault condition. **2009 Brazilian Power Electronics Conference, COBEP2009**, p. 824–829, 2009.

MOHAMMADPOUR, A.; PARSA, L. Global fault-tolerant control technique for multiphase permanent-magnet machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 1, p. 178–186, 2015.

MOHAMMED, A.; MELECIO, J. I.; DJUROVIC, S. Stator Winding Fault Thermal Signature Monitoring and Analysis by in situ FBG sensors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1–1, 2018.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics. Converters, applications and Desing**. 2. ed. [s.l.] John Wiley & Sons, 1995. v. 1

MOHSENZADE, S. A Gate Driving Strategy for the Series-Connected IGBTs to Improve the Resilience Against IGBTs Short-circuit Failures. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 10, p. 9961–9971, 2021.

MORAWIEC, M. et al. Feedback Control of Multiphase Induction Machines With Backstepping Technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 6, p. 4305–4314, jun. 2020.

NAIR, N. S.; JAGADANAND, G. A New Inverter Fault Detection Scheme for Nine-Phase Induction Motor Drive System. **2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE)**, p. 1–6, 2022.

NELSON, R.; KRAUSE, P. Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-93, n. 3, p. 841–848, maio 1974.

NIKEL, D. **Electric Cars: Why Little Norway Leads The World In EV Usage**. Disponível em: <<https://www.forbes.com/sites/davidnikel/2019/06/18/electric-cars-why-little-norway-leads-the-world-in-ev-usage/#6e699f3813e3>>. Acesso em: 27 jan. 2020.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. **Vector Control and Dynamics of AC Drives**. Oxford: Clarendon Press, 1996.

NUSSBAUMER, P.; VOGELSBERGER, M. A.; WOLBANK, T. M. Induction machine insulation health state monitoring based on online switching transient exploitation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1835–1845, 2015.

OLIVEIRA, D. **Frota mundial de veículos elétricos será de 145 milhões em 2030**. Disponível em: <<https://jornaldocarro.estadao.com.br/carros/frota-mundial-de-veiculos-eletricos-sera-de-145-milhoes-em-2030/>>. Acesso em: 30 jun. 2022.

PALAVICINO, P. C.; SARLIOGLU, B. **Analysis of Inter-turn Short Circuits in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines, Including Saturation and Closed-loop Operation**. 2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC). *Anais...IEEE*, 21 jun. 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9490072/>>

PANDARAKONE, S. E.; MIZUNO, Y.; NAKAMURA, H. Frequency spectrum investigation and analytical diagnosis method for turn-to-turn short-circuit insulation failure in stator winding of low voltage induction motor. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, v. 23, n. 6, p. 3249–3255, dez. 2016.

PANT, V.; SINGH, G. K.; SINGH, S. N. **Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition**. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No.99TH8475). *Anais...IEEE*, 1999. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/794542/>>

PAOLI, L. **Electric cars fend off supply challenges to more than double global sales**. Disponível em: <<https://www.iea.org/commentaries/electric-cars-fend-off-supply-challenges-to-more-than-double-global-sales>>. Acesso em: 30 jun. 2022.

PEYGHAMI, S.; BLAABJERG, F.; PALENSKY, P. Incorporating Power Electronic Converters Reliability into Modern Power System Reliability Analysis. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 9, n. 2, p. 1668–1681, 2021.

PRIETO-ARAUJO, E. et al. Decentralized Control of a Nine-Phase Permanent Magnet Generator for Offshore Wind Turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 30, n. 3, p. 1103–1112, set. 2015.

PRIYANKA, C. P.; JAGDANAND, G. **Multiphase Induction Motor with Different Speed Ratio for Gearless Electric vehicles**. 2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy (PESGRE). *Anais...IEEE*, 2 jan. 2022. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9715800/>>

RAMAIAH, J. An Improved SVPWM Control Technique to Reduce Winding Losses of 9-Phase Induction Motor. *TENCON 2019 - 2019 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, v. 2, p. 2596–2601, 2019.

RAY, S.; DEY, D. Development of a Comprehensive Analytical Model of Induction Motor under Stator Intern Turn Faults Incorporating Rotor Slot Harmonics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. PP, n. c, p. 1–1, 2022.

REDDY, B. P. et al. A Fault Tolerant Multilevel Inverter for Improving the Performance of Pole-Phase Modulated Nine-Phase Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 2, p. 1–1, 2017.

RIBEIRO, R. L. A. et al. **A strategy for improving reliability of motor drive systems using a four-leg three-phase converter**. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181). *Anais...IEEE*, 2001. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/911676/>>

RICHARDEAU, F. et al. **Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA**. 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. **Anais...IEEE**, 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4417537/>>

RICHARDEAU, F.; PHAM, T. T. L. Reliability Calculation of Multilevel Converters: Theory and Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4225–4233, out. 2013.

RIVEROS, J. A. et al. Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings—Part 2: Time-Domain Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 27, n. 4, p. 1067–1077, dez. 2012.

RODRIGUEZ, J. et al. Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives - Part II: Applications and Benchmarking With Classical Control Methods. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 5, p. 5047–5061, 2022.

RUBA, M.; FODOREAN, D. Analysis of fault-tolerant multiphase power converter for a nine-phase permanent magnet synchronous machine. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 6, p. 2092–2101, 2012.

RUBINO, S. et al. Modular Vector Control of Multi-Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 10, p. 9136–9147, 2021.

RYU, H. M.; KIM, J. W.; SUL, S. K. Synchronous-frame current control of multiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to open phases. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 42, n. 4, p. 1062–1070, 2006.

SADEGHI, R.; SAMET, H.; GHANBARI, T. Detection of stator short-circuit faults in induction motors using the concept of instantaneous frequency. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. PP, n. c, p. 1–1, 2018.

SALA, G. et al. Impact of Star Connection Layouts on the Control of Multiphase Induction Motor Drives under Open-Phase Fault. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 4, p. 3717–3726, 2021.

SALEM, A.; NARIMANI, M. A Review on Multiphase Drives for Automotive Traction Applications. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 5, n. 4, p. 1329–1348, dez. 2019.

SHIN, S. M.; CHOI, B. H.; KANG, H. G. Motor Health Monitoring at Standstill Through Impedance Analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 7, p. 4422–4431, jul. 2016.

SILVA, R. Á.; PIRES, I. A. **Aspectos tecnológicos e oportunidades para os veículos elétricos e híbridos no mercado nacional**. 12º Salão Latino Americano de Veículos Elétricos, Componentes e Novas Tecnologias. **Anais...São Paulo**: 2016.

SILVA, R. Á.; PUJATTI, F. J. P.; PIRES, I. A. Nine-phase IM for hybridisation of a compact vehicle by parallel TTR architecture. **IET Electric Power Applications**, p. 1–9, 2018.

SIM, H.-W.; LEE, J.-S.; LEE, K. Detecting Open-Switch Faults: Using Asymmetric Zero-Voltage Switching States. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 22, n. 2, p. 27–37, mar. 2016.

SLUNJSKI, M. et al. General Torque Enhancement Approach for a Nine-Phase Surface PMSM with Built-In Fault Tolerance. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 8, p. 6412–6423, 2021.

SLUNJSKI, M.; JONES, M.; LEVI, E. **Analysis of a Symmetrical Nine-phase Machine with Highly Non-Sinusoidal Back-Electromotive Force**. IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial

Electronics Society. **Anais...** Washington D.C.: IEEE, 2018.

SLUNJSKI, M.; JONES, M.; LEVI, E. Control of a Symmetrical Nine-phase PMSM with Highly Non-Sinusoidal Back-Electromotive Force Using Third harmonic Current Injection. **IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, v. 1, p. 969–974, 2019.

SOLODKIY, E.; DADENKOV, D.; SALNIKOV, S. **Detection Of Stator Inter-turn Short Circuit In Three-Phase Induction Motor Using Current Coordinate Transformation**. 2019 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED). **Anais...IEEE**, jan. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8664353/>>

SOUZA, T. S.; BASTOS, R. R.; FILHO, B. J. C. **Fault Analysis in an Inverter-Fed Nine-Phase Induction Machine**. 9th Annual IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE 2017). **Anais...**2017.

SOWMIYA, M.; THILAGAR, S. H. **Performance Enhancement of Electric Vehicles using Vector Controlled Multiphase Induction Motor**. 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). **Anais...IEEE**, dez. 2018. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8707930/>>

STEIMER, P.; APELDOORN, O.; CARROLL, E. **IGCT devices-applications and future opportunities**. 2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No.00CH37134). **Anais...IEEE**, 2000. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/867555/>>

STISCIA, O. et al. Sensorless Control of a Nine-phase Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine with Highly Non-Sinusoidal Back-EMF. **IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, v. 1, p. 1327–1332, 2019.

SUBOTIC, I. et al. Onboard Integrated Battery Charger for EVs Using an Asymmetrical Nine-Phase Machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 5, p. 3285–3295, 2015.

SUN, J. et al. A Generalized, Fast and Robust Open-Circuit Fault Diagnosis Technique for Star-connected Symmetrical Multiphase Drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. PP, n. c, p. 1–1, 2022a.

SUN, J. et al. Optimal Fault-Tolerant Control of Multiphase Drives Under Open-Phase/Open-Switch Faults Based on DC Current Injection. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 5, p. 5928–5936, maio 2022b.

SYSTEMS, P. et al. **IEEE Recommended Practice for the Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems (Gold Book)**. [s.l.: s.n.]. v. 1997

TALLAM, R. M. et al. A Survey of Methods for Detection of Stator-Related Faults in Induction Machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, n. 4, p. 920–933, 2007.

TALLAM, R. M.; HABETLER, T. G.; HARLEY, R. G. Transient model for induction machines with stator winding turn faults. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 3, p. 632–637, 2002.

TANI, A. et al. Control of multiphase induction motors with an odd number of phases under open-circuit phase faults. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 2, p. 565–577, 2012.

TECO-WESTINGHOUSE. **Marine Solution: AC induction Motors**. Disponível em: <<https://www.tecowestinghouse.com/PDF/ms-induction.pdf>>. Acesso em: 24 jan. 2020.

THOMSON, W. T.; FENGER, M. Current signature analysis to detect induction motor faults. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 7, n. 4, p. 26–34, 2001.

TIAN-HUA LIU; JEN-REN FU; LIPO, T. A. A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 29, n. 5, p. 910–918, 1993.

TIAN, B. et al. Freewheeling Current-Based Sensorless Field-Oriented Control of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors under Insulated Gate Bipolar Transistor Failures of a Single Phase. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 1, p. 213–224, 2022.

TIPPE, L.; BOLVASHENKOV, I.; HERZOG, H. Concept Analysis and Design of a 9-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine. p. 1–6, 2018.

TOUSIZADEH, M. et al. Fault-Tolerant Field-Oriented Control of Three-Phase Induction Motor Based on Unified Feedforward Method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 8, p. 7172–7183, ago. 2019.

TU, P.; YANG, S.; WANG, P. Reliability and Cost based Redundancy Design for Modular Multilevel Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 3, p. 1–1, 2018.

UMESH, B. S.; SIVAKUMAR, K. **Multiphase induction motor drive with 1:3:9:15 speed ratios for gear free electric vehicle application**. 7th International Conference on Information and Automation for Sustainability. **Anais...IEEE**, dez. 2014. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7069559>>

VISHNU VARDHAN REDDY, G.; PRATHAP REDDY, B.; SIVAKUMAR, K. Design constraints of multiphase induction motor drives for electric vehicles. **2017 National Power Electronics Conference, NPEC 2017**, v. 2018- Janua, p. 234–239, 2018.

VU, D. T.; NGUYEN, N. K.; SEMAIL, E. Fault-Tolerant Control for Nonsinusoidal Multiphase Drives With Minimum Torque Ripple. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 6, p. 6290–6304, 2022.

WANG, B. Review of Power Semiconductor Device Reliability for Power Converters. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, v. 2, n. 2, p. 101–117, jun. 2017.

WANG, B. et al. Experimental Assessments of a Triple Redundant Nine-Phase Fault-Tolerant PMA SynRM Drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 772–783, 2018.

WANG, C. et al. Fault Detection and Tolerant Control of IGBT Open-Circuit Failures in Modular Multilevel Matrix Converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. PP, n. c, p. 1–1, 2022.

WARD, E. E.; HÄRER, H. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, v. 116, n. 6, p. 980, 1969.

WIKSTROM, P.; TERENS, L. A.; KOBI, H. Reliability, availability, and maintainability of high-power variable-speed drive systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 1, p. 231–241, mar. 2000.

WOGARI, M. M.; OJO, O. Nine-phase interior permanent magnet motor for electric vehicle drive. **2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting**, p. 1–8, 2011.

WU, F.; ZHENG, P.; JAHNS, T. M. Analytical Modeling of Interturn Short Circuit for Multiphase Fault-Tolerant PM Machines With Fractional Slot Concentrated Windings. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 3, p. 1994–2006, maio 2017.

YANG, G. et al. A Unified Fault-Tolerant Strategy for Multiphase Machine With Minimum Losses in Full Torque Operation Range Based on Closed-Form Expressions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. PP, n. c, p. 1–1, 2022.

YANG, S. et al. Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review.

IEEE Transactions on Power Electronics, v. 25, n. 11, p. 2734–2752, 2010.

YEH, C. C. et al. A reconfigurable motor for experimental emulation of stator winding interturn and broken bar faults in polyphase induction machines. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 23, n. 4, p. 1005–1014, 2008.

YEPES, A. G. et al. Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings—Part 1: Sinusoidal Excitation Methods. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 27, n. 4, p. 1056–1066, dez. 2012.

YIFAN ZHAO; LIPO, T. A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 31, n. 5, p. 1100–1109, 1995.

YIN, Z. et al. Comparative Investigations of Inverter Short-Circuit Fault and Winding Terminal Short-Circuit Fault in Open-End Winding Five-Phase PM Machine System. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 57, n. 7, p. 1–5, 2021.

YOLACAN, E. Investigation of Flux Weakening Capability of an Unconventional 9-Phase PM Motor with Different Winding Configurations. **IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, v. 1, p. 1138–1143, 2019.

YONG, Y. et al. IGBT open circuit fault diagnosis in VSI fed induction motor drives based on modified average current method. **Proceedings of the 2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2014**, p. 1334–1338, 2014.

YU, F. et al. A Nine-Phase Permanent Magnet Electric-Drive-Reconstructed Onboard Charger for Electric Vehicle. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 33, n. 4, p. 2091–2101, 2018.

YU, F.; CHENG, M.; CHAU, K. T. Controllability and Performance of a Nine-Phase FSPM Motor Under Severe Five Open-Phase Fault Conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 1, p. 323–332, mar. 2016.

ZHANG, J. et al. Fault-tolerant control of DSBLDC motor drive under open-circuit faults. **IET Electric Power Applications**, v. 13, n. 4, p. 494–502, 2019.

ZHANG, P. et al. A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 1, p. 34–46, 2011.

ZHAO, Y.; LIPO, T. A. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part I: Machine modeling and multidimensional current regulation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 11, n. 3, p. 570–577, 1996a.

ZHAO, Y.; LIPO, T. A. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part II: Field-oriented control and experimental verification. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 11, n. 3, p. 578–584, 1996b.

ZHOU, D.; WANG, H.; BLAABJERG, F. Mission Profile Based System-Level Reliability Analysis of DC/DC Converters for a Backup Power Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 9, p. 8030–8039, 2018.

ZHOU, X. et al. PMSM Open-Phase Fault-Tolerant Control Strategy based on Four-Leg Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 3, p. 1–1, 2019a.

ZHOU, X. et al. New Fault Tolerance Method for Open-Phase PMSM. **IEEE Access**, v. 7, p. 146416–

146427, 2019b.

ZHU, J.; ERTUGRUL, N.; SOONG, W. L. **Fault Analysis and Remedial Strategies on a Fault-Tolerant Motor Drive with Redundancy**. 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. **Anais...IEEE**, maio 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4270807/>>

ZHU, J.; NIU, X. Investigation of short-circuit fault in a fault-tolerant brushless permanent magnet ac motor drive with redundancy. **Proceedings of the 2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2010**, p. 1238–1242, 2010.

ZORIC, I.; JONES, M.; LEVI, E. Arbitrary Power Sharing Among Three-Phase Winding Sets of Multiphase Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 2, p. 1128–1139, fev. 2018.

Apêndice A

Avaliação Experimental de Falhas em curto-circuito em um Acionamentos de Nove Fases

No Capítulo 2, foram incluídos resultados experimentais em malha aberta para o acionamento de nove fases com fases abertas. Neste apêndice, são colocados os resultados experimentais que envolvam curto-circuito nos enrolamentos da MI9F e em uma chave do conversor.

A-1. Fases da MI9F em curto-circuito

Para se emular de forma segura as falhas de curto-circuito nos enrolamentos, foram colocados resistores de baixo valor ôhmico para limitar a corrente, como traz a Figura A.1. A fase do inversor não é conectada ao(s) enrolamento(s) sob falta. A tensão fase-neutro aplicada é 63,5 Vrms, com frequência de 60 Hz. O conjugado de carga é reduzido para 4 Nm por questões de segurança.

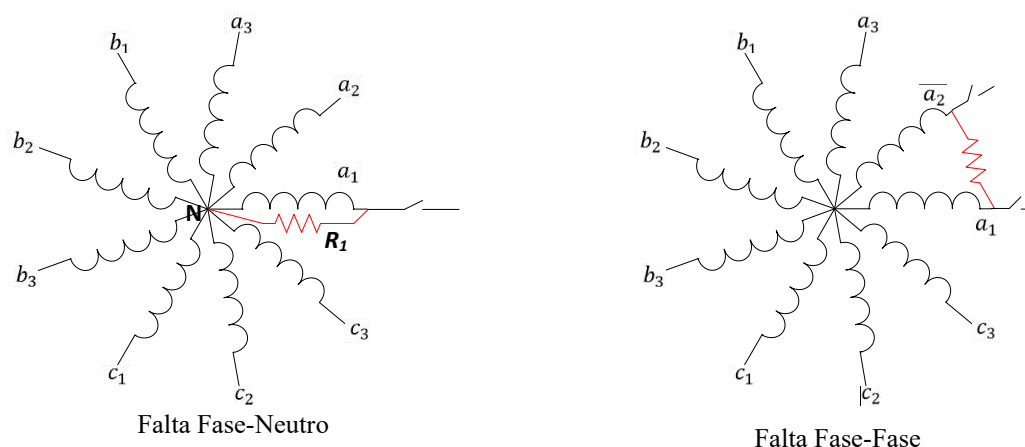


Figura A.1 – FMM Falhas de curto-circuito nos enrolamentos.

A-1.1. Falta fase-neutro

Para este experimento, é colocado um resistor $R_1 = 2,15 \Omega$ entre o terminal da fase A1 do motor e o neutro, para a operação a vazio, e $R_1 = 2,4 \Omega$ para a operação sob carga. A máquina já parte sob falta. A Figura A.2 apresenta as correntes de fase de estator nessa condição. A corrente da fase A1 é significativamente aumentada, mas para a condição a vazio e com carga, ela permanece praticamente com a mesma amplitude. Isso ocorre devido à tensão induzida na fase A1 ser praticamente a mesma, já que ela tem uma grande dependência com a velocidade. As velocidades a vazio e com carga são muito próximas, a menos do escorregamento. A falha e a aplicação do conjugado de carga parecem ser fenômenos independentes e sobrepostos.

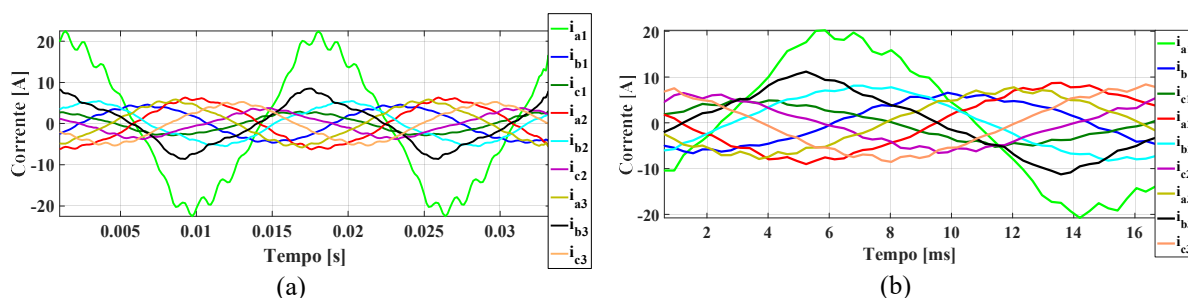


Figura A.2 – Resultados experimentais: Falta Fase-Neutro, (a) a vazio e (b) sob carga de 4 Nm.

A-1.2. Falta fase-fase

Neste experimento, um resistor de baixo valor é inserido entre as fases A1 e A2, que são fases adjacentes no tempo. Então, a tensão de linha entre elas era a menor dentre todas as combinações, pois há apenas 40° de defasamento. A vazio, o resistor colocado valia $1,7 \Omega$, e $2,4 \Omega$ para a operação com carga. As correntes de fase filtradas são mostradas na Figura A.3. As correntes dos enrolamentos em falta são opostas: $I_{a2} = -I_{a1}$. Novamente, os valores das correntes dessas fases praticamente não se alteraram com a carga. Comparando-se com as correntes medidas na falta fase-neutro, as correntes na falta Fase-Fase entre A1 e A2 são menores, o que sugere uma condição de falta “estável”.

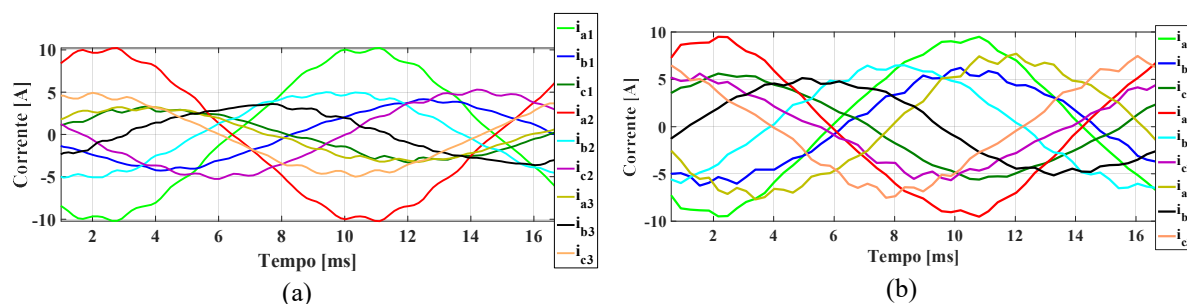


Figura A.3 – Resultados experimentais: Falta Fase-Fase (A1A2), (a) a vazio e (b) sob carga de 4 Nm.

Entretanto, há várias outras combinações de faltas fase-fase, como entre as fases mais “distantes” no tempo: A1 e B3, como se tem na Figura A.4. Na condição balanceada, a tensão de linha entre elas seria a maior, pois há 200° de defasamento. Elas são adjacentes no espaço, como previamente mostrado na Figura 2.3. Consequentemente, os níveis de corrente são maiores que aqueles observados na falta fase-fase entre A1 e A2.

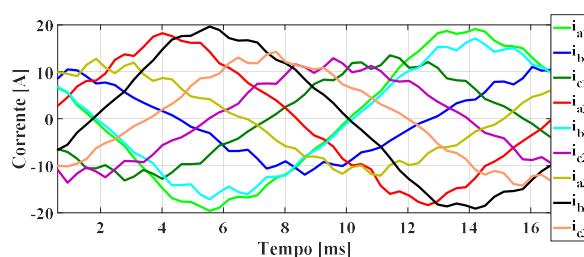


Figura A.4 – Resultados experimentais: Falta Fase-Fase (A1B3) sob carga de 4 Nm.

A Figura A.5 ilustra a FMM produzida pelas correntes de fase de estator para cada falta de curto-circuito experimentada, operando sob carga. A FMM obtida na condição de falta fase-fase entre A1 e B3 foi a mais distorcida, e o torque nessa situação possui o maior *ripple*, como indicado na Figura A.6, atingindo picos negativos.

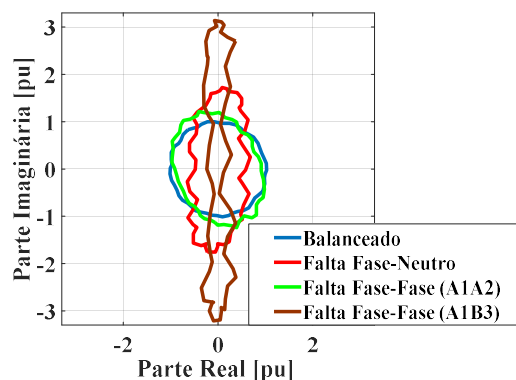


Figura A.5 – FMM normalizada produzida pelas correntes de estator – Faltas Fase-Neutro e Fase-Fase sob carga de 4 Nm.

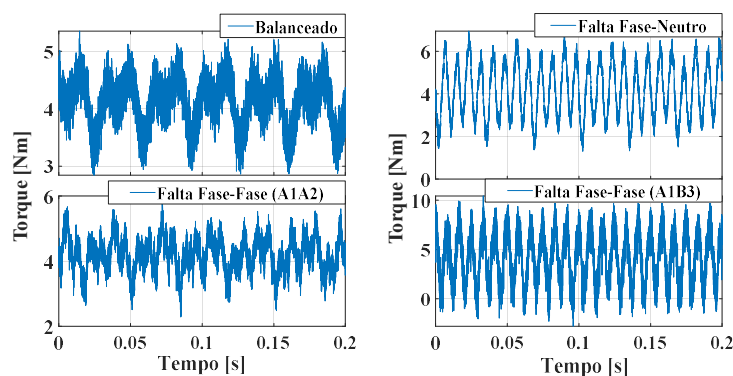


Figura A.6 – Medições do torque produzido pelo MI9F – Falta Fase-Neutro e Fase-Fase.

Os harmônicos encontrados nos sinais de torque para todas as falhas experimentadas até aqui, sob carga, são medidos e mostrados na Tabela 9. A pulsação de segundo harmônico no torque também é forte na falta fase-neutro, mais do que na falta fase-fase entre A1 e A2. Porém, ele é mais expressivo na falta fase-fase entre A1 e B3, onde há, adicionalmente, componentes harmônicas de quarta e sexta ordem.

Tabela 9 – Conteúdo harmônico no torque e medições de velocidades: faltas em circuito aberto e em curto-circuito.

6 Nm	Em porcentagem do valor DC (6 Nm)					Medições de Velocidades	
	60 Hz	120 Hz	240 Hz	360 Hz	THD (%)	Velocidade de Rotor [rpm]	Escorregamento
Balanceado	13.7	-	-	-	17.1	1770	0.0167
A1 aberta	15.3	6.28	-	-	19.6	1769	0.0172
A1 e A2 abertas	12.8	14.2	-	2.5	22.2	1763	0.0206
A1, A2 e A3 abertas	13.1	24.8	-	8.9	31.4	1753	0.0261
4 Nm	Em porcentagem do valor DC (4 Nm)					Medições de Velocidades	
	60 Hz	120 Hz	240 Hz	360 Hz	THD (%)	Velocidade de Rotor [rpm]	Escorregamento
Balanceado	8.84	-	-	-	14	1779	0.0117
Falta Fase-Neutro	5.86	42	2.22	1.46	44.2	1768	0.0178
Falta Fase-Fase (A1A2)	6.72	10.4	2.17	3	17.3	1772	0.0156
Falta Fase-Fase (A1B3)	6.54	81.1	6.2	9.3	87.2	1727	0.0406

Quanto mais distorcida a FMM, também mais pulsações são encontradas no torque medido. A falta fase-neutro foi a que apresentou o 14^o harmônico no torque mais expressivo (4,15 %), que se deve ao 13^o e 15^o harmônicos criados pelo rotor de 28 barras. A Tabela 9

também mostra a velocidade de rotor e o escorregamento da MI9F para cada condição de falta sob carga, lembrando que a velocidade síncrona é 1800 rpm. Para produzir o mesmo torque, as faltas mais severas levaram a um maior escorregamento. Esse aumento causará perdas extras no motor, em adição ao significativo aumento nas correntes de fase de estator. Essa distribuição heterogênea e aumento das perdas também causam estresse ao conversor. Comparando-se torque e FMM para as faltas de curto-circuito e de fases abertas, torna-se notável que as faltas em curto-circuito são mais severas.

A-2. IGBT em curto-circuito

Esta falta é um experimento realizado em trabalho anterior (DE SOUZA, 2017) e (SOUZA; BASTOS; FILHO, 2017), no mesmo seguimento deste. Os resultados são colocados para efeito de comparação. Nesta falta, o IGBT superior da fase A1 é comandado para ficar constantemente ligado, enquanto o seu complementar está aberto, Figura A.7. O experimento é feito a vazio e a máquina já parte sob falta. A tensão da fase A1 é mantida constante na metade do valor da tensão do barramento c.c.: 155,5 V. A tensão das demais fases é reduzida para 55 Vrms, na frequência de 60 Hz. Apenas um resistor de 22 Ω , colocado em série com a fase A1 do MI9F, e a resistência do próprio enrolamento limitam a corrente DC. A componente DC presente nas correntes de fase causa torque frenante. Esta foi a falta mais severa dentre as emuladas. As medições de tensão e de correntes são mostradas nas Figuras A.8 e A.9. A FMM produzida é apresentada na Figura A.10, que é deslocada em relação ao centro. Isso pode causar saturação magnética na máquina.

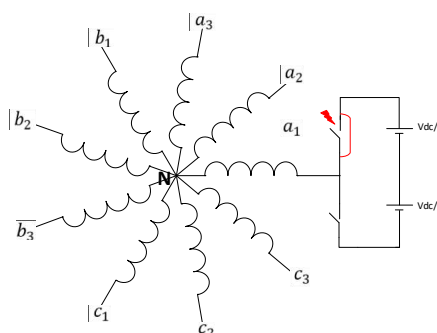


Figura A.7 – IGBT em Curto-Circuito.

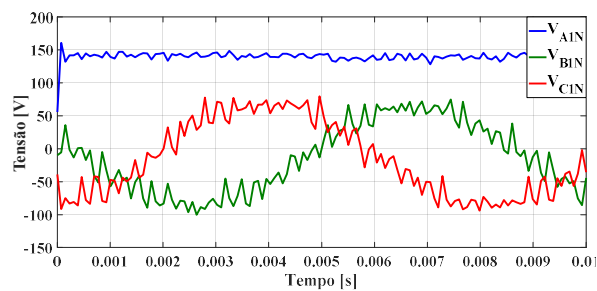


Figura A.8 – Tensões de fase filtradas – IGBT em Curto-Circuito.

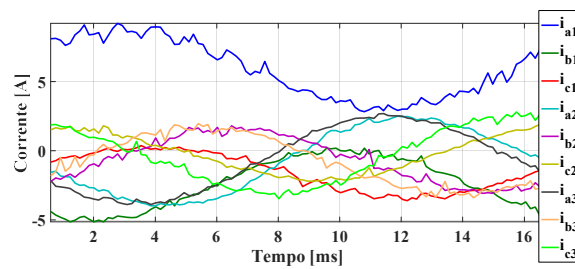


Figura A.9 – Correntes de estator filtradas – IGBT em Curto-Circuito.

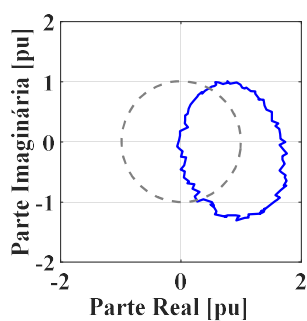


Figura A.10 – FMM normalizada para a falha de IGBT em Curto-Circuito.

Apêndice B

Matrizes de Transformação e Indutâncias (DE SOUZA, 2017)

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

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] &= [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [I_r] + [L_{rs}] \cdot [I_s]). \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

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 nove fases, conforme desenvolvido em (BASTOS, 2015). As matrizes de resistências são diagonais, contendo o valor da resistência do enrolamento de estator ou de rotor (referido ao estator) de cada fase (DE SOUZA, 2017). Os vetores de tensão e corrente são:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3} \ v_{s4} \ \dots \ v_{s9}]^T \\ [I_s] &= [I_{s1} \ I_{s2} \ I_{s3} \ I_{s4} \ \dots \ I_{s9}]^T \\ [V_r] &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \\ [I_r] &= [I_{r1} \ I_{r2} \ I_{r3} \ I_{r4} \ \dots \ I_{r9}]^T. \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Caso haja fases abertas no estator, os termos relacionados devem ser suprimidos dos vetores de tensão e corrente de estator, e o modelo terá sua ordem reduzida. Por exemplo, se a fase A1 estiver aberta, devem-se suprimir os termos v_{s1} e I_{s1} em (B.2), e a ordem do sistema será $N = 8$, que é a quantidade de fases ativas. Pode-se fazer uso da matriz $[TN]$, que divide o modelo original em dois subespaços desacoplados: o plano $\alpha\beta$ e o subespaço Z. Então, $[TN]$ contém duas outras matrizes:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ i_{sZ} \end{bmatrix} = [TN] \cdot [I_s], \text{ onde } [TN] = \begin{bmatrix} [T_c] \\ [T_z] \end{bmatrix}. \quad (\text{B.3})$$

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

$$[i_{s\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = [T_c] \cdot [I_s] \quad e \quad [i_{sz}] = \begin{bmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ \dots \\ i_{z(N-2)} \end{bmatrix} = [T_z] \cdot [I_s]. \quad (B.4)$$

Os vetores α e β são a base para a formação da matriz de transformação de variáveis de fase para o plano $\alpha\beta$ e o subespaço Z (ZHAO; LIPO, 1996a). A matriz $[T_c]$ é dada por:

$$[T_c] = \begin{bmatrix} [\alpha]/\|\alpha\| \\ [\beta]/\|\beta\| \end{bmatrix}. \quad (B.5)$$

Os eixos α e β contêm as correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, respectivamente. Para uma máquina CA de nove fases simétrica, os vetores $[\alpha]$ e $[\beta]$ serão os vetores $[\alpha_0]$ e $[\beta_0]$, mostrados abaixo, suprimindo-se os termos relacionados às fases abertas.

$$\begin{aligned} [\alpha_0] &= [\cos(\varphi_0 + \varphi_1) \quad \cos(\varphi_0 + \varphi_2) \quad \cos(\varphi_0 + \varphi_3) \quad \dots \quad \cos(\varphi_0 + \varphi_9)] \\ [\beta_0] &= [\sin(\varphi_0 + \varphi_1) \quad \sin(\varphi_0 + \varphi_2) \quad \sin(\varphi_0 + \varphi_3) \quad \dots \quad \sin(\varphi_0 + \varphi_9)] \end{aligned} \quad (B.6)$$

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 $[\beta]$:

$$\varphi_0 = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\sum_j \sin(2\varphi_j)}{\sum_j \cos(2\varphi_j)} \right), \quad (B.7)$$

Onde j pertence ao conjunto de fases ativas. A matriz $[T_z]$ é composta pelos vetores $[z_1], [z_2], \dots, [z_{N-2}]$, que forma a base do espaço nulo de $[T_c]$ e pode ser computada via Matlab pelo comando “null”.

$$[T_z] = \text{null}([T_c]) = \begin{bmatrix} [z_1]/\|z_1\| \\ [z_2]/\|z_2\| \\ \dots \\ [z_{N-2}]/\|z_{N-2}\| \end{bmatrix}. \quad (B.8)$$

Se a máquina estiver trabalhando com as nove fases, deve-se computar a matriz $[T_9]$. Não havendo fase aberta, no caso da alimentação balanceada, $\varphi_0 = 0$, e os vetores $[\alpha]$ e $[\beta]$ serão:

$$\begin{aligned} [\alpha] &= [1 \quad 0.766 \quad 0.1736 \quad -0.5 \quad -0.9397 \quad -0.9397 \quad -0.5 \quad 0.1736 \quad 0.766] \\ [\beta] &= [0 \quad 0.6428 \quad 0.9848 \quad 0.866 \quad 0.342 \quad -0.342 \quad -0.866 \quad -0.9848 \quad -0.6428]. \end{aligned} \quad (B.9)$$

Como as normas euclidianas dos vetores são $\|\alpha\| = \|\beta\| = \sqrt{9/2}$. A matriz $[T_c]$ se torna:

$$\begin{aligned} & \text{Operação com 9 fases: } [T_c] = [T_{c0}] = \\ & \begin{bmatrix} 0.4714 & 0.3611 & 0.0819 & -0.2357 & -0.4430 & -0.4430 & -0.2357 & 0.0819 & 0.3611 \\ 0 & 0.3030 & 0.4642 & 0.4082 & 0.1612 & -0.1612 & -0.4082 & -0.4642 & -0.3030 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

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”.

$$[T_{z0}] = \text{null}([T_{c0}]) = \begin{bmatrix} [z_1]/\|z_1\| \\ [z_2]/\|z_2\| \\ \dots \\ [z_7]/\|z_7\| \end{bmatrix}. \quad (\text{B.11})$$

Portanto, a matriz de transformação para o sistema balanceado $[T9]$ é

$$\begin{aligned} & [T9] = \\ & \begin{bmatrix} 0,4714 & 0,3611 & 0,0819 & -0,2357 & -0,443 & -0,443 & -0,2357 & 0,0819 & 0,3611 \\ 0 & 0,303 & 0,4642 & 0,4082 & 0,1612 & -0,1612 & -0,4082 & -0,4642 & -0,303 \\ 0,0468 & -0,4528 & 0,8372 & -0,1529 & -0,0715 & 0,0434 & 0,138 & 0,168 & 0,1194 \\ 0,3488 & -0,3226 & -0,126 & 0,8162 & -0,1555 & -0,0545 & 0,072 & 0,1649 & 0,1806 \\ 0,4877 & -0,0415 & -0,0303 & -0,1286 & 0,8332 & -0,1269 & -0,0276 & 0,0846 & 0,1572 \\ 0,3983 & 0,259 & 0,0796 & -0,0133 & -0,1 & 0,8601 & -0,1143 & -0,0353 & 0,0603 \\ 0,1226 & 0,4383 & 0,1523 & 0,1083 & 0,0136 & -0,0874 & 0,8525 & -0,1386 & -0,0649 \\ -0,2105 & 0,4126 & 0,1537 & 0,1792 & 0,1208 & 0,0059 & -0,1117 & 0,8229 & -0,1596 \\ -0,4451 & 0,1938 & 0,0832 & 0,1662 & 0,1715 & 0,0965 & -0,0236 & -0,1327 & 0,8203 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

Para o caso da perda da fase A1, retira-se o primeiro componente de cada vetor:

$$\begin{aligned} [\alpha] &= [0,766 \quad 0,1736 \quad -0,5 \quad -0,9397 \quad -0,9397 \quad -0,5 \quad 0,1736 \quad 0,766] \\ [\beta] &= [0,6428 \quad 0,9848 \quad 0,866 \quad 0,342 \quad -0,342 \quad -0,866 \quad -0,9848 \quad -0,6428]. \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$

Ambos possuem agora $N = 8$ componentes. As normas dos vetores α e β são diferentes em condições de falta. A norma do vetor $[\alpha]$ foi alterada para $\|\alpha\| = \sqrt{7/2}$, enquanto $\|\beta\| = \sqrt{9/2}$ se manteve, 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:

$$\begin{aligned} & \text{Fase A1 aberta:} \\ & [T_c] = \begin{bmatrix} 0.409 & 0.093 & -0.267 & -0.502 & -0.502 & -0.267 & 0.093 & 0.41 \\ 0.303 & 0.464 & 0.408 & 0.16 & -0.16 & -0.408 & -0.464 & -0.303 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

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:

$$[T8] = \begin{bmatrix} 0.4095 & 0.0928 & -0.2673 & -0.5023 & -0.5023 & -0.2673 & 0.0928 & 0.4095 \\ 0.3030 & 0.4642 & 0.4082 & 0.1612 & -0.1612 & -0.4082 & -0.4642 & -0.3030 \\ 0.1995 & -0.4526 & 0.8120 & -0.1579 & -0.0539 & 0.0753 & 0.1693 & 0.1840 \\ 0.4631 & -0.2387 & -0.1746 & 0.7848 & -0.1551 & -0.0224 & 0.1208 & 0.2074 \\ 0.5100 & 0.0868 & -0.0795 & -0.1718 & 0.8163 & -0.1096 & 0.0157 & 0.1338 \\ 0.3183 & 0.3718 & 0.0528 & -0.0480 & -0.1264 & 0.8544 & -0.0966 & -0.0025 \\ -0.0224 & 0.4827 & 0.1604 & 0.0982 & -0.0099 & -0.1134 & 0.8362 & -0.1376 \\ -0.3526 & 0.3678 & 0.1929 & 0.1985 & 0.1112 & -0.0281 & -0.1543 & 0.7917 \end{bmatrix} \quad (B.15)$$

Já as equações de fluxo em referencial estacionário, dadas em (3.6) e (3.7), agora diferem em relação às de uma máquina equilibrada, pois as indutâncias de magnetização para cada eixo α e β são diferentes:

$$\begin{aligned} L_{ds} &= L_{ls} + \|\alpha\|^2 L_{ms}, & L_{qs} &= L_{ls} + \|\beta\|^2 L_{ms}, \\ L_r &= L_{lr} + \|\alpha_0\|^2 L_{ms} = L_{lr} + \|\beta_0\|^2 L_{ms} \\ M_d &= \|\alpha\| \cdot \|\alpha_0\| L_{ms}, & M_q &= \|\beta\| \cdot \|\beta_0\| L_{ms}. \end{aligned} \quad (B.16)$$

As indutâncias L_{ls} e L_{lr} representam as indutâncias de dispersão de estator e de rotor, respectivamente, e L_{ms} é uma fração da indutância mútua da máquina. De acordo com (B.6) e com os valores do ângulo ϕ_0 definido em (B.7), 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 em (3.9), pode ser determinada com base nos valores apresentados na Tabela 10. Para a máquina operando com todas as nove fases conectadas, temos que

$$\begin{aligned} L_{sd} &= L_{ls} + 4,5L_{ms} = L_{sq} = L_{ls} + 4,5L_{ms}, & L_r &= L_{lr} + 4,5L_{ms} \\ M_d &= 4,5L_{ms} = M_q = 4,5L_{ms}. \end{aligned} \quad (B.17)$$

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	$\sqrt{3}$	$L_{ls} + 4L_{ms}$	$L_{ls} + 3 L_{ms}$	$4,24 L_{ms}$	$3,67L_{ms}$

Se as fases A1 e A2 estiverem abertas, o ângulo $\varphi_0 = -20^\circ$. Seguindo-se a mesma metodologia, obtém-se a matriz de decomposição das correntes de fase que deve ser usada nesse caso:

$$[T7] = \begin{bmatrix} 0.3024 & -0.1050 & -0.4633 & -0.6048 & -0.4633 & -0.1050 & 0.3024 \\ 0.4193 & 0.4768 & 0.3112 & 0 & -0.3112 & -0.4768 & -0.4193 \\ 0.3035 & -0.4848 & 0.7517 & -0.2003 & -0.0586 & 0.1105 & 0.2279 \\ 0.5372 & -0.2380 & -0.2504 & 0.7254 & -0.1702 & 0.0138 & 0.1913 \\ 0.5195 & 0.1202 & -0.1354 & -0.2204 & 0.7978 & -0.0894 & 0.0652 \\ 0.2588 & 0.4221 & 0.0429 & -0.0631 & -0.1396 & 0.8492 & -0.0914 \\ -0.1231 & 0.5266 & 0.2012 & 0.1237 & -0.0116 & -0.1416 & 0.7947 \end{bmatrix}.$$

(B.18)

Apêndice C

Análise de Sensibilidade do Controle para Fase Aberta

Nesta seção, realizam-se diferentes simulações contendo não-idealidades para o controle da MI9F com a fase A1 aberta, controlando-se velocidade, correntes dq e correntes do Subespaço-Z para aplicação efetiva do Método das Amplitudes Iguais. Para que cada efeito possa ser analisado isoladamente, não está sendo utilizado inversor de frequência, e as tensões determinadas pelo controlador são diretamente aplicadas à MI9F. Todas as simulações são feitas no *Matlab/Simulink* com o passo de $1 \mu s$.

Os parâmetros de circuito equivalente da máquina considerados para as simulações foram obtidos analiticamente em (BASTOS, 2015): resistência de estator $R_s = 1,02 \Omega$, resistência de rotor $R_r = 0,579 \Omega$, indutância de dispersão de estator $L_{ls} = 2,516 mH$, indutância de dispersão de rotor $L_{lr} = 3,107 mH$, indutância de magnetização $L_M = 50 mH$ e o momento de inércia é $J = 0,01798 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. A indutância L_{ms} a ser considerada é $L_{ms} = \left(\frac{2}{9}\right) * L_M = 11,12 mH$.

C-1. Variação Paramétrica

Pode haver na prática um erro na estimação dos diversos parâmetros de circuito equivalente e parâmetros mecânicos do motor. A resistência do rotor referida ao estator no modelo da máquina e a inércia serão variadas a seguir.

C-1.1. Erro na estimação da resistência de rotor

A variação da resistência de rotor r_r dos motores pode ocorrer devido ao aquecimento da máquina e diferença de carga mecânica. Os ganhos dos controladores não foram modificados, $R_a = 16,2 \Omega$, ganho proporcional da malha de correntes dq , e $k_{pz} = 25,5 \Omega$, ganho proporcional da malha de controle de correntes do Subespaço-Z.

É avaliado o comportamento do sistema assumindo que τ_r é determinado com uma incerteza de $\pm 50\%$. O parâmetro resistência de rotor interfere no cálculo do escorregamento, no método indireto de orientação segundo o enlace de fluxo de rotor, e o seu erro de estimação causa erro de orientação do sistema. A resposta de torque deixa de ser instantânea e, sem uma malha externa de controle de velocidade ou posição, o torque em regime permanente seria diferente do valor comandado, ainda que a máquina esteja sem falhas (NOVOTNY; LIPO, 1996). O enlace de fluxo de rotor de quadratura não será mais nulo, como mostra a Figura C.1, e as correntes responsáveis por criar fluxo magnético e torque não estarão mais sobre i_{sd} e i_{sq} , respectivamente.

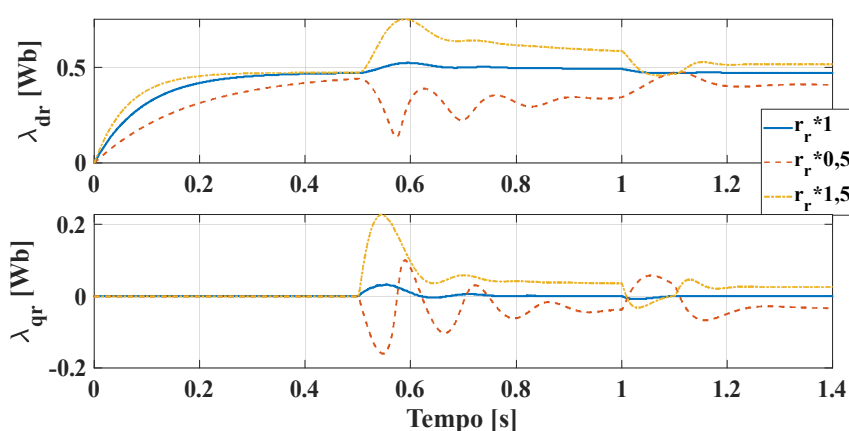


Figura C.1 – Variação paramétrica da resistência de rotor: Enlace de fluxo de rotor em referencial síncrono.

A redução de τ_r faz com que a constante de tempo de rotor estimada seja maior que a efetiva da máquina ($\tau_r^{\hat{}} > \tau_r$). Em um motor de pequena potência, esse erro causa oscilação no conjugado mesmo com a máquina balanceada (NOVOTNY; LIPO, 1996). Para este caso, em que o controle é adequado a uma MI9F com uma fase aberta, também se manifestam essas oscilações, como exibe a Figura C.2. O aumento de τ_r faz com que $\tau_r^{\hat{}} < \tau_r$ e há redução do valor do conjugado desenvolvido, mas devido à existência da ação integral no controlador de velocidade, o conjugado de referência é elevado para compensar esse efeito.

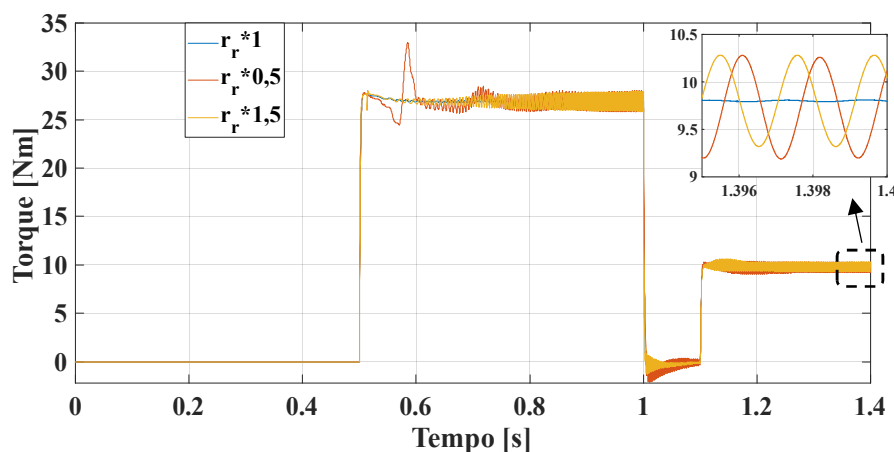


Figura C.2 – Variação paramétrica da resistência de rotor: resposta de torque.

O aumento de 1,5 vezes em r_r causa um grande erro de fluxo, mas a velocidade consegue se recuperar. Quando r_r cai pela metade, há oscilação na frequência de referência ω_e^* , trazendo oscilação no enlace de fluxo de rotor, no conjugado de referência e no desenvolvido e, por fim, na velocidade, mesmo em regime permanente.

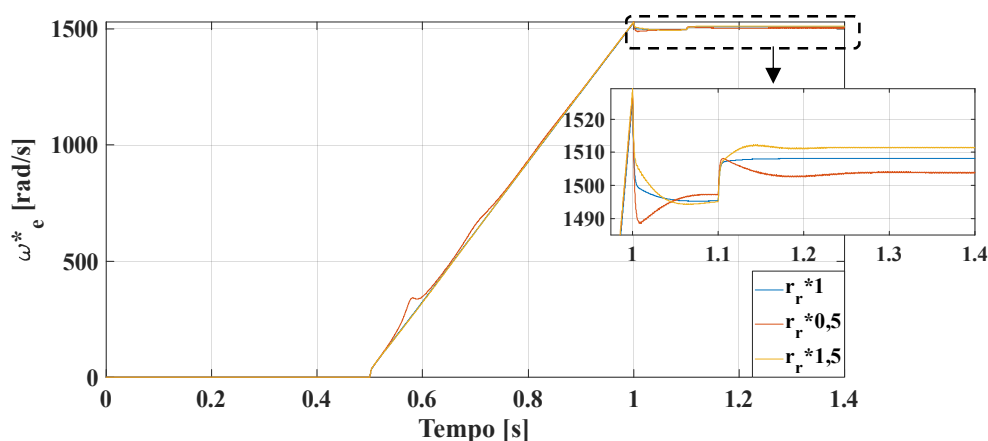


Figura C.3 – Variação paramétrica da resistência de rotor: frequência angular de referência.

Em razão da perda de orientação de campo, impacta-se a estimativa da corrente de referência $i_{s\alpha}^*$, que depende das correntes de referência de eixo direto e em quadratura. A corrente $i_{s\alpha}^*$ é essencial para a determinação das correntes de referência para o Subespaço-Z, que também sofrerão imperfeições. Portanto, as correntes de fase não apresentarão amplitudes iguais, mas com leves variações, como mostram as Figuras C.4 e C.5.

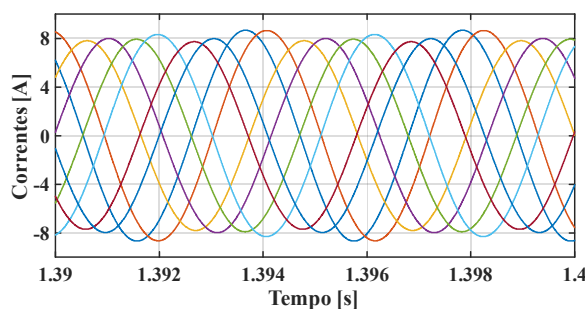


Figura C.4 – Variação paramétrica da resistência de rotor: elevação de 50 %, correntes de fase.

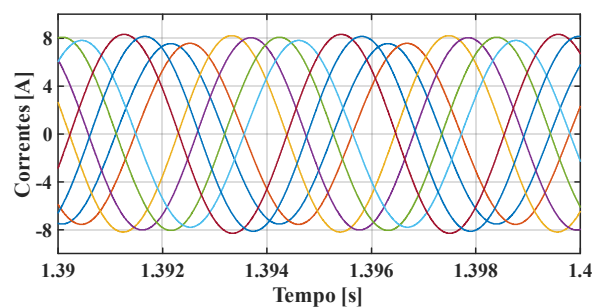


Figura C.5 – Variação paramétrica da resistência de rotor: redução de 50 %, correntes de fase.

C-1.2. Erro na estimação da inércia do motor

Na sequência, é avaliado o impacto dos erros de $\pm 20\%$ da estimação da inércia referida ao eixo do motor. O controle de velocidade empregado possui apenas ação *feedback*. Como exposto na Figura C.6 (a), frequência de corte da malha de velocidade diminui levemente com o aumento de J . Seu aumento desloca um pouco para cima o trecho de alta frequência da curva de rigidez dinâmica da malha de velocidade, Figura C.6 (b), sem influenciar nas regiões de baixa frequência, pois J aparece multiplicando o termo s^2 na equação da rigidez dinâmica, equação (4.11). Apesar disso, notam-se que essas variações do momento de inércia do sistema mecânico não provocam grandes alterações nas curvas de rigidez dinâmica.

As simulações com controle foram realizadas para esses três valores de inércia do motor. O erro na estimação da inércia do motor não afetou o controle de correntes, que permaneceram com amplitudes iguais. Como mostrado na Figura C.6, o aumento de J não influencia nas regiões de baixa frequência. Dessa forma, a frequência de corte da malha de velocidade (terceiro e mais rápido zero) também varia ligeiramente com J . Mesmo assim, notam-se que variações do momento de inércia do sistema mecânico não provocam grandes alterações nas curvas de rigidez dinâmica. O torque desenvolvido pelo motor com e sem erro na estimação desse parâmetro é ilustrado na Figura C.7. As diferenças ocorrem durante a partida da máquina, pela produção de um valor médio de torque superior, sendo que, com a inércia do motor maior do que estimada, existe uma pulsação de torque um pouco maior que nos outros casos.

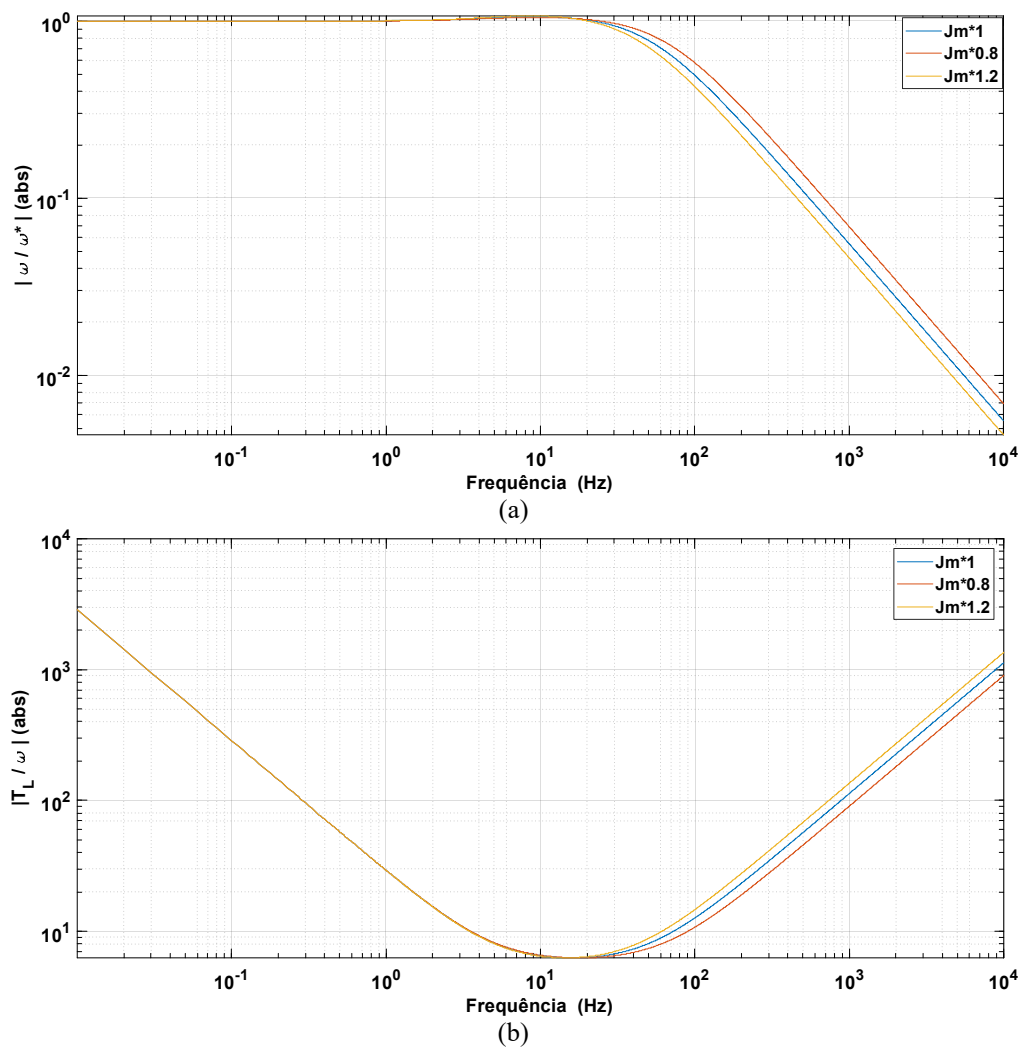


Figura C.6 – Variação da inércia do motor: (a) resposta em frequência da malha de velocidade, (b) rigidez dinâmica.

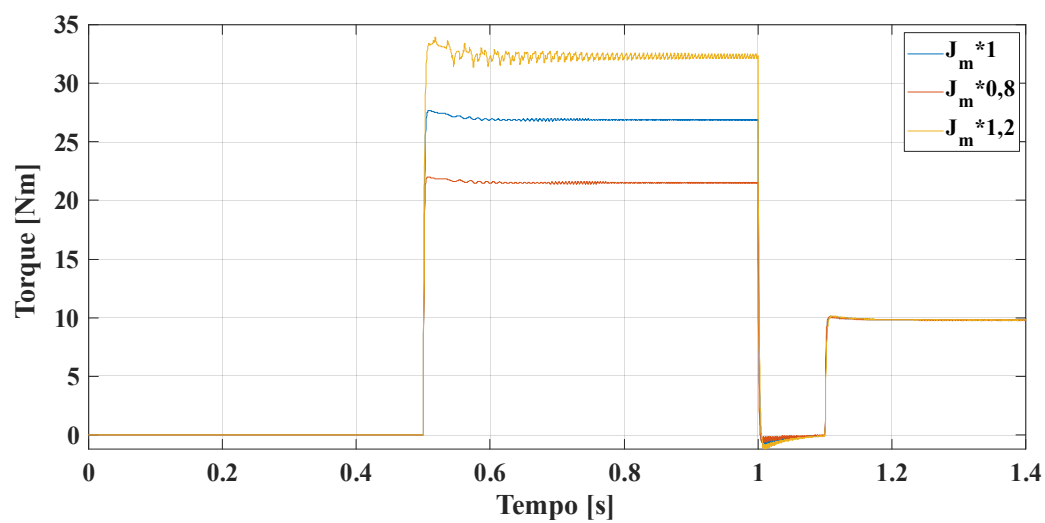


Figura C.7 – Erros na estimação da inércia: resposta de torque.

C-2. Erro de medição de corrente

O sensor de corrente LKSR 15-NP é adequado para a medição de correntes do protótipo dessa máquina. Ele possui um atraso máximo de $0,4 \mu\text{s}$ para chegar a 90 % do valor medido, e um erro total de 0,7 % de seu valor de corrente segundo sua categoria, que é 15 A. Essas imperfeições do sensor foram modeladas no *Simulink* como um erro c.c. de 0,105A positivo em quatro correntes e um atraso de $0,4 \mu\text{s}$. Foram considerados um erro de -0,105 A e atraso de $0,2 \mu\text{s}$ nas outras quatro correntes. A Figura C.8 mostra que o torque apresenta uma oscilação um pouco mais forte na frequência fundamental das correntes.

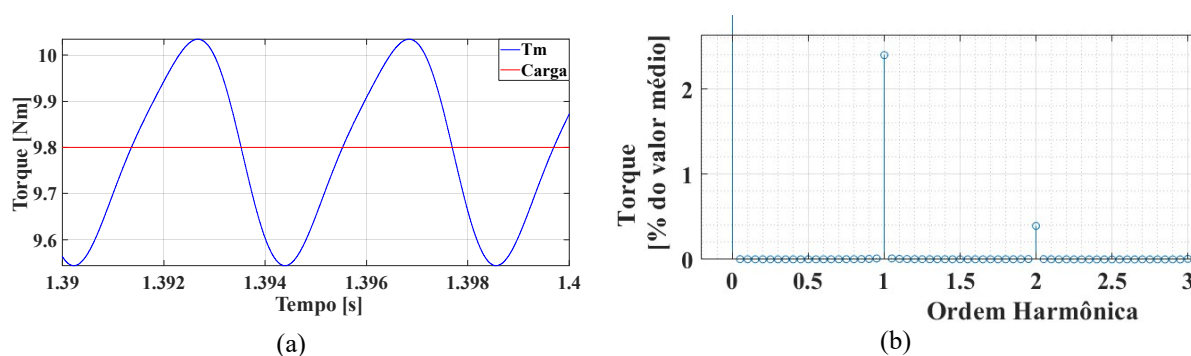


Figura C.8 – Erros na medição de corrente: resposta de torque.

Já a amplitude das correntes de fase praticamente não sofre alteração, como expõe a Figura C.9.

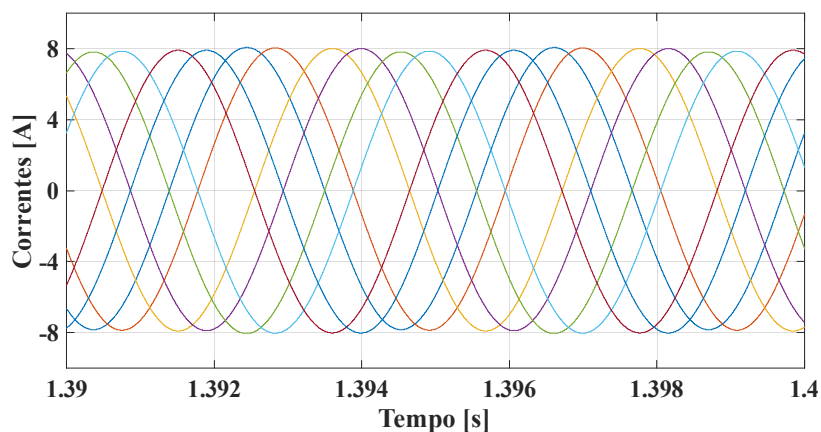


Figura C.9 – Erros na medição de corrente: correntes de fase na MI9F.

C-3. Ruído em medição de corrente

Para representar os efeitos de interferência eletromagnética vinda de outros equipamentos, foi adicionado ruído branco na medição das correntes de fase (Figura C.10) que são encaminhadas ao controle, e o conteúdo harmônico das correntes medidas pode ser visto na Figura C.11. As tensões de fase da Figura C.12 possuem ruídos e podem ser decompostas no plano $\alpha\beta$, como apresenta a Figura C.13, e no Subespaço-Z, como se vê na Figura C.14. Devido à matriz de decomposição $[T8]$, pouco ruído aparece nas tensões no plano $\alpha\beta$, mas estão presentes nas tensões do Subespaço-Z.

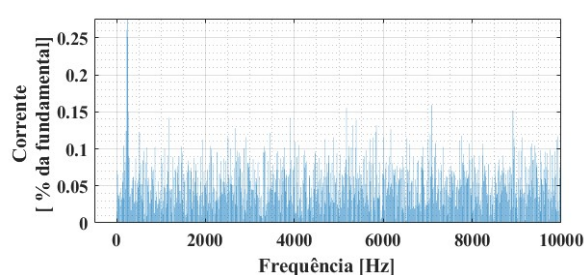
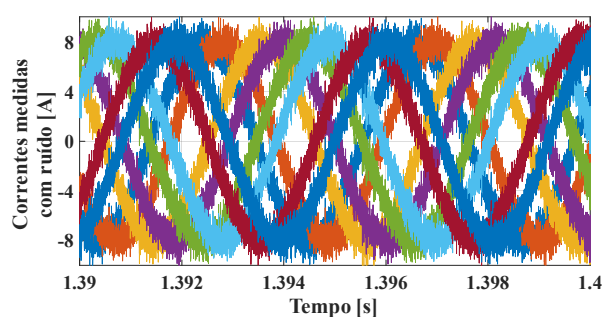


Figura C.10 – Correntes de fase medidas com ruído.

Figura C.11 – Conteúdo harmônico das correntes de fase medidas com ruído branco.

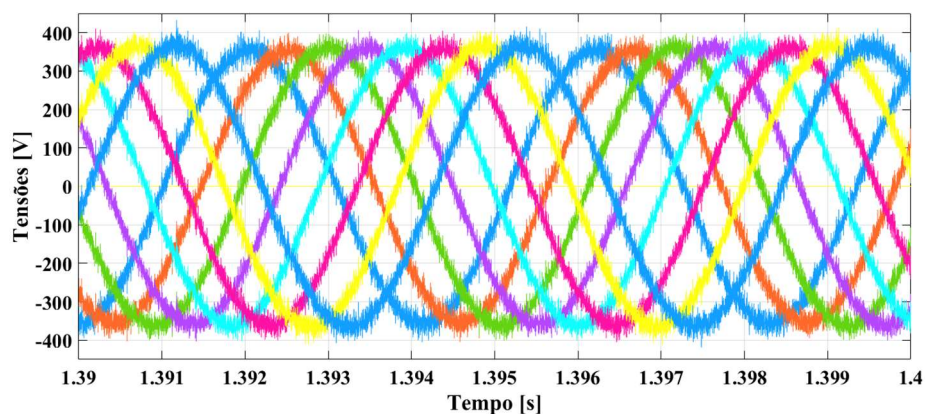


Figura C.12 – Ruídos na medição de corrente: Tensões de fase.

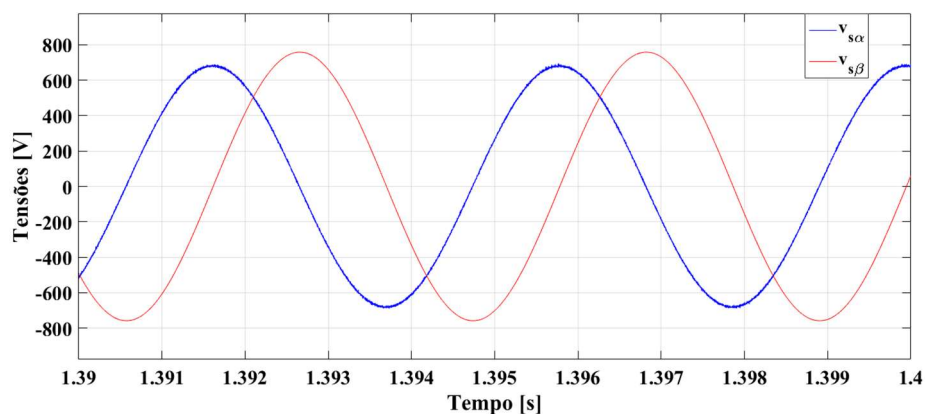


Figura C.13 – Ruídos na medição de corrente: Tensões no plano $\alpha\beta$.

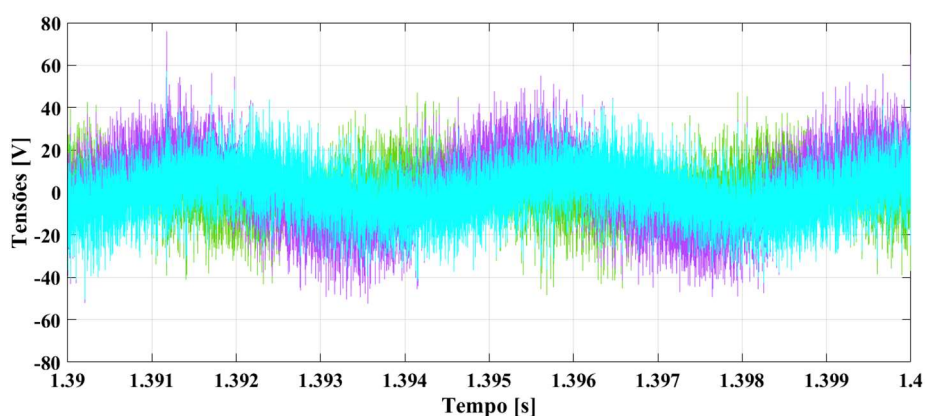


Figura C.14 – Ruídos na medição de corrente: Tensões no Subespaço-Z.

A modelagem da MI9F no subespaço-Z é uma dinâmica R-L, que filtra esse ruído, e então as correntes de fase da máquina são senoidais livres de ruído e ainda possuem amplitudes iguais, como traz a Figura C.15. O torque desenvolvido é livre de pulsações, Figura C.16.

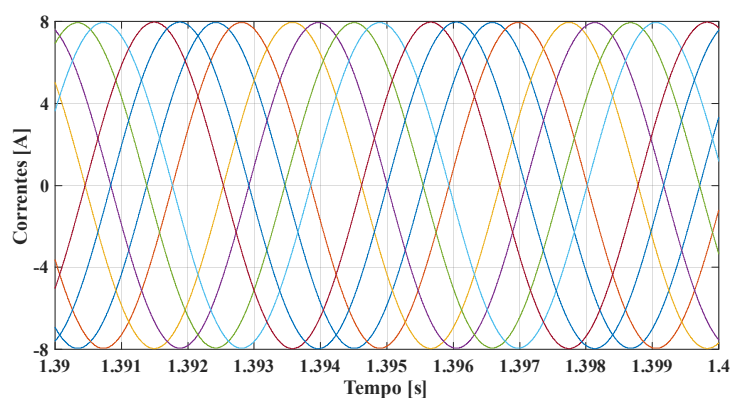


Figura C.15 – Correntes de fase do motor, senoidais e livres de ruído.

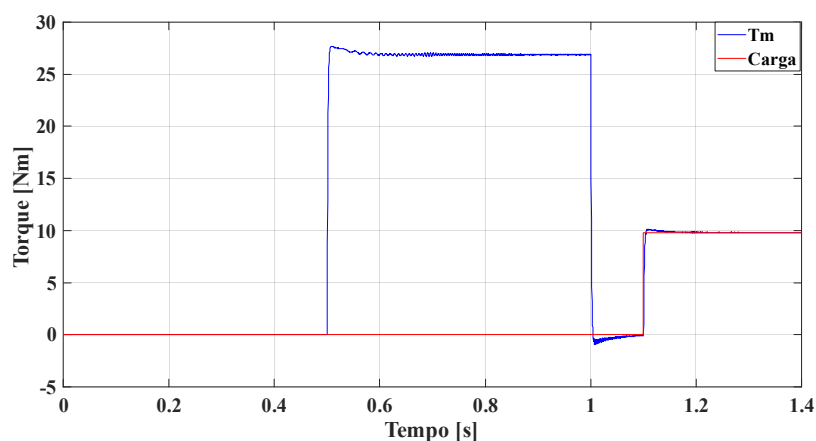


Figura C.16 – Ruídos na medição de corrente: Torque desenvolvido.

C-4. Erro de medição de velocidade

A medição de velocidade para fins de controle necessita de grande exatidão, pois o sistema de controle precisa controlar o escorregamento em máquinas de indução. Nesta máquina, o escorregamento nominal é 60 rpm, e uma medição adequada de velocidade deve ter um erro de até 6 rpm (10 %). Existem sistemas de medição baseados em *encoder* de alta resolução, como os de 18 bits ou acima.

Realiza-se uma simulação com um erro de velocidade de 6 rpm. Como a referência de velocidade é 7140 rpm, a Figura C.17 mostra que o motor gira a 7134 rpm em regime permanente. O erro de velocidade é de 0,084 % em relação à referência. O torque pulsante de segundo harmônico é baixo, com 1% de pico. A Figura C.18 exibe o enlace de fluxo de rotor em referencial síncrono, indicando que o controle não sofre perda de orientação, já que o erro de medição de velocidade deve ser baixo.

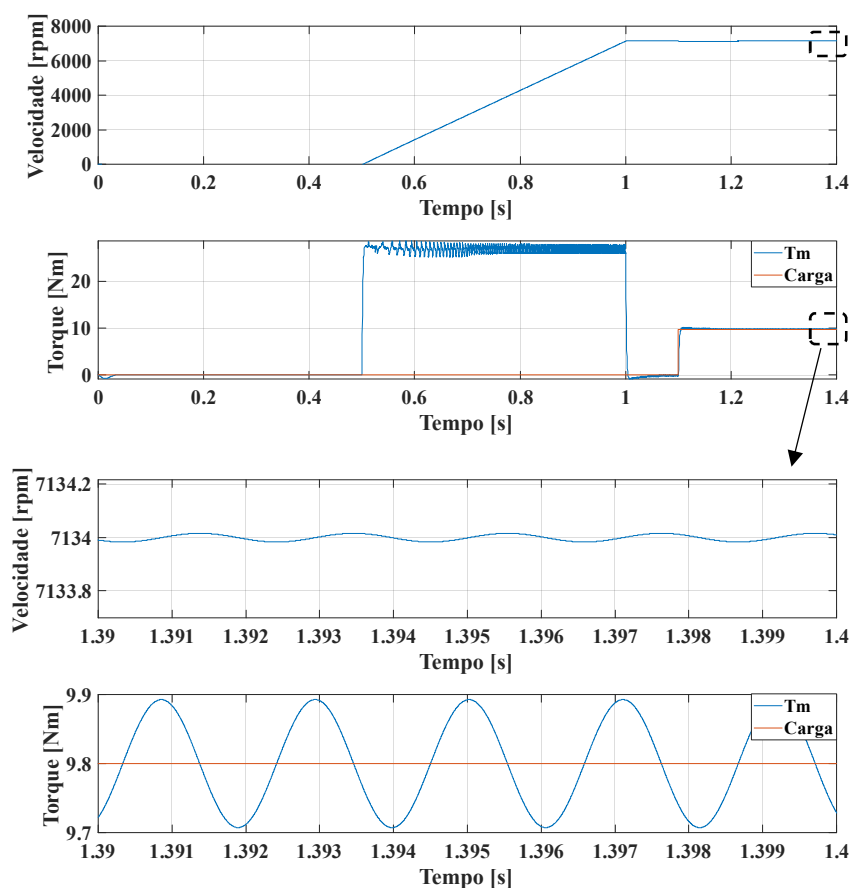


Figura C.17 – Erro na medição de velocidade: velocidade e torque desenvolvidos.

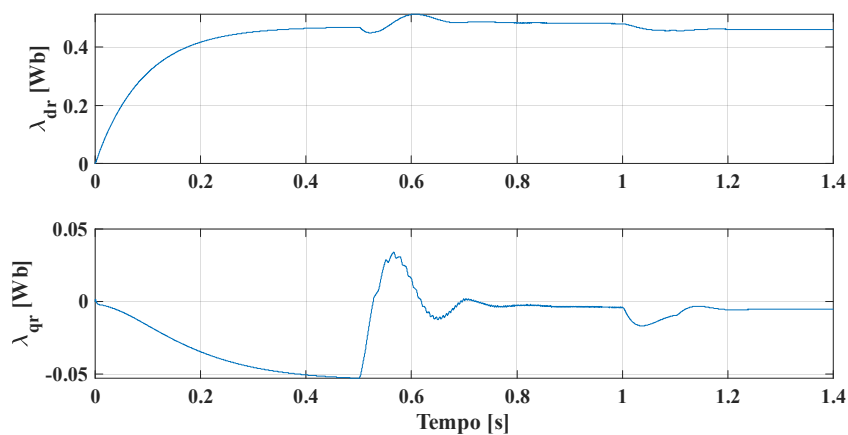


Figura C.18 – Erro na medição de velocidade: enlace de fluxo de rotor em referencial síncrono.

As correntes de estator em referencial síncrono terão um erro em regime permanente da menor que 10 %, como é visto na Figura C.19. Por fim, a Figura C.20 apresenta as correntes de fase do motor, todas com amplitudes ainda iguais. Essas correntes se somam para zero. Portanto, para baixos erros de medição de velocidade, como se deve ter em controle de

máquinas elétricas, a qualidade do controle de correntes e de velocidade é pouco afetada, mesmo para uma fase aberta.

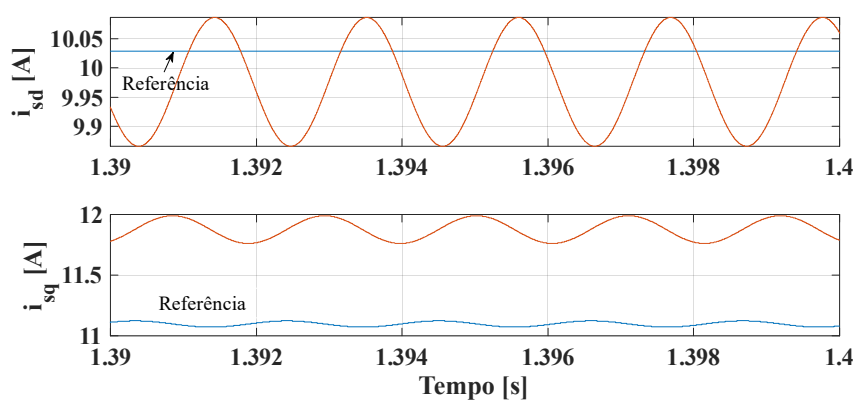


Figura C.19 – Erro na medição de velocidade: correntes de estator em referencial síncrono.

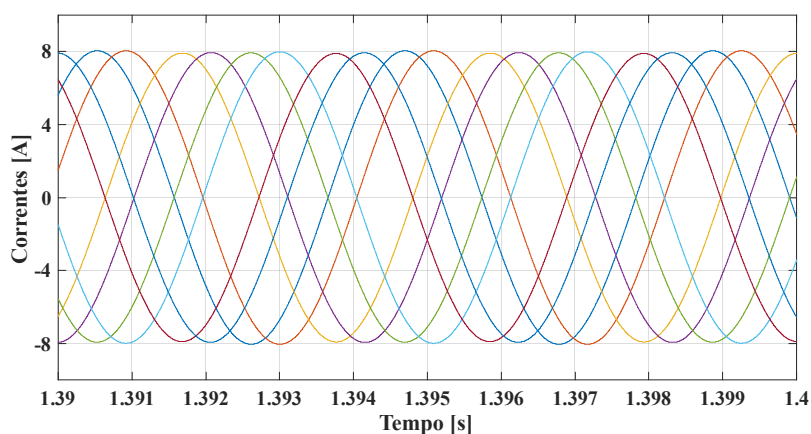


Figura C.20 – Erro na medição de velocidade: correntes de estator em referencial síncrono.

C-5. Controle discretizado e efeito da frequência de amostragem

Em situações reais de controle de acionamentos, muitas vezes o controle é implementado em processadores digitais de sinais, em que o funcionamento é em tempo discreto e os sinais medidos são amostrados, assim como é feito no Apêndice D. Nesta simulação, ainda em *Matlab/Simulink*, o sistema de controle está em tempo discreto, e as medições de corrente e de velocidade do motor são amostradas a uma frequência de 32 vezes a frequência nominal (7680 Hz).

Como mostra a Figura C.21, o torque pulsante de segundo harmônico se mantém muito baixo, inferior a 1%, mas apresenta uma pulsação de alta frequência, referente à frequência de amostragem. A Figura C.22 apresenta as correntes de fase, que sofrem um pequeno impacto e

resultam em uma corrente de neutro de 0,5 A. A Figura C.23 traz as correntes de estator em referencial síncrono. Essas correntes dq também apresentarão *ripple* na frequência de amostragem e também um erro em regime permanente (10 %), devido à não-idealidade do sistema de amostragem e controle.

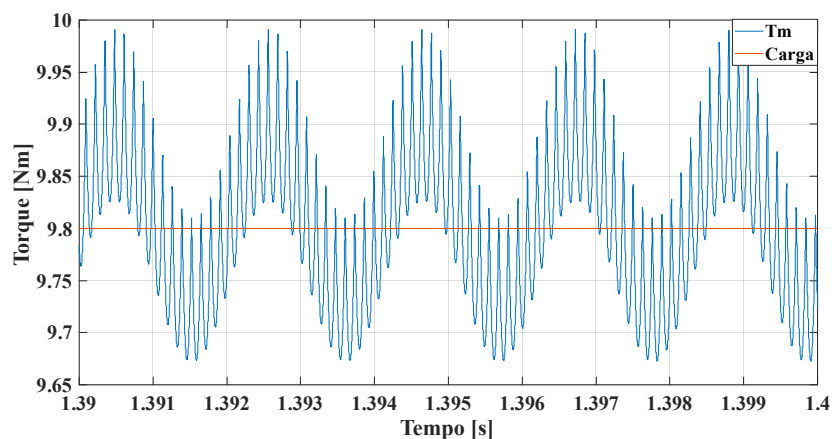


Figura C.21 – Controle discretizado e amostragem dos sinais: torque desenvolvido.

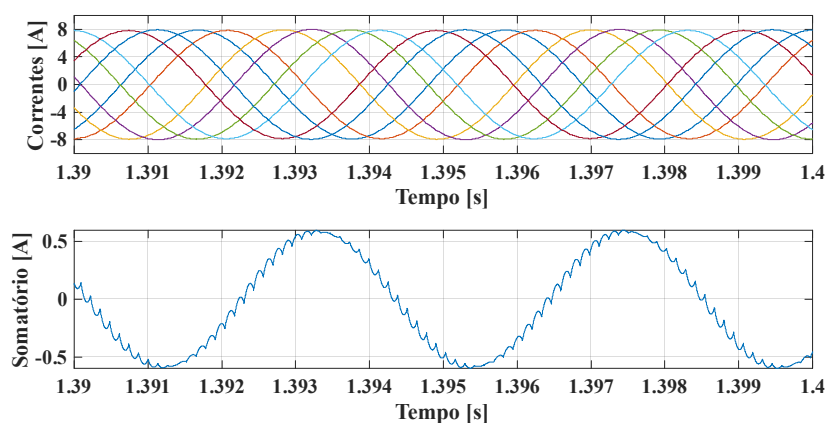


Figura C.22 – Controle discretizado e amostragem dos sinais: correntes de fase do motor.

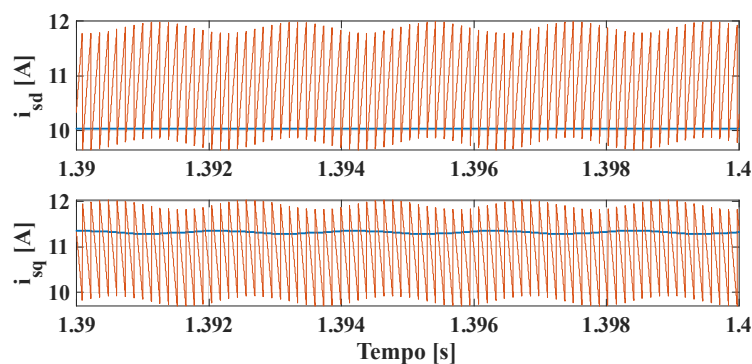


Figura C.23 – Controle discretizado e amostragem dos sinais: correntes de estator em referencial síncrono.

Apêndice D

Resultados de Simulação em Tempo Real

As técnicas de controle desenvolvidas no Capítulo 3 são implementadas em um processador digital de sinais (DSP) para controlar uma MI9F com fases abertas utilizando simulação em tempo real, por meio de *hardware in the loop* com o uso do *Typhoon HIL*.

D-1. Introdução

A Figura D.1 apresenta o *Typhoon HIL 604*, um equipamento que irá conter todo o modelo da MI9F e o inversor de nove fases. O controle será realizado pelo DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*, que pode ser diretamente conectado ao HIL pela placa de interface da Figura D.2.



Figura D.1 – *Hardware-in-the-loop Typhoon HIL 604*.



Figura D.2 – *Typhoon HIL DSP Interface 3.1*.

A etapa experimental com o uso do HIL servirá de ponte para um futuro experimento no protótipo real da máquina de indução de nove fases em malha fechada. Com o HIL, pode-se

“debugar” o controle desenvolvido, que será carregado no DSP, podendo ser testado no modelo da MI9F do próprio *Typhoon HIL*. É importante citar que esse modelo passou por ajustes pela equipe *Typhoon HIL* a pedidos para que se pudesse analisar a operação com fase aberta.

D-1 Malha Aberta

O *software* do *Typhoon HIL* possui o modelo de uma máquina de indução de nove fases, mas que foi adaptado para representar a falha de fase aberta na sua versão 2021.4. É colocado um resistor de 3 k Ω (o valor máximo permitido para esta simulação) em série com a fase A1, para emular uma fase aberta.

D-2.1. Malha Aberta: Alimentação com Fontes Senoidais

Utilizando-se os mesmos parâmetros de circuito equivalente empregados nos Capítulos 3 e 4, e alimentando-se com fontes senoidais de 240 Hz e 254 Vrms por fase, sem conexão de neutro, os resultados para as correntes de fase coincidem com aqueles do modelo desenvolvido em (DE SOUZA, 2017), como mostra a Figura D.3. As correntes mais afetadas são das fases adjacentes do tempo $I_{ca} = 8,987 A$ e $I_{a2} = 8,884 A$. Apresenta-se também a medição do módulo do enlace de fluxo de rotor, que é diferente daquele obtido no modelo desenvolvido no *Matlab/Simulink*, apesar de que as correntes de fase coincidem. Mesmo com a máquina balanceada, esse fluxo menor foi constatado, e pode apontar a um problema do modelo presente no *Typhoon HIL*. Apesar disso, as demais grandezas coincidiram com os resultados obtidos no modelo desenvolvido no *Matlab/Simulink*, inclusive a velocidade a velocidade do motor se estabiliza em 7137 rpm.

Ocorre uma pequena diferença na pulsação de torque: 0,93 Nm de pico a pico em 480 Hz. O torque pulsa então de 8,8 a 10,73 Nm, com valor médio de 9,8 Nm. O valor de pico das correntes de estator em referencial estacionário valem $i_{s\alpha} = 15,338A$ e $i_{s\beta} = 15,6512A$.

O modelo desenvolvido em (DE SOUZA, 2017) considerava que as tensões aplicadas às fases da máquina seriam as tensões de fase da fonte, mas havia uma adaptação no cálculo das correntes de fase para o fato da não existência da conexão de neutro. Nesse caso, o torque pulsante obtido foi de 0,8 Nm, aproximadamente, e que coincide com o cálculo realizado

seguindo (KIANINEZHAD et al., 2008). Por outro lado, foi feita uma nova simulação no *Matlab/Simulink* do modelo desenvolvido em (DE SOUZA, 2017), sem a adaptação no cálculo das correntes de fase, porém com a diferença de que as fases da máquina são representadas por fontes de correntes, e a fase aberta por um resistor de $1\text{ M}\Omega$. Elas são então conectadas às fontes de tensões senoidais, sem conexão de neutro. Nesse nova simulação, obteve-se a pulsação de torque de $0,93\text{ Nm}$ e as mesmas correntes resultantes da simulação em tempo real no HIL (que são as mesmas correntes do modelo adaptado de (DE SOUZA, 2017)). De fato, existe uma pequena tensão de neutro (cerca de 4V de pico na frequência fundamental).

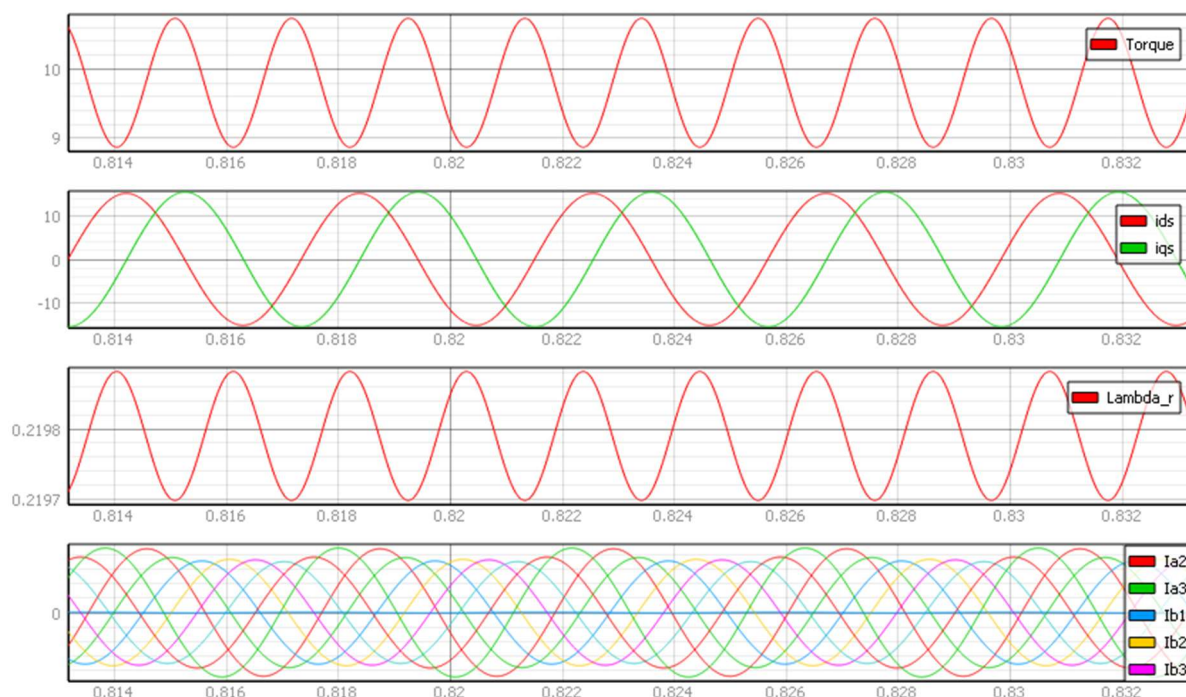


Figura D.3 – Malha aberta, alimentação com tensões balanceadas senoidais e condição nominal, fase A1 aberta.

D-2.2. Malha Aberta: Alimentação com inversor de frequência

Na sequência, são adicionados três inversores de frequência trifásicos, como ilustra a Figura D.4, comandados pelo DSP para a partida com V/f constante. A tensão do barramento CC utilizada é $718,52\text{ V}$. A frequência de chaveamento é 7680 Hz , a um índice de modulação de frequência de 32, o mesmo valor que foi necessário nas abordagens com controle de correntes da seção 4.2.1.

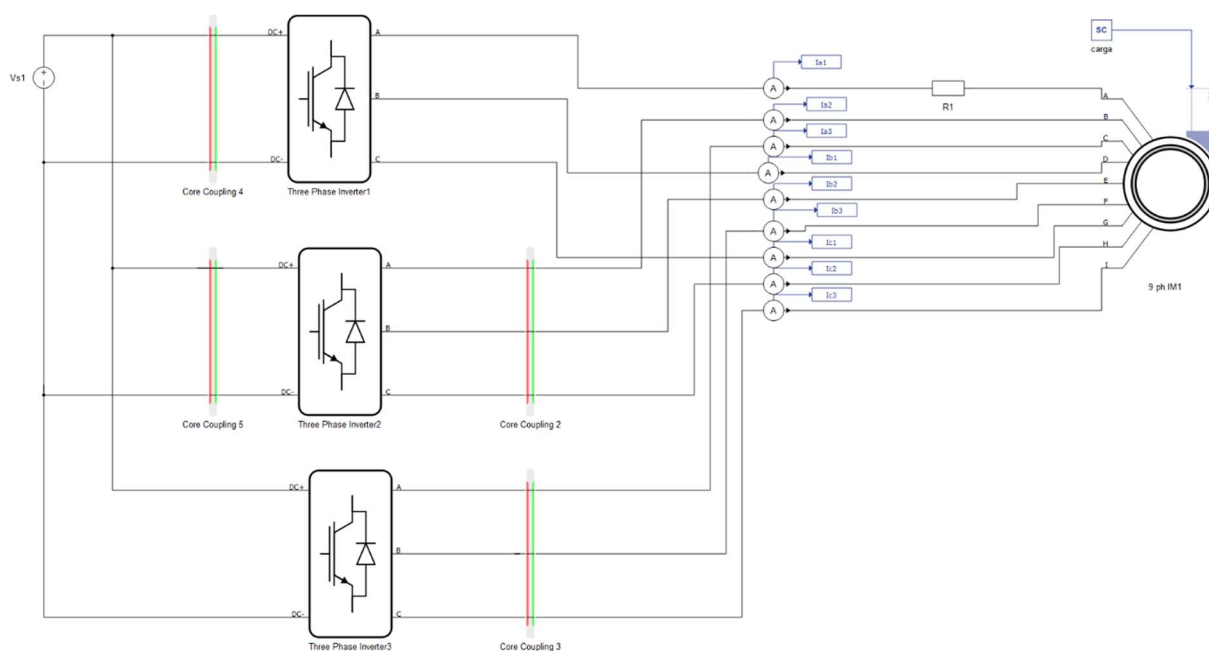


Figura D.4 – Esquemático montado no software do *Typhoon HIL*.

A. Condição balanceada – Malha aberta

Primeiramente é avaliada uma condição de frequência mais baixa, 60 Hz, e com a máquina balanceada (retirando-se o resistor em série com a fase A1). A Figura D.5 traz os resultados após regime permanente sob carga de 3 Nm. A Figura D.6 tem a FFT dessas grandezas. O torque não possui harmônicos de baixa frequência significativos, mas a tensão e as correntes os apresentam.

Outro ponto são as amplitudes das componentes fundamentais das correntes variarem. Foi realizada também uma simulação balanceada com inversor, mas modulador interno ao esquemático do *Typhoon HIL* (sem utilizar DSP), e os valores de pico das componentes fundamentais variaram de 4,2 A até 4,9 A. Também na simulação com modulador interno, foram observados harmônicos de baixa frequência na tensão e correntes.

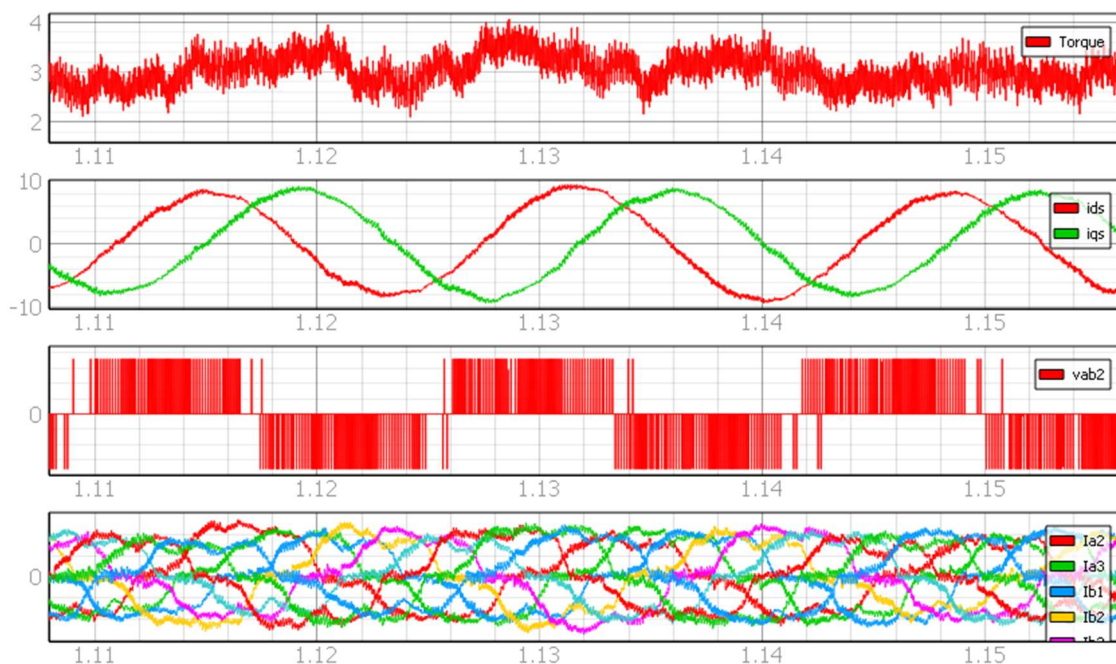


Figura D.5 – Resultados de torque, correntes de estator em referencial estacionário, tensão de linha e correntes de fase, na condição balanceada em malha aberta, alimentação com inversor de frequência comandado pelo DSP, a 60Hz.

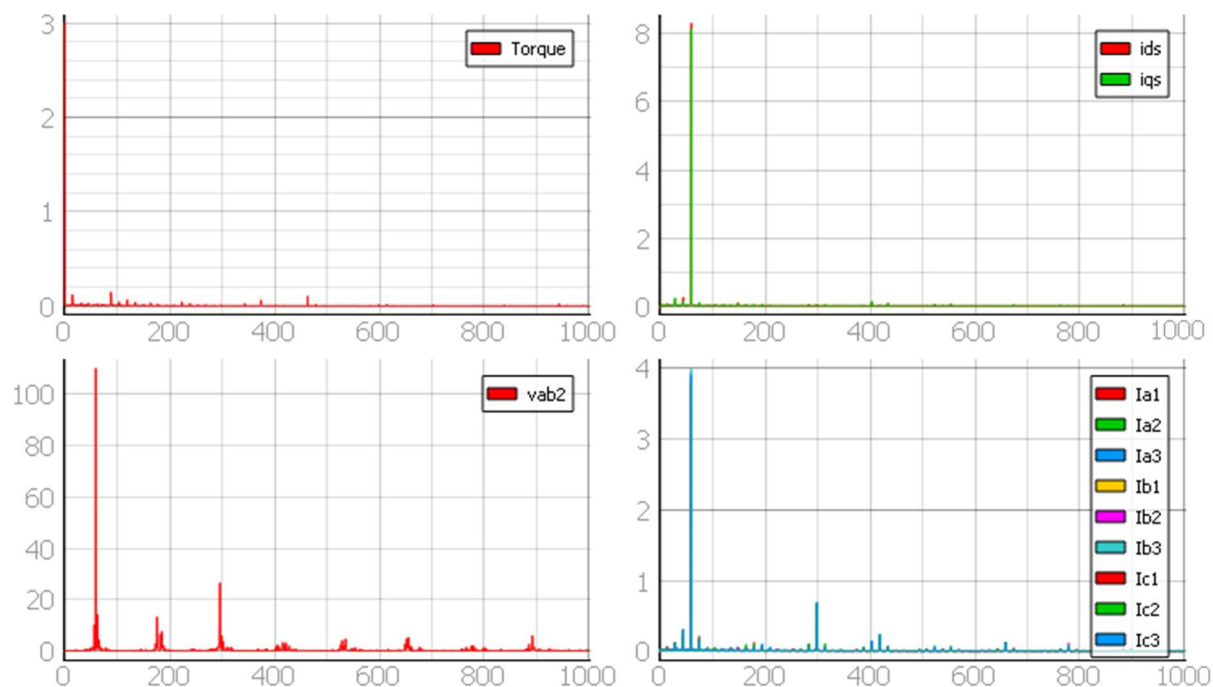


Figura D.6 – FFT dos Resultados, na condição balanceada em malha aberta, alimentação com inversor de frequência comandado pelo DSP, a 60Hz.

Já na frequência nominal de 240 Hz, sob carga nominal de 9,8 Nm, ainda em malha aberta, são obtidos os resultados da Figura D.7. A Figura D.8 mostra que não há harmônicos de baixa frequência significativos na tensão, no torque e nas correntes. Pode-se observar que as amplitudes das correntes variam um pouco, mesmo em condições balanceadas. As amplitudes das componentes fundamentais das correntes de fase variam de 6,86 a 7,15 A de pico, aproximadamente.

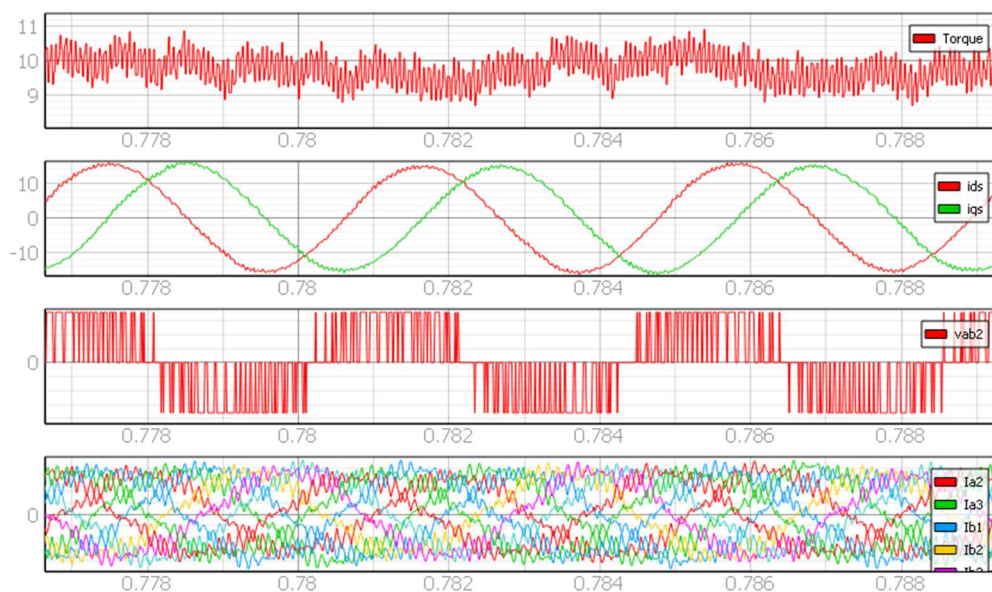


Figura D.7 – Resultados de torque, correntes de estator em referencial estacionário, tensão de linha e correntes de fase, na condição balanceada em malha aberta, alimentação com inversor de frequência comandado pelo DSP, a 240 Hz.

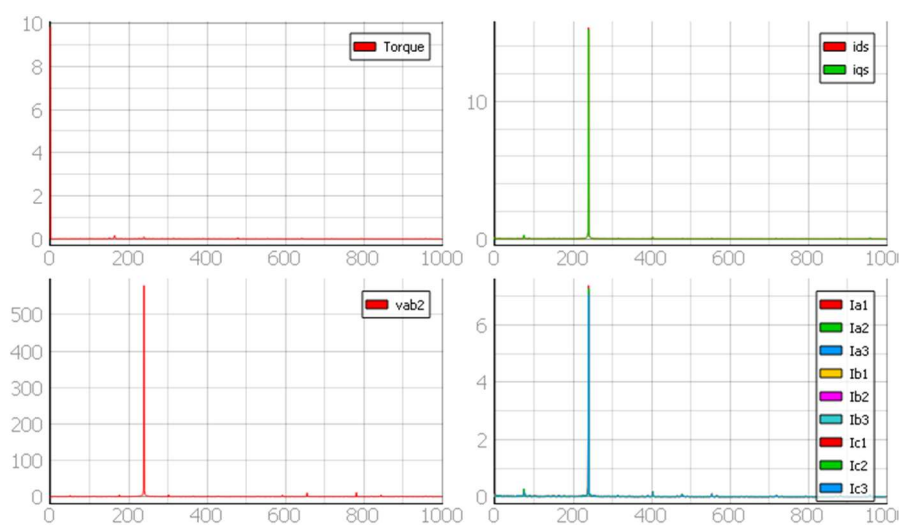


Figura D.8 – FFT dos Resultados, na condição balanceada em malha aberta, alimentação com inversor de frequência comandado pelo DSP, a 240 Hz.

B. Condição de fase aberta – Malha aberta

O resistor de $3\text{ k}\Omega$ é colocado em série com a fase A1. Primeiramente, comandando à frequência de 60 Hz, a Figura D.9 apresenta os resultados após o regime permanente da aplicação de carga de 3 Nm. A corrente em referencial estacionário $i_{s\beta}$ se torna maior que a corrente $i_{s\alpha}$, justamente no sentido contrário do que seria necessário para a eliminação do torque pulsante. Como mostrado pela Figura D.10, o torque possui uma componente de segundo harmônico em 120 Hz que vale 0,9 Nm de pico.

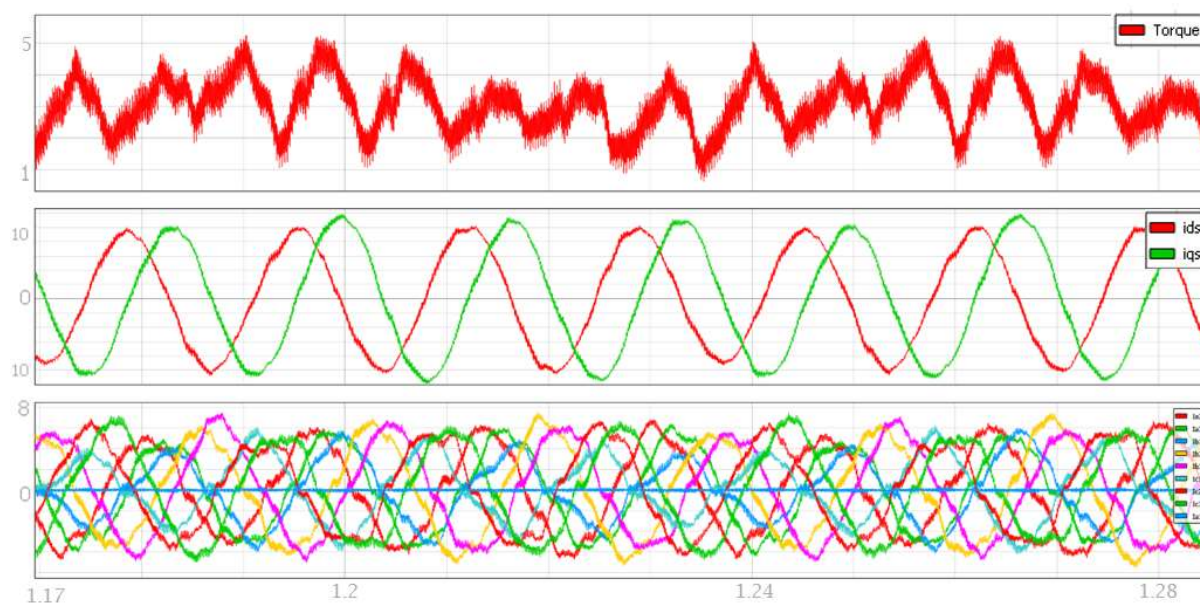


Figura D.9 – Resultados de torque, correntes de estator em referencial estacionário, tensão de linha e correntes de fase, na condição de fase aberta em malha aberta, alimentação com inversor de frequência comandado pelo DSP, a 60 Hz.

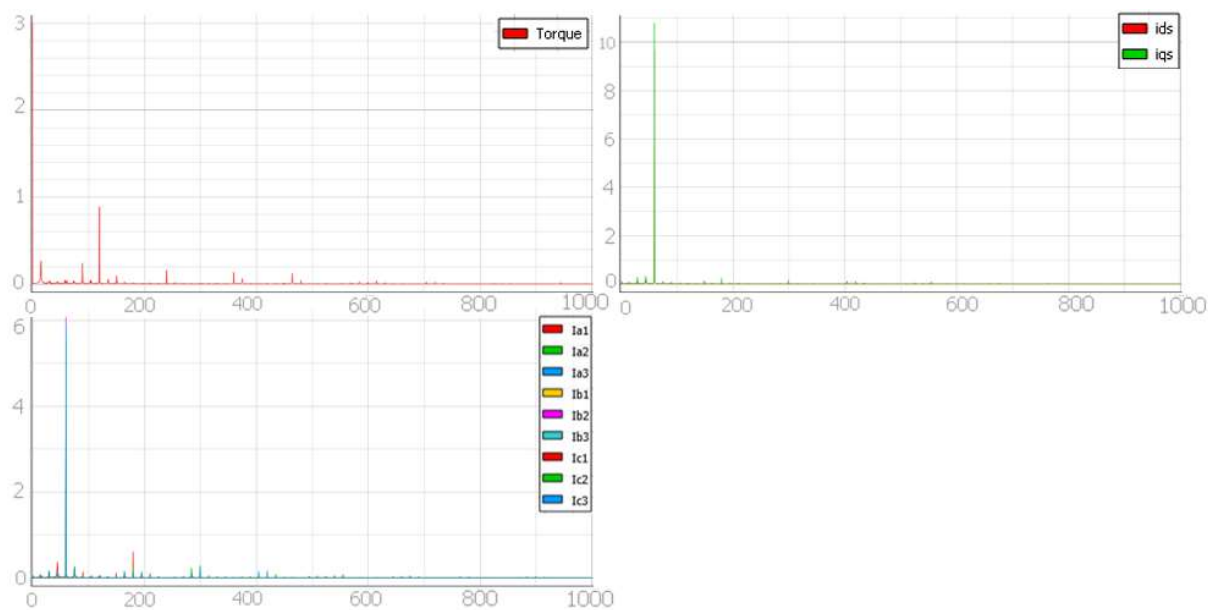


Figura D.10 – FFT dos Resultados, na condição de fase aberta e em malha aberta, alimentação com inversor de frequência comandado pelo DSP, a 60 Hz.

Com frequência e carga nominais, são obtidos os resultados da Figura D.11. O torque pulsante em 480 Hz tem a amplitude de 1,4 Nm, conforme pode ser visto na Figura D.12.

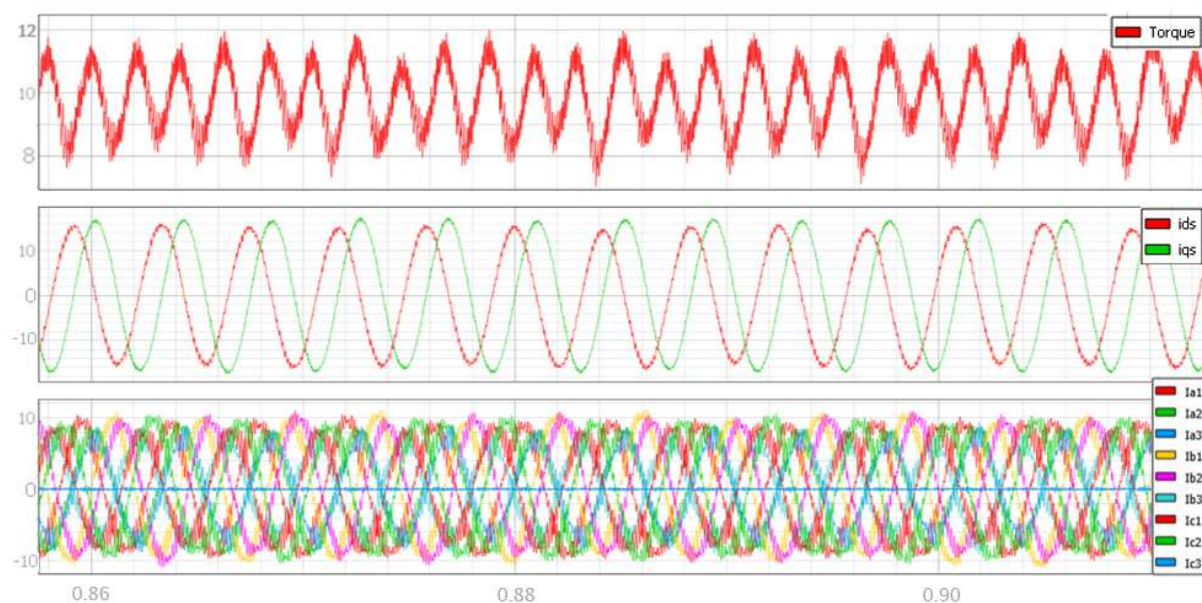


Figura D.11 – Resultados de torque, correntes de estator em referencial estacionário, tensão de linha e correntes de fase, na condição de fase aberta em malha aberta, alimentação com inversor de frequência comandado pelo DSP, a 240 Hz.

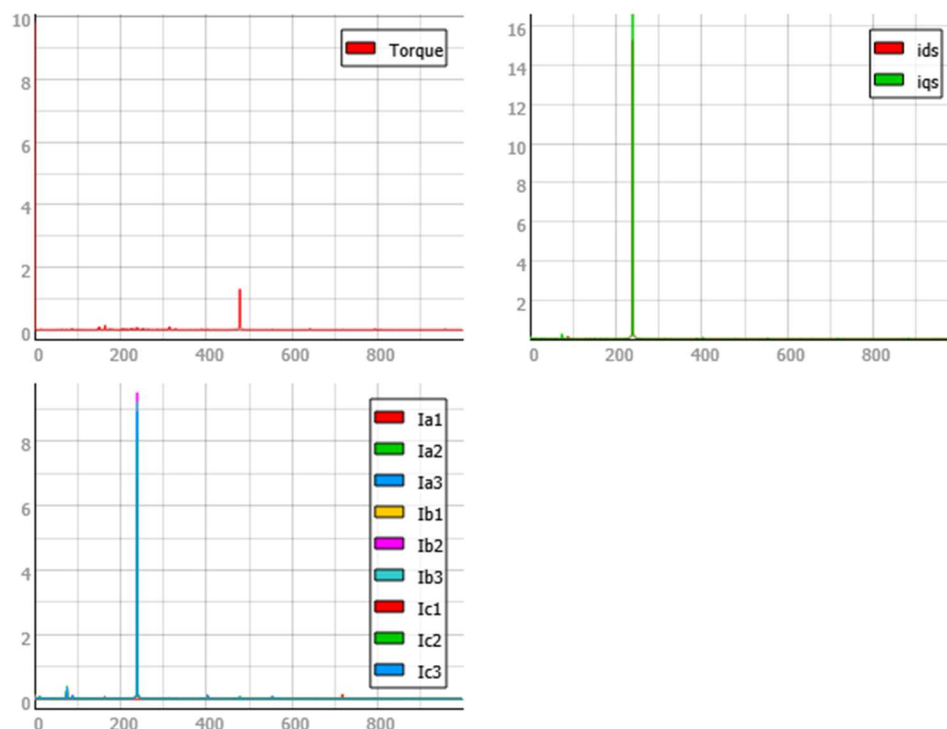


Figura D.12 – FFT dos Resultados, na condição de fase aberta e em malha aberta, alimentação com inversor de frequência comandado pelo DSP, a 240 Hz.

D-2 Malha Fechada

Nesta etapa, utiliza-se controle de correntes de eixo direto (para controle de fluxo magnético) e de eixo em quadratura (para controle de torque). Os ganhos dos controladores de correntes e de velocidade são calculados da mesma forma como mostrado na seção 3.4, mas para a frequência de chaveamento de 7680 Hz). O ganho do controlador proporcional de corrente utilizado foi, portanto, $R_a = 25,25 \Omega$. Os ganhos do controlador de velocidade precisaram ser reduzidos a um décimo do valor calculado, então $b_a = 0,95$ e $k_a = 41,8$. Não é empregado controle de correntes do subespaço Z, e as tensões desse subespaço já são comandadas para 0 V. A tensão do barramento CC também é 718,52 V.

D-3.1. Condição balanceada – Controle de correntes em referencial síncrono

Com a máquina balanceada, a componente *feedforward* do controle de correntes são as equações de tensões assim como para uma máquina equilibrada (Figura 3.8). Com velocidade de referência de 1780 rpm e após o transitório de aplicação da carga de 3 Nm, o torque, as

correntes de estator em referencial estacionário e as correntes de fase são apresentadas na Figura D.13. A Figura D.14 mostra a FFT dessas grandezas.

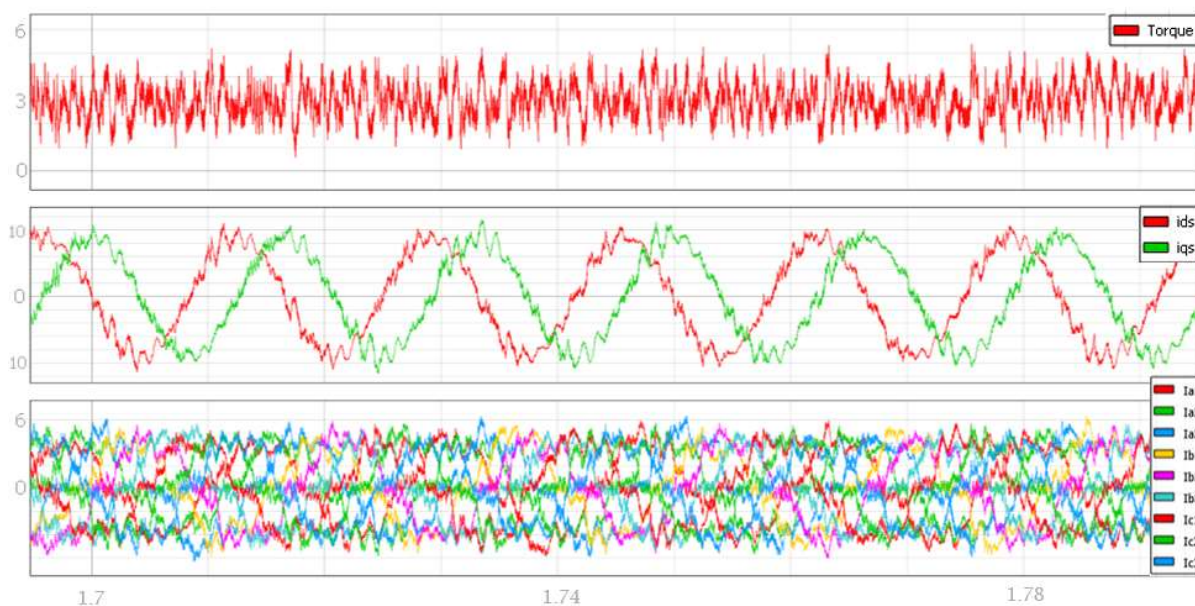


Figura D.13 – Resultados de torque, correntes de estator em referencial estacionário e correntes de fase, na condição balanceada com controle de correntes em referencial síncrono implementado pelo DSP, a 60 Hz.

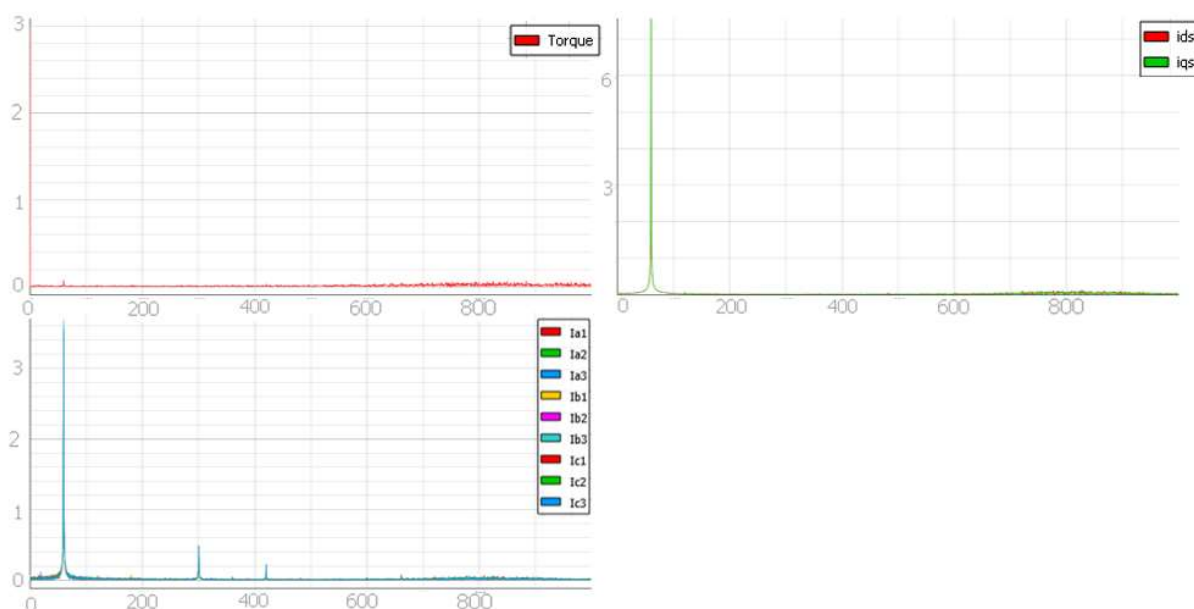


Figura D.14 – FFT dos Resultados, na condição balanceada com controle de correntes em referencial síncrono implementado pelo DSP, a 60 Hz.

As correntes em referencial estacionário possuem o mesmo valor de pico para as componentes fundamentais e não apresentam harmônicos de baixa ordem significativos, assim

como o torque. As correntes de fase possuem 5° e 7° harmônicos. As simulações em tempo real a 60 Hz estão todas com harmônicos de baixa frequência, mesmo em malha aberta na alimentação com inversor com modulação interna ao esquemático do *Typhoon HIL*.

Na abordagem em condição nominal a 240 Hz, a referência de velocidade teve o valor de 7140 Hz. Após o transitório da aplicação da carga de 9,8 Nm, o modelo de MI9F do *Typhoon HIL* resultou nas grandezas apresentadas na Figura D.15. Torque e correntes não possuem harmônicos de baixa ordem significativos, como ilustra a Figura D.16.

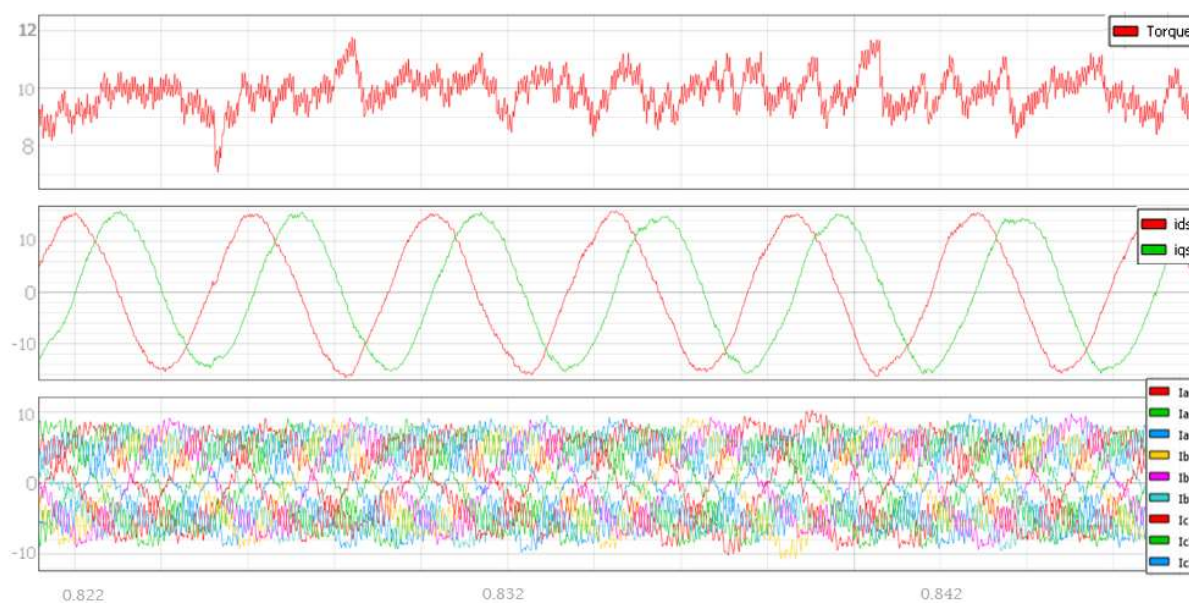


Figura D.15 – Resultados de torque, correntes de estator em referencial estacionário e correntes de fase, na condição balanceada com controle de correntes em referencial síncrono implementado pelo DSP, a 240 Hz.

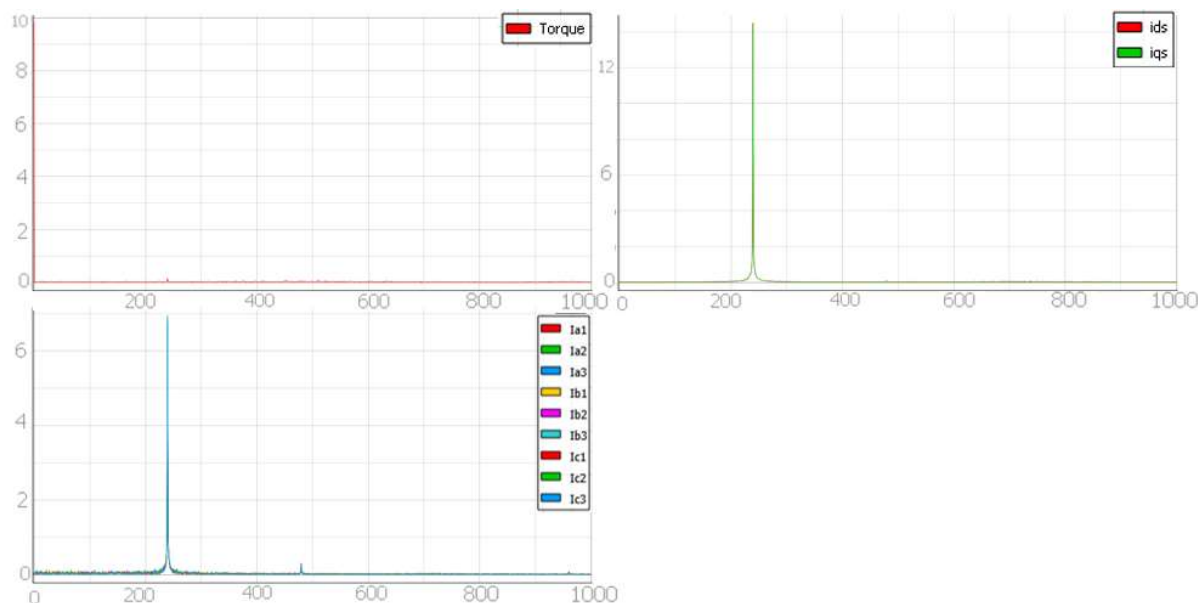


Figura D.16 – FFT dos Resultados, na condição balanceada com controle de correntes em referencial síncrono implementado pelo DSP, a 240 Hz.

D-3.2. Condição de fase aberta – Controle de correntes em referencial síncrono

Na situação de fase aberta, e com controle adaptado para este caso, na frequência de 60 Hz, a pulsação de torque de segundo harmônico é praticamente eliminada, como sugerem as Figuras D.17 e D.18. A relação entre os valores de pico das componentes fundamentais das correntes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ é de 1,1185, muito próximo do valor de 1,133 calculado de acordo com a literatura (KIANINEZHAD et al., 2008), apresentado previamente em (3.5). As amplitudes das componentes fundamentais das correntes de fase variam de 3 a 6,14 A, já que não há controle de correntes do subespaço-Z nesta abordagem.

A 240 Hz, têm-se os resultados das Figuras D.19 e D.20. Ainda existe um torque pulsante de 0,9 Nm de pico na frequência de 480 Hz, menor do que em aquele verificado em malha aberta (1,4 Nm), mas que não foi eliminado possivelmente devido a limitações da ordem de *hardware*. Os testes foram iniciados na frequência de 5040 Hz, e a pulsação de torque de segundo harmônico foi sendo reduzida à medida em que se empregavam frequências de chaveamento / amostragem maiores. Entretanto, não foi possível utilizar uma frequência de chaveamento / amostragem maior do que 7680 Hz. As amplitudes das componentes fundamentais das correntes de fase variam de 6 a 10,2 A.

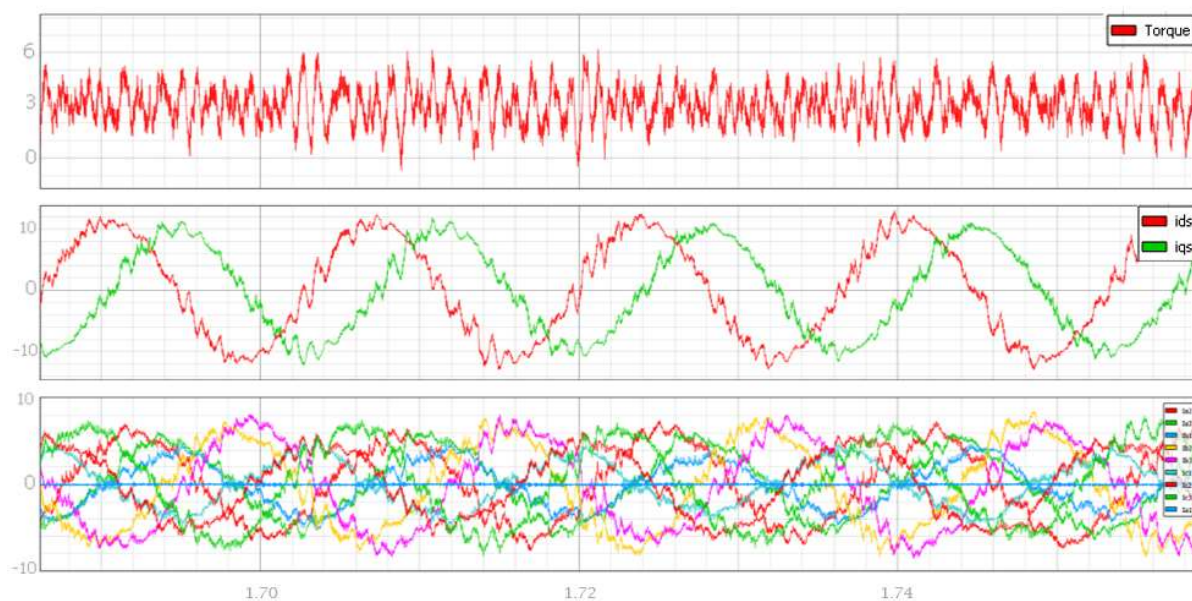


Figura D.17 – Resultados de torque, correntes de estator em referencial estacionário e correntes de fase, na condição de fase aberta com controle de correntes em referencial síncrono implementado pelo DSP, a 60 Hz.

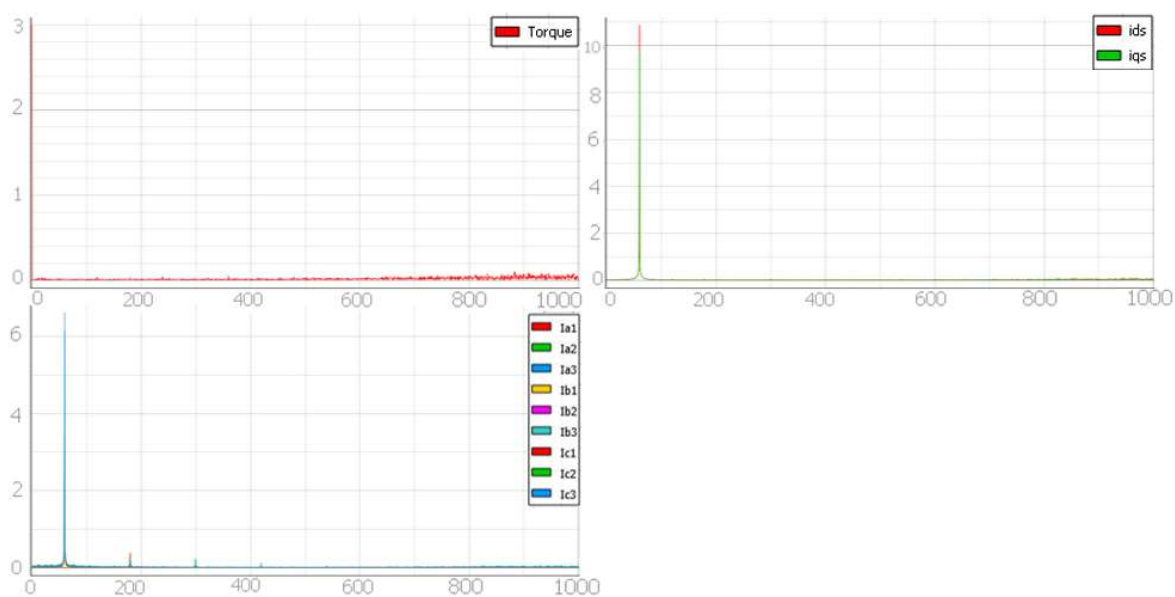


Figura D.18 – FFT dos Resultados, na condição de fase aberta com controle de correntes em referencial síncrono implementado pelo DSP, a 60 Hz.

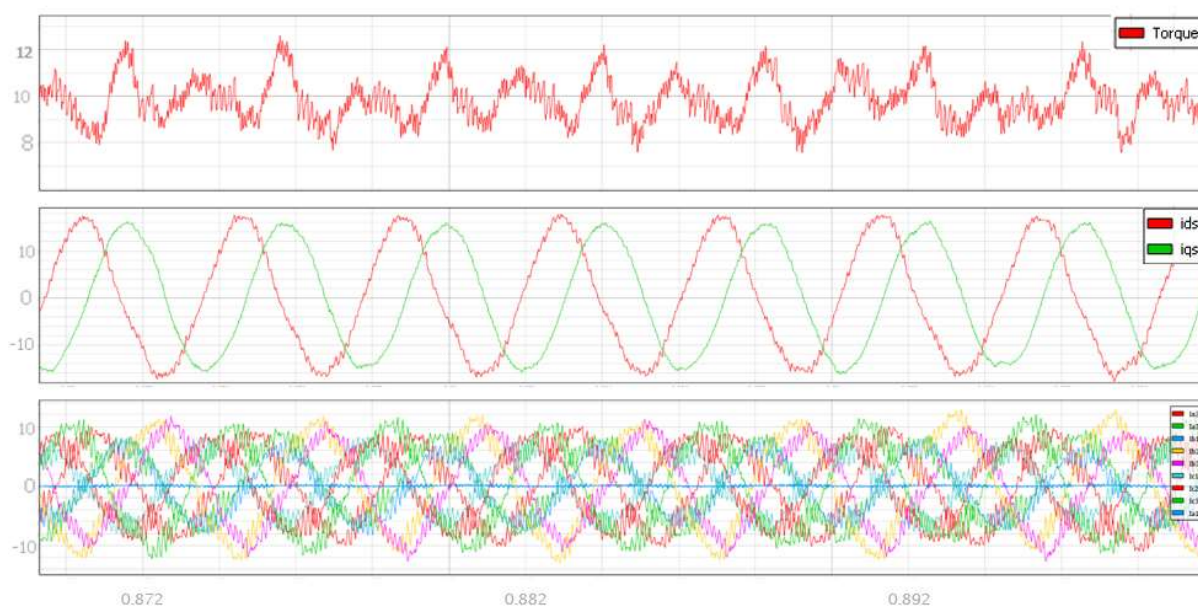


Figura D.19 – Resultados de torque, correntes de estator em referencial estacionário e correntes de fase, na condição de fase aberta com controle de correntes em referencial síncrono implementado pelo DSP, a 240 Hz.

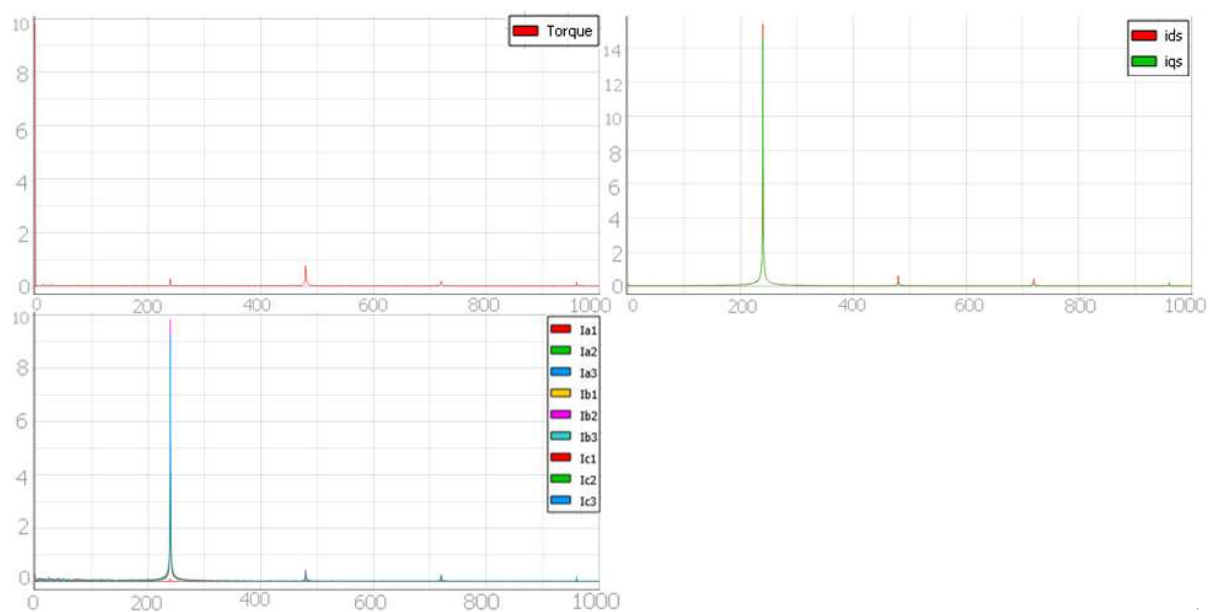


Figura D.20 – FFT dos Resultados, na condição de fase aberta com controle de correntes em referencial síncrono implementado pelo DSP, a 240 Hz.

D-3 Conclusão

Os resultados de simulação em tempo real no modelo da MI9F do próprio *Typhoon HIL* são muito próximos daqueles obtidos nos modelos desenvolvidos ao longo deste trabalho em *Matlab/Simulink*. Na operação com fase aberta e com controle adequado a essa falha, ocorreu eliminação do torque pulsante de segundo harmônico para uma frequência mais baixa que a nominal, como de 60 Hz. A 240 Hz, por limitações possivelmente de *hardware*, ocorreu uma redução do torque pulsante, mas não uma eliminação.

As tentativas de realizar controle das correntes do subespaço-Z tanto para roteamento de potência, quanto para obter correntes com a mesma magnitude em fase aberta, não foram bem sucedidas. Nesses casos, não foi possível utilizar uma frequência de chaveamento e amostragem superior a 5040 Hz. Além disso, nas simulações balanceadas em malha aberta com inversor mesmo com modulação interna no modelo do *HIL* (sem DSP), as correntes de fase variavam significativamente suas amplitudes.

De fato, o modelo da MI9F do *Typhoon HIL* necessita ser revisto. Por isso, optou-se também pelas co-simulações entre *Simulink* e *Maxwell*, do Capítulo 5, para buscar a validade dos modelos e técnicas de controle desenvolvidas neste trabalho.

Apêndice E

Cálculos de Confiabilidade em um Acionamento Eneafásico

A tolerância a falhas é uma característica inerente de acionamentos multifásicos, e isso sugere uma maior confiabilidade destes acionamentos, como amplamente é considerado na literatura (LEVI; BARRERO; DURAN, 2016). Entretanto, não se encontram estatísticas conclusivas para quantificar esse aumento. Este capítulo estuda a confiabilidade dos acionamentos multifásicos, trazendo definições e cálculos de confiabilidade para inversores trifásicos e de nove fases, com ou sem tolerância a falha. Será mostrado como a capacidade de operar com fases abertas eleva a confiabilidade do acionamento multifásico.

E-1 Introdução

A confiabilidade é a capacidade de um equipamento de não falhar em operação, expressando em números a probabilidade de um equipamento operar sem falha por um dado intervalo de tempo em um ambiente para o qual ele foi projetado (BAZOVSKY, 2004). A confiabilidade de um produto depende das condições (ambientais e de cargas) no qual elas são impostas (KAPUR; PECHT, 2014). Uma definição amplamente aceita é “Confiabilidade é a probabilidade de um dispositivo cumprir seu propósito adequadamente para o período de tempo pretendido sob as condições de operação encontradas” (BAZOVSKY, 2004).

Definir uma operação adequada depende do que se julga como satisfatório em uma operação, e isso deve ser precisamente definido para os estudos de confiabilidade. No contexto de probabilidade, o desempenho satisfatório é diretamente relacionado aos conceitos de falha e mau-funcionamento. Uma vez que o “desempenho adequado” ou sucesso for claramente definido para um caso específico, então a avaliação da confiabilidade pode se iniciar. Pode-se considerar por exemplo, que uma operação dentro dos limites aceitáveis é considerada como adequada ou satisfatória, e fora desses limites especificados, é considerada inadequada (BAZOVSKY, 2004). A palavra “adequadamente” pode permitir que algumas operações a uma capacidade reduzida possam ser incluídas nos cálculos de confiabilidade (HAMMOND, 2002).

A teoria da confiabilidade distingue três tipos característicos de falhas, excluindo danos causados por manuseio descuidado, armazenamento, ou operação imprópria por parte do usuário, que podem ser inerentes ao equipamento e ocorrem sem alguma culpa por parte do operador. A distinção de falhas nesses três tipos existe por duas razões. A primeira é que cada um desses tipos de falhas segue uma específica distribuição estatística e, portanto, requerem diferentes tratamentos matemáticos. A segunda razão é o fato de existirem diferentes métodos para a sua eliminação ou redução (BAZOVSKY, 2004). Os três tipos de falha considerados são representados na “curva da banheira”, da Figura E.1.

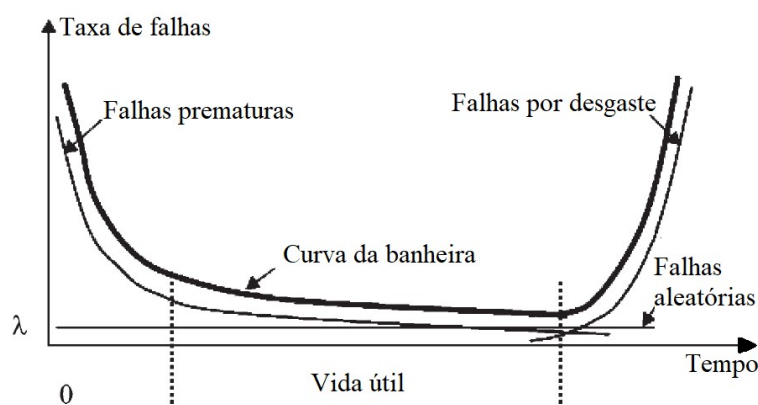


Figura E.1 – Taxa de falhas ao longo do tempo para um dispositivo (RICHARDEAU; PHAM, 2013).

Primeiramente, existem falhas que podem ocorrer na vida inicial de um componente. Essas são chamadas de falhas prematuras e são, na maioria dos casos, resultados de técnicas de manufatura e controle de qualidade pobres durante o processo de produção. Elas podem ser eliminadas por uma sequência de testes iniciais (BAZOVSKY, 2004).

Um outro tipo de falhas são aquelas causadas pelo desgaste dos componentes. Elas ocorrem em equipamentos que não são propriamente mantidos. Falhas por desgaste são um sintoma de envelhecimento de um dispositivo. Na maioria dos casos, as falhas por desgaste podem ser prevenidas, por exemplo, com a substituições de partes acessíveis de um equipamento em intervalo de tempo regulares (BAZOVSKY, 2004).

Por fim, existem as falhas “aleatórias”, que nem bons processos de testes ou as melhores práticas de manutenção podem eliminar. Essas falhas são causadas por repentinos acúmulos de estresse além daquele para o qual um componente foi projetado. Falhas aleatórias ocorrem em intervalos randômicos, irregularmente e inesperadamente. Não se pode prever quando uma falha aleatória irá ocorrer, mas elas obedecem a certas regras de comportamentos coletivos tal que a frequência da sua ocorrência durante períodos suficientemente longos é aproximadamente

constante (BAZOVSKY, 2004). Exceto em modos onde há ciclos de carga e temperatura, os dispositivos eletrônicos possuem uma vida útil muito longa, na qual se pode considerar a taxa de falhas constante e igual a λ (RICHARDEAU; PHAM, 2013), como mostrado na curva da banheira. A probabilidade da ocorrência das falhas aleatórias durante a vida útil de um equipamento para um dado intervalo de tempo pode ser calculada por meio da teoria de probabilidade (BAZOVSKY, 2004).

Se evitadas as falhas prematuras e as falhas por desgaste adequadamente, então as falhas que ainda ocorrerem durante a vida operacional de um equipamento serão muito provavelmente falhas aleatórias. Quando um equipamento se encontra em estado de uso operacional, sua medida de confiabilidade é determinada pela frequência das falhas aleatórias. A frequência na qual as falhas e mau-funcionamento ocorre é utilizada como um parâmetro para a formulação matemática da confiabilidade: a taxa de falha. Ela é normalmente medida em número de falhas por hora de operação (BAZOVSKY, 2004). Taxa de falha também pode ser medida em “FIT” (*failures in time*), que significa 1 falha em 10^9 horas ($1 \text{ FIT} = 10^{-9}/h$).

E-2 Cálculos de Confiabilidade

A função de confiabilidade $R(t)$ pode ser dada por (RICHARDEAU; PHAM, 2013):

$$R(t) = 1 - U(t) = \frac{N(t)}{N(t_0)}, \quad (\text{E.1})$$

onde $N(t)$ é o número de dispositivos funcionais num momento t , $N(t_0)$ é o número de dispositivos funcionais no momento inicial t_0 , e $U(t)$ é uma função complementar à confiabilidade, ou função de inconfiabilidade, que denota a chance de um dispositivo falhar. É válido que $R(0) = 1$ e $R(\infty) = 0$, ou seja, num momento inicial, todos os dispositivos estão funcionando, e no tempo tendendo a infinito, todos eles falham.

Considerando-se as falhas aleatórias, o número esperado de falhas é o mesmo para períodos de operação igualmente longos. A função de confiabilidade é matematicamente definida como (BAZOVSKY, 2004)

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (\text{E.2})$$

Onde λ é uma constante denominada “taxa de falhas aleatórias”, e t é um tempo de operação arbitrário. A confiabilidade, definida dessa forma, é válida para dispositivos propriamente

testados, que não estão sujeitos às falhas prematuras, e que ainda não sofreram nenhum grau de danos devido a desgaste ou degradação de seu desempenho causado pelo envelhecimento. O período da vida de um dispositivo no qual (E.2) é válida é referido como a sua vida útil. Então, em (E.2), o valor utilizado de t não pode exceder a vida útil do dispositivo, pois a taxa de falhas irá crescer rapidamente (configurando as falhas por desgaste) (BAZOVSKY, 2004).

O tempo t não é uma medida de tempo de calendário desde quando um equipamento era novo. O tempo t conta apenas as horas de um intervalo arbitrário, com $t = 0$ designando o início desse período considerado. Isto é, $t = 0$ não significa o momento em que um dispositivo entrou em serviço pela primeira vez. Uma observação importante é que a confiabilidade de um dispositivo devidamente testado é constante para intervalos de tempo de operação de igual tamanho dentro de sua vida útil, dado que o dispositivo sobreviveu a operações anteriores. Por exemplo, para um dispositivo com uma vida útil de 1000 horas, a confiabilidade é a mesma para as 10 primeiras horas de operação dentro de sua vida útil e para o intervalo de tempo de 990 a 1000 horas, se o dispositivo tiver sobrevivido até as 990 horas (BAZOVSKY, 2004).

A confiabilidade de um equipamento complexo depende da confiabilidade de seus componentes (BAZOVSKY, 2004). Considerando-se um equipamento composto por N itens iguais, que não toleram nenhuma falha, se a probabilidade de um único item de sobreviver a um dado intervalo for R , então a probabilidade do equipamento como um todo sobreviver nesse mesmo intervalo é R^N . Entretanto, se esse equipamento puder tolerar a falha em um item, então a confiabilidade do sistema será maior (BAZOVSKY, 2004):

$$R_{total} = R^N + N \cdot R^{N-1} \cdot (1 - R) \quad (E.3)$$

Isso demonstra que a tolerância a falhas inerentemente aumenta a confiabilidade (HAMMOND, 2002). Por exemplo, se a confiabilidade de uma fase de um inversor de nove fases for de 99 % para um período de tempo arbitrário, a confiabilidade das nove fases será de 91,35 %, caso não seja tolerada falha. Se houver tolerância a falha de uma fase, a confiabilidade total aumenta para 99,66 %. Devido à tolerância a falhas de acionamentos multifásicos, existe uma expectativa de que ele seja mais confiável do que um acionamento trifásico de mesma potência.

Mais cálculos comparativos são feitos a seguir, considerando uma aplicação, embora ainda sejam preliminares. São cálculos visando uma figura de comparação em termos de confiabilidade de acionamentos enefásicos e de trifásicos, sendo que existem algumas suposições devido à dificuldade de encontrar algumas informações na literatura.

A. Comparação entre a confiabilidade de um inversor trifásico e um inversor de nove fases

Em (BASTOS et al., 2019), um conversor trifásico de três níveis NPC de 3300 V e 7 MVA a IGCTs (*Integrated Gate-Commutated Thyristor*) é comparado a uma solução alternativa de um conversor de nove fases a dois níveis a IGBTs, reduzindo-se a tensão por fase a um terço para manter a mesma potência. Baseando-se no levantamento feito pela *ABB Switzerland Ltd* (CLAUSEN; BACKLUND, 2011) para um conversor de 8 MVA, será considerada nesta subseção uma taxa de falhas constante de 320 FIT para cada IGCT (considerando também o diodo de roda-livre) e, para cada IGBT de alta tensão (com seu *gate-driver* e diodo de roda-livre), 400 FIT, supondo não haver alterações nos estressores (como tensão e temperatura) ao longo do tempo de operação.

Como o conversor trifásico de três níveis NPC (*neutral point clamped*) possui quatro IGCTs por fase, não tolerando falhas, então a taxa de falhas desse conversor trifásico é (RICHARDEAU; PHAM, 2013), (TU; YANG; WANG, 2018):

$$\lambda_{total, trifásico} = 3 \cdot 4 \cdot 320 = 3840 \text{ FIT}. \quad (\text{E.4})$$

A função de confiabilidade para o conversor trifásico será, com isso:

$$R_{trifásico}(t) = e^{-\lambda_{total, trifásico} t} \quad (\text{E.5})$$

Para o conversor de nove fases, há dois IGBTs por fase, então a taxa de falhas relacionada a uma fase é $\lambda_1 = 2 \cdot 400 = 800 \text{ FIT}$. Nesse conversor enefásico, considera-se a tolerância a falha de uma fase. O cálculo da confiabilidade será baseado na modelagem por redundância “ $(n-1)$ -out-of- n ”, que significa, para $n = 9$ fases, que o conversor pode funcionar com oito ou nove fases operantes dentre suas nove fases (RICHARDEAU; PHAM, 2013). Se, antes da ocorrência da falha de uma fase, o conversor operava com $n = 9$ fases a uma taxa de falhas λ_1 , por fase, e, após a falha, as outras $n - 1 = 8$ fases continuarem trabalhando com uma nova taxa de falhas λ_2 , então a função de confiabilidade é (RICHARDEAU; PHAM, 2013):

$$R_{(n-1)\text{-out-of-}n}(t) = e^{-\lambda_1 t} + \frac{1}{1 - \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \cdot (e^{-(n-1)\lambda_2 t} - e^{-n\lambda_1 t}) \quad (\text{E.6})$$

Para esta análise inicial, será considerado que, mesmo após a falha, o conversor continue operando a 1 pu de correntes de fase (todas com amplitudes iguais), sendo aceito um *derating* de torque, como 0,74 pu, calculado na Seção 4.2.1. Nesse caso, o controle para uma máquina

de indução de nove fases com fase aberta estaria adequado para aplicar efetivamente o Método das Amplitudes Iguais. Com isso, supõe-se que os IGBTs das oito fases operantes continuarão com a mesma temperatura de junção e o mesmo estresse, uma vez que a tensão de fase também se mantém muito próxima da operação balanceada, como foi mostrado no Capítulo 4. Isso também não alteraria o índice de modulação em amplitude do PWM. Assim, aqui será considerado, por fase, $\lambda_1 = \lambda_2 = 2 \cdot 400 = 800 \text{ FIT}$.

Com as formulações em (E.5) e (E.6), para um intervalo de 15 anos, são produzidos os gráficos para as funções de confiabilidade dos conversores trifásico e enefásico com as considerações realizadas, mostrados na Figura E.2. Esse gráfico mostra que ao final de 15 anos, o conversor de nove fases ainda terá uma confiabilidade de 77,6 % (ou 22,4 % de chance de falhar), enquanto o trifásico, 60 % (ou 40 % de chance de falhar). Ao longo de todo o período mostrado, a confiabilidade do conversor enefásico é maior que a do conversor trifásico.

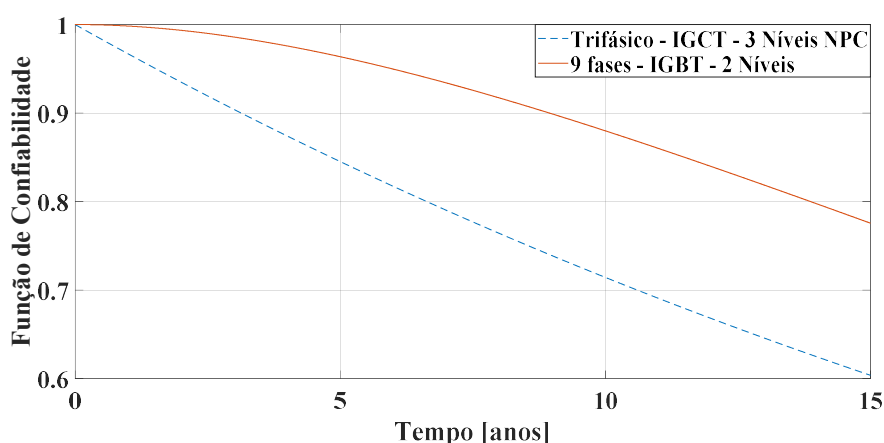


Figura E.2 – Comparativo de função de confiabilidade para um inversor trifásico de três níveis a IGCTs e um inversor enefásico de dois níveis a IGBTs com tolerância a falha de uma fase.

B. Cálculos de confiabilidade para um inversor de nove fases para diferentes temperaturas de junção do IGBT

Nesta Subseção, serão feitas considerações diferentes daquelas utilizadas na Subseção A, cujo objetivo era comparar um inversor trifásico com um de nove fases. Aqui somente será considerado um inversor de nove fases, e as taxas de falha não serão tabeladas, mas calculadas, considerando que a temperatura de operação dos dispositivos pode se alterar devido à ocorrência de uma falta de fase aberta (sem *derating* de torque).

Ainda para o conversor de nove fases sugerido em (BASTOS et al., 2019), seriam empregados dezoito módulos 5SNA 1500E250300 da ABB, composto por um IGBT e seu

diodo de roda-livre, de 1500 A e 2500 V. A tensão do barramento CC poderá ser um terço do que um acionamento trifásico demandaria: $V_{DC} = (3300 \cdot \sqrt{2})/3 = 1556 V$. Para a aplicação explorada em (BASTOS et al., 2019), a maior potência demandada do sistema é 3,65 MVA. As temperaturas de junção dos IGBTs, quando o inversor estiver operando com as nove fases balanceadas, chegariam a 117,78 °C (um módulo por dissipador, refrigeração a água, resistência térmica de 0,0175 °C/W do dissipador para o ar). Caso uma fase falhe, o inversor opera com as outras oito fases com uma corrente 16,19 % maior, para manter a mesma potência. Nessa situação, a temperatura de junção dos dezesseis IGBTs operantes aumentaria para 133,25 °C.

Dentre os vários estressores para equipamentos eletrônicos (vibração, umidade, temperatura, etc.), a temperatura contribui para cerca de 55 % das distribuições de falhas (ZHOU; WANG; BLAABJERG, 2018). RICARDEAU e PHAM (2013) apresentam uma formulação para o cálculo da taxa de falhas para IGBTs, onde os fatores estressantes como tensão e temperatura são considerados:

$$\lambda = \lambda_0 \pi_t \pi_s \pi_E \pi_q \frac{10^{-9}}{h}, \quad (E.7)$$

em que λ_0 é a taxa de falhas do dispositivo à temperatura de junção $T_j = 100$ °C. Os fatores estressantes são π_t para temperaturas de junção diferentes de 100 °C, e π_s , que representa uma aceleração devido a ruptura pela tensão entre coletor e emissor (RICARDEAU; PHAM, 2013):

$$\pi_t = e^{4640 \cdot \left(\frac{1}{373} - \frac{1}{T_j + 273} \right)} \quad (E.8)$$

$$\pi_s = 0,22 e^{1,7 \cdot \left(\frac{V_{CE_off_state}}{V_{CE_rating}} \right)}. \quad (E.9)$$

Os fatores π_E e π_q são fatores devidos ao ambiente e fator de qualidade, respectivamente, mas que não serão considerados neste estudo. Para este IGBT, $V_{CE_of_state} = V_{DC} = 1556 V$ e $V_{CE_rating} = 2500 V$. Assumindo-se $\lambda_0 = 100 FIT$, então, para a operação balanceada, em que $T_j = 117,8$ °C, a taxa de falhas calculada de acordo com (E.7) é $\lambda_1 = 111,6 FIT$. Havendo a perda de uma fase, a corrente das demais fases aumenta em 16,19 % para manter o mesmo torque, então $T_j = 133,25$ °C e $\lambda_2 = 175,4 FIT$.

Será considerado que cada *gate-driver* possui uma taxa de falha de 150 FIT (CLAUSEN; BACKLUND, 2011), (STEIMER; APELDOORN; CARROLL, 2000). Assim, por fase do conversor, $\lambda_{fase} = 2 \cdot (\lambda_{IGBT} + \lambda_{gate-driver})$. A função de confiabilidade será calculada por (E.6) havendo a tolerância à perda de uma fase, com $n = 9$.

A Figura E.3 traz o gráfico da função de confiabilidade para três situações. A primeira é de um inversor de nove fases com tolerância a falha de uma fase, mas onde se permite um *derating* de torque após a falha, de forma a se manter a corrente das outras oito fases no mesmo valor pré-falta. Nessa primeira situação, $\lambda_1^{fase} = \lambda_2^{fase} = 2 \cdot (111,6 + 150) = 523,2 FIT$. Na segunda situação, o inversor de nove fases também tolera a falha de uma fase, mas mantém a mesma potência após a falha. Então $\lambda_1^{fase} = 523,2 FIT$, mas $\lambda_2^{fase} = 2 \cdot (175,4 + 150) = 650,8 FIT$. A terceira situação não considera a tolerância a falha do inversor de nove fases. Nela, função de confiabilidade seria simplesmente

$$R_{9fases_sem_tolerância}(t) = e^{-9 \cdot \lambda_{fase} t} = e^{-(4708 \cdot \frac{10^{-9}}{h}) \cdot t} \quad (E.10)$$

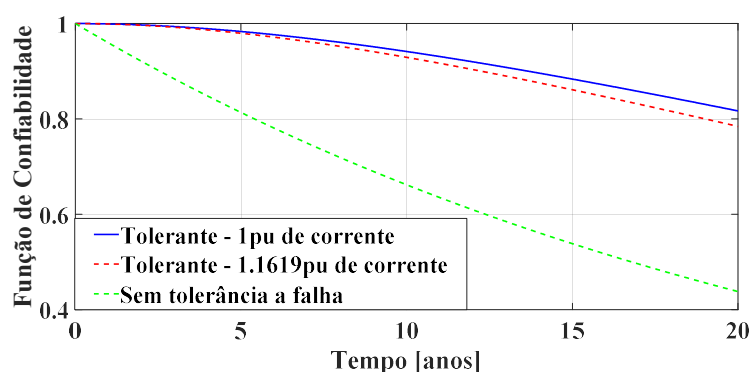


Figura E.3 – Comparativo de função de confiabilidade para um inversor de nove fases.

A função de confiabilidade de um inversor tolerante a falha de uma fase é significativamente aumentada. Após 20 anos, a confiabilidade do inversor tolerante a falhas é 81,69 % (ou 18,31 % de chance de falhar), na condição de manter a mesma corrente. Já considerando um aumento na corrente após falta, a confiabilidade após 20 anos seria 78,45 % (ou 21,55% de chance de falhar). Já no caso de não se tolerar nenhuma falha, após 20 anos, a confiabilidade é reduzida para apenas 43,82 % (ou 56,18 % de chance de falhar). Também pode ser visto que em tempos curtos de missão, aumentar ou não a corrente dos módulos implica em pouca diferença de chance de falhar. Até cinco anos, o inversor de nove fases sem tolerância a falha possui praticamente 10 vezes mais chance de falhar do que o inversor tolerante a falha. Este também é um fato que mostra como a tolerância a falha aumenta expressivamente a confiabilidade.

E-3 Conclusão

Cálculos preliminares demonstraram o aumento de confiabilidade de acionamentos de nove fases com relação aos trifásicos, tendo em vista que é possível uma operação tolerante a falha de uma fase aberta com a elevação de apenas 16,2 % nas correntes das demais fases. Estes cálculos são ilustrativos para se ter uma figura de comparação da confiabilidade dos acionamentos multifásicos e trifásicos. Cálculos mais atualizados são deixados como proposta de trabalho futuro.

Apêndice F

Publicações realizadas ao longo deste trabalho

Ao longo deste trabalho de Doutorado, foram publicados os seguintes artigos:

- Conferências Internacionais

1. **DE SOUZA, TAMIRES S.**; PIRES, IGOR A. ; FILHO, BRAZ J. CARDOSO . Indirect Field Oriented Control of an Unbalanced Nine-Phase Induction Motor due to Open Phases. In: 2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2018, Portland. 2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2018. p. 1.
2. FERREIRA, VICTOR N. ; BASTOS, RODRIGO R. ; **DE SOUZA, TAMIRES S.** ; LISERRE, MARCO ; CARDOSO FILHO, BRAZ J. . Power Routing to Enhance the Lifetime of Multiphase Drives. In: 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019, Baltimore. 2019, p. 3215.
3. BASTOS, RODRIGO R. ; **DE SOUZA, TAMIRES S.** ; DE CARVALHO, MARCELO MOREIRA ; R. SILVA, LEONARDO ADOLPHO ; FILHO, BRAZ J. CARDOSO . Assessment of a Nine-phase Induction Motor Drive for Metal Industry Applications. In: 2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2019, Baltimore, 2019, p. 1.

- Periódicos Qualis CAPES A1

1. **DE SOUZA, T. S.**; BASTOS, R. R.; CARDOSO FILHO, B. J. Synchronous-Frame Modeling and dq Current Control of an Unbalanced Nine-Phase Induction Motor Due to Open Phases. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 2, p. 2097–2106, mar. 2020.
2. BASTOS, RODRIGO R. ; **DE SOUZA, TAMIRES S.** ; DE CARVALHO, MARCELO MOREIRA ; R. SILVA, LEONARDO ADOLPHO ; FILHO, BRAZ J. CARDOSO. Assessment of a Nine-Phase Induction Motor Drive for Metal Industry Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 6, p. 7217–7226, 2020.
3. FERREIRA, VICTOR N. ; **DE SOUZA, TAMIRES S.** ; BASTOS, RODRIGO R. ; LISERRE, MARCO ; CARDOSO FILHO, BRAZ J. Soft-Unbalance Operation for

Power Routing in Multiphase Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 58, n. 1, p. 435–443, jan. 2022.