

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO - TCC

AFONSO HENRIQUE HENSCHER BAPTISTA

**ANÁLISE DA FALTA DE FASE EM MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS E
HEXAFÁSICAS**

JOINVILLE

2025

AFONSO HENRIQUE HENSCHER BAPTISTA

**ANÁLISE DA FALTA DE FASE EM MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS E
HEXAFÁSICAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Programa de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Graduando em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

JOINVILLE

2025

AFONSO HENRIQUE HENSCHER BAPTISTA

**ANÁLISE DA FALTA DE FASE EM MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS E
HEXAFÁSICAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Programa de Graduação em Engenharia Elé-
trica do Centro de Ciências Tecnológicas da Uni-
versidade do Estado de Santa Catarina, como
requisito parcial para a obtenção do grau de Gra-
duando em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

BANCA EXAMINADORA:

Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Eng
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Henrique Fernandes de Souza, M. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Marciel Wenk, M. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Joinville, 08 de dezembro de 2025

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, ao o meu professor de Física do ensino médio Rudinei Machado por ter me incentivado a entrar na Engenharia Elétrica e ao meu professor Alessandro Luiz Batschauer por aceitar o convite para ser meu coordenador de TCC e por encerrar o meu ciclo na graduação.

Agradeço meus pais Roseli e Ricardo e à minha avó, Thereza, por sempre me apoiarem na graduação.

Faço um agradecimento especial à Myrela Pereira Lahm, por ter me incentivado a não apenas estudar, mas a realizar atividades extra-curriculares, por ter me incentivado a buscar uma bolsa de estudos, o que me fez eventualmente a entrar no nPEE, que me fez conhecer o mundo da eletrônica de potência. Acredito que se não fosse por ela, eu nunca teria aproveitado o tanto que a Universidade poderia me proporcionar, desde a vivência nos laboratórios de eletrônica de potência, ao grupo de robótica, às diversas pesquisas e artigos que escrevi e publiquei e ao PET, que tanto me fez crescer. É incrível como uma pequena ação de incentivo pode escalonar a tudo que vivo hoje em dia.

Agradeço ao meu amigo Leonardo Boschetti, que desde o início do curso trabalhamos juntos, salvando um ao outro.

Ao grande Felipão, que desde que entrei na faculdade, segue sendo meu grande amigo, juntamente com o Alemão.

Agradeço aos meus amigos Vinícius, Thomaz , Hardt, Rayanne e também à Aline, pelos momentos no PET.

À Heveroth, por tudo.

Aos grandes amigos do GERM: Samurai, Joãozinho, Holz, Adilson, Thiago, Fuck e Mene.

Agradeço ao Alexandre, grande amigo, desde de quando entramos.

Ana, Bras, Gustavo, Deolinda e Solluá são pessoas que agradeço muito por terem participado da minha vida acadêmica.

“Não importa o quanto você bate, mas sim o quanto você aguenta apanhar.” (Rocky Balboa)

RESUMO

Este trabalho desenvolve uma análise de falta de fase em máquinas elétricas de indução trifásicas e hexafásicas. A pesquisa aborda a fundamentação teórica das máquinas de indução, incluindo aspectos construtivos do estator e rotor, princípios de funcionamento como velocidade síncrona, escorregamento e torque. Discutem-se as vantagens das máquinas multifásicas, com foco na topologia hexafásica assimétrica, destacando maior tolerância a falhas, redução de amplitude de corrente por fase e densidade de potência superior. Ao final do documento são apresentadas simulações no ambiente MATLAB/Simulink que comparam o desempenho em condições normais de funcionamento e com falta de fase, avaliando correntes no estator, curvas de velocidade e torque, demonstrando a eficiência superior das máquinas hexafásicas na manutenção de operação estável sob falhas. A análise contribui para o aprimoramento da confiabilidade em acionamentos industriais, com validação através de diagramas de blocos e gráficos de resposta em regime permanente.

Palavras-chave: Máquinas de indução. hexafásico. Falta de fase. Simulação.

Resumo

This paper presents a phase-fault analysis of three-phase and six-phase induction machines. The study covers the theoretical foundations of induction machines, including the stator and rotor constructive aspects, operating principles such as synchronous speed, slip, and torque. The advantages of multiphase machines are discussed, with emphasis on the asymmetric six-phase topology, which offers greater fault tolerance, reduced current amplitude per phase, and higher energy power. Simulations performed in the MATLAB/Simulink environment compare performance under healthy and phase-fault conditions, evaluating stator currents, speed curves, and torque. Results demonstrate the superior capability of six-phase machines to maintain stable operation under faults. The analysis contributes to enhancing reliability in industrial drives, validated through block diagrams and steady-state response graphs.

Keywords: Induction machines. Six-phase. Phase-fault. Simulation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Distribuição de falhas de um motor de indução trifásico.	18
Figura 2 – Classificação de máquinas elétricas.	20
Figura 3 – Composição básica do estator e rotor de máquinas CC.	21
Figura 4 – Um circuito de excitatriz sem escovas.	23
Figura 5 – Composição básica do estator e rotor de máquinas de indução.	24
Figura 6 – Esquemático estator de uma máquina de indução,	25
Figura 7 – Estator e carcaça de um motor de indução.	25
Figura 8 – Esquemático de um rotor bobinado de uma máquina de indução.	26
Figura 9 – Esquemático de um rotor gaiola de esquilo de uma máquina de indução.	27
Figura 10 – Gráfico conjugado x velocidade.	30
Figura 11 – Gráfico conjugado x velocidade das diferentes categorias.	32
Figura 12 – Circuito monofásico equivalente à máquinas polifásicas.	33
Figura 13 – Circuito equivalente do MI, para $s = 0$	33
Figura 14 – Esquema de ligação de dois wattímetros.	34
Figura 15 – Circuito equivalente do MI, para $s = 1$	36
Figura 16 – Possíveis falhas nas fases, tanto da máquina, quanto do circuito inversor.	39
Figura 17 – Configurações de fase de máquinas hexafásicas	41
Figura 18 – Modelo 6ph-IM.	42
Figura 19 – Circuito equivalente ao eixo d do 6ph-IM.	42
Figura 20 – Circuito equivalente ao eixo q do 6ph-IM.	42
Figura 21 – Árvore de possíveis falhas de motores de indução.	44
Figura 22 – Espectro da velocidade do rotor nas condições normais e com falta de fase, respectivamente.	45
Figura 23 – Representação de um inversor de frequência para um circuito trifásico.	47
Figura 24 – Três fases resultantes da saída do inversor trifásico.	48
Figura 25 – Topologia de um inversor modular trifásico.	49
Figura 26 – Modulação de largura de pulso senoidal (SPWM).	50
Figura 27 – Simulação completa do 3ph-IM, dividida em quatro áreas.	53
Figura 28 – Diagrama de bloco do motor de indução Trifásico.	54
Figura 29 – Diagrama de blocos do SPWM da 3ph-IM.	55
Figura 30 – a) Saída. b) Saída invertida. c) Comparação portadora e modulante.	55
Figura 31 – Diagrama de blocos pertencente ao <i>Feedback</i> de Velocidade.	56
Figura 32 – Diagrama de bloco do inversor do motor de indução Trifásico.	57
Figura 33 – Visão ampliada das correntes de estator, com a divisão da falta de fase.	59
Figura 34 – Oscilações de comutação das correntes de estator, sem a falta de fase.	60
Figura 35 – Oscilações de comutação das correntes de estator, com a falta de fase.	60
Figura 36 – Correntes de estator em regime permanente sob a falta da fase A.	61

Figura 37 – Velocidade do rotor em operação a vazio.	62
Figura 38 – Velocidade do rotor sob a potência elétrica de 14,7 kW – operação trifásica equilibrada.	63
Figura 39 – Comportamento completo da velocidade do rotor após a falta da fase A. . .	64
Figura 40 – Ondulação da velocidade em regime permanente com falta da fase A.	64
Figura 41 – Torque eletromagnético - sistema trifásico.	65
Figura 42 – Ampliação nas ondulações do torque eletromagnético em regime permanente – sistema trifásico.	66
Figura 43 – Zoom no torque eletromagnético no instante da falta da fase A.	67
Figura 44 – Comparação do torque eletromagnético dos sistemas trifásico e bifásico sob a falta da fase A.	68
Figura 45 – Ondulação do torque eletromagnético em regime permanente com falta da fase A.	68
Figura 46 – Correntes de estator de uma 3ph-IM em regime permanente sob a falta das fases A e C.	69
Figura 47 – a) Velocidade e b) Torque magnético de uma 3ph-IM sob a falta das fases A e C.	70
Figura 48 – Bloco equivalente uma máquina de indução hexafásica no Simulink.	71
Figura 49 – Modulação SPWM e inversor hexafásico.	72
Figura 50 – Ampliação no instante da falta da fase A, em ($t = 0,3$ s).	73
Figura 51 – Ampliação no instante das faltas da fase A e C, em ($t = 0,3$ s).	74
Figura 52 – Correntes de estator do motor hexafásico após a falta da fase A, em ($t = 0,3$ s). Fases A, B e C acima e fases X, Y e Z abaixo.	74
Figura 53 – Correntes de estator do motor hexafásico após as faltas das fases A e C, em ($t = 0,3$ s). Fases A, B e C acima e fases X, Y e Z abaixo	75
Figura 54 – Velocidade do rotor sob carga constante de 1,89 kW – Operação hexafásica equilibrada.	76
Figura 55 – Ampliação no instante da falta da fase A.	77
Figura 56 – Ampliação no instante da falta das fases A e C.	77
Figura 57 – Comportamento completo da velocidade do rotor após a falta da fase A. . .	78
Figura 58 – Ampliação das ondulações em regime permanente na falta da fase A.	78
Figura 59 – Comportamento completo da velocidade do rotor após a falta das fases A e C. .	79
Figura 60 – Ampliação das ondulações em regime permanente na falta das fases A e C. .	80
Figura 61 – Zoom no instante da falta da fase A ($t = 0,3$ s).	80
Figura 62 – Comportamento completo do conjugado eletromagnético após a falta da fase A. .	81
Figura 63 – Zoom no instante da falta das fases A e C ($t = 0,3$ s).	81
Figura 64 – Comportamento completo do conjugado eletromagnético após a falta das fases A e C.	82

Figura 65 – Ampliação das ondulações do conjugado em regime permanente com a falta da fase A.	82
Figura 66 – Ampliação das ondulações do conjugado em regime permanente com a falta das fases A e C.	83
Figura 67 – Bloco Asynchronous Machine SI Units.	95
Figura 68 – Parâmetros da máquina de indução utilizada.	95
Figura 69 – Bloco Constant.	96
Figura 70 – Bus selector.	97
Figura 71 – Bloco Gain.	97
Figura 72 – Bloco IGBT/Diode.	98
Figura 73 – Bloco DC Voltage Source.	98
Figura 74 – Bloco Sine Wave.	99
Figura 75 – Bloco Repeating Sequence.	99
Figura 76 – Bloco Relational Operator.	99
Figura 77 – Bloco NOT.	100
Figura 78 – Bloco Scope.	100
Figura 79 – Bloco Ideal Switch.	101
Figura 80 – Bloco Step.	101
Figura 81 – Bloco Powergui.	101

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Rotação de um motor em relação ao número de polos.	29
Tabela 2 – Relações típicas de reatância por categoria.	37
Tabela 3 – Comparação da oscilação de torque eletromagnético e redução da velocidade de 3ph-IM e 6ph-IM.	45
Tabela 4 – Tensões de linha e fase em função dos estados dos interruptores do inversor trifásico de dois níveis	47
Tabela 5 – Ângulos de defasagem para modulação SPWM em inversores trifásico e hexafásico assimétrico.	50
Tabela 6 – Correntes de RMS nos IGBTs do inversor	58
Tabela 7 – Tensões e correntes na saída do inversor	59
Tabela 8 – Oscilações nas correntes do estator.	61
Tabela 9 – Comparação quantitativa das correntes de estator em regime permanente . .	62
Tabela 10 – Valores da velocidade sem e com a falta de fase.	65
Tabela 11 – Comparação quantitativa do torque eletromagnético em regime permanente	67
Tabela 12 – Comparação quantitativa das correntes de estator em regime permanente . .	75
Tabela 13 – Valores da velocidade sem e com a falta das fases.	79
Tabela 14 – Comparação quantitativa do Torque eletromagnético em regime permanente	83
Tabela 15 – Parâmetros em pu – Sistema trifásico.	84
Tabela 16 – Parâmetros em pu – Sistema hexafásico.	84
Tabela 17 – Comparação de resultados em pu, para a queda de uma fase.	86
Tabela 18 – Comparação de correntes do estator em pu, para a queda de uma e duas fase.	87
Tabela 19 – Parâmetros bloco da máquina de indução trifásica.	95
Tabela 20 – Parâmetros bloco da máquina de indução hexafásica.	96
Tabela 21 – Parâmetros do inversor.	96

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCT	Centro de Ciências Tecnológicas
CV	Cavalo-Vapor
EVs	Veículos Elétricos
IEA	Agência Internacional de Energia
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MI	Máquina/Motor de Indução
6ph-IM	Máquina/Motor de Indução Hexafásica
3ph-IM	Máquina/Motor de Indução Trifásica
OC	<i>Open-Circuit</i>
SC	<i>Short-Circuit</i>
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
RPM	Rotações por Minuto
SPWM	Modulação de Largura de Pulso Senoidal
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina
VEHs	Veículos Elétricos Híbridos
VEs	Veículos Elétricos
VSI	Voltage Source Inverter (Inversor de Tensão)
WEG	WEG Motores Elétricos S.A.

LISTA DE SÍMBOLOS

A, B, C, X, Y, Z	Designações das fases trifásicas e hexafásicas
α	Ângulo elétrico
Δt	Intervalo de tempo
E	Força eletromotriz induzida
f	Frequência
f_c	Frequência de comutação
f_m	Frequência modulante (fundamental)
F_P	Fator de potência
g	Entreferro
I	Corrente
I_1	Corrente do estator
I_2	Corrente do rotor referida ao estator
I_A, I_B, I_C	Correntes trifásicas
$I_{pkA}, I_{pkB}, I_{pkC}$	Correntes de pico trifásicas
λ	Fluxo magnético
l	Comprimento
m_a	Índice de modulação de amplitude
n_R	Velocidade do rotor
n_s	Velocidade síncrona
N	Rotação
P	Número de polos
$P_{1\phi}$	Potência por fase
P_{mec}	Potência mecânica
R_1	Resistência do enrolamento do estator
R_2	Resistência do enrolamento (ou barras) do rotor, referida ao estator
R_p	Resistência das perdas ferromagnéticas do núcleo
R_{eq}	Resistência equivalente do circuito
r_r	Resistência do rotor
r_s	Resistência do estator
s	Escorregamento

T	Torque
T_m	Torque mecânico aplicado à carga
T_p	Conjugado de partida
$T_{\min}$	Conjugado mínimo
$T_{\max}$	Conjugado máximo
T_{nominal}	Conjugado nominal
T_{vazio}	Conjugado a vazio
T_s	Período de amostragem
t	Tempo
V	Tensão
V_1	Tensão de fase
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Tensões entre fases
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensões de fase em relação ao neutro
V_c	Amplitude da onda portadora (SPWM)
V_{dc}	Tensão contínua de alimentação do inversor
V_m	Amplitude da onda modulante (SPWM)
$\dot{V}_1$	Tensão de fase em termos fasoriais
W_1, W_2	Leituras dos wattímetros no método dos dois wattímetros
X_1	Reatância de dispersão do enrolamento do estator
X_2	Reatância de dispersão do enrolamento do rotor, referida ao estator
X_m	Reatância de magnetização da máquina
X_{eq}	Reatância equivalente do circuito
Z_{eq}	Impedância equivalente do circuito
ω	Velocidade angular
ϕ	Ângulo de defasagem
θ	Ângulo mecânico
θ_{el}°	Ângulo elétrico
θ_{mec}°	Ângulo mecânico

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA	17
1.2	JUSTIFICATIVA	18
1.3	MOTIVAÇÃO	18
1.4	OBJETIVO	19
1.4.1	Geral	19
1.4.2	Específico	19
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1	MÁQUINAS ELÉTRICAS	20
2.1.1	Máquina de Corrente Contínua	20
2.1.2	Máquinas de Corrente Alternada	22
2.1.2.1	<i>Máquinas síncronas</i>	22
2.1.2.2	<i>Máquinas de Indução</i>	23
2.1.3	Aspectos Construtivos de Motores de Indução	24
2.1.3.1	<i>Estató</i>	24
2.1.3.2	<i>Rotor Bobinado</i>	26
2.1.3.3	<i>Rotor em Gaiola de Esquilo</i>	26
2.1.4	Princípios de Funcionamento	27
2.1.4.1	<i>Polos magnéticos</i>	28
2.1.4.2	<i>Graus elétricos Vs. Graus mecânicos</i>	28
2.1.4.3	<i>Velocidade síncrona</i>	28
2.1.4.4	<i>Escorregamento</i>	29
2.1.4.5	<i>Torque eletromagnético</i>	29
2.1.4.6	<i>Curva Conjugado x Velocidade</i>	30
2.1.4.7	<i>Categorias de MI</i>	31
2.1.5	Circuito de MI equivalente	32
2.1.5.1	<i>Teste com Motor a Vazio</i>	33
2.1.5.2	<i>Alimentação direta</i>	35
2.1.5.3	<i>Teste com o Rotor Bloqueado</i>	35
2.1.6	Máquinas de Indução Trifásicas	37
2.2	MÁQUINAS MULTIFÁSICAS	37
2.2.1	Vantagens de Máquinas Multifásicas	38
2.2.1.1	<i>Maior Tolerância à Falhas</i>	38
2.2.1.2	<i>Redução da Amplitude de Corrente por Fase</i>	39
2.2.1.3	<i>Maior Densidade de Energia</i>	39

2.2.2	Máquinas de indução Hexafásicas	40
<i>2.2.2.1</i>	<i>Modelo 6ph-IM Assimétrico</i>	<i>41</i>
2.3	FALTA DE FASE	43
2.3.1	Falta de Fase em Máquinas Trifásicas	44
2.3.2	Falta de Fase em Máquinas Hexafásicas	45
2.4	ACIONAMENTO DE MOTORES A INDUÇÃO	46
2.5	INVERSORES DE FREQUÊNCIA	46
2.5.1	Funcionamento de Inversores Trifásicos	46
2.5.2	Funcionamento de Inversores Hexafásicos	47
2.6	MODUÇÃO DE LARGURA DE PULSO SENOIDAL (SPWM)	49
2.6.1	Conclusão do Capítulo	50
3	SIMULAÇÕES	52
3.1	MONTAGEM DA SIMULAÇÃO DE UMA 3PH-IM	53
3.1.1	Área Vermelha - Máquina Elétrica	53
3.1.2	Área Roxa - SPWM	54
3.1.3	Área Verde - Transformação HP - Te	55
3.1.4	Área Azul - Circuito de Acionamento	56
3.2	SIMULAÇÃO DE UM 3PH-IM	57
3.2.1	Análise do Inversor	58
<i>3.2.1.1</i>	<i>Análise das Correntes nos Interruptores (IGBTs)</i>	<i>58</i>
<i>3.2.1.2</i>	<i>Parâmetros de Tensão e Corrente na Saída do Inversor</i>	<i>58</i>
3.2.2	Análise das Correntes do Estator	59
<i>3.2.2.1</i>	<i>Transitório Inicial e Falta de Fases</i>	<i>59</i>
<i>3.2.2.2</i>	<i>Análise das Correntes de Estator em Regime Permanente</i>	<i>61</i>
3.2.3	Análise da Velocidade de Rotação do Rotor	62
<i>3.2.3.1</i>	<i>Operação em Vazio</i>	<i>62</i>
<i>3.2.3.2</i>	<i>Operação Trifásica Equilibrada Sob Carga Nominal</i>	<i>63</i>
<i>3.2.3.3</i>	<i>Operação com Falta de Fase</i>	<i>63</i>
3.2.4	Análise do Torque Eletromagnético	65
<i>3.2.4.1</i>	<i>Operação Trifásica Equilibrada</i>	<i>65</i>
<i>3.2.4.2</i>	<i>Operação com Falta de Fase</i>	<i>66</i>
3.2.5	Análise do Motor Trifásico de Indução sob Falta de Duas Fases	69
3.3	MONTAGEM DA SIMULAÇÃO DE UMA 6PH-IM	70
3.4	SIMULAÇÃO DE UM 6PH-IM	72
3.4.1	Análise das Correntes de Estator Com A Falta de Uma e Duas Fases	73
3.4.2	Análise da Velocidade de Rotação do Rotor com a Falta de Uma e Duas Fases	76

3.4.2.1	<i>Operação da Velocidade com Falta de Uma e Duas Fases</i>	76
3.4.3	Operação do Torque Eletromagnético com a Falta de uma e Duas Fases	80
3.5	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DA QUEDA DE FASE DAS MÁQUINAS TRIFÁSICAS E HEXAFÁSICAS EM PU	83
3.5.1	Comparação dos resultados da estrutura mecânica	85
3.5.2	Resultados da estrutura elétrica	87
4	CONCLUSÃO	88
	REFERÊNCIAS	90
	APÊNDICE A – AMBIENTE DE SIMULAÇÃO	94
A.1	FERRAMENTAS UTILIZADAS	94
A.1.1	Matlab	94
A.1.2	Simulink	94
A.1.3	Simscape Electrical	94
A.2	PRINCIPAIS ELEMENTOS DA SIMULAÇÃO	95
A.2.1	Máquina Elétrica	95
A.2.1.1	<i>Asynchronous Machine SI Units</i>	95
A.2.1.2	<i>Parâmetros Asynchronous Machine SI Units</i>	95
A.2.1.3	<i>Constant</i>	96
A.2.1.4	<i>Bus Selector</i>	96
A.2.1.5	<i>Gain</i>	97
A.2.2	Inversor	97
A.2.2.1	<i>IGBT/Diode</i>	97
A.2.2.2	<i>Barramento CC do Inversor</i>	98
A.2.3	Modulação SPWM	98
A.2.3.1	<i>Onda Senoidal</i>	98
A.2.3.2	<i>Sequência Repetitiva</i>	98
A.2.3.3	<i>Comparador do PWM</i>	99
A.2.3.4	<i>Operador Lógico – NOT</i>	99
A.2.4	Visualização	100
A.2.4.1	<i>Scope</i>	100
A.2.5	Estudo de Falta de Fase	100
A.2.5.1	<i>Ideal Switch</i>	100
A.2.5.2	<i>Step</i>	100
A.2.6	Funcionamento da Simulação	101
A.2.6.1	<i>Powergui</i>	101

1 INTRODUÇÃO

Com o constante avanço da tecnologia, grandes indústrias demandam cada vez mais eficiência e confiabilidade em seus processos de produção. Dessa forma, a melhoria contínua de máquinas elétricas torna-se essencial para manter a operação industrial ativa e competitiva. Setores como metalúrgicos, mineração e petrolíferos, que dependem intensamente de motores de indução para exercerem as suas funções, são particularmente intolerantes a falhas nas máquinas, pois essas interrupções podem resultar em acidentes graves, danos a equipamentos e prejuízos financeiros para a empresa. Os motores de indução trifásicos são amplamente utilizados devido à sua simplicidade construtiva, baixo custo e desempenho comprovado; entretanto, apresentam limitações importantes, como menor tolerância a faltas de fase e maior corrente por fase, aspectos que podem comprometer a operação em situações adversas (Meister et al., 2025)

Máquinas multifásicas têm surgido como uma alternativa para aplicações que demandam maior robustez e densidade de potência. A utilização de enrolamentos adicionais e defasagens elétricas adequadas reduz a corrente por fase, diminui a ondulação de torque e aumenta a tolerância a falhas elétricas (Parsa, 2005). Essas vantagens tornam as máquinas hexafásicas bastante interessantes para aplicações em tração elétrica e em ambientes industriais onde a confiabilidade é primordial (Neto et al., 2023).

Este trabalho concentra-se no estudo da falta de fase, decorrente de falhas elétricas, que constituem em aproximadamente um terço das falhas nos motores de indução na indústria (Neto et al., 2023), e na comparação do comportamento dinâmico entre máquinas trifásicas e hexafásicas sob essa condição. Para tanto, são desenvolvidas e realizadas simulações no ambiente MATLAB, avaliando grandezas elétricas e mecânicas relevantes nas condições normais e com falta de fase.

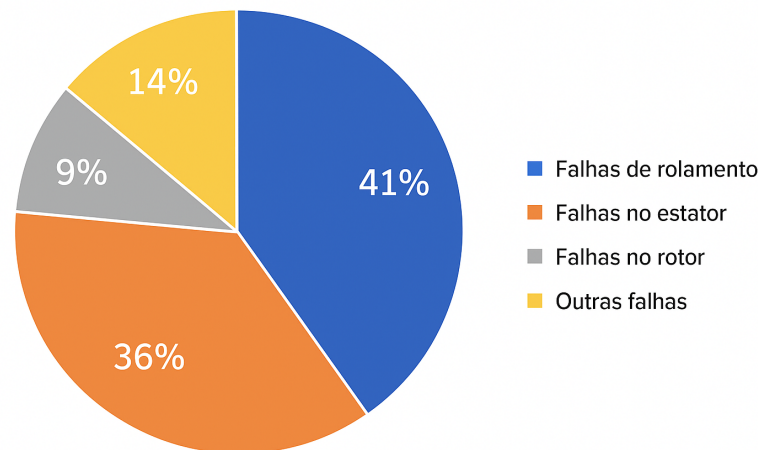
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

A falta de fase em motores de indução trifásicos representa um problema significativo no meio industrial, levando a consequências graves como sobrecarga nas demais fases, superaquecimento, desbalanceamento de correntes de linha e falhas na isolação dos enrolamentos (Sadiku; Ajewole., 2020). Essas falhas podem resultar na queima dos enrolamentos, paradas inesperadas de produção, custos elevados com manutenção e perda de produtividade. De acordo com estudos em aplicações práticas, como o de Abdo et al. (2024), a perda de uma fase acarreta em um aumento de $\sqrt{3}$ vezes no valor das correntes nas fases remanescentes, levando ao aquecimento excessivo e, se prolongada, à queima do motor (Abdo et al., 2024). No contexto industrial, onde os motores trifásicos são predominantes devido à sua robustez e versatilidade, tais falhas inesperadas resultam em transtornos financeiros, redução de horas produtivas e diminuição da produção (Neto et al., 2023).

De modo geral, a Figura 1 ilustra a distribuição de falhas em motores de indução trifásicos, mostrando que 36% das falhas ocorrem no estator, relacionadas a problemas como falta de fase, 41% em rolamentos, 9% no rotor e 14% oriundas de outras causas. Essa estatística destaca a

vulnerabilidade dos motores trifásicos a falhas elétricas, que são particularmente piores nesses sistemas em comparação com máquinas hexafásicas, pois a perda de uma fase em um motor trifásico interrompe completamente a operação, enquanto em sistemas hexafásicos a redundância permite continuidade parcial (Neto et al., 2023).

Figura 1 – Distribuição de falhas de um motor de indução trifásico.



fonte: baseado em Neto et al. (2023)

1.2 JUSTIFICATIVA

O presente trabalho busca preencher uma lacuna na literatura ao demonstrar por meio de simulações no MATLAB que a falta de fase é um problema relevante e quantificável, e comparar como a redundância de fases afeta a resposta do sistema. Essa análise fornece base técnica para decisões de projeto em aplicações onde confiabilidade e continuidade de operação são importantes.

1.3 MOTIVAÇÃO

Máquinas hexafásicas oferecem vantagens técnicas significativas em relação aos motores trifásicos convencionais. A redução de corrente por fase diminui as perdas por aquecimento, resultando no aumento da eficiência do sistema, o que é crucial em aplicações em que possuem muitas variações de carga (Dwari; Parsa, 2011). Assim, compreender o comportamento dessas máquinas sob condições de falha é de extrema importância para avaliar a real capacidade de operação em cenários adversos.

A análise de falta de fase é, portanto, um ponto bem relevante, pois essa condição pode ocorrer em operações reais. Possuir o conhecimento prévio sobre o comportamento das correntes da máquina nesta situação possibilita o aprimoramento das proteções do motor e do inversor, de

forma a suportarem sobrecorrentes sem que haja danos aos demais enrolamentos. A comparação do comportamento das máquinas trifásicas e hexafásicas fornece uma base sólida para avaliar as vantagens do uso de cada um em termos de eficiência, resposta dinâmica e robustez.

Embora existam na literatura inúmeros artigos que falam sobre a detecção e compensação de falta de fase, (Tallam et al., 2007), (Abdo et al., 2020) e (Parsa, 2005), há uma baixa quantidade de trabalhos que apresentam, de forma clara e comparativa, os efeitos da falha de fase na velocidade, torque eletromagnético e correntes do estator, tanto em máquinas trifásicas quanto hexafásicas, utilizando simulações.

O presente trabalho busca preencher essa lacuna ao investigar, por meio de simulações transintórias, o desempenho de motores de indução trifásicos e hexafásicos sob falta de fase.

1.4 OBJETIVO

1.4.1 Geral

Estudar e desenvolver uma simulação para o estudo dos efeitos da falta de fase no acionamento de máquinas de indução trifásicas e hexafásicas, verificando o comportamento das correntes do estator, velocidade e torque resultante.

1.4.2 Específico

- Realizar a revisão bibliográfica sobre máquinas trifásicas e hexafásicas de indução.
- Simular o comportamento dinâmico das máquinas com a falha em malha aberta.
- Analisar a conduta das máquinas sob falta de fase, avaliando a tolerância a falhas.
- Verificar o comportamento sobre a queda de mais de uma fase.
- Comparar o desempenho da máquina trifásica com a hexafásica na queda das fases.

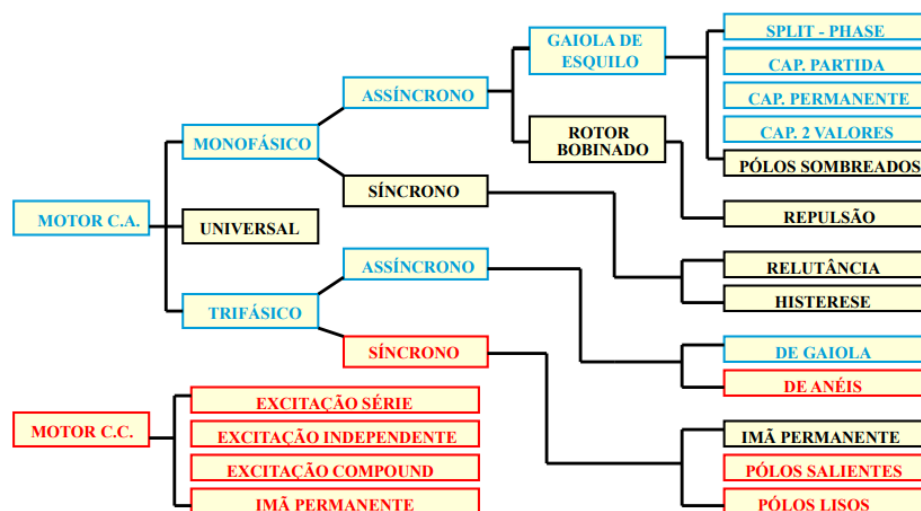
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 MÁQUINAS ELÉTRICAS

Máquinas elétricas são dispositivos amplamente utilizados na indústria para a conversão de energia elétrica para mecânica, e vice-versa. Segundo (Chapman, 2013), quando há a geração de eletricidade a partir de um movimento mecânico, são chamadas de geradores; e quando há um movimento mecânico através da aplicação de uma tensão elétrica, são chamados de motores. Em termos gerais, máquinas elétricas podem atuar em qualquer uma das funções, dependendo da aplicação que são utilizadas.

Diferentes tipos de máquinas podem ser classificadas de acordo com o seu modo de funcionamento. A Figura 2 ilustra cada uma de suas classificações. De modo geral, são divididas entre máquinas de corrente contínua (CC) e máquinas de corrente alternada (CA), sendo estas últimas divididas em monofásicas e trifásicas, que por sua vez dividem-se em síncronas e assíncronas. Máquinas de corrente contínua oferecem simplicidade no controle de velocidade e torque, já as máquinas de corrente alternada apresentam maior robustez e eficiência. Dentre as máquinas de corrente alternada, destacam-se as que possuem mais de uma fase, que são o tema do presente trabalho, conhecidas pela maior confiabilidade em caso de defeitos elétricos, como a falta de uma fase.

Figura 2 – Classificação de máquinas elétricas.



Fonte: (Cupertino, 2020)

2.1.1 Máquina de Corrente Contínua

Máquinas de corrente contínua são muito utilizadas devido ao seu controle simples e preciso de velocidade e torque. Para a conversão, possuem um mecanismo que converte tensões CC internas em tensões CA, denominado comutador; dessa forma, também são chamadas de

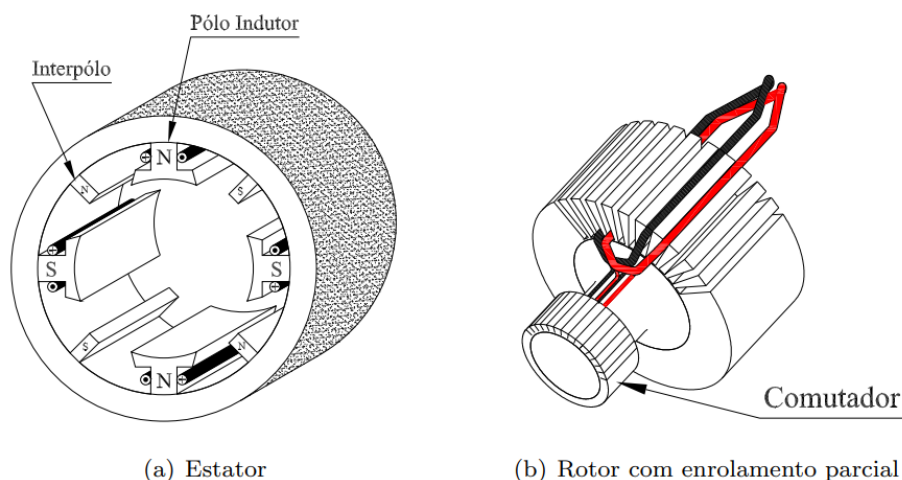
máquinas de comutação (Chapman, 2013). O princípio de funcionamento desses motores baseia-se na Lei de Lorentz, que gera a força de rotação do rotor por meio de uma corrente elétrica aplicada nas espiras, imersas em um campo magnético produzido por ímãs permanentes ou bobinas energizadas.

A estrutura básica de uma máquina CC é composta por dois principais componentes: o estator, que aloja os polos indutores e é responsável pela criação do campo magnético através de ímãs permanentes ou bobinas, e a parte girante, chamada de rotor, que acomoda as bobinas associadas à conversão de energia e as lâminas do comutador.

No estator, como o ilustrado na Figura 3(a), os polos indutores são responsáveis por induzir a tensão elétrica na bobina do motor, e os pólos auxiliares, bem menores que os principais, são denominados interpólos tendo a função de anular o fluxo magnético que surge na região devida a corrente de armadura, sendo então conectados em série com a armadura. Em máquinas que utilizam ímãs permanentes ao invés de bobinas para gerar o campo magnético, há uma redução no tamanho e no peso, além de maior eficiência. No entanto, o controle do fluxo magnético é comprometido (Bim, 2018).

O enrolamento de armadura, alojado no rotor, é composto por bobinas distribuídas em ranhuras e responsável por induzir a tensão elétrica para a conversão de energia. No eixo, externamente à estrutura cilíndrica do rotor, é fixado o comutador, conforme ilustrado na figura 3(b). O comutador consiste em um conjunto de barras de cobre dispostas em uma superfície circular, conectando as bobinas do rotor. Duas escovas, fixadas no estator, energizam o comutador, fornecendo corrente às bobinas. Essa corrente, sob a ação do campo magnético interno ao motor, gera uma força que provoca a rotação da espira. Com a rotação, as escovas energizam outra espira, repetindo o processo e possibilitando o funcionamento contínuo do motor.

Figura 3 – Composição básica do estator e rotor de máquinas CC.



Fonte: (Bim, 2018)

2.1.2 Máquinas de Corrente Alternada

As máquinas de corrente alternada são amplamente usadas na indústria devido à sua maior robustez, confiabilidade, menor necessidade de manutenção e elevada eficiência quando comparadas às máquinas de corrente contínua. Elas se dividem em duas classes: as máquinas síncronas, em que, em regime permanente, o rotor gira exatamente à velocidade síncrona do campo magnético girante produzido pelas correntes de armadura do estator; e as máquinas assíncronas, também conhecidas como máquinas de indução, cujo rotor opera com um pequeno escorregamento em relação ao campo girante. Esse escorregamento é essencial, pois induz tensão e corrente nos enrolamentos do rotor, gerando o campo magnético do rotor sem a necessidade de escovas, anéis coletores ou qualquer alimentação externa de corrente contínua no rotor (Chapman, 2013; Fitzgerald; Kingsley; Umans, 2014).

2.1.2.1 Máquinas síncronas

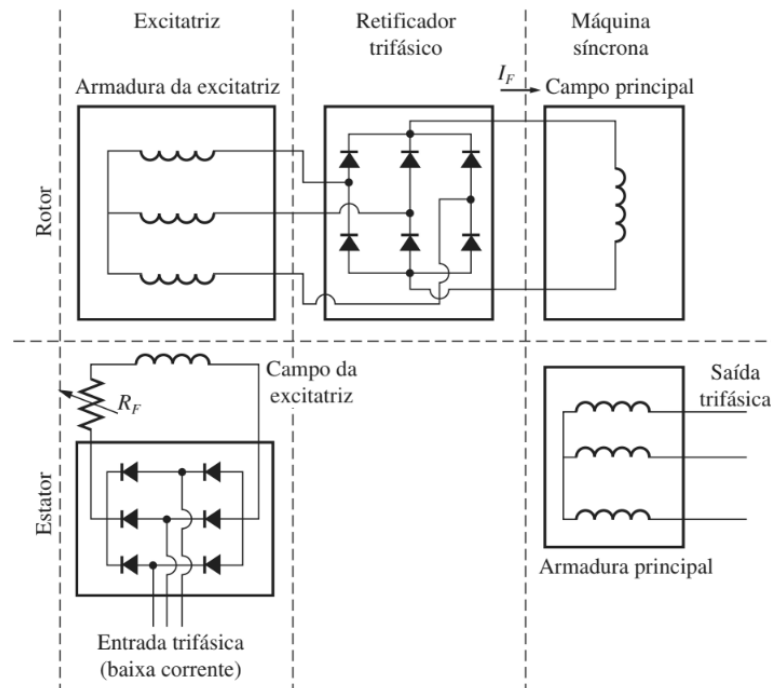
O rotor de uma máquina síncrona pode atuar tanto com ímãs permanentes, quanto com eletroímãs. Para os que utilizam eletroímãs, necessitam ser excitados por correntes CC fornecidas ao circuito de campo por meio de escovas estacionárias de carvão em contato com anéis coletores. Esse sistema, conhecido como excitatriz, mantém o rotor em sincronia com o campo magnético girante produzido pelo estator (Fitzgerald; Kingsley; Umans, 2014).

Para o caso dos motores síncronos que usam ímãs permanentes, são caracterizados pela ausência de enrolamentos de excitação no rotor, que são substituídos por ímãs permanentes de alta densidade magnética, como neodímio ou samário-cobalto, e geram um campo magnético constante e robusto. Em regime permanente, o rotor gira exatamente à velocidade síncrona do campo girante produzido pelo estator, eliminando perdas por correntes de excitação e escorregamento, maior densidade de potência e torque, operação mais fria e menor necessidade de manutenção em comparação com máquinas síncronas bobinadas ou de indução.

Geradores e motores de maior porte podem utilizar excitatrizes sem escovas, que consistem em pequenos geradores CA acoplados a um retificador trifásico. Esse retificador converte a corrente CA em CC para alimentar o circuito de campo principal. Controlando a corrente de campo CC do gerador da excitatriz, é possível ajustar a corrente de campo da máquina principal sem a necessidade de escovas ou anéis coletores. Esse arranjo é ilustrado na Figura 4, onde uma corrente trifásica de baixa intensidade é retificada e utilizada para alimentar o circuito de campo da excitatriz, o qual é localizado no estator. A saída do circuito de armadura da excitatriz, no rotor, é então retificada e usada para fornecer a corrente de campo da máquina principal. Diferentemente dos sistemas com escovas, o arranjo sem escovas, por não possuir contatos mecânicos, exige menos manutenção (Chapman, 2013).

Os polos magnéticos do rotor podem ser construídos de duas formas: salientes ou não salientes. Nos rotores de polos salientes, os polos magnéticos se sobressaem na estrutura do rotor, enquanto, nos rotores de polos não salientes, os enrolamentos são nivelados com a superfície do

Figura 4 – Um circuito de excitatriz sem escovas.



Fonte: (Chapman, 2013)

rotor. Rotores de polos salientes são comumente utilizados em máquinas com dois ou quatro polos, enquanto rotores de polos não salientes são empregados em máquinas com mais de quatro polos (Fitzgerald; Kingsley; Umans, 2014).

2.1.2.2 Máquinas de Indução

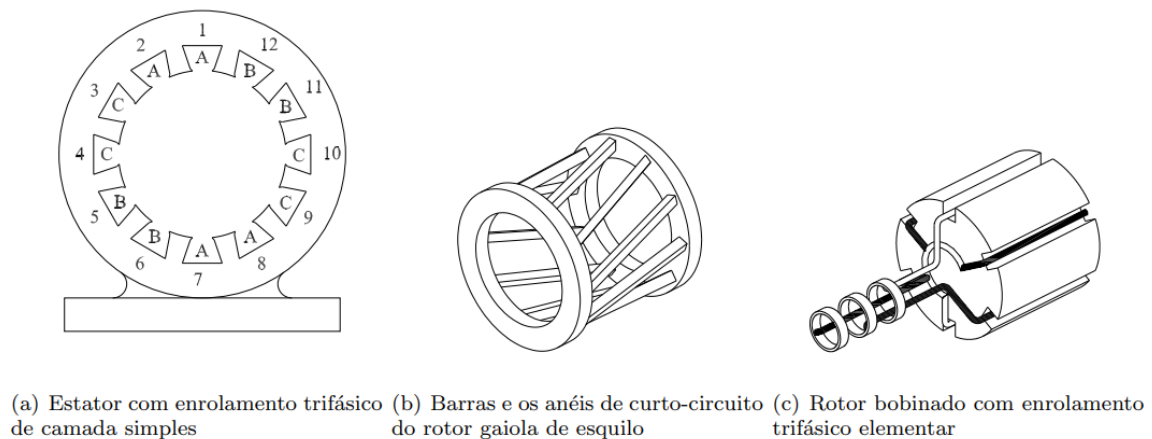
Máquinas de indução (MI) são amplamente utilizadas em diversas aplicações, como guindastes, sistemas de içamento, prensas, moinhos para extração de óleo, ventiladores, bombas, tornos, entre outros. Sua ampla utilização se deve à sua versatilidade, baixo custo, alta confiabilidade, baixa necessidade de manutenção, elevado torque de inicialização e eficiência superior (Abdo et al., 2020).

O funcionamento das MI, com ênfase nas chamadas gaiola de esquilo, que possuem um rotor com barras de alumínio curto-circuitadas, ocorre de modo que quando os enrolamentos do estator são ligados a um sistema trifásico, forma-se um campo magnético girante. Nesse instante, a velocidade relativa entre o campo e o rotor é igual à velocidade síncrona do campo girante. Nos condutores da gaiola do rotor são induzidas, pela Lei de Faraday-Lenz, tensões elétricas, e, por estarem em curto-circuito em ambas as extremidades, circulam correntes pelos mesmos. A interação entre essa corrente e o campo magnético girante, conforme a Lei de Lorentz, provoca uma força perpendicular tanto à corrente quanto ao campo, resultando em um torque eletromagnético. Quando esse torque supera o torque resistente do eixo, o rotor começa a girar, iniciando o movimento da máquina (Mesquita, Júlio Filho, 2024).

O motor de indução não pode alcançar a velocidade síncrona, caso contrário, a velocidade relativa entre o campo girante e o rotor se anula, inibindo a indução da tensão na gaiola e, portanto, anulando o torque. Assim, a velocidade do rotor deve sempre ser inferior à velocidade do campo girante, tornando-o conhecido, também, como motor assíncrono (Bim, 2018).

O estator da máquina de indução possui ranhuras as quais acomodam as bobinas, ilustradas na Figura 5(a), e possuem dois tipos principais de rotores: o gaiola de esquilo, mais simples e robusto, mas com alta corrente de partida, que consiste em barras curto-circuitadas, dispostas nas ranhuras do rotor, conforme o pode ser visto na Figura 5(b) e o bobinado, mais complexo, mas com baixa corrente de partida, que consiste um rotor bobinado de forma semelhante aos enrolamentos do estator, possuindo anéis que fazem a conexão do estator à bobina por meio de escovas, conforme representado na Figura 5(c).

Figura 5 – Composição básica do estator e rotor de máquinas de indução.



Fonte: (Bim, 2018)

2.1.3 Aspectos Construtivos de Motores de Indução

O motor de indução possui uma construção bem simples, dividida em duas partes principais: estator e rotor, que são explicadas com detalhes nas seções a seguir.

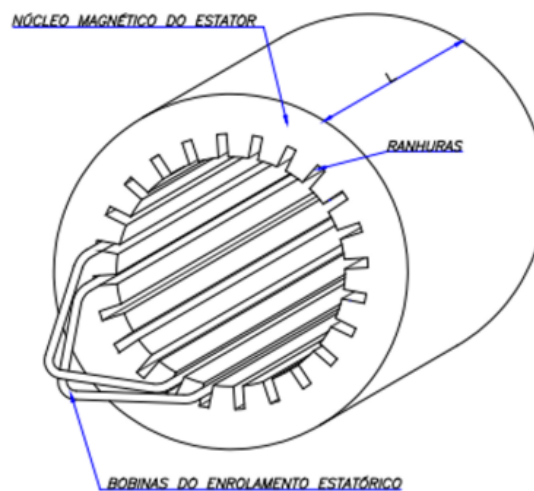
2.1.3.1 Estator

O estator é uma estrutura fixa, presente no motor, formada por um núcleo ferromagnético cilíndrico. Sua principal função é fixar os enrolamentos que geram o campo magnético rotativo no entreferro, responsável pelo funcionamento do motor. Esse núcleo possui chapas isoladas e empilhadas entre si, responsáveis por reduzir as perdas por correntes de Foucault, melhorando, assim, a eficiência.

Internamente ao estator existem ranhuras distribuídas de forma uniforme, onde ficam inseridas as bobinas que compõem o enrolamento do motor. A Figura 6 mostra com clareza o

arranjo no estator de forma simplificada, contendo apenas duas bobinas. Em um motor real, a quantidade de bobinas é significativamente maior, sendo proporcional ao número de ranhuras, o que garante uma distribuição equilibrada do campo magnético (Abu-Rub; Malinowski; Al-Haddad, 2014).

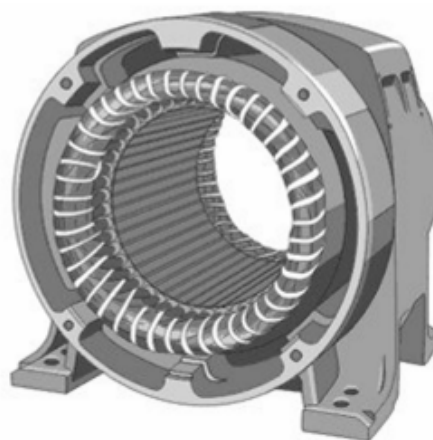
Figura 6 – Esquemático estator de uma máquina de indução,



Fonte: (Abu-Rub; Malinowski; Al-Haddad, 2014)

Após ser bobinado, o estator é montado dentro de uma carcaça, geralmente feita de aço, alumínio ou ferro fundido, o que garante a sua proteção contra choques mecânicos e sujeira. A Figura 7 apresenta um estator dentro de sua carcaça, mostrando como é a distribuição dos enrolamentos para a melhor desempenho da máquina.

Figura 7 – Estator e carcaça de um motor de indução.



Fonte: (Francisco, 2006)

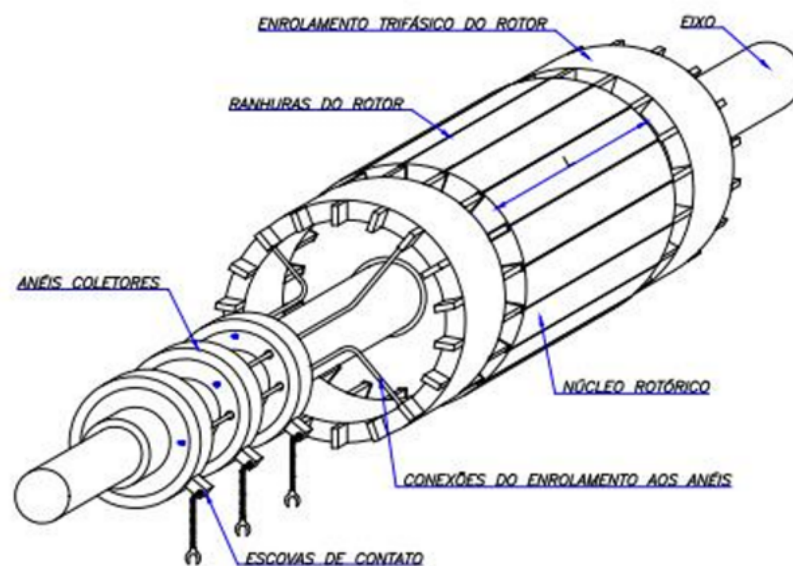
2.1.3.2 Rotor Bobinado

O rotor possui um núcleo ferromagnético laminado, no qual estão os condutores responsáveis pela condução da corrente elétrica para a geração do torque. Há dois tipos de rotores existentes, o rotor bobinado e o gaiola de esquilo, cada um com suas aplicações distintas.

O Rotor Bobinado (ou rotor de anéis), apresentado na Figura 8, possui o enrolamento bem parecido com o enrolamento do estator, constituído por bobinas encaixadas nas ranhuras ao longo do núcleo ferromagnético laminado. Os terminais das bobinas são conectados em três anéis coletores, os quais permitem o acesso ao circuito rotatório através de escovas de carvão. Tal sistema permite a inserção de resistências externas em série ao enrolamento do motor, que possibilitam ajustes na impedância e, com isso um controle mais eficiente de torque de partida (Abu-Rub; Malinowski; Al-Haddad, 2014).

Uma característica importante do rotor bobinado é a sua alta impedância, que resulta em uma corrente de partida menor, se comparado com o rotor de gaiola de esquilo, mas mantendo o mesmo torque. Com essa vantagem, esse tipo de rotor é muito usado na indústria, em aplicações que exigem uma partida mais suave, como grandes motores de elevação, compressores e sistemas de transporte (Mesquita, Júlio Filho, 2024). No processo de partida do motor, as resistências são retiradas quando o motor atinge a sua velocidade nominal.

Figura 8 – Esquemático de um rotor bobinado de uma máquina de indução.



Fonte: (Abu-Rub; Malinowski; Al-Haddad, 2014)

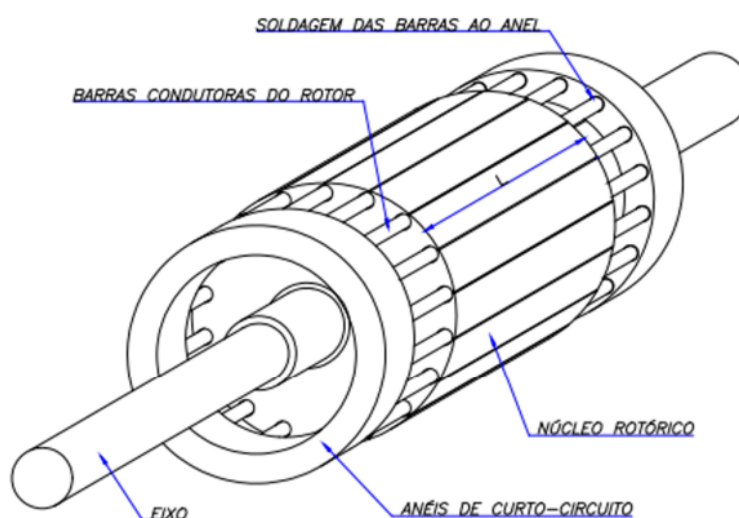
2.1.3.3 Rotor em Gaiola de Esquilo

O Rotor em Gaiola de Esquilo (ou rotor curto-circuitado) é o motor de indução mais utilizado devido à sua simplicidade construtiva, possuindo uma ausência de bobinas e anéis, e

uma maior robustez, não necessitando de manutenções constantes. Entretanto, por conta de sua construção, o gaiola de esquilo é incapaz de possuir resistências externas para o controle de corrente de partida (Francisco, 2006).

Este motor é formado por um conjunto de barras condutoras, como o demonstrado na Figura 9, geralmente de cobre ou alumínio, preenchidas por um núcleo laminado e formando curto-circuito em cada extremidade. Essa estrutura, que lembra uma gaiola de esquilo, proporciona um circuito elétrico fechado, dispensando escovas ou qualquer tipo de contato móvel (Abu-Rub; Malinowski; Al-Haddad, 2014).

Figura 9 – Esquemático de um rotor gaiola de esquilo de uma máquina de indução.



Fonte: (Abu-Rub; Malinowski; Al-Haddad, 2014)

O rotor de gaiola de esquilo possui uma corrente de partida muito elevada, que pode variar de 5 a 7 vezes a corrente nominal (Franchi, 2009). Essa alta corrente de partida pode provocar quedas temporárias de tensão na rede elétrica, exigindo sistemas de partida especiais, como partidas estrela-triângulo ou *soft-starters*, para motores de grande porte.

Neste trabalho optou-se pelo uso de motores de indução trifásicos, especialmente os de gaiola de esquilo, por serem os mais utilizados na indústria, pois possuem alta confiabilidade, robustez, baixa necessidade de manutenção e bom custo benefício.

2.1.4 Princípios de Funcionamento

Nas próximas seções, são apresentados os princípios de funcionamento do motor de indução generalizadas, considerando genericamente uma única fase, mas com possibilidade de aplicação em máquinas polifásicas, com ênfase nas configurações trifásica e hexafásica, que são o foco do presente trabalho.

2.1.4.1 Polos magnéticos

O conceito de polos magnéticos é de extrema importância para se entender a estrutura de máquinas elétricas, visto que é uma das bases de funcionamento da rotação do motor.

Polos magnéticos são regiões em um ímã onde o campo magnético se concentra, formando pares de polos norte e sul que atraem ou repelem forças magnéticas opostas. Em máquinas elétricas, esses polos são essenciais para a geração de torque e movimento rotacional (Chapman, 2013).

2.1.4.2 Graus elétricos Vs. Graus mecânicos

Com o entendimento do que são polos magnéticos, é importante reconhecer a diferença entre graus elétricos, do ponto de vista dos polos, e graus mecânicos, do ponto de vista do motor.

Por definição, um par de polos corresponde a 360° elétricos, ou 2π rad, enquanto graus mecânicos independem do número de polos. Portanto, seguindo a equação (1), uma máquina de 2 polos possui tanto 360° elétricos, quanto 360° mecânicos, e uma máquina com 4 polos possui $2 \cdot 360^\circ = 720^\circ$ elétricos, mantendo os mesmos 360° graus mecânicos. (Mesquita, Júlio Filho, 2024):

$$\theta_{mec}^\circ = \frac{2}{P} \theta_{el}^\circ \quad (1)$$

Com a definição graus elétricos, o conceito da velocidade do motor pode ser explicado de forma bem mais clara.

2.1.4.3 Velocidade síncrona

A velocidade síncrona de um motor de indução, sob partida direta, depende de três parâmetros: frequência da rede, número de polos e escorregamento, e é calculada a partir da equação 2 (Franchi, 2009). A frequência da rede no Brasil é padronizada em 60 Hz. Então, para variar a velocidade do motor variando a frequência é necessário um conversor de frequência.

$$n_s = \frac{120 \cdot f_r}{P} \cdot (1 - s) \quad (2)$$

Onde n_s é o número de rotações por minuto em rotações por minuto (RPM), f_r é a frequência da rede em hertz (Hz), P é a quantidade total de polos do motor (Fitzgerald; Kingsley; Umans, 2014).

Considerando uma frequência de 60 Hz, a Tabela 1 mostra a velocidade síncrona de um motor dependendo da quantidade de polos. É importante salientar que o número de polos em um motor é sempre múltiplo de dois.

Tabela 1 – Rotação de um motor em relação ao número de polos.

Número de polos	Rotação
2 polos	3600 rpm
4 polos	1800 rpm
6 polos	1200 rpm
8 polos	900 rpm
10 polos	720 rpm

Fonte: (Franchi, 2009)

2.1.4.4 Escorregamento

Uma vez que, mecanicamente, o rotor não gira com a mesma velocidade do campo girante do estator, o conceito de escorregamento é essencial para o seu funcionamento, visto que a velocidade do escorregamento é a velocidade relativa entre o rotor e o campo girante (Padilha; Ries, 2024).

O escorregamento é definido como uma fração da diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade real do rotor, conforme indicado na equação (3).

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (3)$$

Em termos percentuais:

$$s_{\%} = 100 \cdot \left(\frac{n_s - n}{n_s} \right) \quad (4)$$

O escorregamento de uma máquina de indução tipicamente varia de 1 % a 7 % (Padilha; Ries, 2024). Quando o rotor opera sem carga mecânica, esse valor se torna mínimo, mas jamais nulo, por conta das características da máquina assíncrona. Entretanto, com a aplicação de uma carga no eixo do motor, o escorregamento aumenta de acordo com o valor da carga aplicada.

O movimento relativo entre o campo girante e a velocidade do rotor induz tensões na barras do rotor, cuja frequência é denominada frequência de escorregamento f_s , que pode ser observada na Equação (5), sendo o produto entre a frequência da rede f_r e o escorregamento s .

$$f_s = s \cdot f_r \quad (5)$$

A velocidade do rotor n pode ser expressa em função do escorregamento s e da velocidade síncrona n_s , conforme a equação (6):

$$n = (1 - s) \cdot n_s \quad (6)$$

2.1.4.5 Torque eletromagnético

O torque eletromagnético é uma grandeza física que possui a ligação direta com a velocidade síncrona do motor. Produzida pelo eixo do motor elétrico o torque, representa o

momento, ou força rotacional, que o motor consegue exercer, sendo responsável por acelerar, vencer ou manter a carga mecânica acoplada.

O torque, também conhecido como conjugado, não é um parâmetro simples de ser calculado; existindo trabalhos inteiros sobre como podem ser estimados, como em (Lacerda, 2016). Entretanto há métodos mais simples para o cálculo do torque, como a equação (7) (Fitzgerald; Kingsley; Umans, 2014):

$$T_{carga} = \frac{P_R}{\omega_m} \quad (7)$$

Onde T_{carga} é o torque no eixo em Nm, P_R é a potência no rotor em W e ω_m é a velocidade angular do motor em rad/s. A equação pode ser expandida como o mostrada na equação (8):

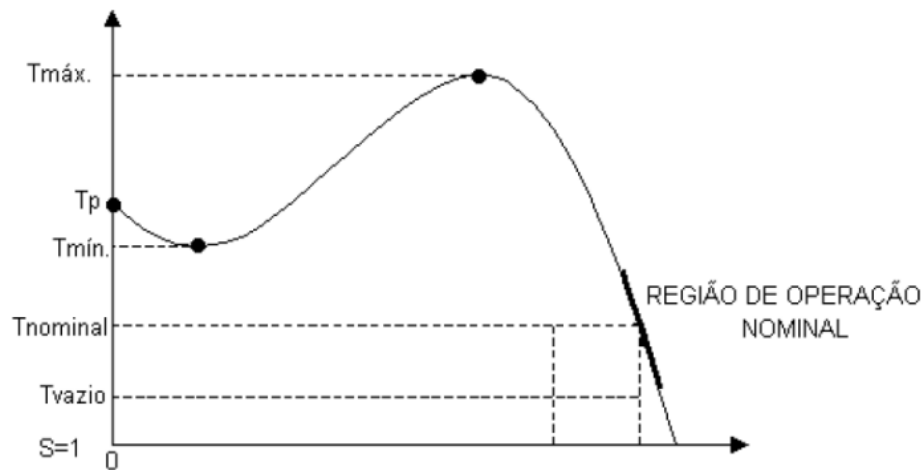
$$T_{carga} = \frac{HP \cdot 735,5}{RPM \cdot 2\pi \cdot \frac{1}{60}} \quad (8)$$

Onde HP é a potência mecânica em HP, que é convertida para potência elétrica sendo multiplicada por 735,5; n_s é a velocidade do motor em RPM, que pode ser obtida através da Tabela 1, ou pela equação (2) e $\frac{1}{60}$ converte minutos para segundos.

2.1.4.6 Curva Conjugado x Velocidade

O MI possui um conjugado (ou torque) nulo quando está à uma velocidade síncrona, sendo $n = n_s \therefore s = 0$ e $T = 0$. A medida que a carga no eixo do rotor aumenta, a velocidade do MI diminui até atingir o ponto de conjugado máximo. Qualquer incremento além desse limite provoca uma queda abrupta da velocidade, podendo, em algumas situações, travar o rotor (Teixeira, 2009). A Figura 10 mostra o comportamento da velocidade do motor em relação ao conjugado.

Figura 10 – Gráfico conjugado x velocidade.



Fonte: adaptado de (Padilha; Ries, 2024)

Sendo T_p o conjugado de partida, definido como o conjugado com o motor bloqueado, ou seja, o torque desenvolvido na partida do motor. O conjugado mínimo, denotado por T_{min} , corresponde ao menor valor de conjugado obtido desde a velocidade zero até a velocidade correspondente ao conjugado máximo. O conjugado máximo, representado por T_{max} , é o maior valor de conjugado que o rotor pode desenvolver sem travar o eixo. O conjugado nominal, indicado por $T_{nominal}$, refere-se ao conjugado que o motor fornece quando opera com carga nominal no eixo. Por fim, o conjugado a vazio, denotado por T_{vazio} , representa o conjugado do motor operando sem carga, ou seja, o torque presente quando não há carga aplicada ao eixo.

2.1.4.7 Categorias de MI

As máquinas de indução trifásicas são classificadas em três categoria, que definem o comportamento do torque de partida, da corrente de partida e do escorregamento nominal. Essas categorias permitem selecionar o motor mais adequado à característica da carga. A seguir, apresentam-se as principais diferenças entre elas.

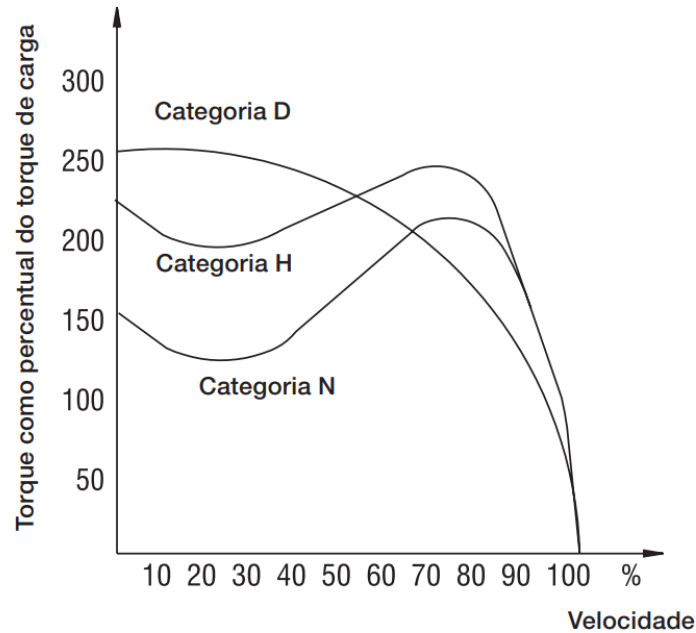
Categoria N: Motores da categoria N possuem conjugado de partida normal e corrente de partida normal, com baixo escorregamento. Representam a maioria dos motores encontrados no mercado e são amplamente utilizados no acionamento de cargas normais, como bombas, máquinas operatrizes e ventiladores, onde a demanda de torque é equilibrada e constante (WEG, 2025).

Categoria H: A categoria H caracteriza-se por um conjugado de partida alto, corrente de partida normal e baixo escorregamento. É indicada para cargas que exigem maior torque na partida, como peneiras, transportadores, carregadores, cargas de alta inércia e britadores, sendo comum em aplicações que demandam esforço inicial elevado (WEG, 2025).

Categoria D: Motores da categoria D apresentam conjugado de partida alto, corrente de partida normal e alto escorregamento (até 5%). São usados em prensas e máquinas semelhantes, onde a carga gera picos periódicos, além de elevadores e cargas que necessitam de torque de partida muito alto com corrente limitada (WEG, 2025).

A Figura 11 representa as curvas de conjugado x velocidade de cada uma das categorias.

Figura 11 – Gráfico conjugado x velocidade das diferentes categorias.



Fonte: adaptado de (WEG, 2025)

2.1.5 Circuito de MI equivalente

Uma maneira convencional de tirar os parâmetros de uma máquina multifásica, é transformando-a em uma modelo elétrico monofásico equivalente.

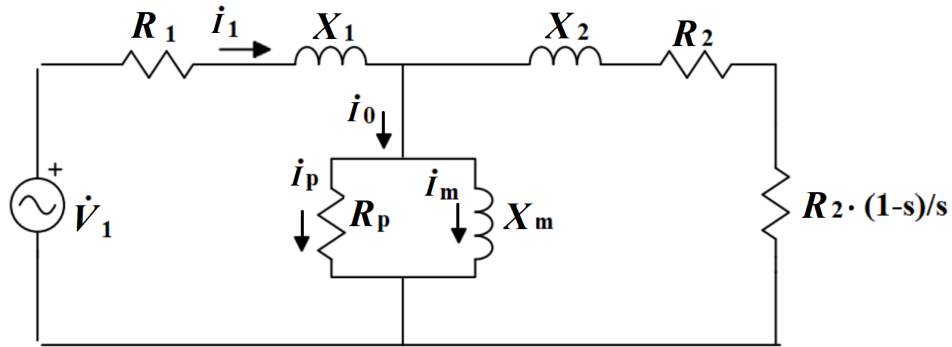
A Figura 12 representa o circuito equivalente monofásico de um MI polifásico, que é equivalente tanto ao 3ph-IM (Padilha; Ries, 2024) quanto ao motor de indução hexafásicos (6ph-IM) (Aroquiadassou et al., 2006).

A tensão de alimentação $\dot{V}_1$ é a tensão de fase em termos fasoriais, a qual assume-se como a referência (0°). Os termos R_p e X_m são obtidos através do teste com o motor a vazio, visto na seção 2.1.5.1; o termo R_1 é encontrado através da alimentação direta, do teste a vazio, visto na seção 2.1.5.2 e os termos X_1 , R_2 e X_2 são obtidos no teste com o rotor bloqueado, na seção 2.1.5.3 (Padilha; Ries, 2024).

onde;

- R_1 : resistência do enrolamento do estator;
- X_1 : reatância de dispersão do enrolamento do estator;
- R_p : resistência das perdas ferromagnéticas do núcleo;
- X_m : reatância de magnetização da máquina;
- R_2 : resistência do enrolamento (ou barras) do rotor, referida ao estator;

Figura 12 – Circuito monofásico equivalente à máquinas polifásicas.



Fonte: adaptado de (Padilha; Ries, 2024)

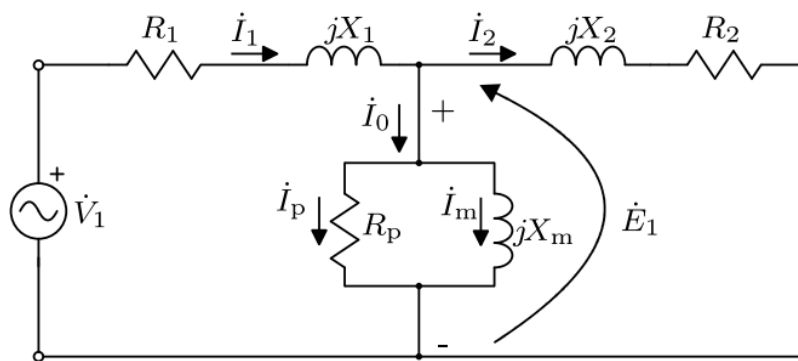
- X_2 : reatância de dispersão do enrolamento (ou barras) do rotor, referida ao estator;
- $R_2 \frac{(1-s)}{s}$: resistência de carga (representa a carga mecânica acoplada ao eixo), onde s é o escorregamento.

Para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente, são realizados três testes: o teste de alimentação direta, o de motor a vazio e o do rotor bloqueado.

2.1.5.1 Teste com Motor a Vazio

O teste do motor a vazio, também conhecido como ensaio de rotor livre, é realizado assumindo que o escorregamento s é igual a 0. $\therefore n_R = n_s$. Dessa forma, a resistência que representa a carga acoplada, assume um valor infinito, ou seja, é considerada um circuito aberto, como pode ser visto na Figura 13, com o circuito equivalente em aberto, tendo $I_2 = 0$ (Padilha; Ries, 2024).

Figura 13 – Circuito equivalente do MI, para $s = 0$.



Fonte: (Padilha; Ries, 2024)

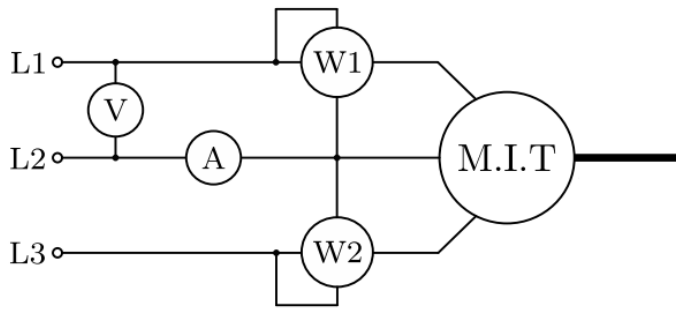
Nesse teste, são obtidos os seguintes parâmetros:

- Corrente de magnetização;

- Perdas ferromagnéticas;
- Fator de potência com rotor a vazio;
- Parâmetros R_p e X_m .

O esquema de ligação dos testes usa o método dos dois wattímetros, os quais são ligados em série, e cada um conectado em uma fase, como apresentado na Figura 14, para o caso de um MIT, com o rotor livre.

Figura 14 – Esquema de ligação de dois wattímetros.



Fonte: (Padilha; Ries, 2024)

A partir da realização do ensaio, são calculados, através de uma análise direta, parâmetros que levam ao encontro da resistência das perdas ferromagnéticas do núcleo e da reatância de magnetização da máquina, conforme visto nas equações (14) e (16).

Primeiramente, com o teste dos dois wattímetros, calcula-se a potência monofásica para o rotor a vazio

$$P_{1\phi_{vazio}} = \frac{W_1 + W_2}{3} \quad (9)$$

Assim, tornando possível o cálculo do fator de potência para o rotor a vazio, dado pela equação (10)

$$FP = \frac{P_{1\phi_{vazio}}}{V_1 \cdot I_1} \quad (10)$$

E assim é possível calcular o fasor de corrente pela equação (11)

$$I_1 = I_{1\angle} \arccos(FP) \quad (11)$$

A resistência das perdas ferromagnéticas necessita do cálculo da tensão de entrada, calculada em (12) e da potência no ramo, dada pela equação (13). resultando na equação (14).

$$V_1 = I_1 \cdot (R_1 + jX_1) \quad (12)$$

$$P_{Rp} = P_{1\phi} - I_1^2 \cdot R_1 - \frac{P_{Rd}}{3} \quad (13)$$

$$R_p = \frac{E_1^2}{P_{Rp}} \quad (14)$$

Por fim, permitindo o cálculo da corrente e da reatância de magnetização nas equações 15 e 16:

$$I_m = \sqrt{I_1^2 - \left(\frac{E_1}{R_p}\right)^2} \quad (15)$$

$$X_m = \frac{E_1}{I_m} \quad (16)$$

2.1.5.2 Alimentação direta

Para encontrar R_1 é realizado o teste de alimentação direta, onde é necessário primeiro encontrar a potência a vazio do motor através da equação (9). É importante ressaltar que a potência à vazio resulta da soma das potências do estator e do núcleo, como na equação (17).

$$P_{1\phi} = P_E + P_N \quad (17)$$

De acordo com Anastácio; Dias (2020), a potência dissipada no estator é aproximadamente 10% da potência à vazio, validando, portanto, a equação (18) (Anastácio; Dias, 2020).

$$P_E \approx \frac{P_{1\phi}}{10} \quad (18)$$

Então, o valor da resistência do estator é determinada através da equação (19), sendo I_o a corrente a vazio.

$$R_1 = \frac{P_E}{I_o^2} \quad (19)$$

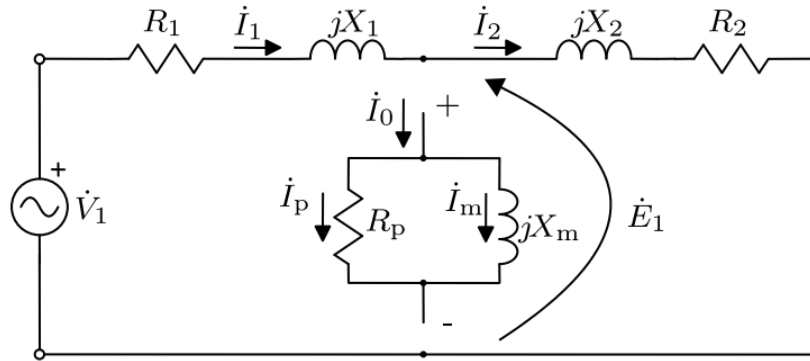
2.1.5.3 Teste com o Rotor Bloqueado

No ensaio de rotor bloqueado, conhecido também como ensaio de curto-circuito, assume-se que o escorregamento s é igual a 1 $\therefore n_r = 0$. Dessa forma, a resistência representada à carga acoplada ao eixo do motor assume um valor zero no circuito equivalente. A Figura 15 representa o circuito equivalente bloqueado, de modo que as perdas ferromagnéticas são desprezadas (Padilha; Ries, 2024).

Nesse teste, são obtidos os seguintes parâmetros:

- Determinação das perdas no cobre;
- Fator de potência com rotor bloqueado;
- Parâmetros R_2 , X_1 e X_2 .

Figura 15 – Circuito equivalente do MI, para $s = 1$.



Fonte: (Padilha; Ries, 2024)

O esquema de ligação dos dois wattímetros é exatamente o mesmo da Figura 14, mas com o rotor travado. Os procedimentos para a realização desse ensaio são feitos com o rotor bloqueado, onde a tensão aplicada aos enrolamentos do estator é aplicada gradualmente, até circular corrente nominal na linha. São medidas: a tensão aplicada, a corrente e a potência ativa total fornecida da rede; e, com os valores medidos, são determinados R_2 , X_1 e X_2 através das equações a seguir (Padilha; Ries, 2024).

Com o uso dos dois wattímetro, se calcula a potência monofásica pela equação (20)

$$P_{1\phi_{block}} = \frac{W_1 + W_2}{3} \quad (20)$$

Permitindo o cálculo do fator de potência para o rotor bloqueado, na equação (21)

$$FP_{block} = \frac{P_{1\phi}}{V_1 I_1} \quad (21)$$

Que igualando à corrente no estator multiplicada pela soma das resistências, visto na equação 22, calcula-se a resistência do rotor pela equação (23)

$$P_{1\phi} = I_1^2 \cdot R_{eq} = I_1^2 \cdot (R_1 + R_2) \quad (22)$$

$$R_2 = \frac{P_{1\phi}}{I_1^2} - R_1 \quad (23)$$

A tensão e corrente do estator permite calcular a impedância equivalente do circuito bloqueado, pela equação (24)

$$Z_{eq} = \frac{V_1}{I_1} \quad (24)$$

E a reatância equivalente, pela equação (25)

$$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2} \quad (25)$$

Por fim, possibilitando calcular as reatâncias do estator e do rotor, pela equação (26)

$$X_{eq} = X_1 + X_2 \quad (26)$$

É importante perceber que cada uma das categorias de MI, vistas na seção 2.1.4.7, possui uma relação diferente entre X_1 e X_2 , como o visto na Tabela 2.

Tabela 2 – Relações típicas de reatância por categoria.

Categoria	Relação $X_1 = k \cdot X_2$
N	$X_1 = 0,68 \cdot X_2$
H	$X_1 = 0,58 \cdot X_2$
D	$X_1 = 0,78 \cdot X_2$

Fonte (Padilha; Ries, 2024)

2.1.6 Máquinas de Indução Trifásicas

Entendendo bem o modelo equivalente monofásico de uma máquina elétrica multifásica, a visão mais específica de máquinas trifásicas e hexafásicas é possível.

Máquinas de indução trifásicas (MIT) são as mais utilizadas na indústria moderna (WEG, 2025). A simplicidade no projeto, que inclui menos peças móveis e a ausência de comutadores ou escovas, aumenta sua confiabilidade e reduz a necessidade de manutenção. Essas características as tornam extremamente robustas, capazes de suportar condições operacionais severas e perfeitamente adequadas para tarefas industriais exigentes (Munim et al., 2024).

Um 3ph-IM apresenta uma potência de saída 1,5 vezes maior em comparação a um motor monofásico, assumindo que ambos tenham o mesmo peso, dimensões e barramento de entrada (George; Gopinathan; K.S., 2013). Dessa forma, elevar o número de fases permite uma distribuição mais equilibrada da corrente no motor, o que viabiliza a diminuição da seção dos fios condutores de cada fase, resultando em um incremento na densidade de potência do equipamento.

2.2 MÁQUINAS MULTIFÁSICAS

Entendendo as máquinas trifásicas, a compreensão de máquinas multifásicas, com mais de três fases se torna mais viável.

Máquinas elétricas multifásicas, com mais de três fases, representam um avanço significativo em relação às trifásicas e podem ser utilizadas como alternativa para sistemas que precisam atingir uma alta potência (Parsa, 2005). Por dividir as correntes totais em múltiplas fases, mais do que as três convencionais, maiores níveis de potência são obtidos e conversores com uma limitada faixa de potência podem ser utilizados para acionar as máquinas multifásicas (Gholamian; Beik; Arshad, 2024).

De acordo com (Huang et al., 2008), máquinas multifásicas significam motores ou geradores com o número de fases $n \geq 5$. Essas máquinas representam uma evolução significativa em

relação às máquinas trifásicas tradicionais, oferecendo maior eficiência, confiabilidade e flexibilidade em aplicações que exigem alta robustez. A redução da corrente por fase, consequentemente as perdas por efeito Joule, resultando na diminuição dos componentes, é a grande vantagem que otimiza o desempenho para o mesmo volume.

2.2.1 Vantagens de Máquinas Multifásicas

As máquinas multifásicas, particularmente as de indução, apresentam diversas vantagens em comparação com as máquinas trifásicas convencionais, especialmente em aplicações que demandam alta confiabilidade e eficiência. Essas máquinas permitem a redução da corrente de 42 % por fase sem aumentar a tensão por fase, diminuindo as harmônicas na corrente do barramento CC e elevando a confiabilidade do sistema (Parsa, 2005), (Fitzgerald; Kingsley; Umans, 2014). Além disso, o aumento no número de fases possibilita um aumento de aproximadamente 1,5 % a 1,7 % do torque por ampère para o mesmo volume da máquina (Fitzgerald; Kingsley; Umans, 2014), explorando graus de liberdade adicionais para injeção de harmônicas de corrente ou controle de múltiplos motores a partir de um único inversor. No contexto de acionamentos modulares, (Wu; Hassan; Luo, 2023) destaca que as máquinas multifásicas reduzem a ondulação de corrente no barramento CC, o torque pulsante e o estresse no enrolamento do motor, além de permitir operação redundante sem hardware adicional.

Complementarmente, a adoção de máquinas multifásicas facilita o projeto de sistemas com maior densidade de potência e flexibilidade. (Parsa, 2005) enfatiza que, ao dividir a potência requerida entre múltiplas fases, é possível alcançar níveis de potência mais elevados utilizando conversores de potência limitada, servindo como alternativa a inversores multiníveis. Isso é corroborado por Wu (2023), que propõe um acionamento multifásico modular escalável para diferentes níveis de potência e números de fases, otimizando parâmetros elétricos e térmicos para reduzir o volume e melhorar o desempenho. Wu, Hassan e Luo abordam aspectos práticos de design, como a minimização do fenômeno de onda refletida (RWP) por meio de integração próxima ao motor, demonstrando que as máquinas multifásicas não apenas melhoram a eficiência, mas também a adaptabilidade em aplicações de eletrificação no transporte (Wu; Hassan; Luo, 2023).

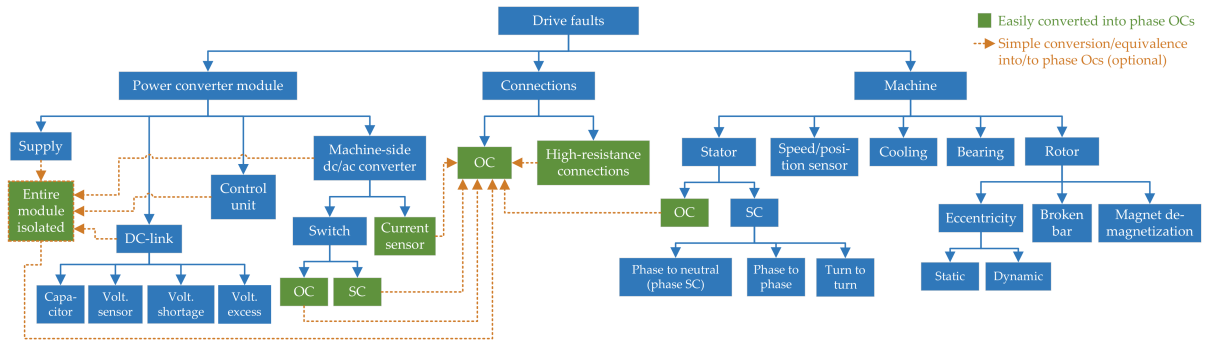
2.2.1.1 Maior Tolerância à Falhas

As máquinas multifásicas apresentam vantagens significativas em relação às convencionais trifásicas, sobretudo à tolerância a falhas. A principal razão é a redundância de fases, que permite que o acionamento continue operando mesmo quando ocorre uma falha em uma ou mais fases. Isso garante maior confiabilidade e continuidade de serviço em aplicações críticas, como veículos elétricos, propulsão de navios e aplicações de alta potência (Parsa, 2005). Além disso, o maior número de graus de liberdade dessas máquinas possibilita empregar estratégias de controle que mitigam os efeitos de curtos-circuitos e circuitos abertos, mantendo o torque e a eficiência

do sistema dentro de limites aceitáveis mesmo sob condições de falha.

A Figura 16 ilustra os principais tipos de falhas que podem ocorrer, desde o inversor até a máquina. O diagrama destaca que falhas em diversos componentes — como sensores, conexões, inversor, barramento CC, sistema de refrigeração e até desmagnetização de ímãs — podem ser convertidas ou tratadas como falhas de circuito aberto nas fases. Essa característica facilita a implementação de estratégias de controle tolerantes, pois muitos tipos de defeitos podem ser modelados de forma equivalente, simplificando o diagnóstico e o reconfiguramento do sistema. Dessa forma, a estrutura multifásica permite que o motor continue operando com desempenho reduzido, mas estável, mesmo após a ocorrência de falhas graves, evidenciando uma de suas maiores vantagens em comparação com máquinas trifásicas tradicionais (Yepes et al., 2022).

Figura 16 – Possíveis falhas nas fases, tanto da máquina, quanto do circuito inversor.



Fonte: (Yepes et al., 2022)

2.2.1.2 Redução da Amplitude de Corrente por Fase

De acordo com Duran e Barrero (2016), a principal causa de falhas em circuitos de acionamento são defeitos nos semicondutores de comutação, decorrentes da contínua potência que precisam gerenciar (Duran; Barrero, 2016). Com o aumento do número de fases em um sistema, há uma divisão de corrente que possibilita uma redução da potência processada por cada uma das fases, sem que haja mudança da tensão de barramento (Parsa, 2005). A redução da corrente por fase otimiza a seleção de semicondutores que compõem o acionamento do motor, permitindo um maior custo-benefício na escolha de componentes com especificações de potência menores.

2.2.1.3 Maior Densidade de Energia

As máquinas multifásicas se destacam por apresentarem maior densidade de energia e potência específica em relação às máquinas trifásicas convencionais. De acordo com (Parsa, 2005), ao aumentar o número de fases, a potência total é distribuída entre mais enrolamentos, o que reduz a corrente por fase sem necessidade de aumentar a tensão de alimentação. Essa configuração permite o uso de interruptores com menor tensão de bloqueio e, ao mesmo tempo,

possibilita a elevação do torque por ampère eficaz para um mesmo volume de máquina. Além disso, a presença de mais vetores de tensão e graus de liberdade facilita o controle de fluxo e torque, resultando em acionamentos mais eficientes e com menores perdas.

Conforme George e Gopinathan (2013), o aumento do número de fases também traz benefícios diretos à eficiência e ao desempenho dinâmico do motor (George; Gopinathan; K.S., 2013). A elevação do número de pulsos de energia reduz a amplitude das ondulações de torque de forma quadrática, como o demonstrado na equação (27), permitindo que a máquina opere com menores perdas e maior aproveitamento eletromagnético. Dessa forma, para o mesmo volume e corrente nominal, a máquina pode fornecer maior potência média e suportar operação contínua mesmo sob falha em uma ou mais fases, mantendo o torque praticamente inalterado (Levi, 2008).

$$\text{Ondulação de torque (\%)} \approx \frac{T_e}{n^2} \quad (27)$$

Em que T_e é o torque eletromagnético médio e n é o número de fases. Assim, uma máquina de 6 fases apresenta ondulação aproximadamente 4 vezes menor que uma trifásica equivalente, resultando em uma operação mais suave, menor ruído acústico e menor desgaste mecânica.

2.2.2 Máquinas de indução Hexafásicas

Máquinas de indução hexafásicas (6ph-IM) representam um avanço tecnológico em relação às máquinas trifásicas, oferecendo desempenho superior, maior robustez e confiabilidade. Essas máquinas são projetadas com uma configuração chamada *dual three-phase*, constituída por dois conjuntos trifásicos integradas (Huang et al., 2008), podendo apresentar duas topologias principais:

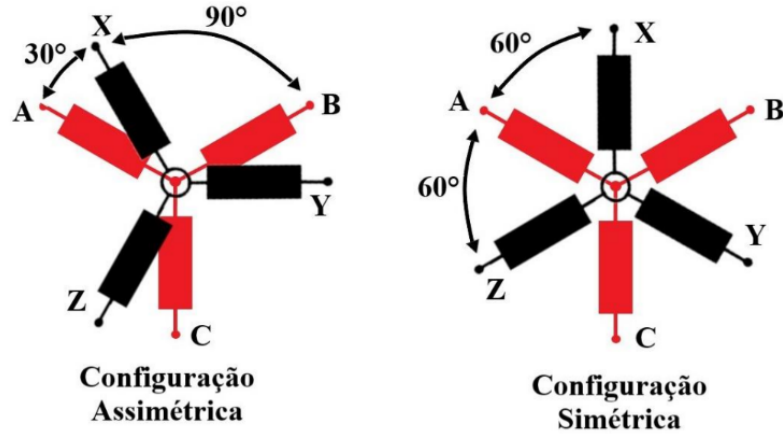
- **Simétrica:** os dois conjuntos trifásicos são defasados em 60° elétricos entre si, resultando em um sistema de 6 fases com espaçamento uniforme de 60° entre as fases consecutivas.
- **Assimétrica:** os dois conjuntos trifásicos são defasados exatamente de 30° elétricos um do outro. Isso gera espaçamentos alternados de 30° e 90° entre as fases.

As configurações assimétrica e simétrica podem ser visualizadas na Figura 17, porém, na prática, configuração assimétrica com defasagem de 30° é a mais utilizada. Seu uso se justifica por que essa topologia cancela quase completamente as harmônicas de ordem $6k \pm 1$ no fluxo de entreferro e nas correntes do estator, reduzindo as perdas, o torque pulsante e o ruído acústico (Munim et al., 2024), (Duran; Barrero, 2016).

O uso de 6ph-IM não apenas melhora a eficiência energética, mas também supera limitações operacionais típicas dos sistemas trifásicos. Originalmente desenvolvidas para mitigar problemas como a perda de fases, as 6ph-IM têm ganhado relevância em aplicações que demandam alta confiabilidade, como nos setores aeroespacial e industrial. O crescente interesse por

essas máquinas decorre da necessidade de sistemas com maior estabilidade em cenários que exigem elevado desempenho e segurança.

Figura 17 – Configurações de fase de máquinas hexafásicas



Fonte: adaptado de (Klingshirn, 1983)

2.2.2.1 Modelo 6ph-IM Assimétrico

O modelo de motor de indução de seis fases é desenvolvido dividindo os enrolamentos do estator em dois conjuntos de enrolamentos trifásicos (ABC e XYZ), deslocados por 30° elétricos, compartilhando uma estrutura magnética comum e um rotor em gaiola de esquilo. Essa configuração assimétrica é escolhida por possuir maior confiabilidade, reduzir a corrente por fase sem elevar a tensão, minimiza as distorções harmônicas na corrente do estator, variar menos a velocidade e o escorregamento, e elevar o torque e a potência de torque e potência em comparação com motores trifásicos. A modelagem assume um entreferro uniforme, distribuição sinusoidal dos enrolamentos, ausência de perdas no núcleo e saturação magnética, além de neutros isolados nos conjuntos de enrolamentos.

Os artigos de Bharti (2022) e James (2015) demonstram toda a modelagem da transformação das tensões e correntes das seis fases do referencial ABC-XYZ para o referencial $d-q$ a qual não é o foco do presente trabalho, mas é relevante para a compreensão, simplificando a análise: o eixo d alinha-se ao campo magnético do rotor para controle de fluxo, enquanto o eixo q , perpendicular, está diretamente associado à geração de torque eletromecânico. Essa transformação, conhecida como transformação de Park, permite tratar a máquina multifásica de forma semelhante a uma máquina de corrente contínua, facilitando significativamente as simulações dinâmicas e o projeto de estratégias avançadas de controle. A Figura 18 ilustra a estrutura geral com enrolamentos duplos no estator e rotor, enquanto o arranjo dos enrolamentos nos eixos $d-q$ são demonstrados nas Figuras 19 e 20 (Bharti; Mishra, 2022), (James; Anih; Okoro, 2015).

indutores e fontes de tensão interconectados, incluindo resistência do estator (R_s), indutâncias do estator (L_s), indutâncias do rotor L'_r , indutância de magnetização (L_m) e parâmetros do rotor referenciados ao estator. Com base no modelo matemático desenvolvido por Bharti (2022), o torque eletromagnético (T_e) é calculado a partir da interação entre os fluxos de rotor e as correntes do estator no referencial d - q , conforme expresso na equação (28) (Bharti; Mishra, 2022):

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \left(\frac{L_m}{L'_r}\right) \cdot [\Psi'_{dr} \cdot i_{qs} - \Psi'_{qr} \cdot i_{ds}] \quad (28)$$

Onde Ψ'_{dr} , Ψ'_{qr} são os fluxos do rotor no referencial d - q , i_{ds} , i_{qs} são as correntes d - q do estator e P é o número de polos.

A velocidade do rotor (ω_r) é obtida pela integração da diferença entre o torque eletromagnético (T_e) e o torque de carga (T_l), considerando a inércia do rotor (J_r), como mostrado na equação 29:

$$\omega_r = \left(\frac{1}{J_r}\right) \cdot \int (T_e - T_l) dt \quad (29)$$

Essas equações refletem o comportamento dinâmico do motor de indução de seis fases, permitindo a análise de desempenho sob diferentes condições de carga.

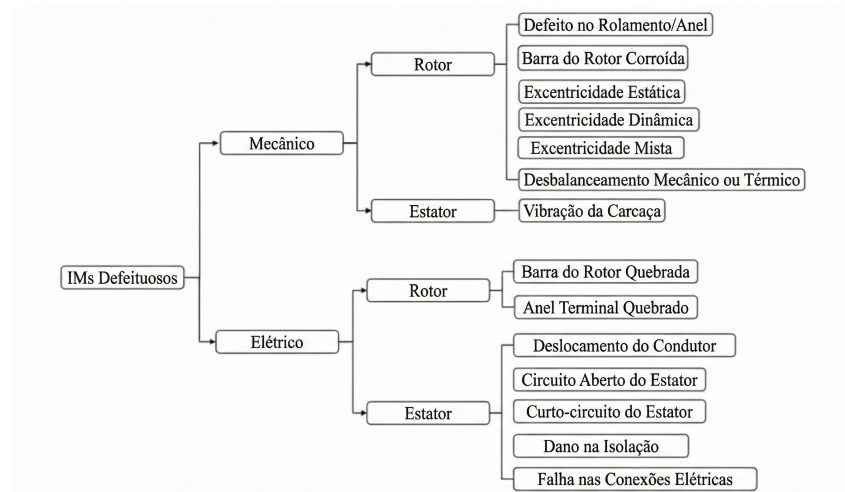
2.3 FALTA DE FASE

Por mais confiáveis e robustos que sejam os motores de indução, estes não estão isentos de defeitos. Desde a criação dos motores elétricos, até os dias atuais, falhas elétricas e mecânicas ocorrem com constância (Neto et al., 2023). Inicialmente, a detecção de problemas dependia exclusivamente dos sentidos humanos, como o odor de bobinas queimadas, o som de vibrações anormais ou a observação de mudanças na cor ou no formato do motor. Com o tempo, sensores de corrente, vibração, temperatura e velocidade começaram a ser introduzidos, fornecendo informações mais precisas de forma automática, possibilitando até mesmo a prevenção de defeitos antes que ocorram (Leite, 2007).

De acordo com Terron (2021), as falhas em máquinas elétricas de indução podem ser divididas em duas categorias: falhas elétricas e falhas mecânicas. Além disso, segundo Bonnett (1992), o ambiente e a temperatura também contribuem para possíveis falhas (Bonnett; Soukup, 1992), (Terron-Santiago et al., 2021). Esses fatores englobam diversas condições, como operação em sobrecarga, choques físicos, oxidação, entre outros. A Figura 21 ilustra os possíveis motivos para cada uma dessas classificações.

Neste trabalho, analisa-se um tipo específico de falha elétrica: a falta de fase. A falta de fase ocorre quando há uma interrupção ou mau funcionamento em uma ou mais fases do motor, resultando na perda de alimentação em uma das bobinas ou conjuntos de bobinas. As causas podem variar desde o rompimento ou curto-circuito das bobinas, queima em fusíveis, disjuntores, chaves de partida ou contatos deficientes, até problemas no sistema de acionamento ou na rede

Figura 21 – Árvore de possíveis falhas de motores de indução.



Fonte: (Terron-Santiago et al., 2021)

de alimentação. Podendo ser causadas por sobrecargas térmicas, vibrações excessivas, corrosão, falhas mecânicas ou erros de instalação e manutenção (Bonnett; Soukup, 1992), (Liang; Ball; Iwnicki, 2002).

Quando ocorre a falta de fase em um motor de indução trifásico, as correntes dos demais enrolamentos têm um aumento abrupto de magnitude, acarretando no aumento do torque pulsante, vibrações excessivas e sobreaquecimento das demais bobinas que faz com que haja a queima dos enrolamentos do motor, ocasionando na parada total do motor, causando perdas econômicas e riscos de segurança (Tallam et al., 2007). Para máquinas multifásicas, como hexafásicas, o maior grau de liberdade permite uma operação tolerante a falhas, com redução de potência, para manter o funcionamento sem interrupções totais (Munim et al., 2024).

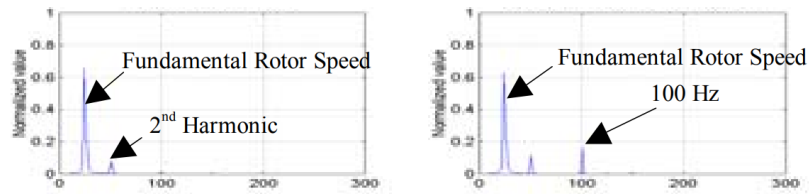
Técnicas para detecção incluem monitoramento de correntes e tensões para identificar desequilíbrios (usando relés de desequilíbrio de fase), análise de assinatura de corrente do motor (MCSA), medição de vibrações, análise térmica e métodos baseados em modelos matemáticos ou simulações (Liang; Ball; Iwnicki, 2002), (Terron-Santiago et al., 2021). Em sistemas avançados, sensores e algoritmos de inteligência artificial podem prever falhas antes de ocorrerem (Leite, 2007).

2.3.1 Falta de Fase em Máquinas Trifásicas

Em MIT, a falta de uma fase transforma o sistema em bifásico, causando desequilíbrio severo nas correntes das fases restantes e deixando o sistema assimétrico. Bonnett (1992) menciona que um pequeno desequilíbrio de tensão por fase pode aumentar a temperatura do enrolamento, onde para cada 3,5% de desequilíbrio de tensão por fase a temperatura do enrolamento aumenta 25% na fase com a corrente mais alta (Bonnett; Soukup, 1992). De acordo com Liang (2002), desequilíbrios em uma fase revelam pulsações de torque e velocidade do rotor na frequência 2ω , visto na Figura 22, resultando na redução da amplitude da corrente na fase

afetada e flutuações na velocidade do rotor (Liang; Ball; Iwnicki, 2002). Esses efeitos levam a torque pulsante, vibrações aumentadas e risco de sobreaquecimento, potencialmente danificando o isolamento e reduzindo a vida útil do motor.

Figura 22 – Espectro da velocidade do rotor nas condições normais e com falta de fase, respectivamente.



Fonte: (Liang; Ball; Iwnicki, 2002)

2.3.2 Falta de Fase em Máquinas Hexafásicas

As 6ph-IM apresentam vantagens significativas em relação às 3ph-IM tradicionais, especialmente no que diz respeito à tolerância a faltas de fase. Enquanto uma 3ph-IM pode sofrer interrupções graves e parar completamente em caso de perda de uma fase, devido a desequilíbrios severos no campo magnético e no torque, as 6ph-IM oferecem maior redundância graças ao número adicional de fases (Okpo et al., 2020). Essa configuração permite que o sistema continue operando de forma estável mesmo sob condições de falha, com perdas mínimas em desempenho, como torque e velocidade, tornando-as interessantes para aplicações críticas onde a confiabilidade é essencial.

Okpo (2020), utiliza modelagem de elementos finitos para investigar o comportamento dinâmico de uma 3ph-IM e uma 6ph-IM sob faltas de uma e duas fases. Observa-se, pela Tabela 3, que o motor hexafásico mantém melhor estabilidade de velocidade e torque do que o motor trifásico, tendo em vista que a ondulação do torque é calculada de acordo com a Equação (30) (Okpo et al., 2020).

$$T_{ripple}(\%) = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{md}} \cdot 100 \quad (30)$$

Tabela 3 – Comparação da oscilação de torque eletromagnético e redução da velocidade de 3ph-IM e 6ph-IM.

Perda da excitação da fase A	3ph-IM	6ph-IM
Oscilação no Torque	95.17%	47.3%
Redução na Velocidade	4.53%	1.43%
Perda da excitação das fases A e C	3ph-IM	6ph-IM
Oscilação no Torque	Parada total	38.9%
Redução na Velocidade	Parada total	4.16%

Fonte: (Okpo et al., 2020)

2.4 ACIONAMENTO DE MOTORES A INDUÇÃO

Muitas vezes, por conta de sua alta corrente de partida, o acionamento de motores de indução, ligados diretamente na linha, causam uma queda de tensão temporária no sistema de potência, o que torna a técnica de ligação direta à linha ineficaz, podendo comprometer a estabilidade de um sistema elétrico como um todo (Chapman, 2013).

Para minimizar tais efeitos, técnicas de partida de motores são cruciais. Nos casos de motores de indução com o enrolamento bobinado, a partida pode ser feita com a inserção de resistências no circuito de rotor a fim de minimizar a corrente de partida. Já nos motores de indução de gaiola de esquilo, a corrente de partida pode variar dependendo da potência nominal do motor e da resistência efetiva do rotor nas condições de partida. Soluções mais modernas, como o *soft-starter* e o uso de inversores de frequência são amplamente utilizados. Cada uma das técnicas apresentando vantagens para determinada aplicação, envolvendo o custo benefício de cada uma.

Motores de indução requerem variação de tensão e frequência para um controle eficaz de velocidade. O método mais comumente utilizado para esse propósito é o inversor de frequência.

2.5 INVERSORES DE FREQUÊNCIA

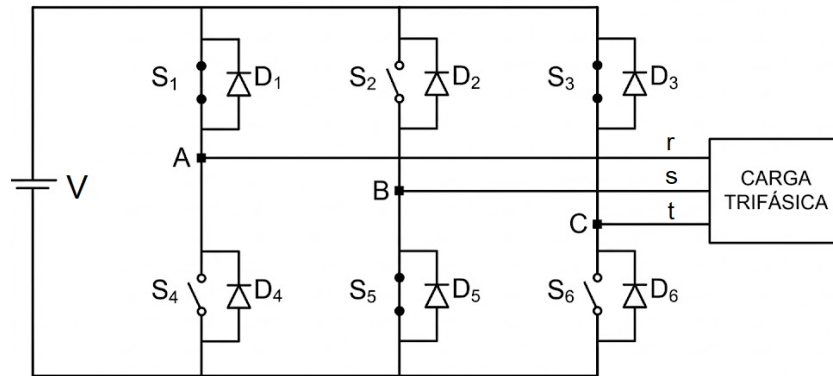
Inversores de fonte de tensão (VSI) são utilizados no acionamento de motores multifásicos por serem responsáveis pela conversão da tensão de um barramento CC em CA. Essa conversão é realizada por meio da comutação de interruptores semicondutoras e da técnica de modulação por pulso, permitindo a passagem da corrente que alimenta a máquina elétrica (Franchi, 2009). Seu funcionamento é bastante simples, como o comentado na seção a seguir.

2.5.1 Funcionamento de Inversores Trifásicos

Um VSI trifásico pode ser dividido em três estágios (Franchi, 2009). O primeiro consiste na retificação da tensão da rede CA, onde a corrente passa por uma ponte de diodos, resultando em uma tensão CC pulsante. Em seguida um filtro capacitivo é aplicado na saída do retificador, o qual transforma a tensão contínua em uma tensão constante; e, por fim, a transformação da tensão CC em CA através de semicondutores de potência, comutados a uma frequência de 6 kHz a 20 kHz, típica em inversores industriais. O controle da comutação é determinado por técnicas de modulação, como a SPWM, muito utilizada pela sua capacidade de gerar sinais trifásicos.

O conversor é composto por três braços inversores e opera com uma lógica de disparo complementar, conforme é demonstrado na Figura 23, gerando tensões de saída alternadas defasadas 120° uma da outra. A utilização de diodos acoplados nos interruptores, garante o sentido bidirecional da corrente do VSI (Pomilio, 2000). O acionamento dos interruptores possui oito combinações possíveis, sendo que apenas seis transferem energia do barramento para o motor.

Figura 23 – Representação de um inversor de frequência para um circuito trifásico.



Fonte: do Autor

A Tabela 4 apresenta as tensões de linha e fase em função dos estados das chaves do inversor trifásico. Um detalhe importante é que o acionamento dos interruptores superior e inferior não pode ocorrer simultaneamente, pois isso provocaria um curto-circuito no braço do inversor. Por isso, é necessária a inclusão de um tempo morto entre os pulsos de comando dos interruptores.

Por ser um inversor de meia ponte, com dois níveis, o barramento CC possui uma referência central responsável pela formação das tensões $+\frac{V}{2}$ e $-\frac{V}{2}$ como tensão CC. Com base nas condições dos demais instantes de tempo.

Tabela 4 – Tensões de linha e fase em função dos estados dos interruptores do inversor trifásico de dois níveis

Estado	S ₁	S ₂	S ₃	V _r	V _s	V _t	V _{rs}	V _{st}	V _{tr}
1	OFF	OFF	OFF	$-V/2$	$-V/2$	$-V/2$	0	0	0
2	OFF	OFF	ON	$-V/2$	$-V/2$	$V/2$	0	$-V$	V
3	OFF	ON	OFF	$-V/2$	$V/2$	$-V/2$	$-V$	V	0
4	OFF	ON	ON	$-V/2$	$V/2$	$V/2$	$-V$	0	V
5	ON	OFF	OFF	$V/2$	$-V/2$	$-V/2$	V	0	$-V$
6	ON	OFF	ON	$V/2$	$-V/2$	$V/2$	V	$-V$	0
7	ON	ON	OFF	$V/2$	$V/2$	$-V/2$	0	V	$-V$
8	ON	ON	ON	$V/2$	$V/2$	$V/2$	0	0	0

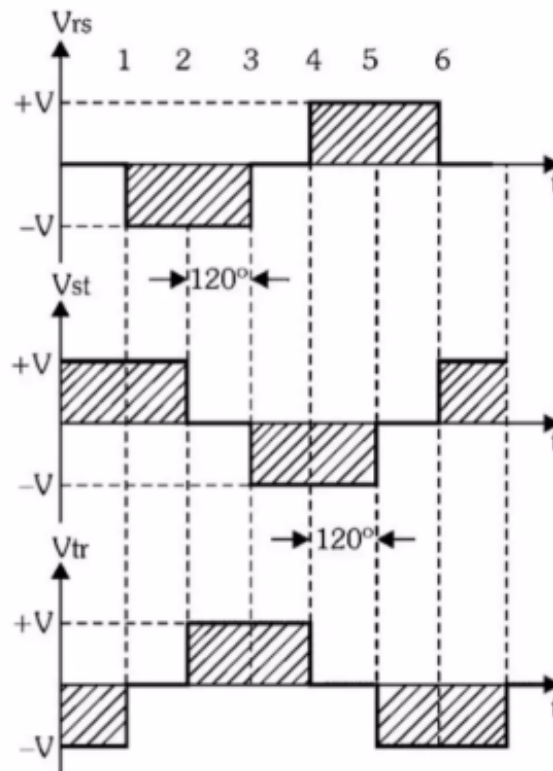
Fonte: do Autor

A figura 24 representa a tensão de linha esperada para o acionamento do motor de indução trifásico, onde as fases têm um deslocamento de 120° elétricos uma da outra.

2.5.2 Funcionamento de Inversores Hexafásicos

Inversores multifásicos têm se tornado cada vez mais comuns em aplicações que exigem altos níveis de potência, com configurações que abrangem 6, 9 e até 12 fases. Neste trabalho, o foco está restrito ao inversor de seis fases, cujas principais vantagens, comparados aos trifásicos,

Figura 24 – Três fases resultantes da saída do inversor trifásico.

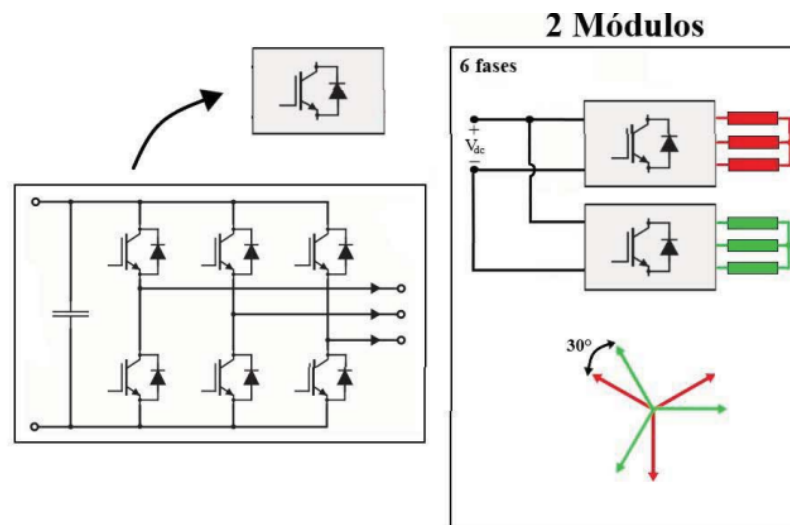


Fonte: (Franchi, 2009)

incluem a redução significativa de harmônicas, a melhoria na qualidade da forma de onda de saída, a menor EMI e a diminuição das perdas de comutação, contribuindo para maior eficiência energética e confiabilidade do sistema (Levi, 2008). Além disso, a tolerância a falhas é aprimorada, pois, devido aos graus de liberdade, a máquina pode continuar operando mesmo com até três fases danificadas, mantendo o controle independente de fluxo e torque.

A topologia do VSI hexafásico utilizado é a do duplo inversor trifásico tradicional, conforme ilustrado na Figura 25, apresentando configuração equivalente a dois inversores trifásicos interconectados. O inversor hexafásico é composto por 12 interruptores, cada uma com um diodo de roda livre em antiparalelo. Em aplicações de alta potência, são usualmente empregados IGBTs ou MOSFETs para o acionamento do circuito.

Figura 25 – Topologia de um inversor modular trifásico.



Fonte: adaptado de (Bringing; Biela, 2020)

2.6 MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO SENOIDAL (SPWM)

A técnica de SPWM é um método de modulação que compara um sinal de onda senoidal com uma sinal de sequência repetitiva, geralmente uma onda triangular. Respectivamente chamados de modulante e portadora. O sinal modulante é responsável por determinar a frequência fundamental, a amplitude, a frequência e o formato da onda fundamental de saída, no caso, a frequência da rede de 60 Hz; e o sinal da portadora determina a frequência de comutação das chaves.

Nos inversores de frequência trifásicos, a técnica é implementada utilizando a comparação de três ondas modulantes defasadas 120° uma da outra, com uma mesma portadora, já em sistemas hexafásicos o SPWM é gerado a partir de sinais senoidais assimétricas ou simétricos e comparado com uma mesma onda triangular. A Tabela 5 mostra os ângulos das modulantes do inversores trifásico e hexafásico (de forma simétrica e assimétrica de 30°). Na topologia utilizada nesse trabalho, a modulação gera sinais pulsantes em dois níveis (+V e -V), entretanto, dependendo da topologia, a modulação pode possuir uma saída de três níveis (+V, 0 e -V), ou até de multiníveis (Franchi, 2009).

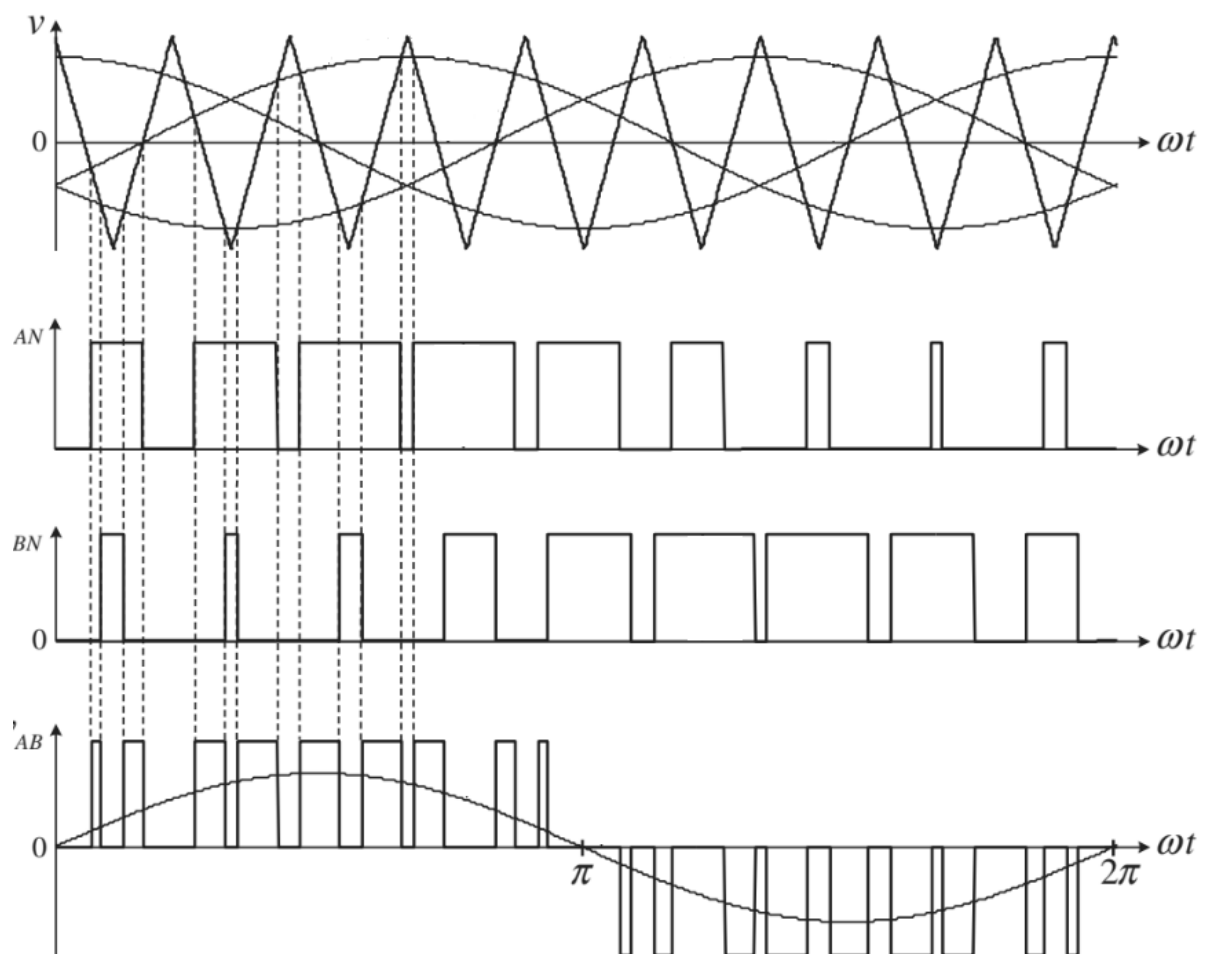
O funcionamento da SPWM, ilustrado na Figura 26, baseia-se na geração de pulsos com larguras variáveis. Quando a amplitude da onda modulante excede o valor da onda portadora, o acionamento dos interruptores do inversor se inverte. Isso resulta em uma tensão de saída com uma componente fundamental senoidal e harmônicos concentrados em torno da frequência de comutação, que são facilmente filtrados pela indutância própria do motor (Wu; Narimani, 2017).

Tabela 5 – Ângulos de defasagem para modulação SPWM em inversores trifásico e hexafásico assimétrico.

Fase	Inversor Trifásico	Inversor Hexafásico Assimétrico	Inversor Hexafásico Simétrico
1	0°	0°	0°
2	120°	30°	60°
3	240°	120°	120°
4	-	150°	180°
5	-	240°	240°
6	-	270°	300°

Fonte: do Autor

Figura 26 – Modulação de largura de pulso senoidal (SPWM).



Fonte: (Wu; Narimani, 2017)

2.6.1 Conclusão do Capítulo

Este capítulo apresentou os fundamentos teóricos das máquinas de indução trifásicas e multifásicas, com ênfase na topologia hexafásica assimétrica, destacando suas principais vantagens em relação à configuração trifásica convencional: maior tolerância a falhas, redução da amplitude de corrente por fase, menor ondulação de torque e maior densidade de potência.

Foram abordados os aspectos construtivos do estator e rotor, o princípio de funcionamento, a velocidade síncrona, o escorregamento, o circuito equivalente, as curvas características de torque e velocidade, bem como as principais técnicas de modulação utilizadas em inversores de frequência, incluindo a SPWM adaptada para sistemas hexafásicos.

A literatura apresenta diversos trabalhos que investigam detecção de falhas e a modelagem de sistemas de controle que tornam a máquina robusta à falta de fase, como os realizados por Abdo et al. (2020), Munim et al. (2024) e Leite (2007); entretanto, há poucos estudos que abordam especificamente as consequências dinâmicas da perda de uma ou mais fases, com comparações quantitativas claras entre máquinas de indução trifásicas e hexafásicas em comportamento transitório e em regime permanente de correntes de estator, velocidade do rotor e torque eletromagnético. Essa lacuna justifica a realização das simulações que serão apresentadas no próximo capítulo, visando contribuir com resultados comparativos objetivos que demonstrem a superioridade da configuração hexafásica em cenários de operação com falta de fase.

3 SIMULAÇÕES

Este capítulo é dedicado a realização das simulações, a fim de validar o trabalho e verificar o funcionamento das máquinas de indução trifásica e hexafásica sob a falha de uma ou mais fases, visando no comportamento das correntes do estator, velocidade e torque dos motores.

O projeto é realizado no ambiente de simulações MATLAB, com o maior detalhamento dos blocos utilizados vistos no Apêndice A.

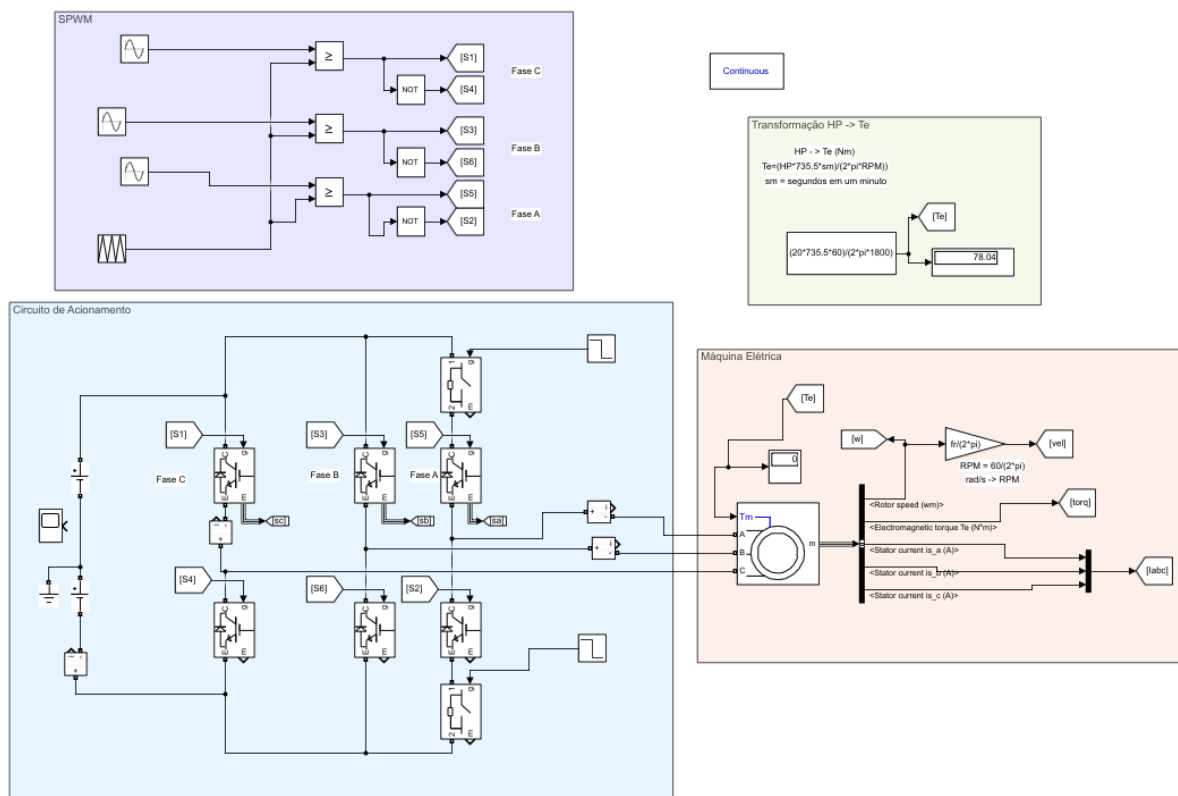
Visto que o intuito deste trabalho é apenas estudar o comportamento sob a falta de fase de MIs, os parâmetros do Bloco *Asynchronous Machine SI Units* são mantidos com valores padrão, com seus detalhamentos situados no Apêndice A.2.1.2. Entretanto, caso necessário, as equações da Seção 2.1.5 permitem o cálculo dos parâmetros necessários para um motor específico na simulação.

A simulação é dividida em duas partes: a primeira composta pela máquina de indução trifásica e a segunda pela hexafásica; ambas com uma explicação detalhada desde o funcionamento do SPWM, do inversor até a própria máquina. Os testes funcionam da seguinte maneira: inicialmente, a máquina e o inversor operam sem falhas; após o período de estabilização, ocorre o corte de uma fase por meio do acionamento de uma chave, vista no Apêndice A.2.5.1. Com isso, as correntes do circuito se desequilibram, conseqüentemente desequilibrando o torque e a velocidade do rotor. O estudo compara todas as mudanças antes e após a falta de fase, comentando em detalhes o que ocorreu em cada caso.

3.1 MONTAGEM DA SIMULAÇÃO DE UMA 3PH-IM

Antes do início das simulações, é importante entender como a simulação é realizada. Para isso, a Figura 27 mostra que a simulação da falta de fase é dividida em quatro áreas, sendo-as: em roxo o SPWM, verde a conversão de HP para um torque eletromagnético, em azul o inversor trifásico, junto com as chaves de corte de fase, e em vermelho o bloco da máquina de indução trifásica, junto com o seletor de barramentos. As próximas seções são reservadas para a explicação de cada uma das áreas.

Figura 27 – Simulação completa do 3ph-IM, dividida em quatro áreas.



Fonte: do Autor.

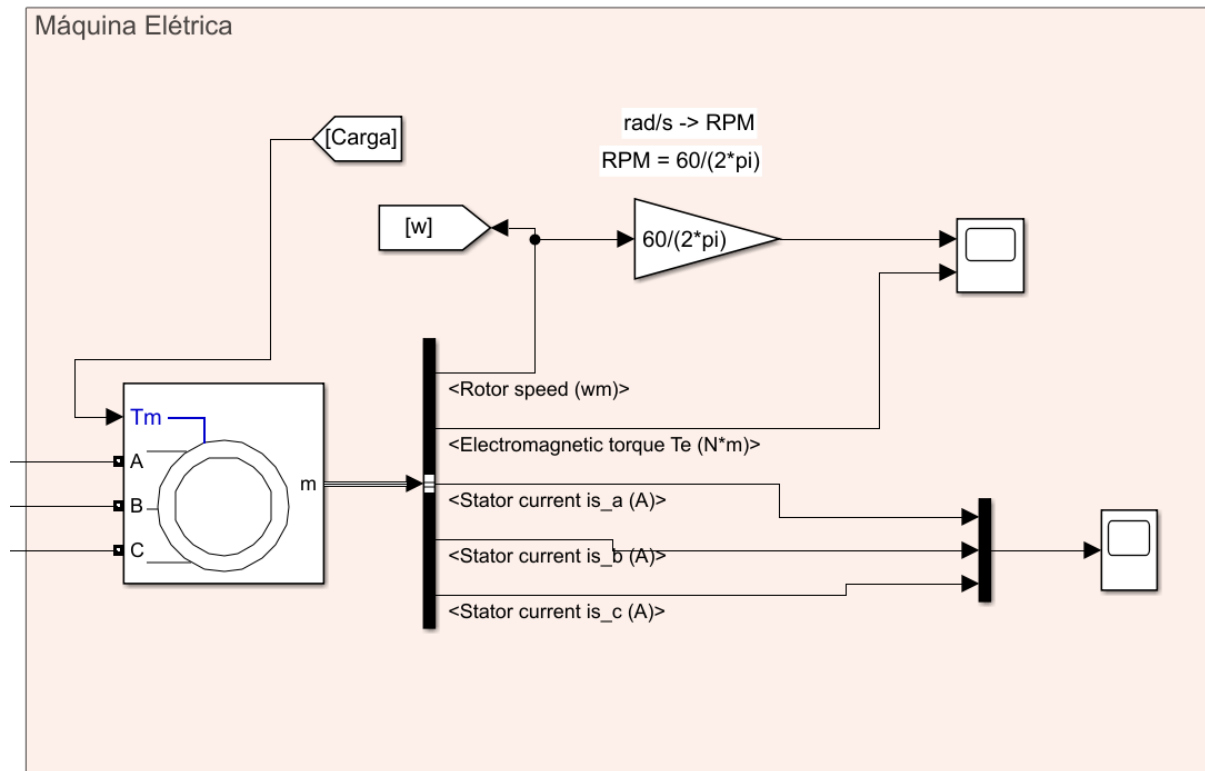
3.1.1 Área Vermelha - Máquina Elétrica

Para a MIT, utiliza-se o bloco "máquina assíncrona com unidades em SI", configurado como gaiola de esquilo, com 4 polos, ligada à frequência da rede de 60 Hz, o que resulta a uma velocidade síncrona de 1800 rotações por minuto e uma potência mecânica de 20 HP, que pode ser convertida para potência elétrica através da multiplicação por 735,5.

Um seletor de barramentos, empregado para selecionar as medidas desejadas da máquina. Neste bloco, são definidas as saídas de velocidade do rotor, inicialmente medida em rad/s, mas convertida para RPM por meio do bloco de ganho, além do torque eletromagnético e das correntes A, B e C do estator, respectivamente.

O inversor é ligado diretamente ao bloco da máquina de indução trifásica, demonstrada na Figura 28, com a inserção de um torque calculado na equação (31). Na saída do motor, os parâmetros de velocidade do rotor, torque eletromagnético e corrente do estator são medidas.

Figura 28 – Diagrama de bloco do motor de indução Trifásico.



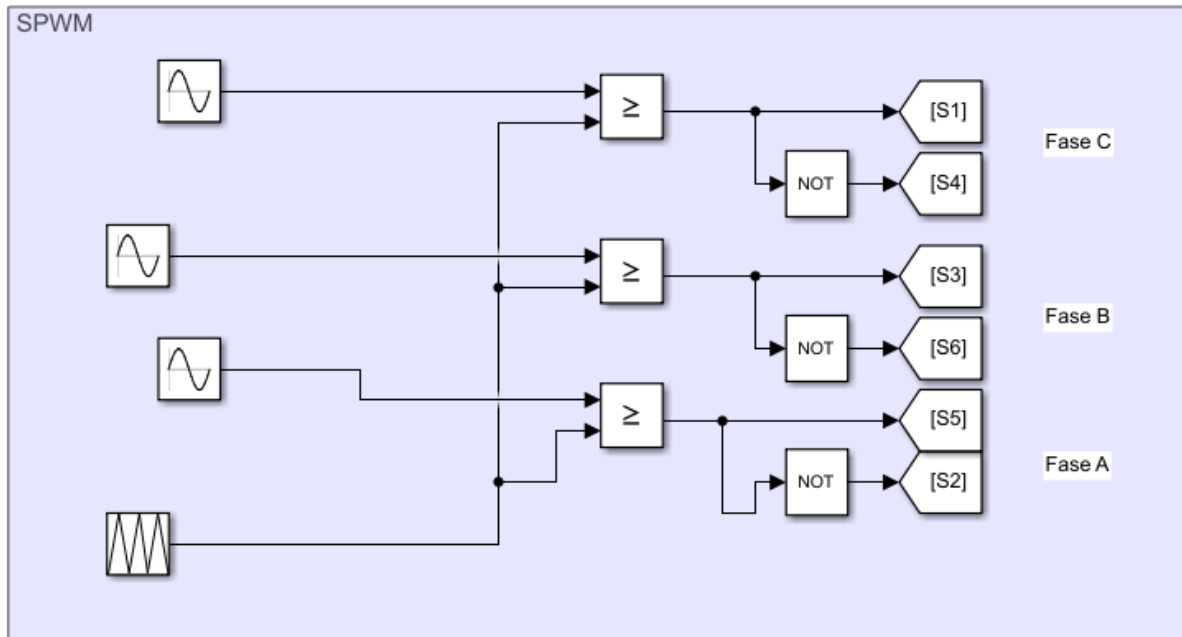
Fonte: do Autor.

3.1.2 Área Roxa - SPWM

O princípio de funcionamento de um SPWM foi explicado na Seção 2.6. A Figura 29 demonstra a montagem de um SPWM trifásico, composto por um bloco "repetidor de sequência", o qual possui uma forma uma onda triangular periódica de 12 kHz, e amplitude unitária; três blocos de onda senoidal, cada uma com uma amplitude de 0.95 e defasadas 120° uma da outra, conforme a Tabela 5, representando as fases A, B e C. Os blocos "relação de operação" e "operador lógico - NOT" são responsáveis por calcular a diferença entre as ondas senoidais e o sinal triangular e alterar o ciclo dos interruptores, evitando que haja um curto-circuito entre os ramos, respectivamente.

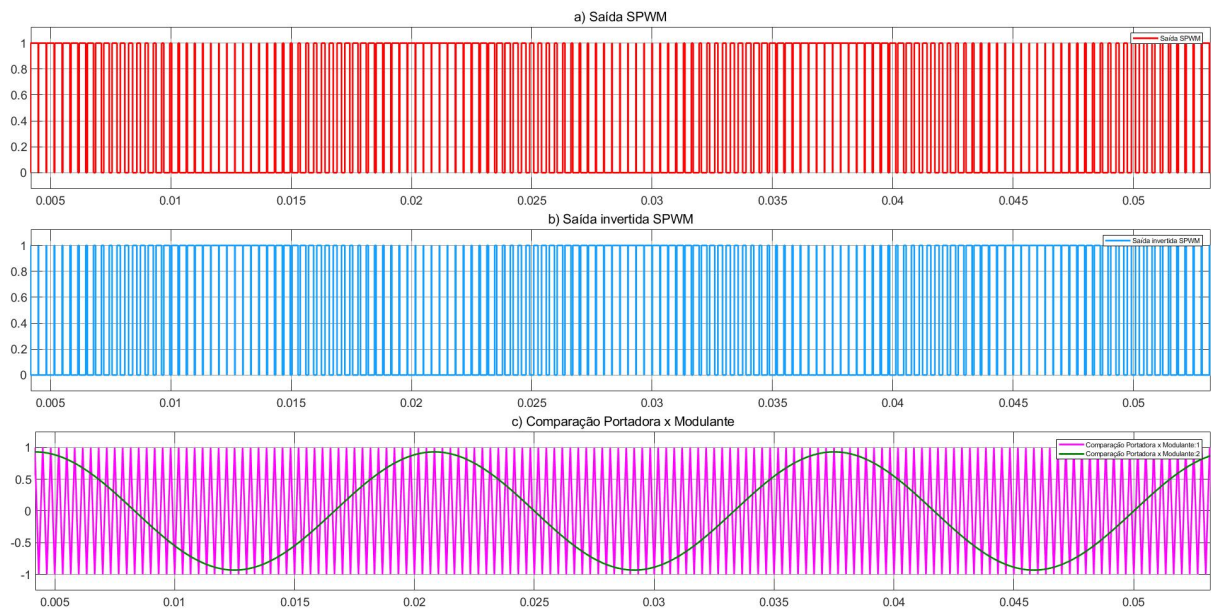
As Figuras 30(a) e 30(b) demonstram os comportamentos da saída e da saída invertida do SPWM da fase C, e em 30(c) é possível observar a comparação da portadora, na cor rosa e o sinal da modulante, na cor verde, responsável por gerar os sinais de saída.

Figura 29 – Diagrama de blocos do SPWM da 3ph-IM.



Fonte: do Autor.

Figura 30 – a) Saída. b) Saída invertida. c) Comparação portadora e modulante.



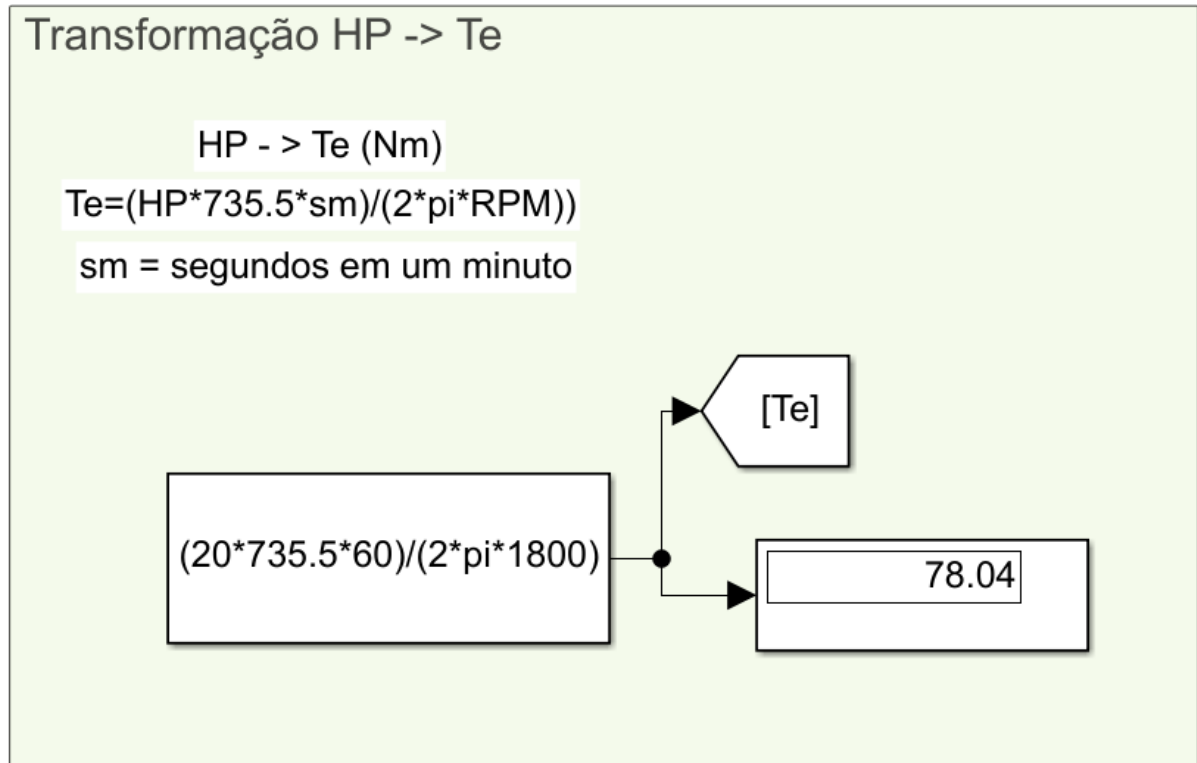
Fonte: do Autor.

3.1.3 Área Verde - Transformação HP - Te

A Figura 31 representa a transformação da potência em HP do motor para torque eletromagnético, conforme a equação (31), a partir dos parâmetros vistos em 3.1.1.

$$T_e = \frac{HP \cdot 735,5 \cdot sm}{2 \cdot \pi \cdot RPM} = \frac{20 \cdot 735,5 \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot 1800} = 78,04 \text{ Nm} \quad (31)$$

Figura 31 – Diagrama de blocos pertencente ao *Feedback* de Velocidade.



Fonte: do autor

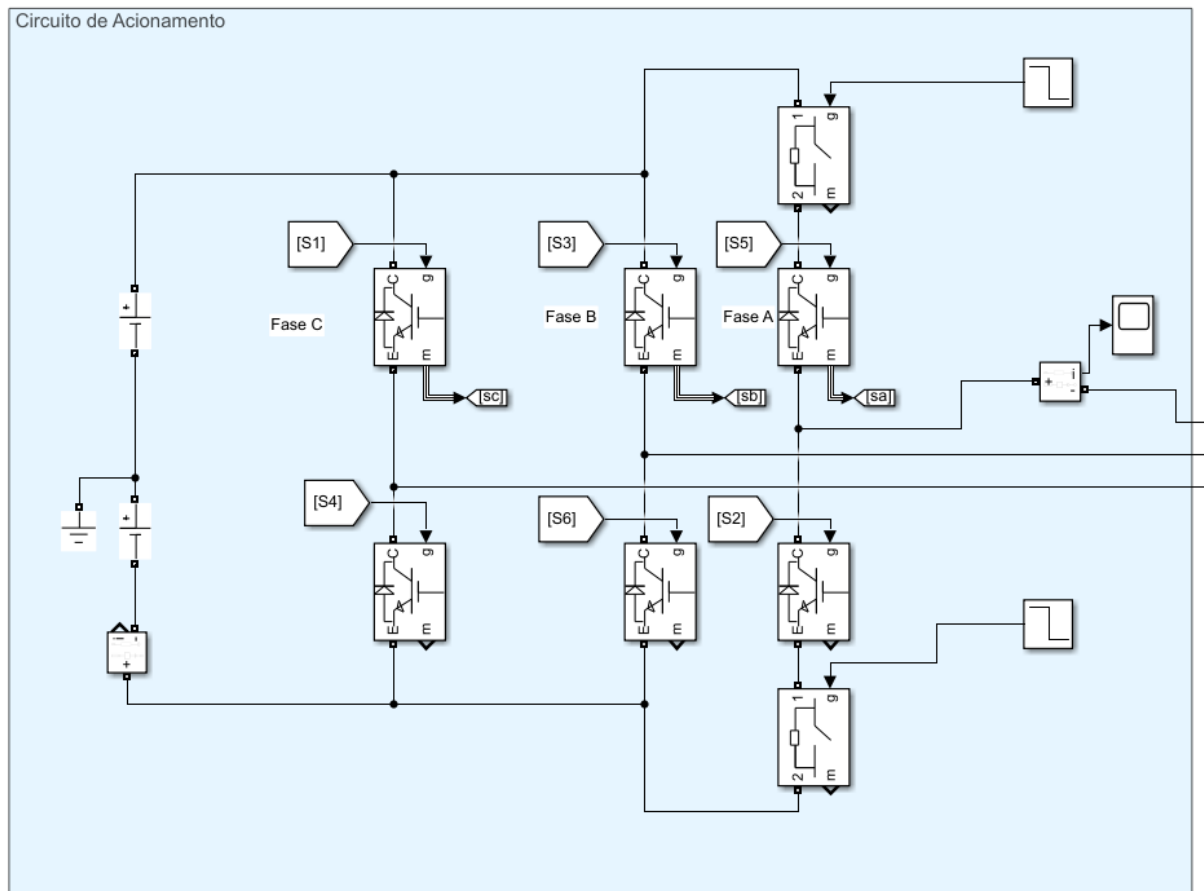
Onde T_e é o torque eletromagnético, HP é a potência mecânica, 735,5 é a conversão da potência mecânica para potência elétrica, sm é o a conversão de minutos para segundos, e RPM a quantidade de rotações por minuto.

3.1.4 Área Azul - Circuito de Acionamento

A Figura 32 ilustra o inversor responsável por acionar o motor de indução trifásico. O circuito é composto por duas baterias conectadas em série, com um ponto em comum, e seis interruptores IGBTs, alimentadas pelo sinal SPWM, modulado a partir de um subsistema explicado na Seção 3.1.2.

Para o eventual corte de uma das fases, o bloco "chave ideal" é utilizado em conjunto com o bloco "degrau", que inicialmente emite um sinal à chave, mantendo-a curto-circuitada e é programada para abrir, cortando a fase do MI.

Figura 32 – Diagrama de bloco do inversor do motor de indução Trifásico.



Fonte: do Autor.

3.2 SIMULAÇÃO DE UM 3PH-IM

Nesta seção é realizada a simulação da velocidade, torque e correntes de um MIT, com comentários detalhados sobre o comportamento da máquina.

É importante ressaltar que todas as análises realizadas neste trabalho são obtidas por meio de simulações no ambiente MATLAB, em condições idealizadas. Nas próximas seções são apresentados diversos gráficos de correntes, velocidade e torque eletromagnético antes e após a ocorrência de falta de fase, nos quais se observa que tanto a máquina trifásica quanto a hexafásica continuam operando de forma relativamente estável, o que pode se diferenciar de testes realizados em bancada.

Tal comportamento deve ser interpretado com cautela. Na simulação é adotada uma carga mecânica constante aplicada ao eixo, o que não representa fielmente aplicações reais, que variam com a queda de fase. Em condições práticas, quando ocorre a falta de fase, o torque eletromagnético médio da máquina cai significativamente, há a redução da velocidade e o aumento brusco do escorregamento, levando o motor trifásico à parada completa em poucos segundos.

Nas máquinas hexafásicas a degradação também existe, porém a maior quantidade de

fases permite que o sistema continue fornecendo torque útil com oscilações bem menores, como é evidenciado nas simulações.

3.2.1 Análise do Inversor

Nesta subseção são apresentados os principais parâmetros medidos no inversor de frequência durante operação em regime permanente, tanto na configuração trifásica quanto bifásica. São mensuradas as correntes de saída em RMS nas fases, as correntes nos interruptores e os parâmetros da bateria. A corrente média nos IGBTs é especialmente relevante para o dimensionamento térmico do inversor.

3.2.1.1 Análise das Correntes nos Interruptores (IGBTs)

A Tabela 6 apresenta as correntes RMS totais que circulam pelos IGBTs e os diodos do inversor nas configurações trifásica e bifásica.

Tabela 6 – Correntes de RMS nos IGBTs do inversor

Corrente eficaz (A)	Operação trifásica	Operação bifásica
Interruptor fase A	21,67	0
Demais interruptores	21,67	40,96

Fonte: do Autor

Observa-se que, na operação trifásica equilibrada, todos os seis interruptores suportam corrente RMS de 21,67 A. Quando o motor passa a operar apenas com duas fases, os interruptores S3 e S6 deixam de conduzir corrente, enquanto os interruptores restantes (S1, S2, S4 e S5) passam a suportar praticamente o dobro da corrente RMS anterior, alcançando 40,96 A. Esse aumento esperado indica o quão superdimensionado os semicondutores devem estar em caso de uma operação em falta de fase.

3.2.1.2 Parâmetros de Tensão e Corrente na Saída do Inversor

A Tabela 7 apresenta as tensões de linha e de fase, bem como as correntes de fase medidas na saída do inversor nas duas configurações analisadas.

Na configuração trifásica, as tensões de linha são iguais a 459,55 V e as tensões de fase a 320,82 V, com corrente simétrica de 21,35 A em cada fase. Ao passar para a operação bifásica, a fase A é desconectada, anulando a corrente, e as correntes nas fases B e C dobram para 41,21 A, mantendo a mesma potência ativa entregue ao motor. As tensões de linha AB e AC reduzem-se para 380,37 V devido à ausência da contribuição da fase A, enquanto a tensão BC permanece inalterada.

Tabela 7 – Tensões e correntes na saída do inversor

Parâmetro	Operação trifásica	Operação bifásica
Tensão eficaz de linha AB (V)	459,55	380,37
Tensão eficaz de linha AC (V)	459,55	380,37
Tensão eficaz de linha BC (V)	459,55	459,55
Tensão eficaz de fase A (V)	320,82	250,17
Tensão eficaz de fase B (V)	320,82	320,82
Tensão eficaz de fase C (V)	320,82	320,82
Corrente eficaz de fase A (A)	20,35	0,00
Corrente eficaz de fase B (A)	21,35	41,21
Corrente eficaz de fase C (A)	21,35	41,21

Fonte: do Autor

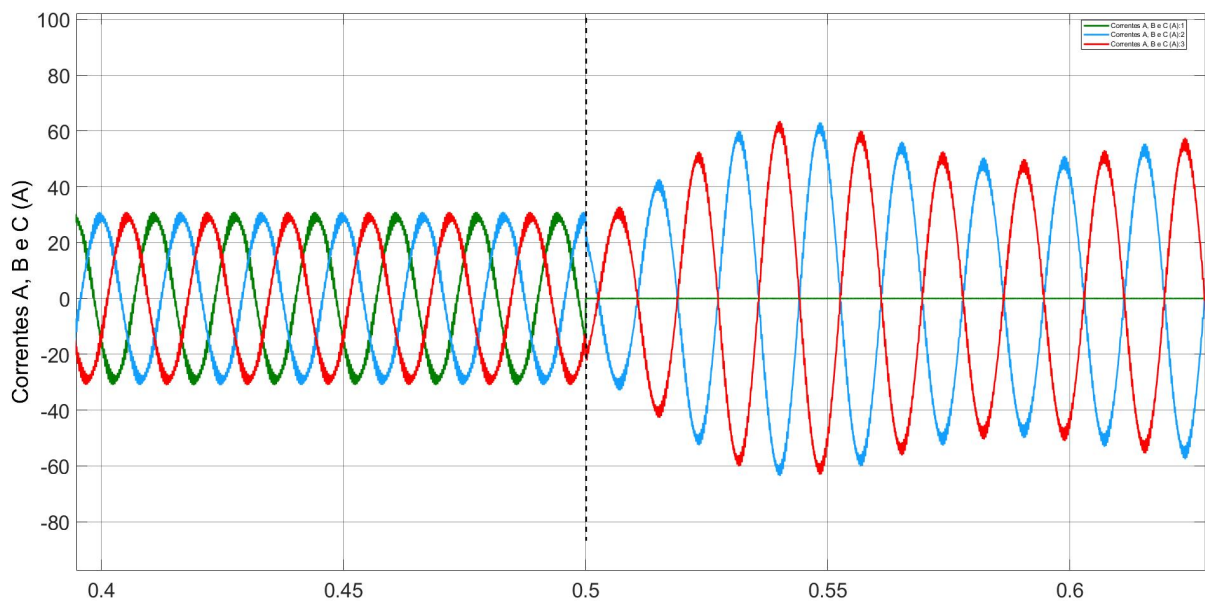
3.2.2 Análise das Correntes do Estator

A análise das correntes do estator é de imensa importância, pois possibilita entender o comportamento sob o defeito da máquina. O acompanhamento das correntes, possibilita o desenvolvimento de técnicas para prolongar a vida do motor, operando com as demais fases.

3.2.2.1 Transitório Inicial e Falta de Fases

A Figura 33 apresenta uma visão ampliada nas correntes das três fases no momento em que a fase A é cortada.

Figura 33 – Visão ampliada das correntes de estator, com a divisão da falta de fase.



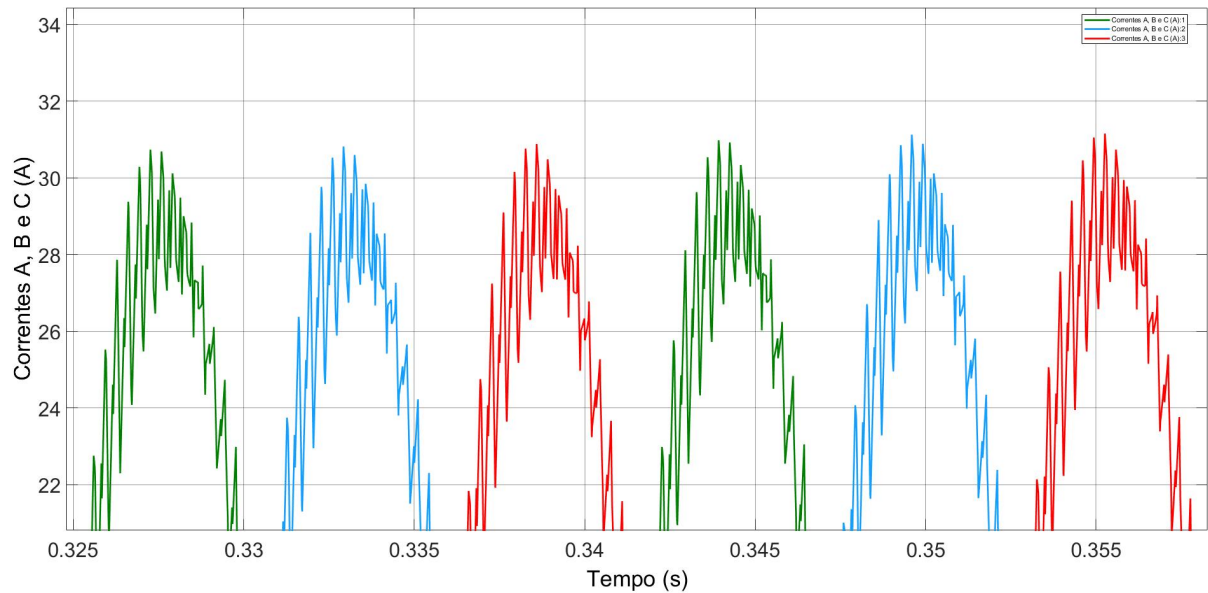
Fonte: do Autor

Uma linha pontilhada é inserida para demonstrar o momento exato do corte da fase. A partir deste instante, as fases remanescentes (B e C) passam imediatamente a suportar toda a

potência ativa, resultando no forte aumento de amplitude das correntes (operação bifásica).

Nota-se que existem pequenos distúrbios inseridos dentro das correntes trifásicas. A Figura 34 demonstra com mais detalhes a amplitude das oscilações, que são geradas na frequência de comutação dos interruptores do inversor.

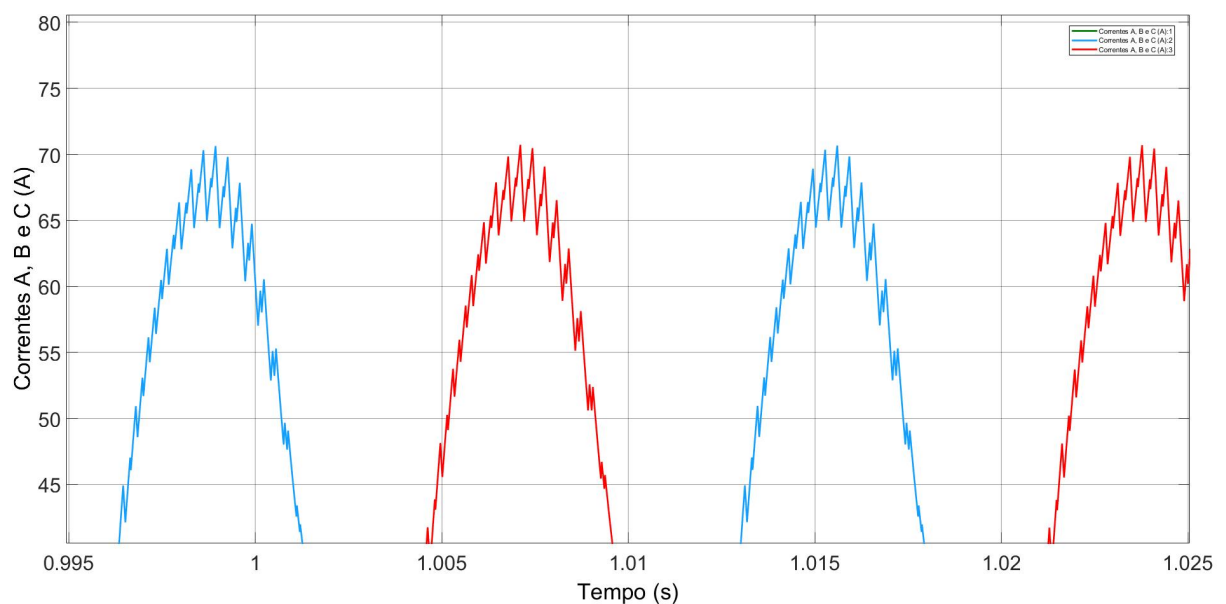
Figura 34 – Oscilações de comutação das correntes de estator, sem a falta de fase.



Fonte: do Autor

Compara-se com a oscilação de comutação do sistema com a falta de fase, que são visivelmente maiores em amplitude, observado na Figura 35.

Figura 35 – Oscilações de comutação das correntes de estator, com a falta de fase.



Fonte: do Autor

A Tabela 8 apresenta os valores de oscilação, tanto para a corrente com o circuito trifásico, quanto para a corrente do circuito bifásico. Observa-se que há um aumento de 47,02 % da oscilação com a queda da fase.

Tabela 8 – Oscilações nas correntes do estator.

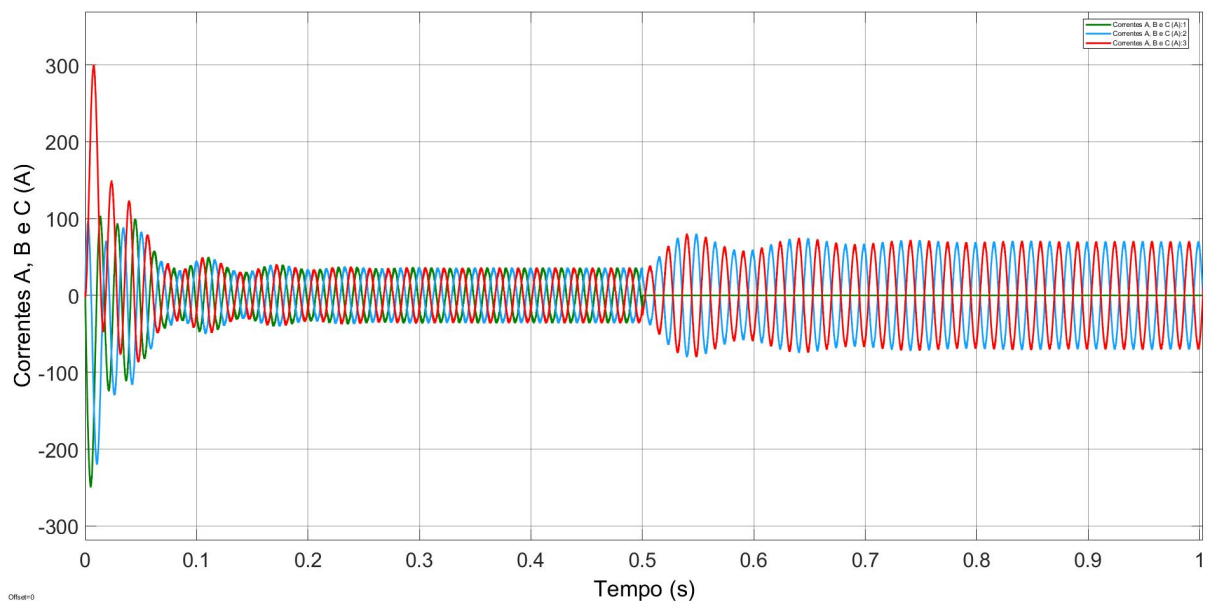
Parâmetro	Operação trifásica	Operação bifásica
Ondulação corrente estator (A)	3,36	4,94

Fonte: do Autor

3.2.2.2 Análise das Correntes de Estator em Regime Permanente

A Figura 36 mostra as formas de onda das correntes de estator em regime permanente, comparando a operação trifásica equilibrada com a operação bifásica após a desconexão da fase.

Figura 36 – Correntes de estator em regime permanente sob a falta da fase A.



Fonte: do Autor

A Tabela 9 apresenta os valores RMS das correntes de estator em ambas as configurações.

Tabela 9 – Comparação quantitativa das correntes de estator em regime permanente

Parâmetro	Fase	Trifásico	Bifásico
Corrente eficaz do estator (A)	A	21,67	0,00
Corrente eficaz do estator (A)	B	21,67	40,96
Corrente eficaz do estator (A)	C	21,67	40,96
Aumento absoluto nas fases ativas (A)	B e C	—	19,29
Aumento percentual nas fases ativas (%)	B e C	—	89,02

Fonte: do autor

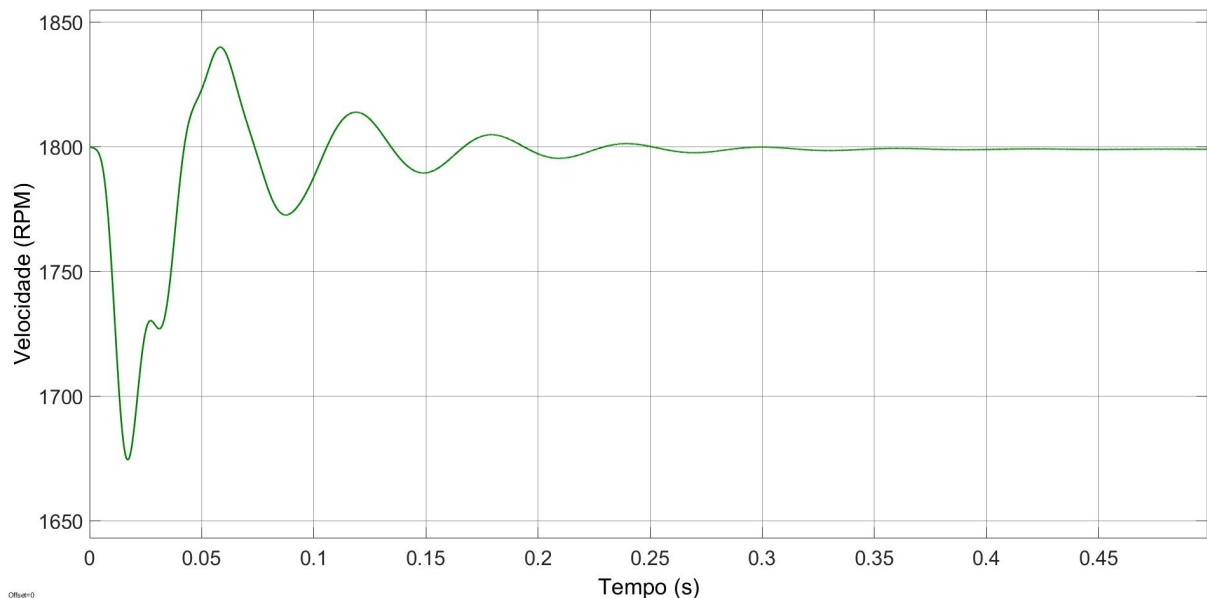
Os resultados mostram que, para manter a mesma potência mecânica entregue ao eixo após a perda da fase A, as correntes RMS nas fases B e C aumentam de 21,67 A para 40,96 A, o que representa um incremento de aproximadamente 93,7 %.

3.2.3 Análise da Velocidade de Rotação do Rotor

3.2.3.1 Operação em Vazio

Inicialmente, o 3ph-IM é simulado com eixo a vazio para determinar o escorregamento do motor sem carga. A Figura 37 mostra que a velocidade atinge o regime permanente, estabilizando-se em 1798.94 RPM.

Figura 37 – Velocidade do rotor em operação a vazio.



Fonte: do Autor.

Considerando um motor de 4 polos alimentado a 60 Hz, a velocidade síncrona é $n_s = 1800$ RPM.

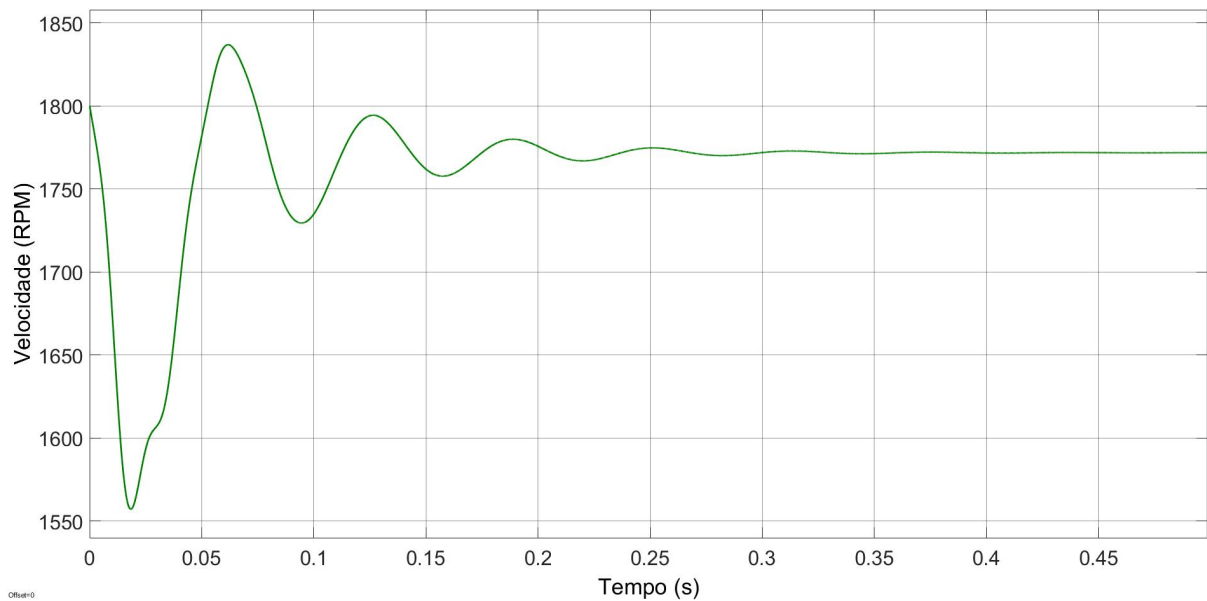
O escorregamento em vazio é calculado por:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 = \frac{1800 - 1798.94}{1800} \cdot 100 = 0,059 \%. \quad (32)$$

3.2.3.2 Operação Trifásica Equilibrada Sob Carga Nominal

Com a aplicação de uma potência elétrica de 14,7 kW (equivalente a 20 HP), a velocidade apresenta queda significativa, estabilizando-se em 1772.35 RPM, como o visto na Figura 38.

Figura 38 – Velocidade do rotor sob a potência elétrica de 14,7 kW – operação trifásica equilibrada.



Fonte: do Autor.

O escorregamento nominal torna-se:

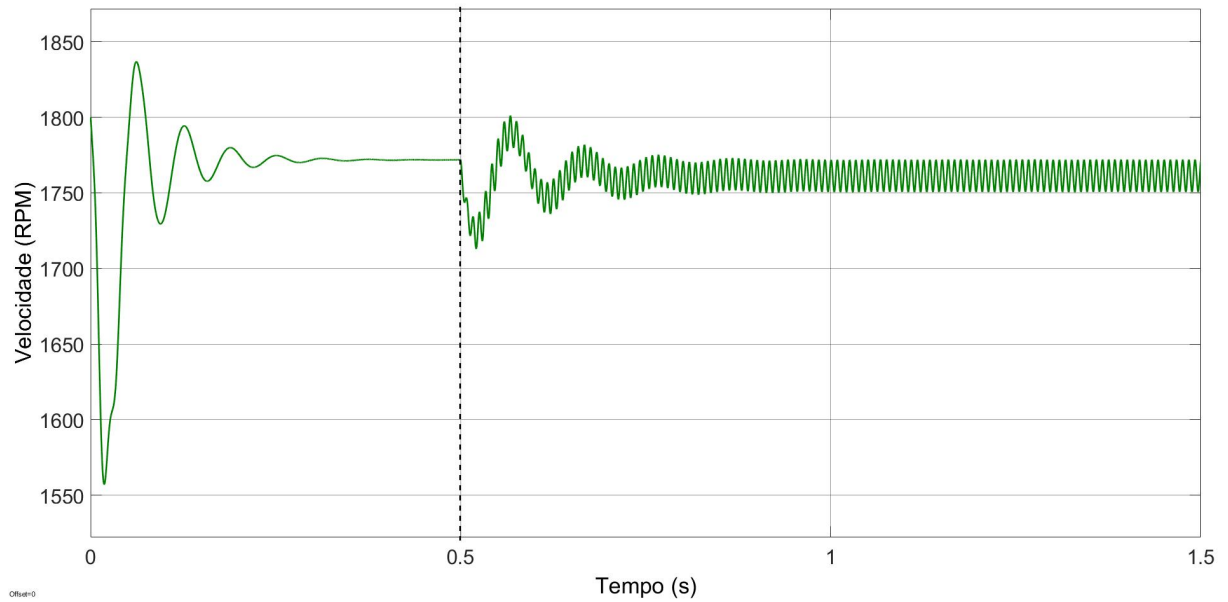
$$s_n = \frac{1798,94 - 1772.35}{1772.35} \cdot 100 = 1,50 \%. \quad (33)$$

3.2.3.3 Operação com Falta de Fase

A Figura 39 apresenta o momento do corte da fase, dividindo-a por uma linha tracejada. Observa-se que no tempo de $t = 0,5s$ a fase é rompida, tornando a velocidade do eixo do motor oscilatória, mantendo uma oscilação total de 21,35 RPM, com a velocidade média de 1762,01 RPM, como o que pode ser observado na Tabela 13.

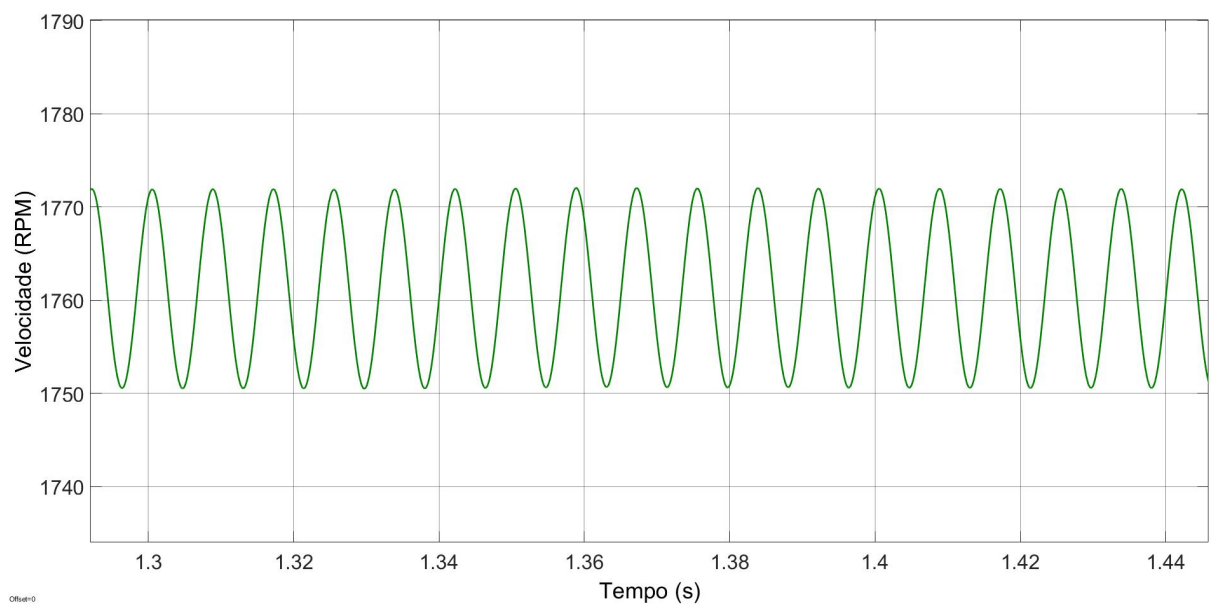
Uma ampliação na ondulação em regime permanente é mostrado na Figura 40, com amplitude de 10,68 RPM, aproximadamente 0,59 % da velocidade média na condição bifásica.

Figura 39 – Comportamento completo da velocidade do rotor após a falta da fase A.



Fonte: do Autor.

Figura 40 – Ondulação da velocidade em regime permanente com falta da fase A.



Fonte: do Autor.

A Tabela 10 apresenta os parâmetros quantitativos:

Tabela 10 – Valores da velocidade sem e com a falta de fase.

Parâmetros	Valores
Velocidade média sem a falta de fase (RPM)	1772,35
Velocidade média com a falta de fase (RPM)	1762,01
Velocidade máxima com falta de fase (RPM)	1772,76
Velocidade mínima com falta de fase (RPM)	1750,64
Ondulação total com a falta de fase (RPM)	21,35
Queda de velocidade (%)	0,59

Fonte: do Autor

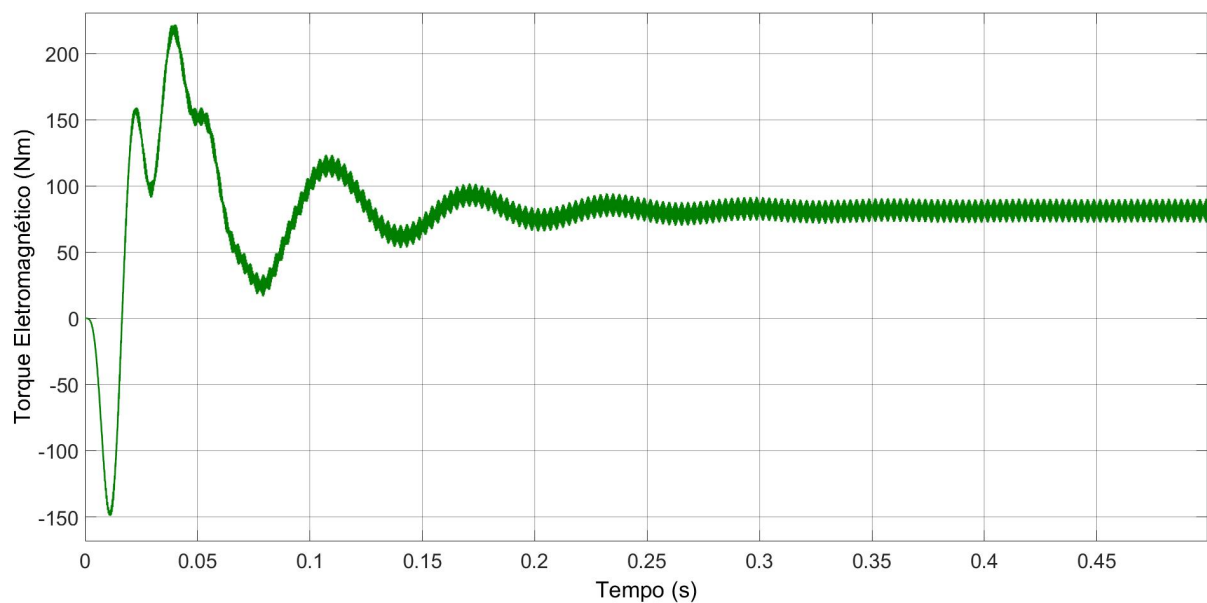
3.2.4 Análise do Torque Eletromagnético

A análise do torque eletromagnético fornecido pelo motor é fundamental para compreender o impacto da falta de fase tanto no transitório quanto no regime permanente.

3.2.4.1 Operação Trifásica Equilibrada

A Figura 41 apresenta o comportamento do conjugado eletromagnético durante a aplicação da carga de 14,7 kW em um sistema trifásico em condições normais. Observa-se que em regime permanente o conjugado apresenta oscilações na frequência de comutação dos interruptores, se estabilizando a um torque eletromagnético de 81,35 Nm, valor muito próximo a 78,04, calculado na conversão da equação (31).

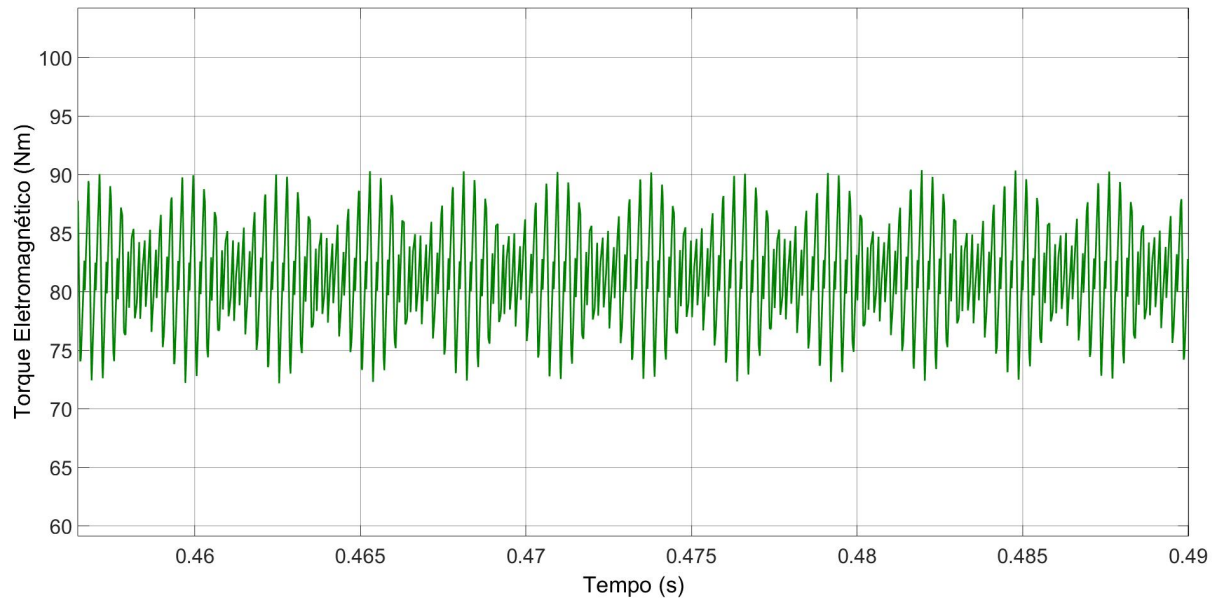
Figura 41 – Torque eletromagnético - sistema trifásico.



Fonte: do Autor.

Uma ampliação do regime permanente é mostrado na Figura 42. Nota-se uma ondulação de baixa amplitude, de aproximadamente 17,62 Nm pico a pico, causado por efeitos de comutação e oscilação das correntes, observadas na Figura 34.

Figura 42 – Ampliação nas ondulações do torque eletromagnético em regime permanente – sistema trifásico.

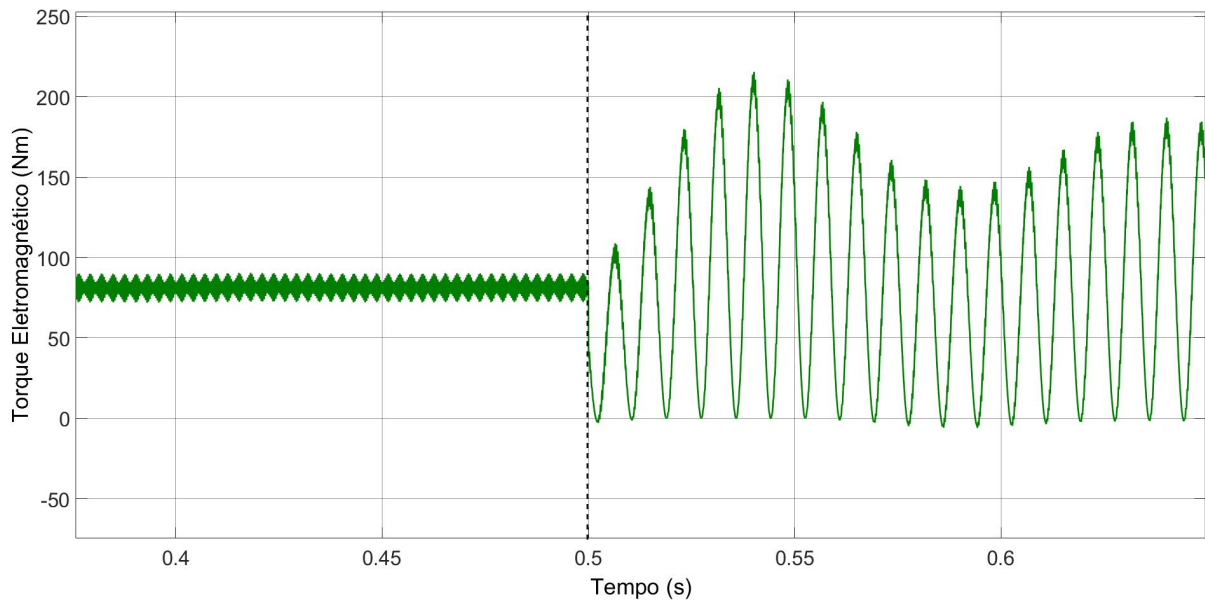


Fonte: do Autor.

3.2.4.2 Operação com Falta de Fase

Quando ocorre a falta de uma fase, o conjugado sofre drástica degradação. A Figura 43 mostra claramente o instante do corte: o torque eletromagnético médio apresenta oscilações abruptas, com uma componente pulsante de grande amplitude e frequência igual a 120 Hz (2 vezes a frequência da rede).

Figura 43 – Zoom no torque eletromagnético no instante da falta da fase A.



Fonte: do Autor.

Na Figura 44 observa-se o torque eletromagnético em regime permanente após a ocorrência da falta de fase. Verifica-se que estabiliza-se em 81,38 Nm, valor idêntico ao obtido na operação trifásica em condições normais.

Entretanto, a ondulação do torque torna-se extremamente elevada, atingindo 174,66 Nm de amplitude pico a pico. Esse comportamento é observado na Figura 45, que apresenta a ampliação da forma de onda em regime permanente, evidenciando a presença de pulsações de grande amplitude, característica esperada da operação bifásica desequilibrada em máquinas de indução.

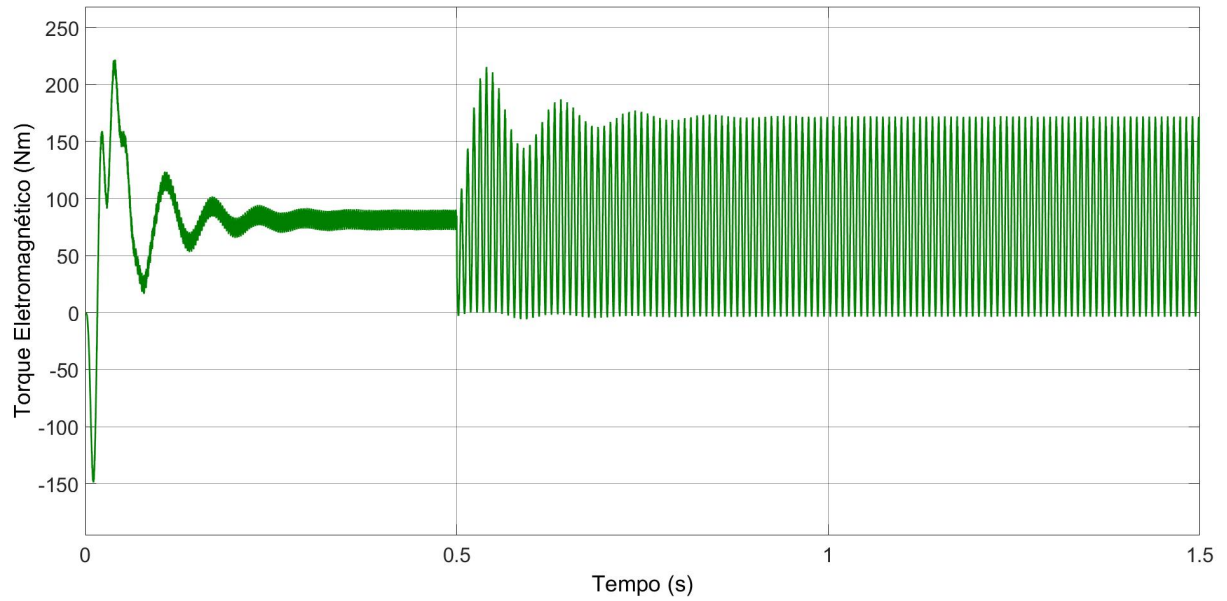
A Tabela 11 resume os parâmetros quantitativos obtidos:

Tabela 11 – Comparação quantitativa do torque eletromagnético em regime permanente

Parâmetro	Sistema trifásico	Com falta de fase
Torque médio (Nm)	81,37	81,38
Ondulação dorque (Nm)	17,62	174,66
Torque máximo (Nm)	90,18	171,38
Torque mínimo (Nm)	72,56	-3,28
Torque percentual (%)	21,65	114,62

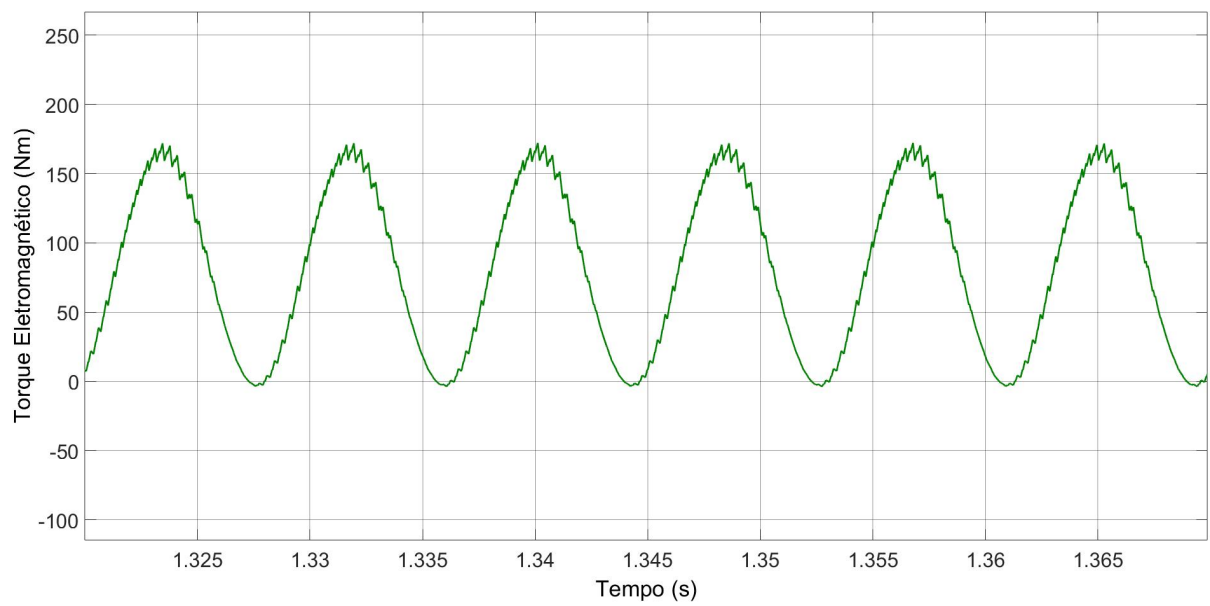
Fonte: do Autor

Figura 44 – Comparação do torque eletromagnético dos sistemas trifásico e bifásico sob a falta da fase A.



Fonte: do Autor.

Figura 45 – Ondulação do torque eletromagnético em regime permanente com falta da fase A.



Fonte: do Autor.

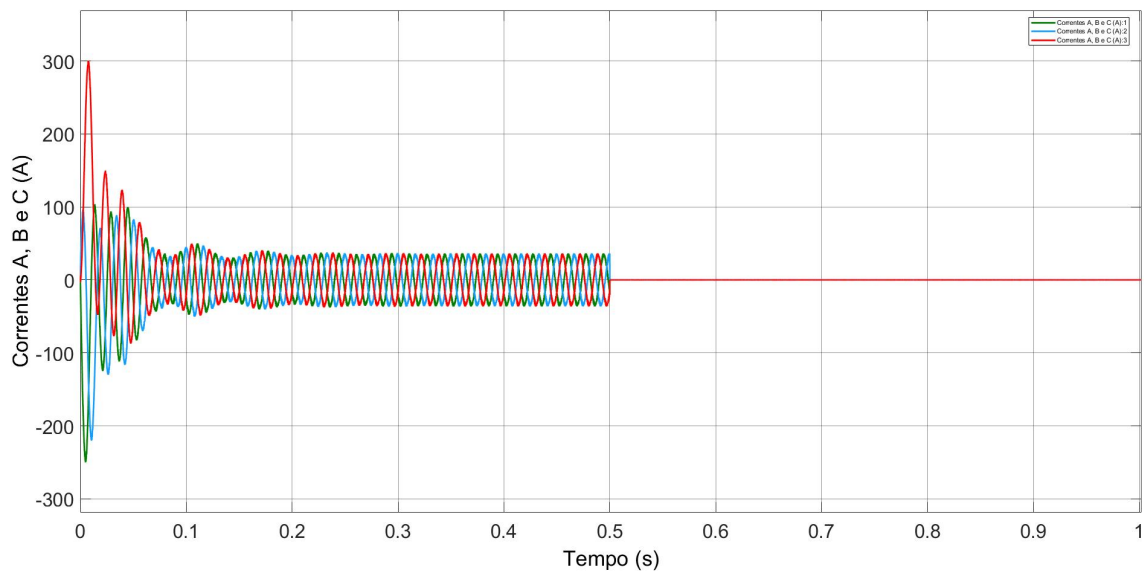
3.2.5 Análise do Motor Trifásico de Indução sob Falta de Duas Fases

Esta seção analisa o comportamento de uma máquina de indução trifásica quando ocorre a perda simultânea das fases A e C do estator.

Ao se abrir duas fases, o estator passa a ser alimentado por apenas uma fase remanescente. Nessa condição, o campo magnético no entreferro deixa de ser girante e torna-se unicamente pulsante, sem uma componente rotativa. Desta forma o campo resultante é composto apenas pela componente de sequência zero, não sendo capaz de produzir torque eletromagnético médio diferente de zero (Francisco, 2006).

A Figura 46 ilustra a ausência das correntes de estator em regime permanente após a falta das fases A e C. Observa-se que o motor não é capaz de gerar nenhuma corrente, apesar de ainda ser alimentado por uma fase, o que acarreta na parada total do motor.

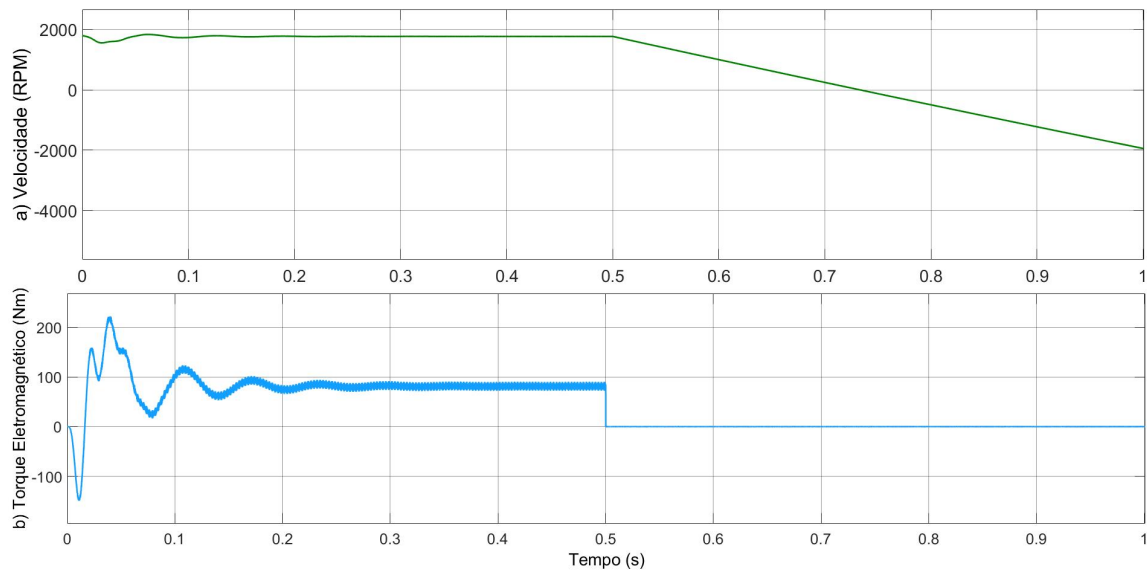
Figura 46 – Correntes de estator de uma 3ph-IM em regime permanente sob a falta das fases A e C.



Fonte: do Autor.

A consequência direta do campo pulsante, causado pela única fase restante, é a ausência de torque médio, conforme mostrado na Figura 47(b). O mesmo ocorre com a velocidade, decaindo a zero rotações por minuto, entretanto, a Figura 47(a) sugere que a velocidade inverte a posição e decai para o infinito. Tal comportamento é uma limitação do modelo matemático do bloco utilizado no simulador.

Figura 47 – a) Velocidade e b) Torque magnético de uma 3ph-IM sob a falta das fases A e C.



Fonte: do Autor.

Assim, a falta simultânea de duas fases torna impossível a operação normal da máquina de indução trifásica. O motor para completamente em poucos ciclos da rede, não sendo viável qualquer estratégia de continuidade de funcionamento nessa condição de defeito.

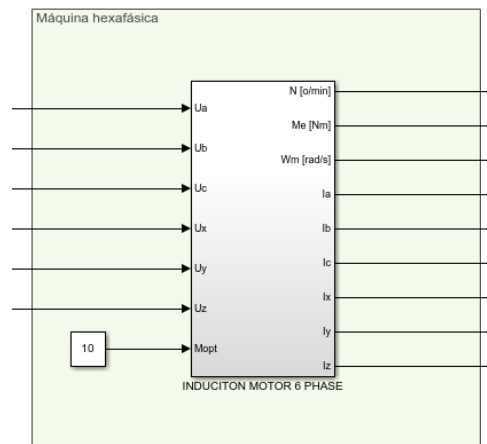
3.3 MONTAGEM DA SIMULAÇÃO DE UMA 6PH-IM

Para a simulação de uma máquina de seis fases, optou-se por utilizar um método diferente. É importante ressaltar que o Simulink não possui, nativamente, um bloco de máquina de indução hexafásica, tornando necessária a adoção de um modelo equivalente a um 6ph-IM, adquirido no *website* do MATLAB (Mrakovic, 2018). A Figura 48 apresenta o bloco que representa esse modelo equivalente do motor. As entradas U_a até U_z correspondem às tensões vindas do inversor. "*Mopr*" representa o torque eletromagnético, que, para esse modelo, possui uma limitação; por isso, utiliza-se um valor reduzido de 10 Nm. Nas saídas, N indica a velocidade angular em rotações por minuto, enquanto Me corresponde ao torque eletromagnético em newton-metro.

Já a Figura 49 apresenta, em roxo, a modulação SPWM para um motor de seis fases, utilizando o acionamento assimétrico da máquina, conforme mostrado na Tabela 5. Assim como no modelo trifásico, as modulantes possuem amplitude de 0,95 V e a frequência de 60 Hz, enquanto a portadora possui amplitude de 1 V e frequência de 12 kHz, garantindo o funcionamento adequado do SPWM, exatamente como ilustrado na Figura 30.

O intuito do ensaio com o motor de indução hexafásico é avaliar o comportamento da máquina diante da perda sucessiva de fases, verificando a capacidade de operação sob falhas nas fases. Para tanto, o inversor, representado pelo bloco azul na Figura 49, possui duas chaves ideais que são abertas de forma controlada durante a simulação. Esse procedimento simula a desconexão individual das fases, fazendo com que o motor, inicialmente operando com seis fases,

Figura 48 – Bloco equivalente uma máquina de indução hexafásica no Simulink.

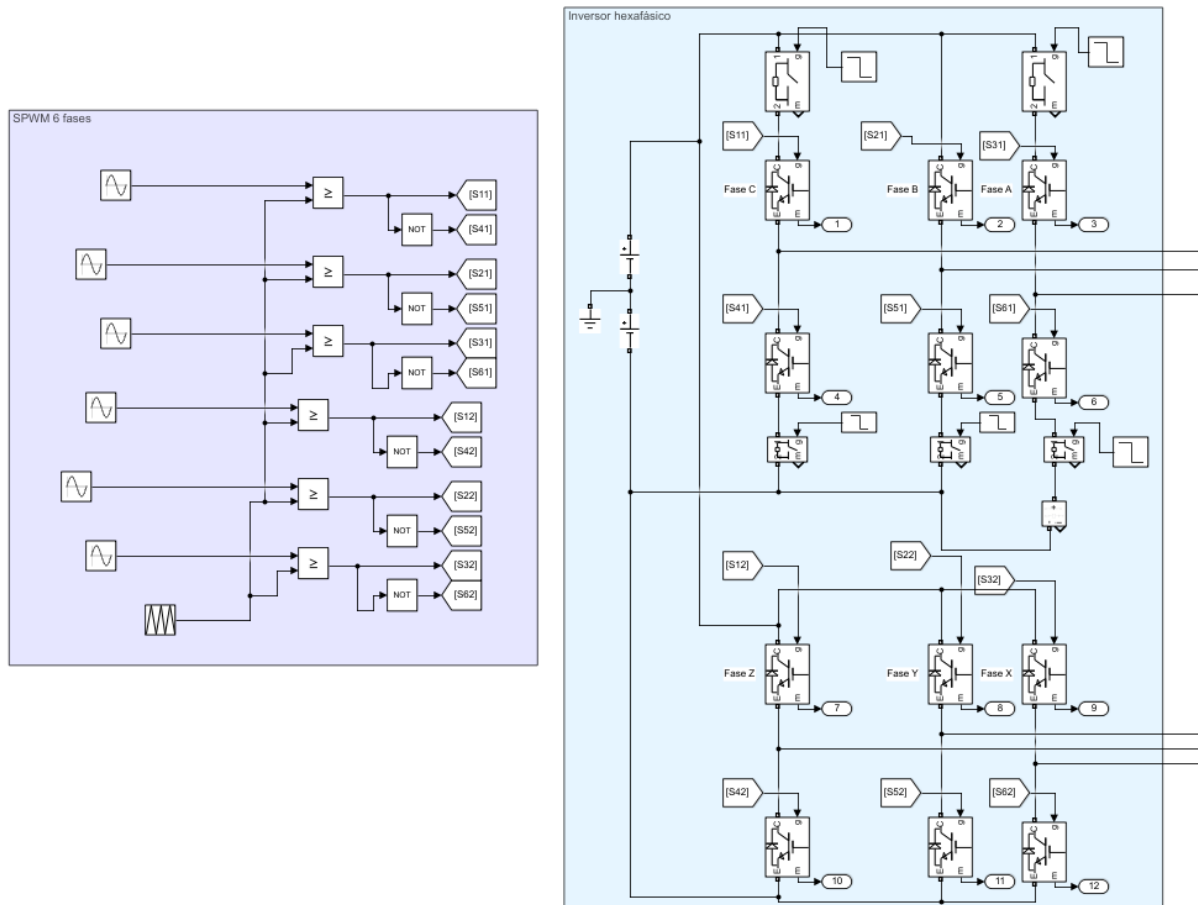


Fonte: do Autor.

passa por configurações de cinco e de quatro fases.

Ao longo do teste, os parâmetros de interesse, como correntes de estator, torque eletromagnético e velocidade do rotor, são monitoradas em cada etapa da sequência de falhas. O comportamento dinâmico e em regime permanente de cada grandeza é analisado detalhadamente e comentado, permitindo comparar o desempenho do motor hexafásico com a operação trifásica.

Figura 49 – Modulação SPWM e inversor hexafásico.



Fonte: do Autor.

3.4 SIMULAÇÃO DE UM 6PH-IM

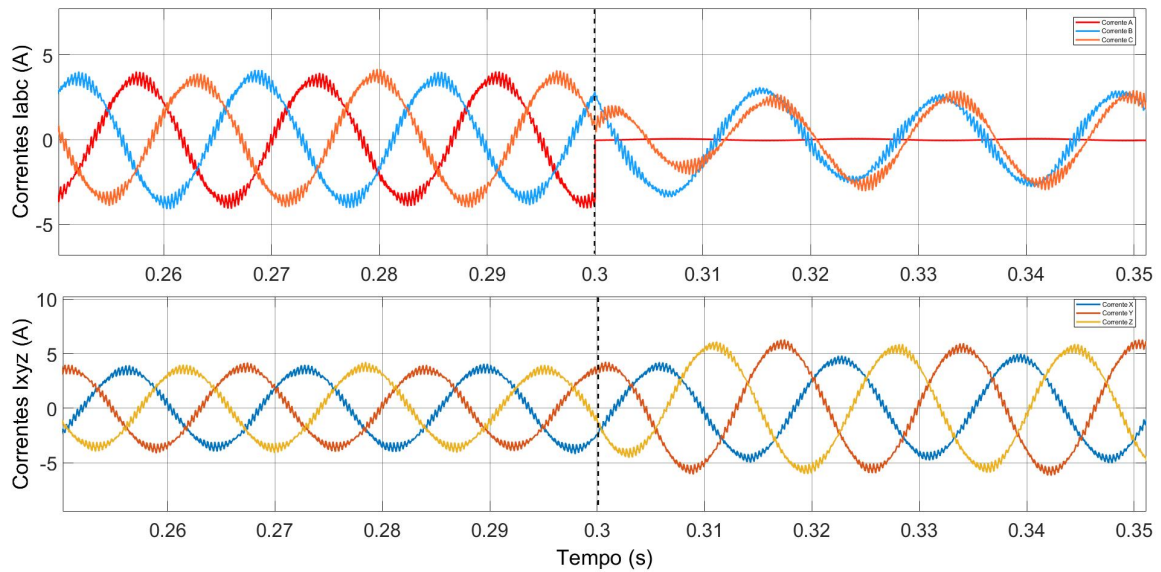
A metodologia de simulação é dividida em duas partes: a primeira o motor hexafásico é inicializado com as seis fases ativas e, a partir de $t = 0,3$ s, a fase A é desconectada, permanecendo aberta até o alcance do novo regime permanente. No segundo cenário, a simulação é reiniciada com todas as seis fases conectadas e, no mesmo instante $t = 0,3$ s, as fases A e C são simultaneamente desconectadas, permitindo a análise do comportamento da máquina sob falta de duas fases.

Optou-se por utilizar este método por praticidade, uma vez que a abertura simultânea de duas fases produz o mesmo resultado em regime permanente que seria obtido caso as faltas ocorressem de forma sequencial. Os tempos totais de simulação foram ajustados da seguinte forma: 10 segundos para o caso de falta de uma única fase e 15 segundos para o caso de falta simultânea das fases A e C, garantindo que ambos os sistemas atinjam o regime permanente antes do registro final dos resultados.

3.4.1 Análise das Correntes de Estator Com A Falta de Uma e Duas Fases

Com o início das simulações do 6ph-IM, é possível observar um comportamento diferente do que se ocorre no 3ph-IM. A Figura 50 apresenta o momento exato do corte da fase A destacado com uma linha pontilhada. É notável que, com a queda da fase, todas as correntes se desestabilizam, um resultado esperado, quando comparado com o artigo de (Munim et al., 2024), que realiza estudo semelhante, sobre o comportamento das correntes sob falta de fase.

Figura 50 – Ampliação no instante da falta da fase A, em ($t = 0,3$ s).

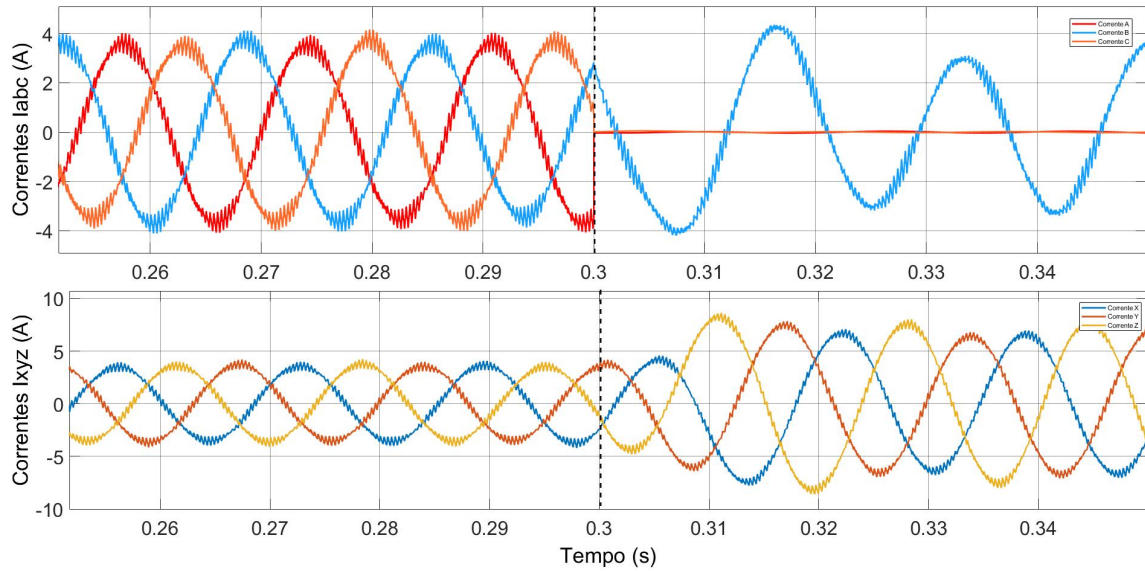


Fonte: do Autor.

É perceptível que a corrente da fase A não chega a zerar completamente, como deveria, por conta do modelo matemático do bloco de máquina de indução de seis fases utilizado, que não é estudado com profundidade para a otimização do circuito. Outro ponto é a atenuação das fases B e C em comparação com as fases X, Y e Z, que tiveram um aumento inicial das amplitudes.

O mesmo teste é realizado para a queda das fases A e C, visto na Figura 51. Observa-se que, da mesma forma que no teste anterior, o modelo matemático do motor de indução hexafásico do bloco utilizado impossibilita que as fases se anulem totalmente. O aumento das correntes de estator X, Y e Z são bem nítidas, assim como o da fase B.

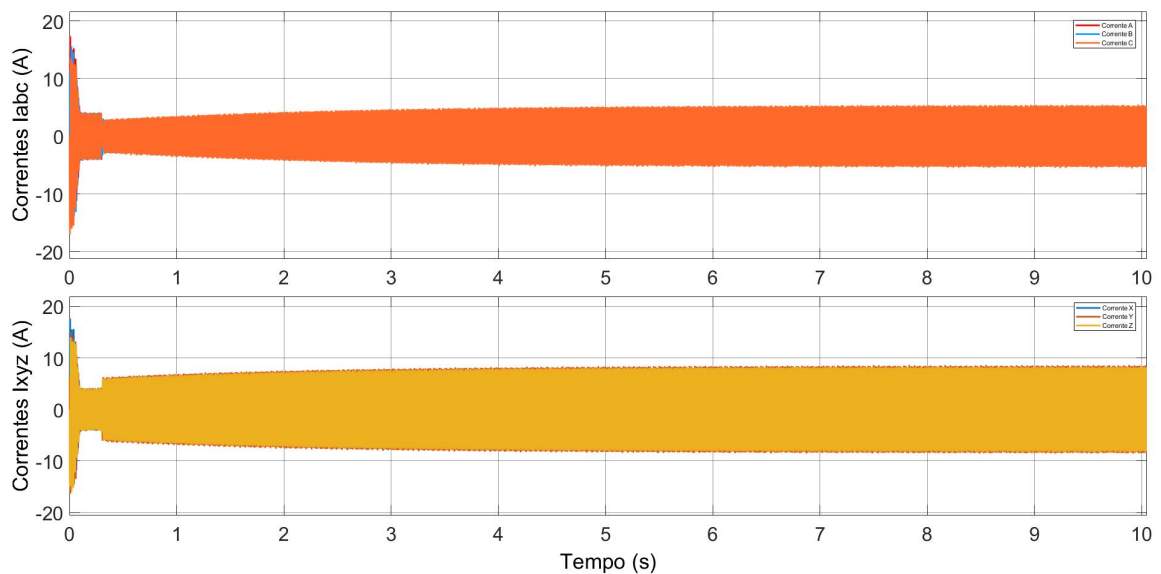
Figura 51 – Ampliação no instante das faltas da fase A e C, em ($t = 0,3$ s).



Fonte: do Autor.

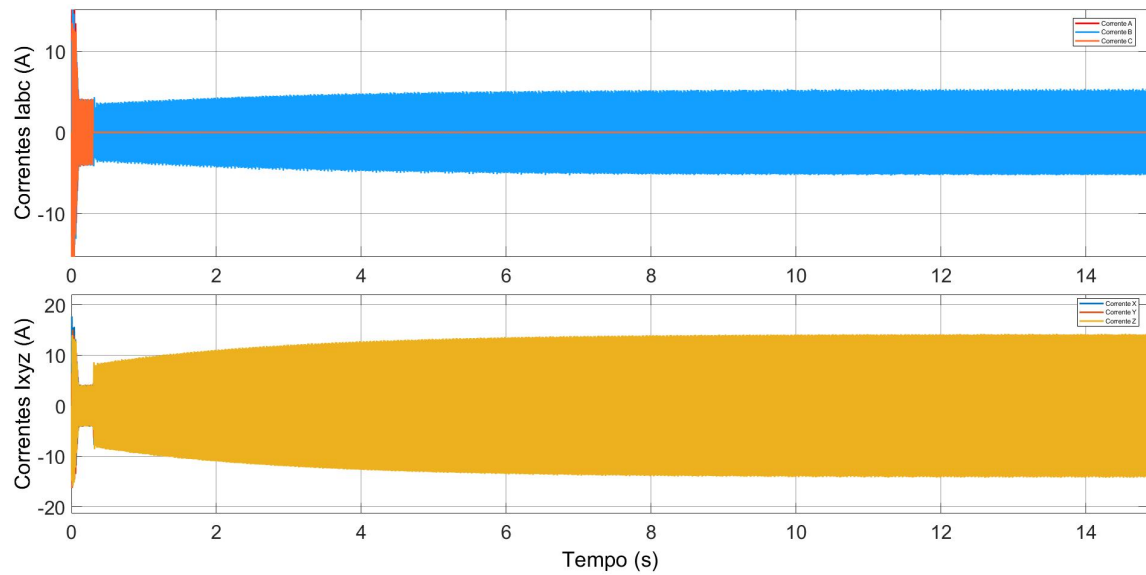
O comportamento em regime permanente das correntes do estator após a falta da fase A e a falta das fases A e C é mostrado nas Figuras 52 e 53, respectivamente. Com o corte de uma fase, as correntes têm um transitório após 10 segundos, entretanto, com o corte das duas fases as correntes demoram cerca de 15 segundos para entrar no regime permanente.

Figura 52 – Correntes de estator do motor hexafásico após a falta da fase A, em ($t = 0,3$ s).
Fases A, B e C acima e fases X, Y e Z abaixo.



Fonte: do Autor.

Figura 53 – Correntes de estator do motor hexafásico após as faltas das fases A e C, em ($t = 0,3$ s). Fases A, B e C acima e fases X, Y e Z abaixo



Fonte: do Autor.

A Tabela 12 apresenta os valores eficazes de cada uma das correntes de estator em regime permanente, comparando a operação hexafásica equilibrada com a operação com falta de uma e de duas fases.

Tabela 12 – Comparação quantitativa das correntes de estator em regime permanente

Parâmetro	6 fases	5 fases	4 fases
Corrente eficaz da fase A do estator (A)	2,96	0,05	0,05
Aumento absoluto nas fases ativas (A)	—	—	—
Aumento percentual nas fases ativas (%)	—	—	—
Corrente eficaz da fase B do estator (A)	2,96	3,58	3,69
Aumento absoluto nas fases ativas (A)	—	0,62	0,73
Aumento percentual nas fases ativas (%)	—	20,94	24,66
Corrente eficaz da fase C do estator (A)	2,96	3,63	0,07
Aumento absoluto nas fases ativas (A)	—	0,67	—
Aumento percentual nas fases ativas (%)	—	22,63	—
Corrente eficaz da fase X do estator (A)	2,96	4,12	8,24
Aumento absoluto nas fases ativas (A)	—	1,16	5,28
Aumento percentual nas fases ativas (%)	—	39,19	178,38
Corrente eficaz da fase Y do estator (A)	2,96	5,83	8,52
Aumento absoluto nas fases ativas (A)	—	2,87	5,56
Aumento percentual nas fases ativas (%)	—	96,95	187,84
Corrente eficaz da fase Z do estator (A)	2,96	6,69	9,94
Aumento absoluto nas fases ativas (A)	—	3,73	6,98
Aumento percentual nas fases ativas (%)	—	126,01	235,81

Fonte: do Autor

A análise dos resultados apresentados na Tabela 12 comprova que, para manter a mesma potência no eixo, o 6ph-IM responde à falha na fase com um aumento nas correntes das fases restante.

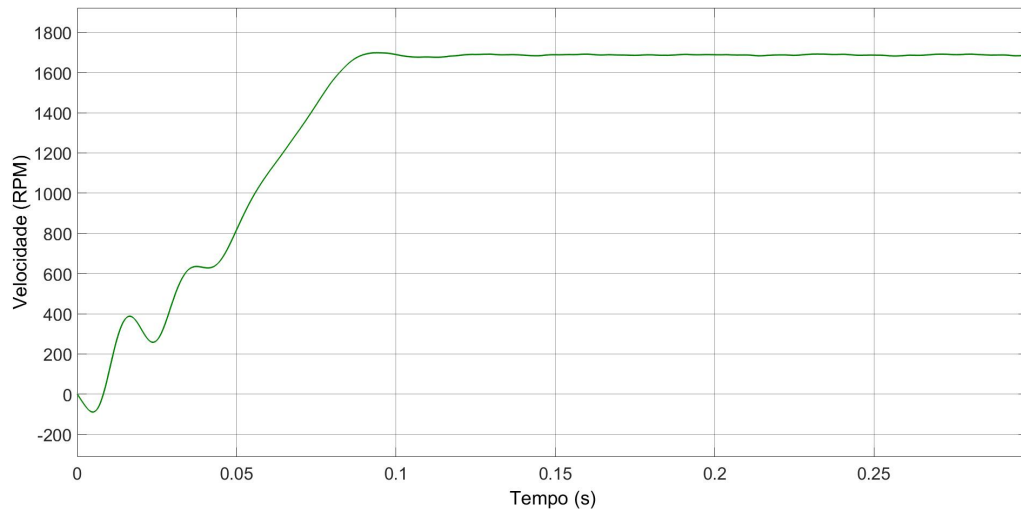
Na condição de perda de uma fase, observa-se um aumento significativo nas correntes desequilibradas, variando de 20,94 % até 126,01 %. Os maiores aumentos ocorrem nas fases *Y* e *Z*, enquanto as fases *B* e *C* apresentam os menores.

Em uma situação mais severa, com a perda de duas fases, a sobrecarga torna-se mais crítica: as correntes nas fases *X*, *Y* e *Z* praticamente dobram em relação ao valor nominal, ao passo que a fase *B*, sofre apenas um pequeno aumento.

3.4.2 Análise da Velocidade de Rotação do Rotor com a Falta de Uma e Duas Fases

Com a aplicação de uma carga mecânica constante de 10 Nm, equivalente a 1,89 kW, a velocidade do rotor em operação hexafásica equilibrada estabiliza-se em 1685,05 RPM, apresentando ondulação muito reduzida, como mostrado na Figura 54.

Figura 54 – Velocidade do rotor sob carga constante de 1,89 kW – Operação hexafásica equilibrada.



Fonte: do Autor.

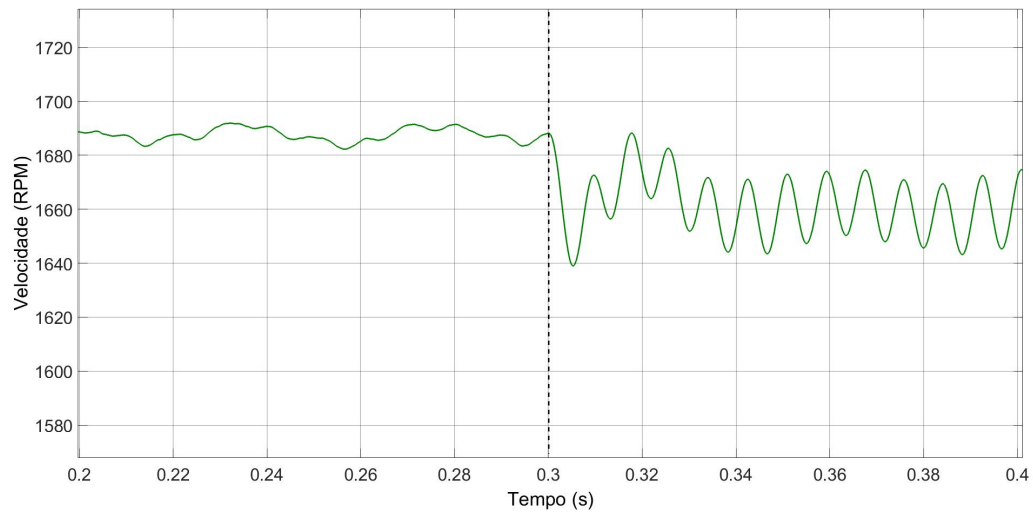
O escorregamento nominal, para uma máquina de 4 polos, torna-se:

$$s_n = \frac{1800 - 1685,05}{1800} \cdot 100 = 6,39 \% \quad (34)$$

3.4.2.1 Operação da Velocidade com Falta de Uma e Duas Fases

Dois testes são realizados: o primeiro com o corte de apenas uma fase no momento $t = 0,3$ s e o segundo, com a falta simultânea das fases A e C, em $t = 0,3$ s, mantendo-se a carga mecânica de 10 Nm. A Figura 55 mostra o momento em que há a desconexão de apenas uma fase.

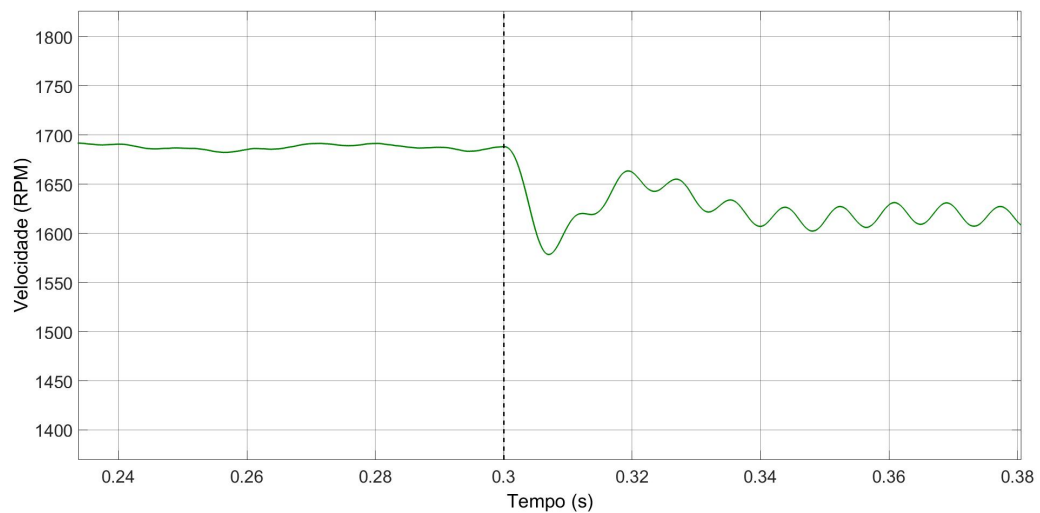
Figura 55 – Ampliação no instante da falta da fase A.



Fonte: do Autor.

A Figura 56, o momento em que há a desconexão das duas fases. Percebe-se que a velocidade apresenta uma queda significativa após a demarcação pontilhada, onde são presentes pequenas ondulações de baixa frequência. Essas oscilações são consequência do desequilíbrio do campo girante assim que duas fases do mesmo conjunto são removidas.

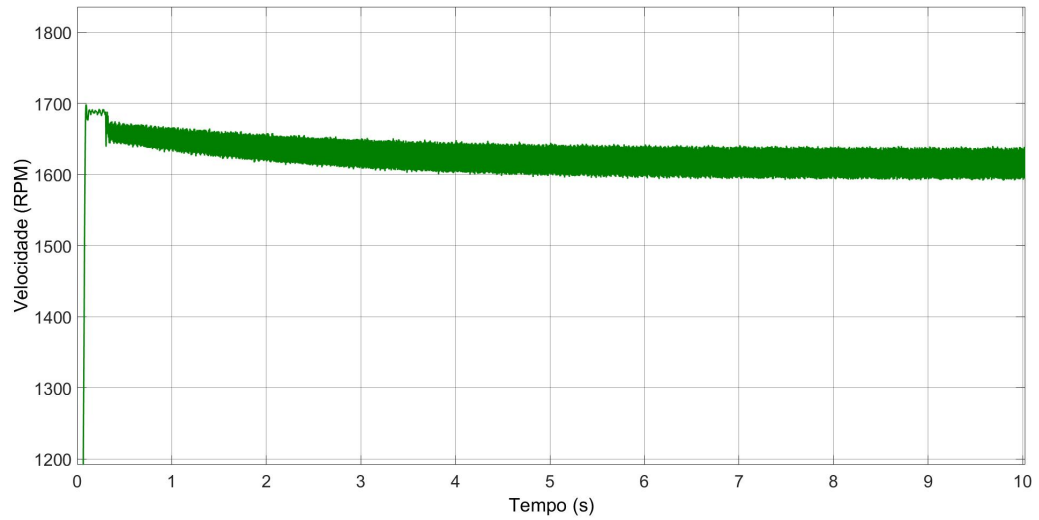
Figura 56 – Ampliação no instante da falta das fases A e C.



Fonte: do Autor.

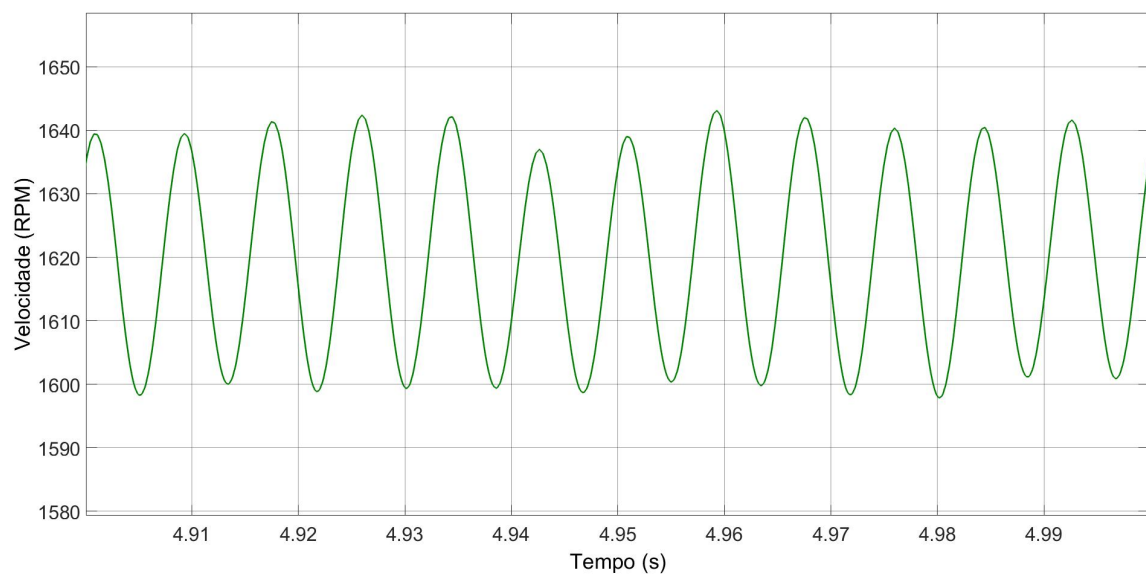
A estabilização da velocidade, com a queda de apenas uma fase, ocorre em cerca de 10 segundos, como o visto na Figura 57, com um velocidade de 1617,07 RPM, o que representa uma queda de 67,98 RPM. Notam-se as elevadas oscilações que acompanham o sistema desequilibrado durante a simulação, observadas com detalhes na Figura 58

Figura 57 – Comportamento completo da velocidade do rotor após a falta da fase A.



Fonte: do Autor.

Figura 58 – Ampliação das ondulações em regime permanente na falta da fase A.

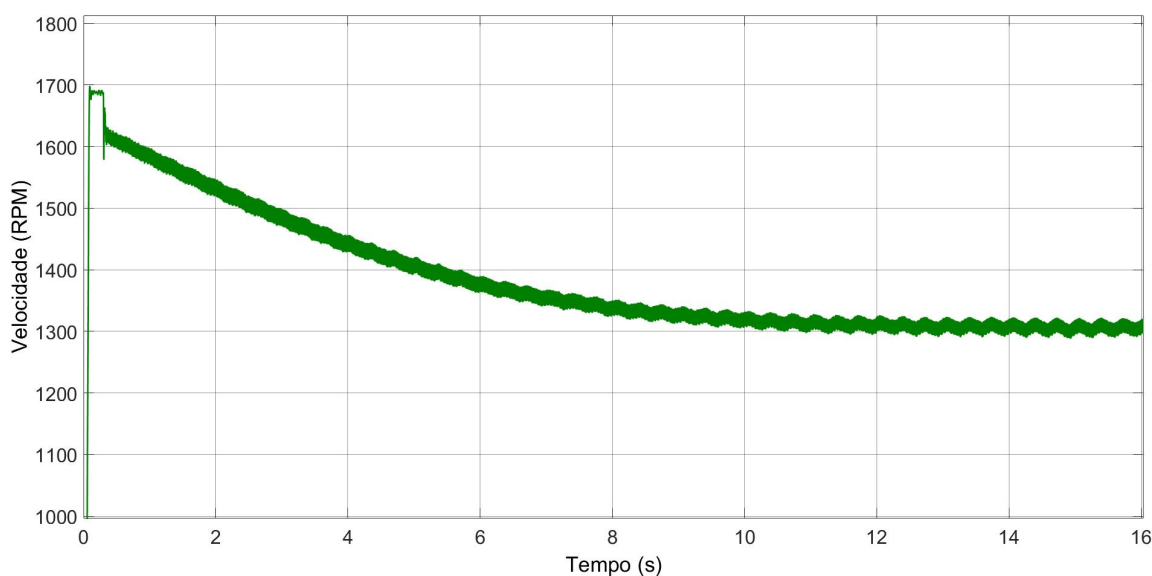


Fonte: do Autor.

A estabilização da velocidade após a desconexão simultânea das duas fases ocorre de forma bastante lenta, demandando aproximadamente 16 segundos para que o regime permanente seja atingido. Conforme apresentado na Figura 59, a velocidade do rotor estabiliza-se em um valor médio de 1306,86 RPM, o que representa uma queda de 378,19 RPM.

Durante todo o transitório e, especialmente, em regime permanente, são visíveis as oscilações de velocidade de alta frequência, 120 Hz, o dobro da frequência da rede, dentro de oscilações de baixa frequência, resultantes do desequilíbrio do campo magnetomotriz, que introduz componentes negativas e nulas, responsáveis pela distorção, como o que pode ser visto na Figura 60.

Figura 59 – Comportamento completo da velocidade do rotor após a falta das fases A e C.



Fonte: do Autor.

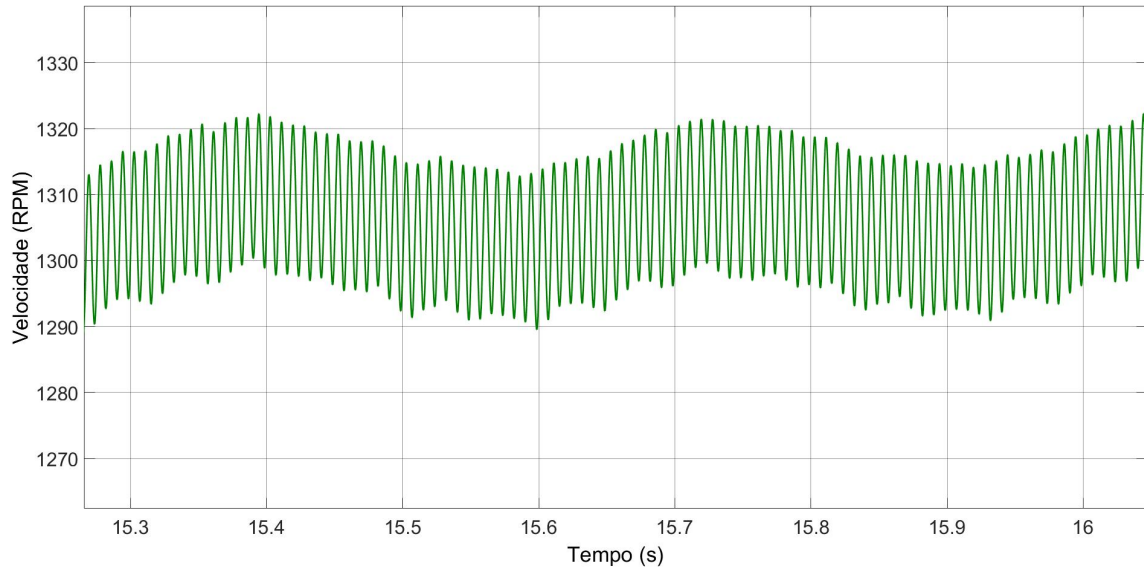
Os principais parâmetros medidos em regime permanente, comparando a operação hexafásica normal com a operação com falta de uma e duas fases, estão consolidados na Tabela 13.

Tabela 13 – Valores da velocidade sem e com a falta das fases.

Parâmetros	Sem falta	Falta fase A	Falta fases A e C
Velocidade média (RPM)	1685,05	1617,07	1306,86
Ondulação total (RPM)	9,71	45,06	23,34
Queda da velocidade (%)	—	4,03	22,44
Velocidade máxima (RPM)	—	1639,77	1328,4
Velocidade mínima (RPM)	—	1594,71	1284,3

Fonte: do Autor

Figura 60 – Ampliação das ondulações em regime permanente na falta das fases A e C.

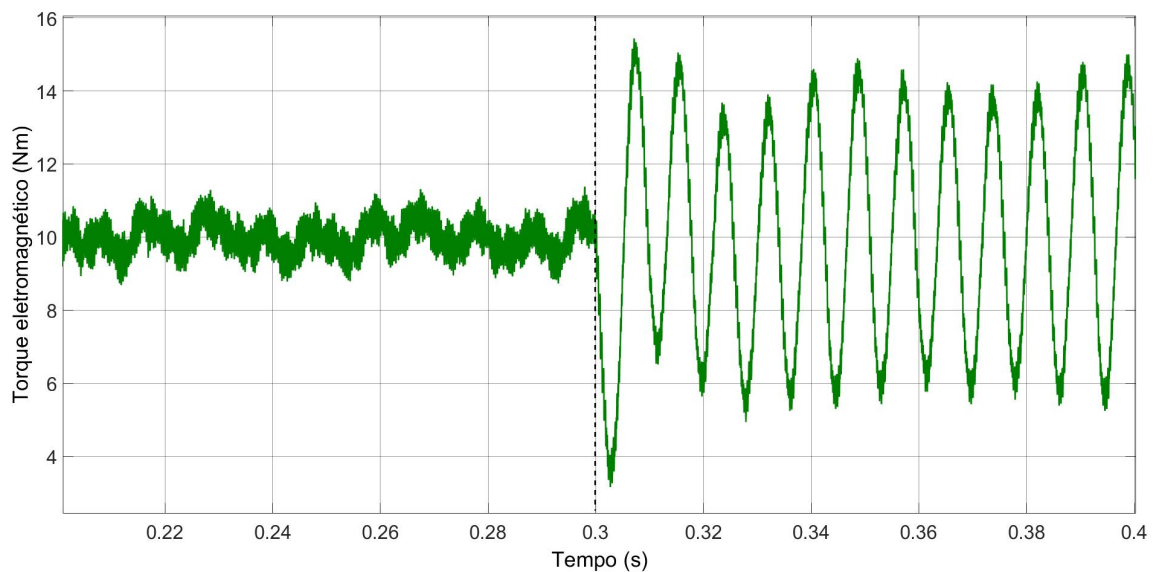


Fonte: do Autor.

3.4.3 Operação do Torque Eletromagnético com a Falta de uma e Duas Fases

A Figura 61 apresenta um zoom no período transitório do corte da fase A do motor. Percebe-se que o torque eletromagnético sem a falta de fase já possui naturalmente bastante oscilação, vindo do modelo matemático da máquina hexafásica, do método de resolução adotado pelo Simulink e da frequência de comutação do inversor.

Figura 61 – Zoom no instante da falta da fase A ($t = 0,3$ s).

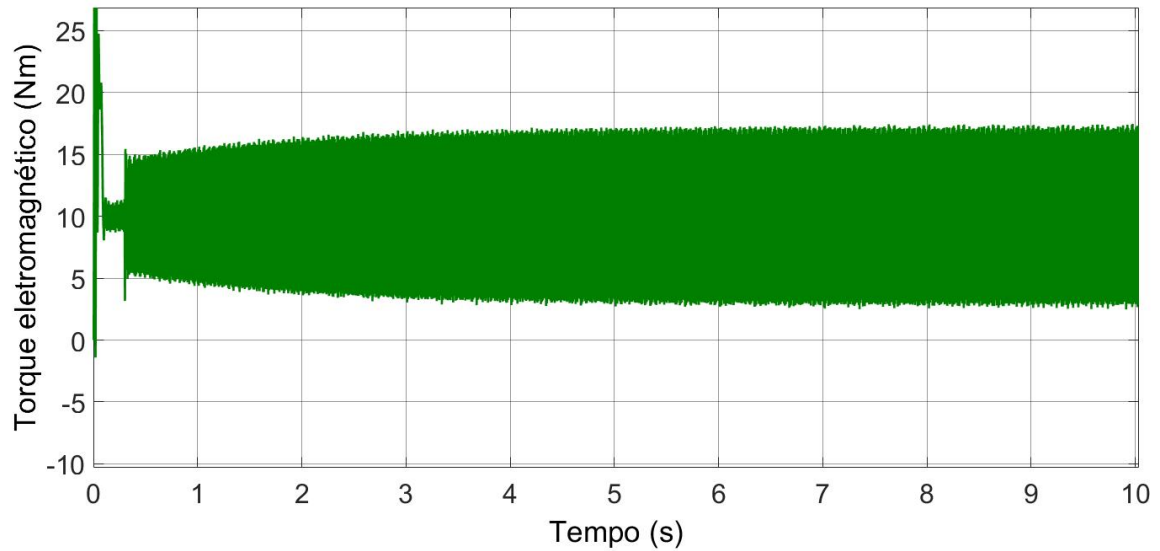


Fonte: do Autor

No regime permanente, observa-se que a desconexão da fase A provoca elevada ondulação do torque eletromagnético, mas sem causar queda significativa do seu valor médio. Como

mostrado na Figura 62, o conjugado estabiliza-se em 10,04 Nm, valor idêntico ao motor em condições normais, apresentando apenas forte oscilação, sem ocorrência de decaimento do torque médio.

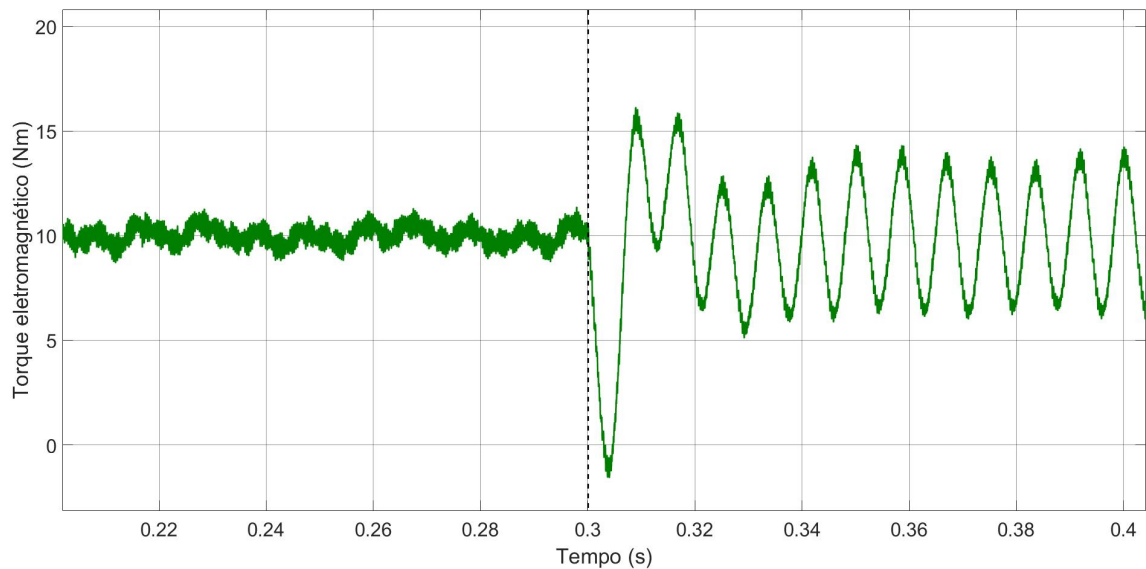
Figura 62 – Comportamento completo do conjugado eletromagnético após a falta da fase A.



Fonte: do Autor

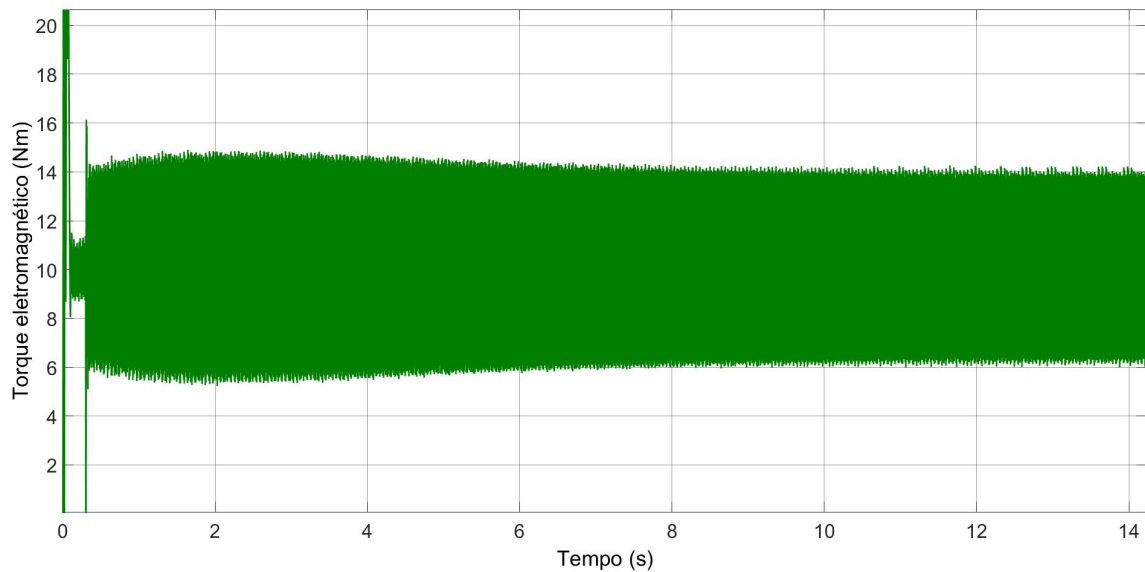
O mesmo pode ser observado nas Figuras 63 e 64, para a queda das fases A e C, onde o transiente possui o mesmo comportamento e o regime permanente, estabilizando-se em torno de 14 segundos possui um comportamento semelhante ao da queda de uma fase.

Figura 63 – Zoom no instante da falta das fases A e C ($t = 0,3$ s).



Fonte: do Autor

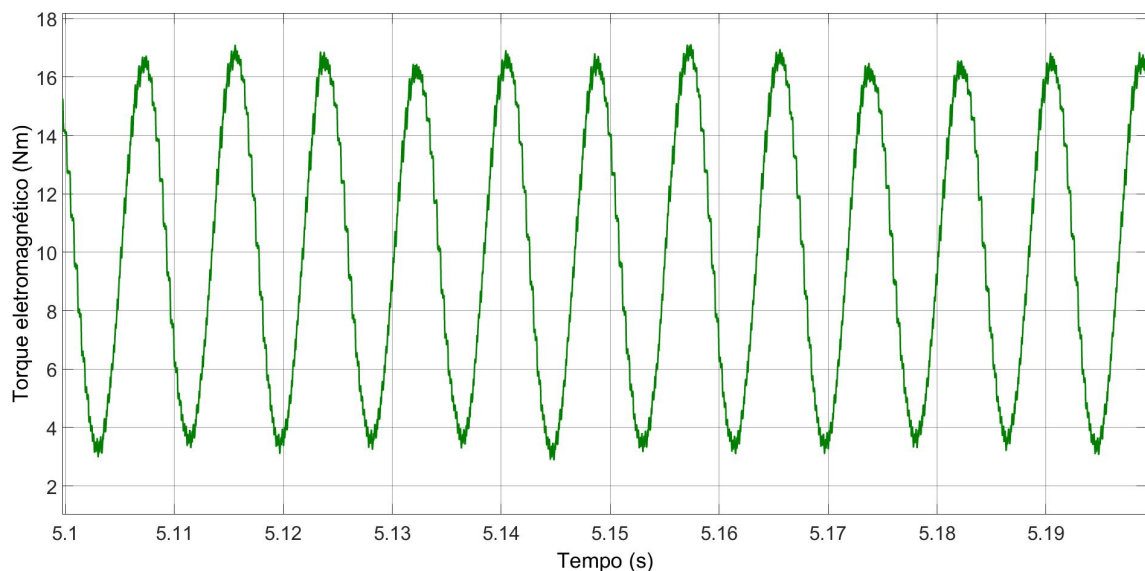
Figura 64 – Comportamento completo do conjugado eletromagnético após a falta das fases A e C.



Fonte: do Autor

Uma ampliação no regime permanente dos sistemas com falta da fase A e da falta das fases A e C pode ser visto nas Figuras 65 e 66, com a amplitude das oscilações vistas na Tabela 11.

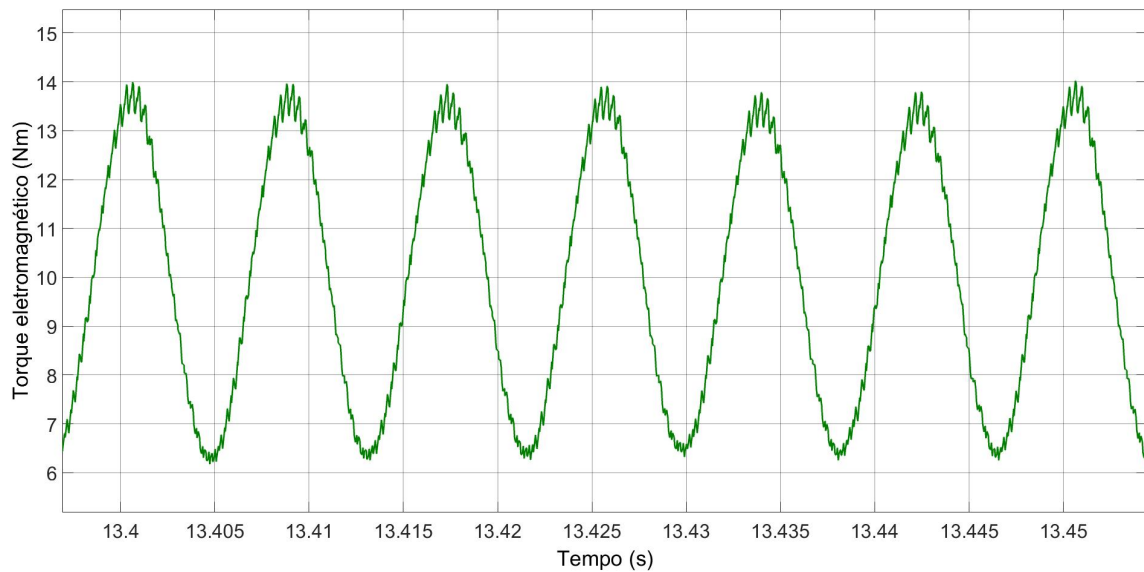
Figura 65 – Ampliação das ondulações do conjugado em regime permanente com a falta da fase A.



Fonte: do Autor

Os principais parâmetros do torque eletromagnético em regime permanente, comparando a operação hexafásica equilibrada com a operação com falta de duas fases, estão consolidados na Tabela 14.

Figura 66 – Ampliação das ondulações do conjugado em regime permanente com a falta das fases A e C.



Fonte: do Autor

Tabela 14 – Comparação quantitativa do Torque eletromagnético em regime permanente

Parâmetro	Sistema hexafásico	Falta fase A	Falta fases A e C
Torque médio (Nm)	9.98	10.04	9.93
Ondulação do torque (Nm)	2,52	14,25	7,27
Torque percentual (%)	25,2	141,3	88,5
Torque máximo (Nm)	11.39	17.22	13.80
Torque mínimo (Nm)	8.87	2.975	6.530

Fonte: do Autor

Embora o motor consiga manter o torque médio necessário para movimentar a carga de 10 Nm, a operação com uma e duas fases em falta provocam uma degradação severa da qualidade do torque eletromagnético, com ondulações notavelmente maiores do que na condição normal, o que compromete significativamente a vida útil dos rolamentos e aumenta o nível de vibração e ruído da máquina.

3.5 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DA QUEDA DE FASE DAS MÁQUINAS TRIFÁSICAS E HEXAFÁSICAS EM PU

Nesta seção, é realizada a comparação entre os resultados de corrente, velocidade e torque eletromagnético durante a queda de fase em máquinas de indução trifásicas e hexafásicas. Ressalta-se que todos os resultados são apresentados em valores por unidade (pu), uma vez que, devido às limitações dos modelos das máquinas disponíveis, não foi possível adotar parâmetros nominais exatamente idênticos nas simulações. Essa diferença nos parâmetros de base não compromete a validade da comparação nem os fenômenos observados.

As Tabelas 15 e 16 apresentam a comparação dos principais parâmetros das máquinas de indução trifásica e hexafásica em regime permanente, tanto na condição normal de operação quanto sob falta de fase.

Tabela 15 – Parâmetros em pu – Sistema trifásico.

Parâmetro	Normal	Falta de 1 fase
Corrente eficaz fase A do estator (pu)	1,000	0,000
Corrente eficaz fase B do estator (pu)	1,000	1,887
Corrente eficaz fase C do estator (pu)	1,000	1,887
Velocidade média (pu)	1,000	0,994
Ondulação total de velocidade (pu)	1,000	0,012
Torque eletromagnético médio (pu)	1,000	1,001
Ondulação total de torque (pu)	0,221	2,152

Fonte: do Autor

Observa-se, na Tabela 15, que a partir da falta de uma fase, há o aumento das correntes do estator nas fases remanescentes em 1,887 vezes, valor semelhante ao esperado de 1,732 vezes (Abdo et al., 2024). A velocidade média possui uma queda menor do que a esperada, sendo 0,994 pu, enquanto esperava-se 0,955 pu; e o torque eletromagnético possui alta estabilidade, decorrente da idealidade do circuito simulado, mantendo-se nominal.

A simulação também indica um aumento nas ondulações da velocidade e do torque eletromagnético da máquina em 0,012 pu e 2,152 pu respectivamente, o que era esperado. Entretanto, diferente do que ocorre na simulação, em uma situação real o aumento das oscilações e das correntes do estator, acarretaria em excessivas vibrações mecânicas e ruído acústico do motor, além da queima das demais bobinas por estresse térmico em um baixo período de operação, levando em conta que a máquina não possui nenhum sistema de proteção (Abdo et al., 2024).

Para a máquina hexafásica, a Tabela 16 apresenta os valores em pu analisados nas simulações da Seção 3.3.

Tabela 16 – Parâmetros em pu – Sistema hexafásico.

Parâmetro	Normal	Falta de 1 fase	Falta de 2 fases
Corrente eficaz fase A do estator (pu)	1,000	0,017	0,017
Corrente eficaz fase B do estator (pu)	1,000	1,208	1,247
Corrente eficaz fase C do estator (pu)	1,000	1,228	0,024
Corrente eficaz fase X do estator (pu)	1,000	1,392	2,784
Corrente eficaz fase Y do estator (pu)	1,000	1,969	2,878
Corrente eficaz fase Z do estator (pu)	1,000	2,263	3,372
Velocidade média (pu)	1,000	0,962	0,781
Ondulação total de velocidade (pu)	1,000	0,028	0,015
Torque eletromagnético médio (pu)	1,000	1,010	0,991
Ondulação total do torque (pu)	0,252	1,413	0,885

Fonte: do Autor

Observa-se que a abertura da fase *A*, pertencente ao conjunto *ABC* do sistema hexafásico assimétrico, provoca um forte desequilíbrio nas correntes do conjunto *XYZ*. As correntes das fases *B* e *C* apresentam aumento de 1,208 vezes, valor muito próximo ao aumento de 1,220 vezes esperado para operação pós falha (Munim et al., 2022).

Visto que as correntes do conjunto *XYZ* tornam-se desequilibradas, como documentado por Munim et al. (2022), tal fenômeno ocorre devido ao desequilíbrio da força magnetomotriz resultante do campo girante, causado pela ausência da fase *A* no conjunto *ABC*, o que induz desbalanceamento significativo conjunto *XYZ*.

Na condição de falta simultânea das fases *A* e *C*, as correntes atingiram valores elevados no conjunto *XYZ*, com o aumento do desequilíbrio, chegando até 3,372 pu na fase *Z*.

Em termos de desempenho mecânico do motor hexafásico assimétrico, na falta da fase *A*, a velocidade média estabilizou-se em 0,962 pu, o torque eletromagnético médio manteve-se praticamente nominal em 1,010 pu, a ondulação total de velocidade se manteve muito baixa (0,027 pu) e a ondulação total de torque elevou-se para 1,421 pu. Já na falta simultânea das fases *A* e *C*, embora a velocidade média tenha caído para 0,781 pu e o torque médio mantido estabilizado, as ondulações reduziram-se significativamente: ondulação de velocidade para 0,015 pu e, sobretudo, ondulação de torque para apenas 0,885 pu, valor inferior ao obtido na falta de uma única fase.

3.5.1 Comparação dos resultados da estrutura mecânica

Após a análise dos resultados da simulação, os principais parâmetros são comparados com o estudo do professor Okpo (2020), que realizou ensaios em máquinas de indução trifásicas e hexafásicas reais (Okpo et al., 2020). Embora os ensaios de Okpo sejam diferentes dos realizados neste trabalho, visto que foram testes reais, contendo a presença de não idealidades e perdas mecânicas e elétricas, verifica-se uma semelhança significativa entre os resultados obtidos em ambos os casos.

A Tabela 17 apresenta a comparação dos valores simulados neste trabalho com os valores adquiridos nos testes de Okpo et al. (2020).

Tabela 17 – Comparação de resultados em pu, para a queda de uma fase.

Perda da fase A	Operação normal	Trifásico	Hexafásico
Velocidade média - Okpo (pu)	1,000	0,955	0,986
Velocidade média - Afonso (pu)	1,000	0,994	0,962
Oscilação do torque - Okpo (pu)	1,000	1,952	1,473
Oscilação do torque - Afonso (pu)	1,000	2,152	1,413
Perda das fases A e C	Operação normal	Trifásico	Hexafásico
Velocidade média - Okpo (pu)	1,000	Inoperável	0,958
Velocidade média - Afonso (pu)	1,000	Inoperável	0,781
Oscilação do torque - Okpo (pu)	1,000	Inoperável	1,389
Oscilação do torque - Afonso (pu)	1,000	Inoperável	0,885

Fonte: do Autor

Para a falha da fase A, verifica-se que, na máquina trifásica, a velocidade média reduz-se muito pouco tanto no ensaio experimental de Okpo et al. (2020) quanto na simulação do presente trabalho, sendo a menor queda no modelo simulado devido ao comportamento idealizado da máquina e do circuito de alimentação. Já a oscilação do torque eletromagnético é elevada em ambos os casos. No modo hexafásico, os resultados de Okpo et al. (2020) são bastante próximos aos valores adquiridos neste trabalho. A simulação da máquina hexafásica apresentou maior queda de velocidade média (0,962 pu) do que a trifásica (0,994 pu), o que pode ser atribuído ao modelo hexafásico adotado para a simulação. A oscilação de torque, por sua vez, mostrou-se semelhante em ambos os trabalhos e significativamente inferior à observada no modo trifásico.

Para a queda das fases A e C, o motor trifásico torna-se inoperável, não conseguindo sequer partir, tanto nos testes reais quanto na simulação. Em contrapartida, o motor hexafásico mantém a capacidade de operação contínua, evidenciando sua principal vantagem: a tolerância a falhas. A velocidade média estabiliza-se em 0,958 pu no ensaio físico de Okpo et al. (2020) e houve uma queda, para 0,781 pu na simulação. A oscilação de torque no ensaio real alcança 1,389 pu, enquanto na simulação fica em 0,885 pu. Esses resultados reforçam robustez e a continuidade na operação das máquinas hexafásicas mesmo sob falhas graves, tornando-as interessantes para aplicações de alta confiabilidade.

3.5.2 Resultados da estrutura elétrica

A Tabela 18 apresenta o comportamento das correntes do estator das máquinas trifásicas e hexafásicas, para a falta da fase A e das fases A e C. No motor trifásico com falta da fase A, as correntes nas fases remanescentes atingiram 1,887 pu, que é o valor esperado. Já no motor hexafásico, embora o conjunto *ABC* tenha apresentado um aumento esperado nas fases B e C, de 1,208 pu e 1,228 pu, comparado com o que se esperava, de 1,23 pu, o conjunto *XYZ* sofre forte desequilíbrio e amplitudes muito superiores ao previsto, alcançando 1,969 pu e 2,263 pu na falta de uma fase e valores extremos de 2,784 pu, 2,878 pu e 3,372 pu na falta das fases A e C.

Tabela 18 – Comparação de correntes do estator em pu, para a queda de uma e duas fase.

Parâmetro	Sistema trifásico	Sistema hexafásico	Sistema hexafásico
Parâmetro	Falta fase A	Falta fase A	Falta fases A e C
Corrente eficaz fase A do estator (pu)	0,000	0,017	0,017
Corrente eficaz fase B do estator (pu)	1,887	1,208	1,247
Corrente eficaz fase C do estator (pu)	1,887	1,228	0,024
Corrente eficaz fase X do estator (pu)	—	1,392	2,784
Corrente eficaz fase Y do estator (pu)	—	1,969	2,878
Corrente eficaz fase Z do estator (pu)	—	2,263	3,372

Fonte: do Autor

Essas correntes excessivamente altas no enrolamento *XYZ* não são reportadas por Okpo et al. (2020) e decorrem da ausência de saturação magnética no modelo simulado. Sem esse o efeito, o modelo permite que as correntes cresçam demasiadamente para manter o torque médio constante, gerando sobrecarga severa. Assim, apesar das vantagens mecânicas da máquina hexafásica, como a menor ondulação de torque e continuidade de operação mesmo com duas fases abertas, este estudo evidencia uma limitação elétrica que necessita ser testada em bancada, pois caso seja comprovada, acarretará na queima de bobinas do conjunto *XYZ* da máquina elétrica, e no estresse térmico dos interruptores do VSI, inutilizando o motor.

4 CONCLUSÃO

O presente trabalho analisou uma situação específica, comparando testes realizados em um ambiente de simulação idealizado com resultados obtidos em ensaios de bancada. Apesar das diferenças nos métodos de ensaio, o comportamento dinâmico das máquinas mostrou-se semelhante em ambos os cenários.

A análise das simulações, realizadas no ambiente MATLAB, revelou diferenças significativas no comportamento das máquinas de indução trifásicas e hexafásicas sob falta de fase. No motor trifásico, a perda de uma única fase provocou oscilações acentuadas nas correntes do estator, com aumento expressivo da amplitude das correntes nas fases restantes, além de ondulações na velocidade do rotor e no torque eletromagnético em regime permanente. Em contraste, a máquina hexafásica assimétrica demonstrou maior robustez e confiabilidade: as ondulações tanto na velocidade quanto no torque foram consideravelmente menores, mas demonstrou um severo desequilíbrio nas correntes. Quando duas fases foram perdidas (A e C), o motor hexafásico ainda conseguiu manter operação estável, com oscilações de torque e velocidade muito inferiores às observadas no sistema trifásico sob uma única falta.

As comparações quantitativas confirmaram a superioridade da topologia hexafásica em termos de tolerância a falhas. Por exemplo, a ondulação no torque eletromagnético em regime permanente com falta de uma fase foi significativamente reduzida no motor hexafásico em relação ao trifásico, permitindo maior continuidade no fornecimento de potência mecânica. Entretanto, as correntes de estator no motor trifásico permaneceram mais equilibradas, resultando em menor estresse térmico nos enrolamentos e nos dispositivos semicondutores do inversor. Esses resultados evidenciaram que a máquina hexafásica possui melhor desempenho mecanicamente, mas possui efeitos negativos eletricamente.

Portanto, o trabalho demonstra que, embora o motor trifásico continue sendo a solução mais econômica para a grande maioria das aplicações, a topologia hexafásica assimétrica apresenta desempenho mecânico superior em condições de falta de fase. Por outro lado, essa configuração revela uma inferioridade elétrica, possuindo um aumento significativo das correntes em um dos conjuntos trifásicos. Apesar dessa limitação, a máquina hexafásica assimétrica contribui para o aumento da confiabilidade em aplicações industriais de alta exigência, desde que sejam adotadas medidas adequadas de proteção e dimensionamento dos componentes.

Algumas sugestões de possíveis trabalhos futuros de forma complementar este:

- Desenvolver a modelagem completa de uma máquina de indução hexafásica compatível com a falta de fase e implementá-la no ambiente de MATLAB/Simulink;
- Desenvolver controle orientado a campo indireto (IRFOC) tolerante a falhas para a máquina hexafásica;
- Realizar análise experimental em bancada real com inversor hexafásico modular, validando as simulações realizadas neste trabalho;

- Comparar o comportamento da máquina hexafásica em operação com falta de duas fases não adjacentes e duas fases adjacentes;
- Estender a análise para máquinas hexafásicas simétricas e comparar tolerância a falhas;

REFERÊNCIAS

- ABDO, Ali et al. Electrical fault detection in three-phase induction motor based on acoustics. In: **2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / ICPS Europe)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 23.
- ABDO, Ali et al. Practical test on the operation of the three-phase induction motor under single-phasing fault. **Applied Sciences**, MDPI, v. 14, n. 11, p. 4690, maio 2024. ISSN 2076-3417. Special Issue: Fault Diagnosis and Detection of Machinery. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/app14114690>. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 84.
- ABU-RUB, H.; MALINOWSKI, M.; AL-HADDAD, K. Properties and control of a doubly fed induction machine. In: **Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications**. [S.l.: s.n., 2014. p. 270–318. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 27.
- ANASTÁCIO, Breno Pereira; DIAS, M. P. **Determinação dos Parâmetros do Motor de Indução Trifásico para Análise de Desempenho Através de Simulação Computacional**. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso) — Centro Universitário Academia - UniAcademia, Varginha, MG, Brasil, 2020. Orientador: M. P. Dias. Graduando em Engenharia Elétrica pelo Centro Universitário Academia - UniAcademia. Professor do curso de Engenharia Elétrica do Centro Universitário Academia - UniAcademia. Citado na página 35.
- AROQUIADASSOU, G. et al. A simple circuit-oriented model for predicting six-phase induction machine performances. In: **IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1441–1446. Citado na página 32.
- BHARTI, Puja; MISHRA, Ambarisha. Mathematical modeling and performance investigation of six-phase and three-phase induction motors. In: **2022 2nd International Conference on Emerging Frontiers in Electrical and Electronic Technologies (ICEFEET)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 41, 42 e 43.
- BIM, E. **Maquinas Eletricas e Acionamentos**. 4. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 24.
- BONNETT, A.H.; SOUKUP, G.C. Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 4, p. 921–937, 1992. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.
- BRINGEZU, Thilo; BIELA, Jürgen. Comparison of optimized motor-inverter systems using a stacked polyphase bridge converter combined with a 3-, 6-, 9-, or 12-phase pmsm. In: **2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. P.1–P.11. Citado na página 49.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 4. ed. Porto Alegre: McGraw-Hill, 2013. Citado 6 vezes nas páginas 20, 21, 22, 23, 28 e 46.
- CUPERTINO, A. F. **Aula 12: Aspectos construtivos do motor de indução trifásico**. 2020. Apresentação de slides. Disponível em: <https://gesep.ufv.br/wp-content/uploads/2021/03/Aula-12-Aspectos-construtivos-MIT.pdf>. Citado na página 20.

DURAN, Mario J.; BARRERO, Federico. 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, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.

DWARI, S.; PARSA, L. Fault-tolerant control of five-phase permanent-magnet motors with trapezoidal back emf. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 2, p. 476–485, Feb 2011. Citado na página 18.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. **Maquinas Elétricas**. 7. ed. Sao Paulo: McGraw-Hill, 2014. Citado 5 vezes nas páginas 22, 23, 28, 30 e 38.

FRANCHI, Claiton Moro. **Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações**. São Paulo: Érica, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 27, 28, 29, 46, 48 e 49.

FRANCISCO, A. M. S. **Motores de Indução Trifásicos**. 2006. Disponível em: https://www.estgv.ipv.pt/PaginasPessoais/lpestanda/maquinas%20el%C3%A9ctricas%202/aulas%20te%C3%B3ricas/Motores_inducao_tri.pdf. Citado 3 vezes nas páginas 25, 27 e 69.

GEORGE, K.; GOPINATHAN, S.; K.S., S. A comparison of three phase and five phase bldc motor. **International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (IJAREEIE)**, v. 2, n. Special Issue 1, December 2013. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 40.

GHOLAMIAN, Mahzad; BEIK, Omid; ARSHAD, Muhammad. A review of state-of-the-art multiphase and hybrid electric machines. **Electronics**, MDPI, v. 13, n. 18, p. 3636, 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/electronics13183636>. Citado na página 37.

HUANG, Jin et al. Multiphase machine theory and its applications. In: **2008 International Conference on Electrical Machines and Systems**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–7. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 40.

JAMES, Akpama Eko; ANIH, Linus; OKORO, Ogbonnaya. Transient analysis and modelling of sixphase asynchronous machine. **American Journal of Electrical Power and Energy Systems**, Science Publishing Group, v. 4, n. 6, p. 77–83, 2015. Citado na página 41.

KLINGSHIRN, E. A. High phase order induction motors - part i-description and theoretical considerations. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-102, n. 1, p. 47–53, Jan 1983. Citado na página 41.

LACERDA, George André Marques. **Estimação de Torque de Motor de Indução Trifásico Utilizando Instrumentos Comuns em Indústrias**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de São João del-Rei, São João del-Rei - MG, Brazil, 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João del-Rei e Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. Citado na página 30.

LEITE, Daniel Furtado. **Sistema de Diagnóstico de Falhas em Máquinas Elétricas de Corrente Alternada**. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, Belo Horizonte, 12 2007. Mestrado em Engenharia Elétrica, Orientador: Prof. Dr. Pyramo Pires da Costa Júnior. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/334446101>. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.

LEVI, E. Multiphase electric machines for variable-speed applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 5, p. 1893–1909, May 2008. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 48.

LIANG, B.; BALL, A. D.; IWNICKI, S. D. Simulation and fault detection of three-phase induction motors. In: **Proceedings of the IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering. TENCOM '02. 2002**. [S.l.: s.n.], 2002. p. 1902–1905 vol.3. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.

MATHWORKS. **MATLAB and Simulink User's Guide**. Natick, 2025. Citado na página 51 p. Acesso em: 25 out. 2025. Disponível em: <https://www.mathworks.com/>. Citado 8 vezes nas páginas 94, 95, 96, 97, 98, 99, 100 e 101.

MATHWORKS. **Simscape Electrical**. Natick, 2025. Citado na página 51 p. Acesso em: 25 out. 2025. Disponível em: <https://www.mathworks.com/products/simscape-electrical.html>. Citado na página 94.

MEISTER, Arthur Alves et al. **Ligação de um Motor Trifásico de 6 terminais: um relato de experiência utilizando laboratórios virtuais do UniFOA**. Volta Redonda, RJ, Brasil, 2025. Apresentado no Simpósio das Exatas, UniFOA. Citado na página 17.

Mesquita, Júlio Filho. **Eletrotécnica: Capítulo 4 - Motores de Indução**. [S.l.]: Faculdade de Engenharia - Dep. de Engenharia Elétrica, 2024. No specific publication year or ISBN provided in the document. Citado 3 vezes nas páginas 23, 26 e 28.

MRAKOVIC, Aleksandar. **Six Phase Induction Motor**. 2018. <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/56125-six-phase-induction-motor>. Version 2.1. Citado na página 70.

MUNIM, Wan Noraishah Wan Abdul et al. Modeling of six-phase induction machine with two isolated neutrals under one open phase fault. In: **2022 IEEE Industrial Electronics and Applications Conference (IEACon)**. Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2022. p. 99–104. ISBN 978-1-6654-8006-2. Citado na página 85.

MUNIM, Wan Noraishah Wan Abdul et al. Multi-phase induction machine analysis: A simulation-based comparison of three-phase and six-phase configurations. In: **2024 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)**. [S.l.: s.n.], 2024. p. 162–167. Citado 4 vezes nas páginas 37, 40, 44 e 73.

NETO, Caroline Soares Rodrigues et al. Motores de indução trifásicos para operações industriais. **Brazilian Journal of Production Engineering**, Editora UFES/CEUNES/DETEC, São Mateus, ES, Brasil, v. 9, n. 4, December 2023. ISSN 2447-5580. Open Access, Creative Commons CC-BY-NC-SA 4.0. Disponível em: <https://doi.org/10.47456/bjpe.v9i4.42440>. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 43.

OKPO, Ekom E. et al. Investigating the dynamic behaviour of a six-phase induction motor under unbalanced faults. IEEE, Ikot Akpaden, Nigeria; Umudike, Nigeria; Pretoria, South Africa; Nsukka, Nigeria, 2020. Accessed on November 07, 2025 from IEEE Xplore. Restrictions apply. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 85.

PADILHA, Juliano Bitencourt; RIES, Lisandra Kittel. **Fundamentos de Máquinas de Indução: Teoria e Prática**. Florianópolis: Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa

Catarina - IFSC, 2024. 67 p. ISBN 978-65-83787-00-2. Citado 8 vezes nas páginas 29, 30, 32, 33, 34, 35, 36 e 37.

PARSA, Leila. On advantages of multi-phase machines. In: IEEE. **31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005**. Raleigh, NC, USA, 2005. p. 1574–1579. ISBN: 0-7803-9252-3. Citado 5 vezes nas páginas 17, 19, 37, 38 e 39.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência Para Geração, Distribuição e Transmissão de Energia Elétrica**. São Paulo: Universidade Federal de São Paulo, 2000. Citado na página 46.

SADIKU, Matthew N.O. Omonowo D. Momoh; AJEWOLE., Titus O. Investigating the effects of faulty induction machine in distribution systems. **Scientific African**, v. 9, p. e00486, 2020. ISSN 2468-2276. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2468227620302246>. Citado na página 17.

TALLAM, Rangarajan 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. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 44.

TEIXEIRA, Lorena Marques. **Análise Computacional do Motor de Indução Trifásico: Regime Transitório e Permanente**. São Carlos, 2009. Orientador: Prof. Dr. Diógenes Pereira Gonzaga. Citado na página 30.

TERRON-SANTIAGO, Carla et al. A review of techniques used for induction machine fault modelling. **Sensors**, v. 21, n. 14, p. 4855, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.

WEG. **Motores de Indução Alimentados por Inversor de Frequência PWM**. 2025. <https://shre.ink/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm>. Disponível em: <https://shre.ink/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm>. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 37.

WU, Bin; NARIMANI, Mehdi. **High-Power Converters and AC Drives**. 2. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2017. 480 p. (IEEE Press Series on Power and Energy Systems). ISBN 978-1-119-15603-1. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.

WU, Yuxuan; HASSAN, Mustafeez ul; LUO, Fang. Design and optimization of a modular multiphase drive for multiphase machines. In: **2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1423–1428. Citado na página 38.

YEPES, Alejandro G. et al. A comprehensive survey on fault tolerance in multiphase ac drives, part 1: General overview considering multiple fault types. **Machines**, v. 10, n. 3, 2022. ISSN 2075-1702. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2075-1702/10/3/208>. Citado na página 39.

APÊNDICE A – AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

Tendo sido apresentados todos os conceitos fundamentais nos capítulos anteriores, este capítulo aborda os testes de simulação do acionamento de motores trifásicos e hexafásicos, considerando cenários com e sem falha de fase. A análise computacional é realizada no ambiente MATLAB®/Simulink®, permitindo a avaliação detalhada do desempenho dos sistemas de controle, da tolerância a falhas e da qualidade das formas de onda em condições operativas variadas.

A.1 FERRAMENTAS UTILIZADAS

A.1.1 Matlab

O MATLAB® (Matrix Laboratory) é um ambiente de programação e análise numérica desenvolvido pela MathWorks®, amplamente utilizado em engenharia elétrica, controle e processamento de sinais. O MATLAB oferece uma linguagem de alto nível voltada para operações matriciais, modelagem de sistemas dinâmicos e simulação numérica, permitindo a implementação de algoritmos complexos de forma eficiente (MATHWORKS, 2025a).

A.1.2 Simulink

Simulink® é uma ferramenta de simulação e modelagem baseada em diagramas de blocos, que possibilita a representação gráfica de sistemas dinâmicos contínuos, discretos ou híbridos. No contexto de sistemas elétricos, o Simulink® permite a construção de modelos que integram máquinas elétricas, linhas de transmissão, controladores e sistemas de excitação, facilitando o estudo do comportamento transitório e do regime permanente de sistemas de potência (MATHWORKS, 2025a).

A.1.3 Simscape Electrical

O Simscape Electrical® (anteriormente conhecido como SimPowerSystems™ e SimElectronics®) é uma extensão do ambiente Simulink® que fornece bibliotecas de componentes para modelagem e simulação de sistemas eletrônicos, mecatrônicos e de potência elétrica. A ferramenta inclui modelos de semicondutores, motores, atuadores eletromecânicos, redes elétricas inteligentes e sistemas de energia renovável, permitindo avaliar arquiteturas de circuitos analógicos, desenvolver sistemas mecatrônicos com acionamentos elétricos e analisar a geração, conversão, transmissão e consumo de energia elétrica em nível de rede (MATHWORKS, 2025b).

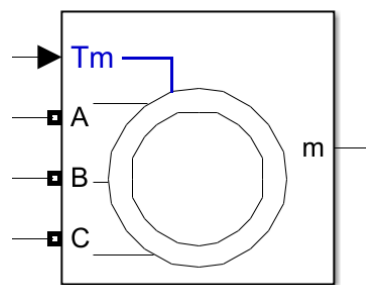
A.2 PRINCIPAIS ELEMENTOS DA SIMULAÇÃO

A.2.1 Máquina Elétrica

A.2.1.1 *Asynchronous Machine SI Units*

Para a simulação da máquina de indução, o bloco **Asynchronous Machine SI Units** é utilizado, mostrado na Figura 67, com a configuração de gaiola de esquilo. As marcações *A*, *B* e *C* representam a entrada da corrente trifásica no motor e em *Tm* é inserida a carga mecânica. Na saída *m* são obtidos os parâmetros através de um bloco chamado bus selector.

Figura 67 – Bloco Asynchronous Machine SI Units.

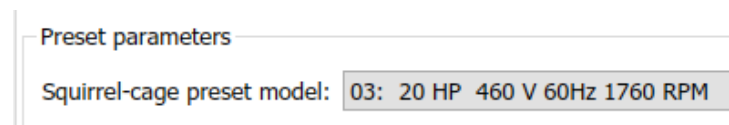


Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.1.2 *Parâmetros Asynchronous Machine SI Units*

A Figura 68 mostra os parâmetros utilizados na máquina de indução. Utilizando os parâmetros mais similares possíveis ao Renault Twizy, veículo elétrico de referência utilizado neste trabalho, como o que pode ser observado na Tabela 21

Figura 68 – Parâmetros da máquina de indução utilizada.



Fonte: adaptado de (MATHWORKS, 2025a)

Tabela 19 – Parâmetros bloco da máquina de indução trifásica.

Parâmetros	Valor
Potência (kW)	14,70
Tensão de linha (V)	460
Frequência (Hz)	60
Polos	4
Velocidade síncrona (RPM)	1798,94

Fonte: do Autor

Tabela 20 – Parâmetros bloco da máquina de indução hexafásica.

Parâmetros	Valor
Potência (kW)	1,89
Tensão de linha (V)	460
Frequência (Hz)	60
Polos	4
Velocidade síncrona (RPM)	1800

Fonte: do Autor

Tabela 21 – Parâmetros do inversor.

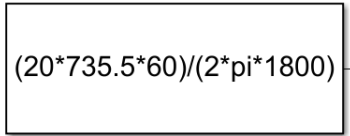
Parâmetros	Valor
Barramento CC (V)	460
Frequência de comutação (Hz)	12k
Índice de modulação	0,95
Interruptores	Ideais

Fonte: do Autor

A.2.1.3 Constant

O bloco **Constant**, ilustrado na Figura 69, representa a carga mecânica da máquina. A equação (35) demonstra como é realizada a conversão de HP para torque eletromagnético, que é a carga utilizada na máquina.

Figura 69 – Bloco Constant.



$$(20 \cdot 735,5 \cdot 60) / (2 \cdot \pi \cdot 1800)$$

Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

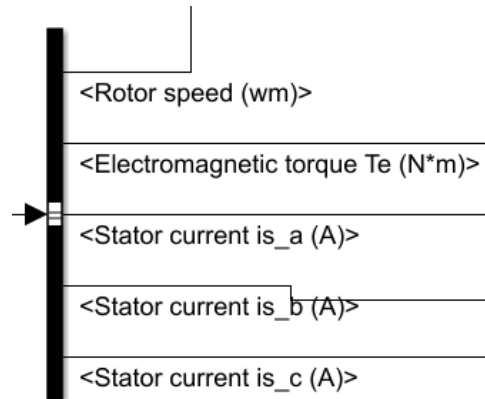
$$T_e = \frac{HP \cdot 735,5 \cdot sm}{2 \cdot \pi \cdot RPM} = \frac{20 \cdot 735,5 \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot 1800} \quad (35)$$

Onde sm é a conversão de segundos para minutos, HP é a potência mecânica e 735,5 é a conversão da potência mecânica para elétrica.

A.2.1.4 Bus Selector

O **Bus Selector** (ou seletor de barramentos) é um bloco utilizado para selecionar os sinais específicos de interesse a partir de um barramento, permitindo o estudo detalhado do comportamento de máquinas elétricas. Com uma ampla gama de opções, o bus selector possibilita monitorar parâmetros do rotor, estator, indutância magnetizante e grandezas mecânicas em geral. Neste trabalho, são selecionadas as correntes das três fases do estator, o torque eletromagnético e a velocidade do rotor, conforme ilustrado na Figura 70.

Figura 70 – Bus selector.

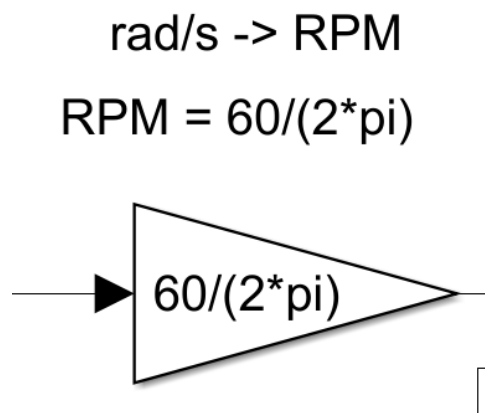


Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.1.5 Gain

O papel do bloco **Gain** na simulação deste trabalho é converter a velocidade angular do rotor de radianos por segundo para rotações por minuto, como indica a Figura 71.

Figura 71 – Bloco Gain.



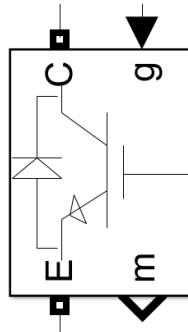
Fonte:(MATHWORKS, 2025a)

A.2.2 Inversor

A.2.2.1 IGBT/Diode

Os interruptores do circuito de VSI são simulados com o bloco de **IGBT/Diode** com um diodo em paralelo com o emissor e coletor, conforme visto na Figura 72. É interessante destacar que este bloco possui um resistor e um capacitor de Snubber, os quais são configurados com $R_s=1\text{ M}\Omega$ e $C_s=1\text{ }\mu\text{F}$, e a resistência interna do interruptor é $R_{on} = 1\text{ m}\Omega$.

Figura 72 – Bloco IGBT/Diode.

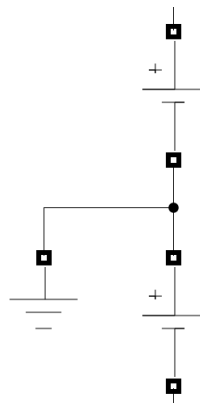


Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.2.2 Barramento CC do Inversor

As baterias do inversor, representadas pelo bloco **DC Voltage Source**, são compostas por duas baterias CC sem série, com um ponto em comum, conforme a Figura 73. Cada um das fontes possui metade da tensão total de acionamento do motor.

Figura 73 – Bloco DC Voltage Source.



Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.3 Modulação SPWM

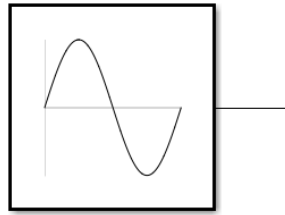
A.2.3.1 Onda Senoidal

O bloco **Sine Wave**, mostrado na Figura 74, gera sinais senoidais de referência para as fases, defasadas de acordo com a Tabela 5. Esses sinais representam as tensões de referência moduladas.

A.2.3.2 Sequência Repetitiva

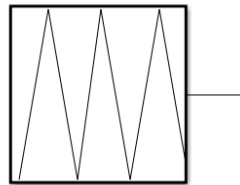
O bloco **Repeating Sequence**, ilustrado na Figura 75, gera a onda triangular (portadora) de alta frequência, comum às fases. Esta portadora é usada para a geração dos pulsos de comando do inversor de tensão.

Figura 74 – Bloco Sine Wave.



Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

Figura 75 – Bloco Repeating Sequence.

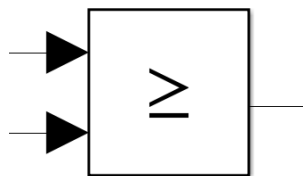


Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.3.3 Comparador do PWM

O bloco **Relational Operator** (configurado como $\geq$), apresentado na Figura 76, compara a senoide de referência de cada fase com a onda triangular. A saída é lógica: 1 quando a referência é maior ou igual à portadora, 0 caso contrário. Gera os pulsos SPWM dos interruptores superiores do inversor de tensão (S1, S2, S3).

Figura 76 – Bloco Relational Operator.

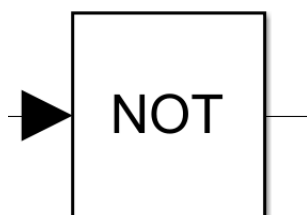


Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.3.4 Operador Lógico – NOT

O bloco **NOT**, conforme Figura 77, inverte os sinais dos pulsos inferiores (S4, S5, S6). Como em um inversor de meia ponte, a comutação é complementar com tempo morto (não modelado aqui), o pulso do transistor inferior é a negação do superior.

Figura 77 – Bloco NOT.



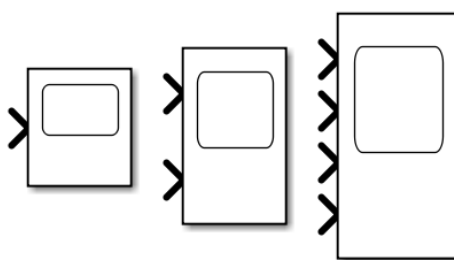
Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.4 Visualização

A.2.4.1 Scope

Para a visualização de resultados da simulação é utilizado o bloco **Scope**, representado na Figura 78, que permite monitorar simultaneamente múltiplas saídas do sistema em tempo de simulação, plotando-as em um osciloscópio virtual.

Figura 78 – Bloco Scope.



Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.5 Estudo de Falta de Fase

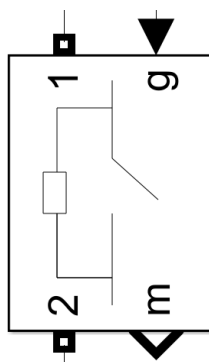
A.2.5.1 Ideal Switch

Para o estudo da falta de falha do inversor, o bloco **IdealSW** é utilizado, conforme a Figura 79, para simular a perda de controle do acionamento das chaves. Seu funcionamento ocorre anulando a corrente que passa na determinada fase através de uma sinal de pulso programado para cortar a fase.

A.2.5.2 Step

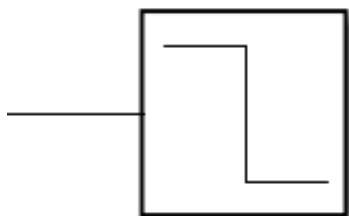
O bloco **Step**, visto na figura 80 é responsável pela ativação da chave ideal, discutida anteriormente. Tal bloco é inicia-se em modo baixo, deixando a chave curto-circuitada e, após 125ms é ativado, abrindo a chave ideal e, conseqüentemente a fase.

Figura 79 – Bloco Ideal Switch.



Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

Figura 80 – Bloco Step.



Fonte: (MATHWORKS, 2025a)

A.2.6 Funcionamento da Simulação

A.2.6.1 Powergui

O bloco **Powergui**, configurado no modo *Continuous*, como mostrado na Figura 81, é necessário para o funcionamento de simulações de sistemas de potência com o Simscape Electrical.

Figura 81 – Bloco Powergui.



Fonte: (MATHWORKS, 2025a)