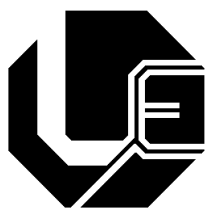


Universidade Federal de Uberlândia - UFU
Faculdade de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



**Proposta de Comutação com Chaves Eletrônicas
da Capacitância Dinâmica para Controle de
Motores de Indução Trifásicos Assimétricos**

Wellington do Prado

Uberlândia – MG

2025

Wellington do Prado

Proposta de Comutação com Chaves Eletrônicas da
Capacitância Dinâmica para Controle de Motores de
Indução Trifásicos Assimétricos

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Orientador: PhD. Geraldo Caixeta Guimarães

Uberlândia – MG
2025

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

P896 2025	Prado, Wellington do, 1977- Proposta de Comutação com Chaves Eletrônicas da Capacitância Dinâmica Para Controle de Motores de Indução Trifásicos Assimétricos [recurso eletrônico] : Proposta de Comutação com Chaves Eletrônicas da Capacitância Dinâmica Para Controle de Motores de Indução Trifásicos Assimétricos / Wellington do Prado. - 2025. Orientador: Geraldo Caixeta Guimarães. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Modo de acesso: Internet. Disponível em: http://doi.org/10.14393/ufu.te.2025.177 Inclui bibliografia. 1. Engenharia elétrica. I. Guimarães, Geraldo Caixeta, 1954-, (Orient.). II. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. III. Título. CDU: 621.3
--------------	--

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
 Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
 Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Tese de Doutorado, 346 , PPGEELT				
Data:	Vinte e oito de Fevereiro de Dois mil e vinte e cinco	Hora de início:	14:00	Hora de encerramento:	17:00
Matrícula do Discente:	12113EEL002				
Nome do Discente:	Wellington do Prado				
Título do Trabalho:	Proposta de Comutação com Chaves Eletrônicas da Capacitância Dinâmica Para Controle de Motores de Indução Trifásicos Assimétricos				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Sistemas Elétricos de Potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Geraldo Caixeta Guimarães. Título do projeto: Análise matemática, computacional e laboratorial de um sistema solar fotovoltaico conectado à rede elétrica. Agência financiadora: Não se aplica. Número do processo na agência financiadora: Não se aplica. Vigência do projeto: 2012 - atual.				

Reuniu-se no Anfiteatro do Bloco 1E da Universidade Federal de Uberlândia, a Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Doutores: Fernando Bento Silva (UFU), Thales Lima Oliveira (UFU), Raul Vitor Arantes Monteiro (UFMT), Antônio Manoel Batista da Silva (UNIUBE) e Geraldo Caixeta Guimarães, orientador do discente.

Iniciando os trabalhos o presidente da mesa, Prof. Dr. Geraldo Caixeta Guimarães, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir, o senhor presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir o candidato. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o candidato:

APROVADO.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor. O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Thales Lima Oliveira, Usuário Externo**, em 28/02/2025, às 21:42, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Geraldo Caixeta Guimarães, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/02/2025, às 21:57, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fernando Bento Silva, Professor(a) do Magistério Superior**, em 28/02/2025, às 23:03, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **RAUL VITOR ARANTES MONTEIRO, Usuário Externo**, em 01/03/2025, às 11:36, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Antonio Manoel Batista da Silva, Usuário Externo**, em 05/03/2025, às 13:32, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **6097912** e o código CRC **3F8C5F45**.

*À minha esposa Pauliana Siqueira
Borges Prado, meu presente, luz do
meu dia, sem ela nenhum sonho seria
possível ou valeria a pena.*

*Aos meus filhos Samuel Borges Prado e
Helena Borges Prado, razão de tudo,
aos quais dedico minha vida.*

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus e, em seguida, a todos aqueles que contribuíram para realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Uberlândia, por intermédio do Departamento de Engenharia Elétrica.

Ao meu orientador, professor Geraldo Caixeta Guimarães, pela amizade, dedicação, paciência e pela competente, segura e valiosa orientação com as indicações certas e precisas em todos os momentos da realização deste trabalho.

Ao professor e amigo Dr. Marcos Antônio Arantes de Freitas pela ajuda, preocupação e incentivo.

Aos meus amigos do setor de Tecnologia da Informação do IFG, Campus Itumbiara, Leonardo Garcia Marques, Eduardo Mizael Clemente e Gesmar de Paula Santos Júnior, pelo apoio, ajuda e incentivo.

Aos muitos outros, mestres, amigos ou simplesmente conhecidos que, de modo diferente, foram fundamentais na minha formação, auxiliando-me em muitas ocasiões.

Resumo

Prado, W. **Proposta de Comutação com Chaves Eletrônicas da Capacitância Dinâmica para Controle de Motores de Indução Trifásicos Assimétricos**. 219 p. Tese – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia - UFU, 2025.

No Brasil, uma proporção expressiva da população ainda mora na área rural, uma área de grande importância para o fortalecimento de nossa economia. A rede elétrica de tensão monofásicas, a um ou dois condutores, representa uma alternativa bastante viável para o setor elétrico brasileiro para o atendimento a cargas rurais, certamente em função dos baixos investimentos associados comparados às redes trifásicas de distribuição de energia elétrica, devido a este cenário, o presente trabalho visa colaborar com a expansão do mercado de energia elétrica em áreas rurais, oferecendo uma possibilidade inovadora para solução dos problemas através do motor de indução trifásico assimétrico alimentado por uma fonte de tensão monofásica. Neste sistema, quando aplicado um chaveamento dinâmico de capacitores ao longo de seu funcionamento, ou seja, mesmo com a variação de carregamento do motor, essa topologia inovadora é capaz de manter o rendimento do motor quando comparado ao motor trifásico tradicional. São apresentados resultados teóricos e práticos da aplicação deste chaveamento em um motor de indução trifásico assimétrico de 2 CV, construído para este estudo. Esta análise permitiu obter conclusões satisfatórias quanto ao funcionamento do motor de indução trifásico assimétrico com alimentação monofásica, quando instalado com o sistema proposto neste trabalho, o trabalho evidencia que a proposta se mostra construtivamente simples, oferece baixos requisitos de manutenção e exige investimentos relativamente atrativos.

Palavras-chave: Corrente de Partida, Chaveamento de Capacitor, Motor de Indução Trifásico, Motor Assimétrico, Fator de Potência.

Abstract

Prado, W. **Proposal for Commutation with Electronic Switches of Dynamic Capacitance for Control of Asymmetric Three-Phase Induction Motors**. 219 p. Ph.D. Thesis – Faculty of Electrical Engineering, Federal University of Uberlândia, 2025.

Currently in Brazil, a large portion of the population still live in rural areas, an area which plays a vital role in fortifying the economy. The single-phase power grid, using one or two conductors, represents an extremely viable alternative for the Brazilian energy sector, especially in the delivering of rural loads, certainly due to the low investment associated, chiefly when compared to the three-phase power distribution grid. Considering this scenario, the present work aims at collaborating with the expansion of the electric energy market in rural areas, by offering an innovative solution to problems through the asymmetric three-phase induction motor powered by a single-phase voltage source. In this system, when capacitor switching is applied throughout its operation, i.e., even with motor load variation, the switching system manages to maintain the motor efficiency when compared to the original three-phase motor. Theoretical results are presented for the application of this switching on an asymmetric three-phase induction motor of 2 hp. This analysis allows satisfactory conclusions in terms of the operation of the asymmetric three-phase induction motor equipped with a capacitor switching system. The work shows that the proposal is constructively simple, while offering low maintenance requirements and pointing to extremely attractive investments.

Keywords: Inrush Current, Capacitor Switching, Three-Phase Induction Motor, Asymmetric Motor, Power Factor.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Distribuição das bobinas do enrolamento da fase “j”.	45
Figura 2 – Representação da posição relativa dos eixos das diversas fases da máquina.	48
Figura 3 – Detalhes da conexão do estator da máquina de indução assimétrica.	58
Figura 4 – Circuitos relativos às impedâncias $\dot{Z}_p$ e $\dot{Z}_N$.	66
Figura 5 – Motor assimétrico – Ligação Y.	68
Figura 6 – conjugado do motor pela capacitância.	74
Figura 7 – Corrente I_a do motor pela capacitância.	75
Figura 8 – Corrente I_b do motor pela capacitância.	75
Figura 9 – Corrente I_c do motor pela capacitância.	76
Figura 10 – Montagem das Bobinas no Estator.	78
Figura 11 – Diagrama de acionamento do motor assimétrico na primeira situação.	82
Figura 12 – Tela Principal do Sistema.	83
Figura 13 – Bloco aplicação de carga.	84
Figura 14 – Interno do bloco aplicação de carga.	84
Figura 15 – Bloco medidas da máquina/controle.	85
Figura 16 – Bloco fonte monofásica.	86
Figura 17 – Interior do bloco fonte monofásica.	86
Figura 18 – Bloco Rendimento da Máquina.	87
Figura 19 – Parâmetros do motor de indução trifásico assimétrico.	88
Figura 20 – Conjugado da Máquina com Variação da Carga e com Capacitor fixo de $40\mu F$.	89
Figura 21 – Degrau de Carga Aplicada no Motor.	90
Figura 22 – Rendimento do motor assimétrico com capacitor fixo de $40\mu F$.	90
Figura 23 – Velocidade do Motor Assimétrico com Variação de Carga e com Capacitor de $40\mu F$.	91
Figura 24 – Valores da Corrente Durante o Degrau de Carga Aplicado no Motor.	92

Figura 25 – Ampliação de um Momento Durante a Partida do Motor com $40\mu F$ de Capacitor.	93
Figura 26 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 0% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.	94
Figura 27 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 20% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.	94
Figura 28 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 50% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.	95
Figura 29 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 80% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.	95
Figura 30 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 100% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.	96
Figura 31 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 120% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.	96
Figura 32 – Diagrama de acionamento do motor assimétrico na segunda situação. .	97
Figura 33 – Conjugado da Máquina com Variação da Carga e com Variação dos Capacitor.	98
Figura 34 – Degrau de Carga Aplicada no Motor.	99
Figura 35 – Rendimento do motor assimétrico com Variação da Carga e com Variação dos Capacitor.	99
Figura 36 – Velocidade do Motor Assimétrico com Variação de Carga e do Capacitor.	100
Figura 37 – Valores da Corrente Durante o Degrau de Carga Aplicado no Motor. .	102
Figura 38 – Ampliação de um Momento Durante a Partida do Motor.	103
Figura 39 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 0% da Carga e $15\mu F$ de Capacitor.	103
Figura 40 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 20% da Carga e $20\mu F$ de Capacitor.	104
Figura 41 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 50% da Carga e $27\mu F$ de Capacitor.	104
Figura 42 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 80% da Carga e $35\mu F$ de Capacitor.	105
Figura 43 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 100% da Carga e $40\mu F$ de Capacitor.	105
Figura 44 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 120% da Carga e $43\mu F$ de Capacitor.	106
Figura 45 – Diagrama de acionamento do motor assimétrico na terceira situação..	107
Figura 46 – Tela Principal do Sistema.	109
Figura 47 – Bloco Aplicação de Carga e o controle da carga.	109
Figura 48 – Bloco Controlador de Corrente.	110

Figura 49 – Controle PI e Bloco do Circuito de disparo dos tiristores.	110
Figura 50 – Bloco Rendimento da Máquina.	111
Figura 51 – Circuito de Disparo dos Tiristores.	111
Figura 52 – Medições da Máquina/Controle.	112
Figura 53 – Bloco Medidas das chaves.	113
Figura 54 – Bloco Fonte + Triac.	113
Figura 55 – Interior do Bloco Fonte + Triac.	114
Figura 56 – Parâmetros do motor de indução trifásico assimétrico.	114
Figura 57 – Conjugado da Máquina com Variação da Carga e com Chaveamento eletrônico do Capacitor.	115
Figura 58 – Degrau de Carga Aplicada no Motor.	116
Figura 59 – Rendimento do motor assimétrico com Variação da Carga e com chaveamento eletrônico da capacitância.	117
Figura 60 – Velocidade do Motor Assimétrico com Variação de Carga e chaveamento eletrônico do Capacitor	118
Figura 61 – Valores da corrente durante o degrau de carga plicado no Motor. . . .	119
Figura 62 – Analise das distorções das correntes I_a , I_b e I_c , durante o chaveamento dos tiristores.	120
Figura 63 – calculado FFT da corrente I_b (vermelha).	121
Figura 64 – Corrente de partida do motor assimétrico chaveamento eletrônico dos capacitores.	122
Figura 65 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 0% da carga. . . .	123
Figura 66 – Harmônico da Figura 65 fase a.	123
Figura 67 – Harmônico da Figura 65 fase b.	124
Figura 68 – Harmônico da Figura 65 fase c.	124
Figura 69 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 20% da carga. . . .	125
Figura 70 – Harmônico da Figura 69 fase a.	126
Figura 71 – Harmônico da Figura 69 fase b.	126
Figura 72 – Harmônico da Figura 69 fase c.	127
Figura 73 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 50% da carga. . . .	128
Figura 74 – Harmônico da Figura 73 fase a.	128
Figura 75 – Harmônico da Figura 73 fase b.	129
Figura 76 – Harmônico da Figura 73 fase c.	129
Figura 77 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 80% da carga. . . .	130
Figura 78 – Harmônico da Figura 77 fase a.	130
Figura 79 – Harmônico da Figura 77 fase b.	131
Figura 80 – Harmônico da Figura 77 fase c.	131
Figura 81 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 100% da carga. . .	132
Figura 82 – Harmônico da Figura 81 fase a.	132

Figura 83 – Harmônico da Figura 81 fase b.	133
Figura 84 – Harmônico da Figura 81 fase c.	133
Figura 85 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 120% da carga. . .	134
Figura 86 – Harmônico da Figura 85 fase a.	135
Figura 87 – Harmônico da Figura 85 fase b.	135
Figura 88 – Harmônico da Figura 85 fase c.	136
Figura 89 – Bancada de teste	141
Figura 90 – Motor 10 cv Utilizado como carga.	142
Figura 91 – Inversor de frequência CFW-09.	143
Figura 92 – Capacitor utilizado no teste prático.	145
Figura 93 – Projeto da placa de controle de disparo dos Triac.	146
Figura 94 – Placa de controle construída conforme projeto.	147
Figura 95 – Placa de disparo dos Triac.	149
Figura 96 – Condicionamento da alimentação.	150
Figura 97 – Circuito detector de zero utilizado no projeto para detecção da frequência da tensão da rede.	152
Figura 98 – Oscilograma de operação do circuito detector de zero.	152
Figura 99 – Condicionador de sinal utilizado no projeto para condicionamento de sinal do TC de uma fase de alimentação do motor.	153
Figura 100 – Medição da tensão.	154
Figura 101 – Circuito de conexão e comunicação para display LCD gráfico serial.. .	155
Figura 102 – Esquemático do circuito de chaveamento do capacitor.. . . .	156
Figura 103 – Formas de onda típicas do circuito para uma carga puramente resistiva e ângulo e disparo de 90°	157
Figura 104 – Analisador de energia	158
Figura 105 – Esquema de conexão do analisador de energia	158
Figura 106 – Tacômetro.	159
Figura 107 – Corrente em regime fase “a” simulada com 20% de carregamento. . . .	160
Figura 108 – Corrente em regime fase “a” experimental com 20% de carregamento. .	160
Figura 109 – Harmônico fase “a” experimental com 20% de carregamento.	161
Figura 110 – Corrente em regime fase “b” simulada com 20% de carregamento. . . .	161
Figura 111 – Corrente em regime fase “b” experimental com 20% de carregamento. .	162
Figura 112 – Harmônico fase “b” experimental com 20% de carregamento.	162
Figura 113 – Corrente em regime fase “c” simulada com 20% de carregamento. . . .	163
Figura 114 – Corrente em regime fase “c” experimental com 20% de carregamento. .	163
Figura 115 – Harmônico fase “c” experimental com 20% de carregamento.	164
Figura 116 – Velocidade em regime de 20% de carregamento.	165
Figura 117 – Corrente em regime fase “a” simulada com 50% de carregamento. . . .	166
Figura 118 – Corrente em regime fase “a” experimental com 50% de carregamento. .	166

Figura 119–Harmônico fase “a” experimental com 50% de carregamento.	167
Figura 120–Corrente em regime fase “b” simulada com 50% de carregamento. . . .	167
Figura 121–Corrente em regime fase “b” experimental com 50% de carregamento. .	168
Figura 122–Harmônico fase “b” experimental com 50% de carregamento.	168
Figura 123–Corrente em regime fase “c” simulada com 50% de carregamento. . . .	169
Figura 124–Corrente em regime fase “c” experimental com 50% de carregamento. .	169
Figura 125–Harmônico fase “c” experimental com 50% de carregamento.	170
Figura 126–Velocidade em regime de 50% de carregamento.	171
Figura 127–Corrente em regime fase “a” simulada com 80% de carregamento. . . .	172
Figura 128–Corrente em regime fase “a” experimental com 80% de carregamento. .	172
Figura 129–Harmônico fase “a” experimental com 80% de carregamento.	173
Figura 130–Corrente em regime fase “b” simulada com 80% de carregamento. . . .	173
Figura 131–Corrente em regime fase “b” experimental com 80% de carregamento. .	174
Figura 132–Harmônico fase “b” experimental com 80% de carregamento.	174
Figura 133–Corrente em regime fase “c” simulada com 80% de carregamento. . . .	175
Figura 134–Corrente em regime fase “c” experimental com 80% de carregamento. .	175
Figura 135–Harmônico fase “c” experimental com 80% de carregamento.	176
Figura 136–Velocidade em regime de 80% de carregamento.	177
Figura 137–Corrente em regime fase “a” simulada com 100% de carregamento. . . .	178
Figura 138–Corrente em regime fase “a” experimental com 100% de carregamento. .	178
Figura 139–Harmônico fase “a” experimental com 100% de carregamento.	179
Figura 140–Corrente em regime fase “b” simulada com 100% de carregamento. . . .	179
Figura 141–Corrente em regime fase “b” experimental com 100% de carregamento. .	180
Figura 142–Harmônico fase “b” experimental com 100% de carregamento.	180
Figura 143–Corrente em regime fase “c” simulada com 100% de carregamento. . . .	181
Figura 144–Corrente em regime fase “c” experimental com 100% de carregamento. .	181
Figura 145–Harmônico fase “c” experimental com 100% de carregamento.	182
Figura 146–Velocidade em regime de 100% de carregamento.	182
Figura 147–Corrente em regime fase “a” simulada com 120% de carregamento. . . .	183
Figura 148–Corrente em regime fase “a” experimental com 120% de carregamento. .	184
Figura 149–Harmônico fase “a” experimental com 120% de carregamento.	184
Figura 150–Corrente em regime fase “b” simulada com 120% de carregamento. . . .	185
Figura 151–Corrente em regime fase “b” experimental com 120% de carregamento. .	185
Figura 152–Harmônico fase “b” experimental com 120% de carregamento.	186
Figura 153–Corrente em regime fase “c” simulada com 120% de carregamento. . . .	186
Figura 154–Corrente em regime fase “c” experimental com 120% de carregamento. .	187
Figura 155–Harmônico fase “c” experimental com 120% de carregamento.	187
Figura 156–Velocidade em regime de 120% de carregamento.	188

Lista de tabelas

Tabela 1 – Especificações Técnicas do Motor.	73
Tabela 2 – Especificações Técnicas do Motor.	73
Tabela 3 – Dados de bobinagem WEG Trifásicos 220 V – 380 V. 60 Hz, 4 polos, camada única.	77
Tabela 4 – Especificações Técnicas do Motor.	81
Tabela 5 – Tempo e aplicação de carga no motor.	84
Tabela 6 – Rendimento do motor assimétrico com variação da carga e capacitor de $40\mu F$ fixo.	91
Tabela 7 – Variação da Velocidade em Relação ao Degrau de Carga.	92
Tabela 8 – Variação da Velocidade em Relação ao Degrau de Carga.	93
Tabela 9 – Rendimento do motor assimétrico com variação da carga e capacitor. .	100
Tabela 10 – Variação da Velocidade em Relação ao Degrau de Carga.	101
Tabela 11 – Valores de Corrente Regime Permanente com variação da carga e com chaveamento manual de capacitor	102
Tabela 12 – Tempo e Aplicação de Carga no Motor.	108
Tabela 13 – Rendimento do motor assimétrico com chaveamento eletrônico da capa- citância.	117
Tabela 14 – Variação da Velocidade em Relação ao Degrau de Carga.	118
Tabela 15 – Valores de corrente em regime permanente com controle automático. .	118
Tabela 16 – Comparativo das correntes nas 3 situações e em seus carregamentos. .	137
Tabela 17 – Relação de velocidade $\times$ carga e frequência do inversor.	144
Tabela 18 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 20%.	164
Tabela 19 – Comparação valores de RPM para carga aplicada de 20%.	165
Tabela 20 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 50%.	170
Tabela 21 – Comparação valores de RPM para carga aplicada de 50%.	171
Tabela 22 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 80%.	176
Tabela 23 – Comparação de valores de RPM para carga aplicada de 80%.	177
Tabela 24 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 100%.	182

Tabela 25 – Comparação valores de RPM para carga aplicada de 100%. 183

Tabela 26 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 120%. 187

Tabela 27 – Comparação valores de RPM para carga aplicada de 120%. 188

Tabela 28 – Fator de potência. 189

Lista de abreviaturas e siglas

$[L]$	Matriz de indutâncias.
$2, i_j$	Correntes nas fases i e j , respectivamente.
$2p$	Número de pólos da máquina.
J	Momento de inércia das partes girantes.
k_{di}	Permeância do circuito magnético de dispersão.
k_{dih}, k_{djh}	Fatores de distribuição das fases i e j , respectivamente.
k_{pih}, k_{pjh}	Fatores de passo das fases i e j , respectivamente.
L	Comprimento do cilindro rotórico.
L_2, L_{jj}	Indutâncias próprias das fases i e j , sem dispersão, respectivamente.
L_i	Indutância de dispersão da fase i .
L_{di}, L_{dj}	Indutâncias de dispersão das fases i e j , respectivamente.
L_{ij}	Indutância mútua entre as fases i e j , respectivamente.
$MITA$	Motor de Indução Trifásico Assimétrico.
N_i, N_j	Números de espiras das fases i e j , respectivamente.
n_i, n_j	Números de bobinas das fases i e j , respectivamente.
p	Número de polos.
R	Raio do entreferro.
$R'R$	Resistência do rotor, referida ao estator, da fase a .

Rr'	Resistência do rotor, referida ao estator.
Rs	Resistência do estator.
Rs_a, Xs_a	Resistência e reatância de dispersão da fase a .
Rs_b, Xs_b	Resistência e reatância de dispersão da fase b .
Rs_c, Xs_c	Resistência e reatância de dispersão da fase c .
r_i, r_j	Resistências das fases i e j , respectivamente.
s	Escorregamento da máquina.
Tc	Conjugado resistente.
Tm	Conjugado eletromagnético.
v_i, v_j	Tensões nas fases i e j , respectivamente.
W_R	Velocidade angular da máquina.
X'_{RB}	Reatância de dispersão a rotor bloqueado, referida ao estator, da fase a .
Xm	Reatância de magnetização da fase a .
Xm	Reatância de magnetização.
Xr'	Reatância de dispersão do rotor bloqueado, referida ao estator.
Xs	Reatância de dispersão do estator.
λ_i, λ_j	Concatenamentos de fluxo magnético das fases i e j , respectivamente.
θ	Deslocamento angular em graus elétricos.
θ_R	Deslocamento angular, em graus mecânicos.

Sumário

1	Introdução	27
1.1	Contextualização	27
1.2	Discussões Sobre o Trabalho	30
1.3	Objetivo Geral	31
1.4	Objetivos Específicos	31
2	Estado da Arte	33
3	Modelagem Matemática	43
3.1	Considerações Gerais	43
3.2	Modelagem no Domínio do Tempo	44
3.2.1	Equações Elétricas Genéricas	44
3.2.2	Modelagem da máquina assimétrica	48
3.2.3	Indutâncias harmônicas da máquina assimétrica	49
3.2.4	Concatenamentos de Fluxo Magnético da Máquina Assimétrica	50
3.2.5	Relação Entre k , k_l , k'_l e os Parâmetros do Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico Simétrico	57
3.2.6	Equações Elétricas e Mecânicas da Máquina Assimétrica com Alimentação Monofásica	58
3.2.7	Resolução do Sistema de Equações da Máquina Assimétrica	62
3.3	Modelagem no Domínio da Frequência	64
3.3.1	Modelagem do Motor de Indução Trifásico Assimétrico em Regime Permanente	64
3.3.2	Equações Básicas	65

3.3.3	Modelagem do Motor Assimétrico na Conexão Y	68
3.4	Projeto do Motor de Indução Trifásico Assimétrico com Alimentação Mono- fásica	72
3.4.1	Obtenção dos Parâmetros da Máquina de Indução	72
3.4.2	Dados Construtivos	73
3.5	Chaveamento de Capacitores	78
4	Simulação Computacional para Acionamento do MITA 3Ø/1Ø	81
4.1	Simulação computacional dos três sistemas de acionamento do motor assi- métrico	81
4.1.1	Situação 1: Simulação Computacional com Capacitor Fixo e Altera- ção da Carga	82
4.1.2	Situação 2: Simulação Computacional com Variação do Capacitor de Acordo com a Carga Aplicada	97
4.1.3	Situação 3 – Simulação Computacional Chaveamento de Capacitor Automático	107
4.2	Análise dos Harmônicos Gerados na Situação 3 Durante o Chaveamento dos Tiristores	119
4.3	Análise dos Harmônicos Gerados na Situação 3 Durante o Chaveamento dos Tiristores	119
5	Ensaaios Experimentais	141
5.1	Bancada de Teste	141
5.1.1	Metodologia para Aplicação de Carga	142
5.1.2	Capacitor	144
5.1.3	Placa Eletrônica para Controle do Motor Assimétrico	145
5.2	Descrição de Funcionamento da Placa de Controle	148
5.2.1	Condicionamento da Alimentação	150
5.2.1.1	Detectors de Zero (Zero Crossing Detector)	150
5.2.1.2	Medição de Corrente	152
5.2.1.3	Medida de Tensão	153
5.2.1.4	Bornes de conexão: LCD e Teclado Matricial	154
5.2.2	Auxiliar – Chaveamento do Capacitor	155
5.3	Análise das Correntes	157

5.3.1	Ensaios Experimentais	159
5.4	Fator de Potência	188
6	Conclusões e Propostas	191
6.1	Conclusão da Simulação	191
6.2	Conclusão dos Testes Experimentais	192
6.3	Propostas para Continuidade do Trabalho	193
	Referências	195
	 Anexos	 199
	ANEXO A Programa para encontrar valores de b, c e Cap	201
	ANEXO B Controle	209

Introdução

1.1 Contextualização

A energia elétrica se apresenta como um forte aliado do homem do campo ao melhorar sua qualidade de vida (RIBEIRO, 1997) a partir do uso domiciliar ou como insumo agregado ao processo produtivo ao contribuir para a obtenção de melhores índices de produtividade e qualidade em seus produtos.

No estado de Goiás, há algum tempo, a concessionária de energia elétrica já estabeleceu iniciativas para levar energia ao meio rural a partir de outubro de 1987 (FERREIRA; JUNIOR, 2000). A então na época a concessionária CELG (Centrais Elétricas de Goiás) precisava de novos recursos para aplicar na expansão de linhas rurais em seus sistemas de energia elétrica, tendo em vista que tinha reduzido os investimentos devido à crise econômica brasileira.

Todas as áreas de trabalho no meio rural, especialmente a agropecuária e agricultura, constituem-se como uma das principais fontes de divisas do nosso país dentro do contexto econômico nacional, atestando, assim, o importante papel que esse setor desempenha no âmbito nacional.

Devido ao baixo consumo de energia elétrica juntamente com a limitação de recursos financeiros para investimento em programas de eletrificação rural, as concessionárias de energia elétrica instalaram sistemas elétricos de distribuição monofásicos ou monofilares. Tais características foram justificadas por:

1. Pequeno consumo de energia elétrica mensal; ;
2. Poucos consumidores por quilometro de rede de energia elétrica; - pequenas demandas máximas simultâneas.

Muito embora a topologia monofásica com um ou dois condutores consiga atender a

maioria das necessidades das instalações rurais, há certas particularidades que necessitam de cargas motrizes com potências mais significativas por parte de alguns consumidores agrários, orientam para o emprego de motores trifásicos. Habitualmente a solução para o problema tem sido a substituição do ramal monofásico do consumidor rural por um novo ramal de topologia trifásica. Porém, tal substituição tem custo elevado e, muitas vezes, inviabiliza tanto para o consumidor quanto para as concessionárias de distribuição de energia. Em algumas ocasiões, são também utilizados inversores de frequência de entrada monofásico e saída trifásico, baseados em eletrônica de potência. Contudo, tal solução tem custo elevado, pois comercialmente a potência fornecida limita-se a motor de 15 cv. Acima dessa potência, somente por pedido diretamente ao fornecedor (WEG S.A.,).

Atualmente, o desenvolvimento de novas técnicas de plantio irrigado e mesmo a beneficiação de produtos agrícolas nos próprios locais de produção, de acordo com Carvalho (2004) impõem ao produtor rural a necessidade de aumentar o consumo de energia elétrica, principalmente, em termos de demanda máxima. E com o sistema monofásico à disposição, o produtor rural fica à mercê de peculiaridades próprias desse tipo de instalação.

Em contestação a esse tipo de distribuição de energia utilizado na eletrificação de propriedades rurais, pode-se citar:

1. Motores elétricos monofásicos são mais caros, fisicamente maiores e conseqüentemente mais pesados, mais sujeitos a falhas e sua produção no Brasil está limitada a potência comercial de 12,5 cv (WEG S.A.,);
2. As bombas para irrigação a partir de poços profundos são, em sua maioria, acionadas por motores elétricos trifásicos;
3. Os motores elétricos trifásicos são menores, mais leves, mais baratos e mais fáceis de encontrar no mercado com faixa de potência mais ampla (WEG S.A., 2025).

Dessa forma, o uso de cargas tipicamente trifásicas, por exemplo, motores de indução com potência acima de 15 cv, limita-se apenas ao consumidor rural trifásico, uma vez que a substituição da rede monofásica por trifásica, em muitos casos, de acordo com Chaves (1987), é financeiramente impraticável. Nesse caso, El-Maghraby, Thejel e Ibrahim (1992) e Enjeti, Sulistyono e Choi (1994) sugerem que uma das opções seria utilizar inversores monofásicos / trifásicos. No entanto, esta alternativa se mostra bastante dispendiosa, especialmente ao lidar com potências elevadas. Por meio de pesquisas em catálogos dos principais fabricantes de inversores de frequência foi identificado que no caso dos inversores monofásicos / trifásicos, a potência comercializada, atinge no máximo, 15cv. Para potências superiores, é necessária uma encomenda sob medida, o que eleva ainda mais o custo do dispositivo (WEG S.A.,).

Nesse contexto, uma das solução que pode ser adotada consiste na utilização de motores de indução trifásico assimétrico alimentado por uma rede monofásica. Isso implica que o motor trifásico assimétrico é capaz de funcionar em ambientes onde a disponibilidade de energia é fornecida apenas em uma única fase.

Esse tipo de motor pode ser útil em situações em que a infraestrutura elétrica local é predominantemente monofásica, mas há a necessidade de acionar equipamentos que tradicionalmente requerem alimentação trifásica. O projeto assimétrico do motor permite que ele opere de maneira eficaz mesmo quando conectado a uma fonte de energia monofásica.

As vantagens decorrentes da utilização destes motores podem ser sintetizadas nos seguintes pontos:

- a) Para uma mesma potência, o motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica possui menor dimensão, além de ser mais leve e mais barato que o motor monofásico, proporcionando economia tanto na aquisição, quanto no espaço necessário à sua instalação;
- b) Os motores trifásicos assimétricos com alimentação monofásica são mais robustos que os motores monofásicos e exigem menor manutenção, permitindo operação mais confiável, principalmente em sistemas automatizados;
- c) Os motores trifásicos assimétricos com alimentação monofásica estão disponíveis em uma faixa de potência mais ampla que os motores monofásicos, evitando-se, com isso, acoplamento de motores em série para o acionamento de grandes cargas, tornando a instalação mais econômica, compacta e confiável.

Brown e Jha (1959) e Murthy et al. (1983) utilizaram a teoria dos componentes simétricas para expressar a relação entre o desempenho de partida de um motor de indução trifásico conectado a um sistema de alimentação monofásica, em que se criou um desbalanceamento e foi compensado por capacitores. Vale acrescentar que Neto (1980) estudou a utilização de motores trifásicos em linha monofásica com retorno para a terra em áreas com extrema necessidade e foi constatado um ótimo resultado.

Em relação ao motor de indução trifásico assimétrico, estudos realizados por Oliveira (1990), Martins et al. (1998) e Mendonça, Neto e Camacho (2000) evidenciam que com a utilização de apenas um capacitor para controle do motor assimétrico com alimentação monofásica, este motor tem rendimento satisfatório somente se a carga aplicada for a carga nominal do motor, fora desse valor, o motor perde o rendimento ficando inviável sua utilização, principalmente em áreas.

Na concepção de Wellington, Roberlam e Luciano (2015), a solução mais contemporânea é a utilização de um motor de indução trifásico assimétrico com alimentação

monofásica. Esses motores tornam-se extremamente vantajosos quanto ao custo, uma vez que a estimativa é feita entre os motores trifásico e monofásico, tendo seu valor bem mais próximo do custo do trifásico para potências acima de 12,5 CV. Além desse fato, o seu rendimento é praticamente igual ao do motor trifásico de mesma potência, com uma vantagem adicional, seu fator de potência é praticamente unitário.

Frente ao exposto, este trabalho propõe uma solução mais econômica e mais eficiente quando se deseja empregar motores elétricos em uma propriedade rural. Salientando-se o cenário de acionamento de cargas com variação ao longo de seu funcionamento, os estudos feitos anteriormente nos motores assimétricos com alimentação monofásica evidenciam que só é possível obter-se eficiência aceitável do motor se a carga aplicada for a carga nominal do motor, o que tornaria inviável a utilização do motor trifásico assimétrico com alimentação monofásico, em algumas aplicações, visto que a carga do motor pode ser variável ou seja a carga dificilmente seria a nominal, prejudicando a eficiência do motor. Então, propõe-se uma solução em que irá variar o valor da capacitância de acordo com a necessidade de carga do motor. Dessa forma, irá conseguir uma melhor eficiência mesmo com carga total ou carga reduzida.

1.2 Discussões Sobre o Trabalho

É muito importante observar que, nesta pesquisa, a preocupação não é apenas verificar a viabilidade técnica do motor assimétrico, comprovada por meio dos resultados obtidos nos ensaios dos protótipos construídos. Outro ponto importante, e que é absolutamente necessário na engenharia, é a questão da viabilidade econômica. O fato de o motor assimétrico possuir um mercado bem direcionado (área rural, irrigação), a princípio se forma um problema no que se refere ao seu custo de comercialização.

Essa questão foi bem equacionada nesta pesquisa, ao se elaborar o motor assimétrico a partir do motor trifásico tradicional. Assim, o custo do motor assimétrico foi minimizado, pois seus principais componentes: carcaça, estator magnético e rotor, são retirados de forma íntegra da linha de fabricação do motor trifásico tradicional. O acréscimo no seu custo, em relação ao custo do motor trifásico tradicional é relativo à introdução do capacitor.

É muito oportuno buscar o motivo principal deste trabalho ter alcançado o seu grande objetivo, disponibilizar para a indústria nacional a tecnologia de construção de um motor elétrico, técnico e, economicamente, viável para aplicações rurais em potências superiores ao encontrado em motores monofásicos para irrigação, que representa uma melhor solução daquelas atualmente encontradas no mercado. Acredita-se que o motivo se encontra na forma de se buscar solução por intermédio da pesquisa científica acadêmica, com sua metodologia bem definida, ou seja, a busca inicial da compreensão física a partir dos fenômenos naturais aplicados ao dispositivo em estudo, pode evoluir e chegar a uma

solução com maior exatidão.

A proposta desta pesquisa é demonstrar que o motor de indução assimétrico é apto para trabalhos com cargas variáveis, utilizando um chaveamento eletrônico de um único capacitor de acordo com a carga aplicada no motor assimétrico, foram verificados em outros estudos que o motor assimétrico. Foram apresentar boa funcionalidade se operar com a carga nominal independente da sua potência se, o ele trabalhar fora da nominal ele tem um aquecimento em excesso, o que vem a ocasionar a queima de isolamento. A partir deste trabalho, o motor assimétrico poderá ser usado em área rural e urbana, onde se encontram cargas variáveis.

1.3 Objetivo Geral

O objetivo geral dessa pesquisa é a de propor uma técnica inovadora de partida e funcionamento de motores trifásicos assimétricos com diferentes níveis de carga aplicadas no motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica, por meio de comutação eletrônica de capacitores.

1.4 Objetivos Específicos

Esta pesquisa tem como objetivos específicos:

- Revisar bibliográfica sobre o assunto;
- Estudar sobre a necessidade de potências de motores acima de 2cv;
- Estudar sobre chaveamento de capacitores;
- Desenvolver plataforma para simulação utilizando MATLAB/Simulink, fazer todas as simulações de carregamento, velocidade e correntes;
- Desenvolver plataforma experimental;
- Fabricar motor assimétrico alimentação monofásica na potência de 2cv;
- Desenvolver placa eletrônica para controle de chaveamento do capacitor;
- Realizar os ensaios experimentais.

Estado da Arte

Este capítulo destina-se a realizar uma revisão do estado da arte relacionado com o tema de motores de indução trifásicos assimétricos alimentados a partir de uma fonte monofásica, configurando assim um suprimento assimétrico. São considerados também os tipos de acionamentos do motor.

Em seu trabalho de pesquisa, Brown e Jha (1959) asseveram que a teoria das componentes simétricas é usada para expressar a relação entre o desempenho de partida de um motor de indução trifásico, quando conectado a um sistema de alimentação monofásico, e seu desempenho normal de partida em termos de dois parâmetros dimensionais. As características de desempenho aplicáveis a máquinas de qualquer classificação são calculadas para uma faixa de valores dos dois parâmetros e são estabelecidas várias condições para a operação ideal. Os autores supracitados mencionam que o melhor desempenho de partida é dado por uma impedância série conectada entre dois terminais do enrolamento de estator do motor e que permite estabelecer condições equilibradas trifásicas. Observou-se que o melhor desempenho de partida é dado por um conversor de fase que simula condições trifásicas balanceadas na máquina, e as experiências em um motor épico indicam que o desempenho de aceleração correspondente provavelmente é satisfatório.

Em linhas gerais, Neto (1980) analisou o motor de indução trifásico convencional operando como conversor de número de fases com objetivo de obter elementos para o projeto de um conversor mono/trifásico levando em consideração os parâmetros da máquina convencional, conseguiu determinar os parâmetros para construção de uma máquina assimétrica.

Vale mencionar que Oliveira et al. (2010) observou o comportamento de um motor de indução trifásico operando de acordo com a conexão Steinmetz, concebida para permitir a operação de pequenos motores conectados a uma fonte monofásica e com um pequeno grau de desequilíbrio de tensão. Os resultados apresentados, considerando um capacitor paralelo a uma daquelas fases conectadas ao terminal do motor desligado da alimentação trifásica, definem os requisitos para a seleção e o desligamento corretos do capacitor, a fim

de obter o comportamento adequado do motor em toda a faixa de escorregamento desde o início até o ponto final de operação.

Murthy et al. (1983) estudaram o comportamento transitório de um motor de indução trifásico operando com alimentação monofásica e usando capacitores como conversor de fase. Componentes simétricos instantâneos são usados na modelagem do motor com diferentes conexões do estator, incluindo o capacitor externo. Estudos de simulação digital foram realizados para o sistema considerado e os resultados foram apresentados e discutidos. Observou-se que utilizando um capacitor específico para partida do motor, este conduzia a vibrações elevadas no conjugado de saída e a altos níveis de corrente nos enrolamentos. A solução tradicional foi definida, qual seja a utilização de um capacitor para partida e de um outro para operação normal.

Em consonância com a pesquisa de Chaves (1987), o fornecimento de energia elétrica para instalações rurais é comumente composto por redes de média tensão monofásicas. Eventualmente, algumas dessas instalações rurais exigem o uso de cargas de potência mais significativas, tornando necessária a substituição das redes monofásicas por uma nova rede trifásica de média tensão. Assim, apesar de ser uma instalação nova, os custos de construção relacionados a uma nova rede trifásica de média tensão, que pode ter alguns quilômetros de extensão, poderiam prejudicar o investimento a ser feito pelo agricultor e aumentar as tarifas das concessionárias devido aos custos mais elevados das redes de distribuição de três fases nas áreas rurais. Este trabalho apresenta uma fonte de alimentação inovadora e de baixo custo para atender instalações rurais trifásicas por meio de um novo sistema de distribuição a dois fios.

Vale considerar, também, estudos realizados por Lettenmaier, Novotny e Lipo (1988) acerca de um motor de indução monofásico usando um capacitor controlado eletronicamente. O sistema utilizou um capacitor comutado por uma ponte H feita por transistor, foi desenvolvido um controle eletrônico para verificar uma capacitância continuamente variável em série com o enrolamento auxiliar a fim de o sistema proposto fornecer melhor desempenho para a máquina.

As pesquisas de Ahmed, Osheiba e Rahman (1989) apresentaram uma análise do desempenho transitório de um motor de indução trifásico operado a partir de uma fonte monofásica. A análise foi realizada usando o modelo do eixo d-q do motor. A análise do eixo d-q é simples e pode ser usada para prever comportamentos estáveis e transitórios do motor. Circuitos d-q equivalentes para três conexões diferentes são usados em simulações de computador e os resultados são apresentados para ilustrar a precisão e a utilidade da técnica proposta. Verificou-se que os resultados das simulações implementadas para as três conexões referidas reproduziram, razoavelmente, os resultados experimentais.

Pillay e Brzexinski (1990) analisaram que o conversor monofásico para trifásico mais popular consiste em um capacitor conectado entre a terceira fase do motor e o ativo ou

neutro da fonte monofásica. Por outro lado, o balanceamento na faixa inteira de operação realizado pelo denominado conversor indutor-capacitor utiliza um esquema diferente, com capacitor e indutor variáveis. Diagramas fatoriais apropriados são apresentados para permitir visualização das condições em que o balanceamento é atingido. Foi demonstrado que os diagramas vetoriais apropriados dos conversores mencionados são desenvolvidos para fornecer informações sobre sua operação. Também foram apresentados resultados de medição em condições de partida trifásica direta e partida com alimentação monofásica, novamente sob os dois esquemas acima referidos

Nessa direção, Neto (1990) apresentou os resultados de um estudo acerca do desenvolvimento de um motor de indução trifásico desequilibrado conectado em Y. O motor trifásico assimétrico conectado em Y possui torque comparado ao trifásico tradicional. O objetivo principal desse trabalho foi dimensionar, produzir e avaliar um motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica, vislumbrando sua utilização em comunidades rurais. O protótipo foi construído a partir do motor trifásico convencional alterando-se apenas o número de espiras nas fases e auxiliado por um capacitor, isso dispensa certos dispositivos de partida, tais como a chave centrífuga para o seu funcionamento. Tozune (1991) avaliou as características de desempenho de um motor de indução com três enrolamentos de estator diferentes conectados nas configurações estrela e delta quando alimentados a partir de um sistema de alimentação monofásico. Desenvolveram-se equações para prever o desempenho de um motor de indução trifásico assimétrico. As condições para operação balanceada foram analisadas, com base nessas equações, para motores conectados em estrela e em delta, mostrando que existem muitas combinações de relações de rotação e valores de capacitor para satisfazer as condições de balanceamento. As características de desempenho do motor foram investigadas sob várias condições de balanceamento.

El-Maghraby, Thejel e Ibrahim (1992) discutiram o problema de operar um motor de indução trifásico conectado a um sistema de alimentação monofásico usando dois conversores. Uma atenção especial é focada no torque de partida e nos requisitos mínimos de desbalanceamento para diferentes classificações de potência do motor. Uma nova abordagem foi sugerida com relação ao cálculo dos tempos de partida e operação dos conversores, para permitir que o motor inicie sob condições de carga total com fatores mínimos de desequilíbrio. Considerando-se que isso requer um circuito de controle complexo e caro, como alternativa surgiu a possibilidade de se utilizar somente dois valores de capacitâncias, sendo um para a partida e outro para a região de operação normal do motor. Esses valores são calculados, portanto, a fim de assegurar o conjugado necessário para partida e o mínimo de desbalanço durante a operação.

Resta salientar que Liu e Wang (1993) apresentaram um novo método para obter um torque máximo para um motor de indução monofásico. Usando um capacitor ajustável em conjunto com um interruptor eletrônico em paralelo. O capacitor é acionado em um

período diferente por um interruptor eletrônico durante cada ciclo para variar o valor efetivo do capacitor. O trabalho foi baseado em uma análise teórica e resultados simulados e experimentais.

No contexto dessa discussão, Enjeti, Sulistyono e Choi (1994) propuseram o projeto de um dispositivo de conversão direta para alimentação trifásica a partir de uma fonte de tensão monofásica, apropriada para alimentação de cargas trifásicas, estáticas ou motores de indução. O dispositivo, pequeno, leve e robusto, não emprega qualquer componente indutivo e utiliza chaves estáticas bidirecionais que permitem a definição de duas tensões fase-fase que podem ser aplicadas aos terminais da máquina referida. Resultados de simulação mostraram que o conversor, quando alimentado por uma fonte monofásica, apresenta desempenho satisfatório na alimentação de cargas de diferentes fatores de potência.

As pesquisas de Alwash e Ikhwan (1995), foram direcionados de acordo com crescente interesse em motores de indução com alimentação monofásica, nos quais alguns desequilíbrios dos enrolamentos têm sido, em muitos casos, inevitáveis e o uso de enrolamentos de fenda fracionária normal, nos quais algum desequilíbrio tem que ser aceito, torna uma tarefa importante elaborar um método geral para prever o desempenho de motores de indução com enrolamentos de estator assimétricos. Nesse sentido, o trabalho apresenta um novo método original para analisar esses enrolamentos. A análise é baseada na teoria do campo rotativo e na teoria das componentes simétricas de três fases. A análise começa de dentro da máquina, levando em conta o efeito de harmônicos, todas as análises foram direcionadas de acordo com experimentos práticos de modelos que foram construídos para este trabalho.

Há que se ressaltar, ainda, a pesquisa de Badr, Alolah e Abdel-Halim (1995), com base em um esquema para a partida rápida de motores de indução trifásicos. Esse esquema baseou-se na partida do motor por meio de uma fonte de alimentação monofásica, com a ajuda de um balanceador de fase selecionado corretamente a fim de atingir o torque máximo de partida. Quando a velocidade atinge um valor predeterminado, um simples interruptor centrífugo é usado para reconectar o motor à alimentação trifásica. A viabilidade do esquema proposto é comprovada através do desenvolvimento de um rigoroso modelo matemático no espaço de estados e de sua simulação digital associada, seguida de verificação experimental.

Outro aspecto importante a ser observado refere-se à pesquisa de Mendonça (1997) que apresentou resultados de análise de desempenho de um motor de indução trifásico assimétrico alimentado por uma fonte de tensão monofásica. Constatou-se ser a mudança de capacitância simultaneamente com a variação de carga uma boa estratégia para redução contínua do grau de desbalanço. Os resultados teóricos de mudança tal foram apresentadas para um motor de indução assimétrico de 2 HP. A avaliação dos resultados de análise permitiu extrair conclusões satisfatórias sobre o desempenho do motor assimétrico quando

aplicado em conjunto com um sistema de computação dinâmica de capacitância.

Martins et al. (1998) estudaram um modelo no domínio do tempo de um motor de indução assimétrico trifásico alimentado por um sistema de distribuição monofásico. O principal esforço, nesse caso, é obter um retorno sobre o projeto de motores de indução trifásicos assimétricos com alimentação monofásica, com o objetivo de ser uma opção útil e de baixo custo para aplicações rurais. Na operação para redução do grau de desbalanço operativo, foram mantidas tanto a conexão de dois dos três terminais de fase do motor à rede monofásica como a presença de um capacitor. A modelagem foi validada pelo projeto e construção de um motor de indução trifásico assimétrico de 2 HP. Nesse caso, a análise teórica é comparada com resultados experimentais.

Em pesquisa realizada por Mendonça, Neto e Camacho (2000), são apresentados resultados de análise de desempenho de um motor de indução trifásico assimétrico alimentado por uma fonte de tensão monofásica. Observou-se que a mudança de capacitância simultaneamente com variação de carga é uma boa estratégia para redução contínua do grau de desbalanço. Os resultados teóricos de tal mudança foram apresentados para um motor de indução assimétrico de 2 HP. A avaliação dos resultados da simulação permitiu extrair conclusões satisfatórias sobre o desempenho do motor assimétrico quando aplicado em conjunto com um sistema de chaveamento manual de um banco de capacitores.

Deve-se considerar a pesquisa de Sakamoto et al. (2001), apresentando as características de um novo projeto para um motor de indução trifásico excitado diretamente por uma fonte convencional monofásica e que utiliza um circuito de excitação e dois circuitos de oscilação paramétrica, de modo que o campo girante estatórico é produzido normalmente. Potência de saída da ordem de 10 W, com eficiência máxima de 32%, foi obtida nos ensaios realizados com o primeiro protótipo.

Os estudos de Correa et al. (2002) priorizaram o desempenho de sistemas de acionamento de ajuste com base em motores monofásicos de capacitor de partida e capacitor de fase dividida. Demonstrou-se que a operação de motores monofásicos no modo bifásico contribui para um aumento no torque do motor e fornece correntes de partida suaves. São apresentados e demonstram o desempenho, a correção e a viabilidade do trabalho com a demonstração dos resultados da simulação para os motores com capacitores de partida e motores com capacitores de fase dividida, bem como os resultados experimentais para um inversor de velocidade ajustável baseado em um motor com capacitor de partida.

Há que se ressaltar que Madawala e Boys (2003) desenvolveram uma técnica para operação de motores de indução trifásicos ligados a redes monofásicas sem o aparecimento de componentes transitórias elevadas nas correntes estatóricas de partida do motor, tanto sob alimentação trifásica como monofásica. O método denominado de partida rápida é simples, podendo levar à velocidade nominal em pequeno período de tempo, mais curto que em qualquer outro método. Os autores asseguram que a técnica é particularmente

apropriada para aplicações rurais em que as fontes de alimentação são geralmente fracas e suscetíveis a afundamentos de tensão. Os resultados das simulações foram comparados com resultados experimentais.

Ozpineci e Tolbert (2003) descreveram uma implementação pelo software Simulink de um modelo de máquina de indução a partir de uma abordagem passo a passo. Com o sistema modular, cada bloco resolve uma das equações do modelo, portanto, diferentemente dos modelos de caixa preta, todos os parâmetros da máquina são acessíveis para fins de controle e verificação. Após a implementação, são apresentados exemplos com o modelo usado em diferentes aplicações do inversor, como controle constante de malha aberta V/Hz e controle vetorial indireto. Simulações de desempenho de um gerador de indução foram também incluídas no trabalho.

São relevantes, também, as investigações de Al-Isawi e Adem (2004) sobre o comportamento dinâmico de um motor de indução trifásico sob condições de partida quando alimentado por uma fonte monofásica e, ainda, os transitórios resultantes da alteração súbita da condição de capacitor de partida para a de capacitor de operação. Resultados de simulação associados ao conjugado desenvolvido, corrente de linha e tensão terminal nos capacitores são apresentados quando a fonte de tensão de frequência variável trabalha na estratégia V/f constante, mas com formas de onda senoidais de tensão.

Por outro lado, Bashaw e Lipo (2005) estudaram a utilização de sistemas Fuzzy como uma alternativa aos métodos tradicionais para levantamento do comportamento de carga e, em processos de controle, em que há a necessidade de conhecimento do comportamento do conjugado aplicado ao eixo do motor, enfocando diversos tipos de cargas encontrados em indústrias. Resultados de simulações são apresentados para validar a proposta deste trabalho.

O dimensionamento da potência adequada de um motor de indução ou assíncrono trifásico, em função do comportamento das cargas acopladas ao eixo, em alguns casos, continua impreciso pela falta de conhecimento mais completo do comportamento das cargas, segundo Silva (2007). O autor propõe a utilização de sistemas Fuzzy como uma alternativa aos métodos tradicionais para levantamento do comportamento de carga e, em processos de controle, onde há a necessidade de conhecimento do comportamento do conjugado aplicado ao eixo do motor, enfocando diversos tipos de cargas encontrados em indústrias.

O desequilíbrio de tensão trifásico, de acordo com os estudos de Wang e Lee (2008), tem sido um problema no sistema de energia elétrica. Isso não apenas aumenta as perdas do sistema, mas também tem efeitos prejudiciais nas máquinas rotativas trifásicas. O método trata do torque pulsante de um motor de indução causado pela conexão Steinmetz, que foi usada para um motor trifásico operando em uma fonte monofásica. Um modelo analítico baseado nos circuitos equivalentes de sequência positiva e sequência negativa do motor é

desenvolvido, e o torque pulsante em função da capacitância e taxa de escorregamento é derivado. O método analítico proposto é verificado pelo Modelo de Máquina Universal do EMTP. Finalmente, é fornecido para mostrar a relação entre a medição do local, a análise matemática e a simulação EMTP.

Segundo pesquisas de Elhaija (2009) acerca do comportamento de um motor de indução trifásico com alimentação monofásica, o comportamento do motor se torna complicado devido ao surgimento de componentes de sequência negativa e zero nas correntes de enrolamento. Esse estudo analisa o comportamento de um motor de indução trifásico de classificação pequeno conectado a uma alimentação de fase, levando em consideração a variação da resistência do rotor com escorregamento para diferentes conexões do estator. É visto que o capacitor adequado necessário para cancelar o componente de sequência negativa das tensões do enrolamento do estator depende da resistência do rotor e dos valores de escorregamento, e essa capacitância difere para cada conexão.

Ansari e Deshpande (2010) referiram-se à utilização de diferentes modelos matemáticos para examinar diferentes problemas associados aos motores de indução, desde modelos simples de circuitos equivalentes até modelos dq e modelos abc mais complexos, que permitem a inclusão de várias formas de impedância e/ou desequilíbrio de tensão. Foram desenvolvidos modelos híbridos que permitem a inclusão de desequilíbrios e apresentados com resultados típicos fornecendo diretrizes para seu uso. Nesse sentido, apresentou-se a simulação dinâmica de um motor de indução baseado em modelagem matemática. A simulação dinâmica é uma das etapas principais na validação do processo de projeto dos sistemas de acionamento do motor e é necessária para eliminar erros de projeto inadvertidos e o erro resultante na construção e teste do protótipo.

Ainda, deve-se considerar o trabalho de Chauhan, Jain e Singh (2010), relativo aos esquemas de regulação de tensão para os geradores de indução auto excitados. Para esse controle, os esquemas foram baseados em dispositivos de comutação de estado sólido e esquemas baseados em conversores de dispositivo de comutação de estado sólido comutáveis. As recomendações tiradas desse estudo são úteis no desenvolvimento de um novo esquema regulador econômico para aplicações industriais.

Outro ponto que merece destaque refere-se às pesquisas de Oliveira et al. (2010) que utilizaram redes neurais artificiais (RNA) para a modelagem de motores de indução trifásicos operando com alimentação desequilibrada, impõem-se resultados aquém dos esperados e a obtenção de modelos adequados apresentam grande complexidade e devem contemplar assimetrias e não linearidades. Nesse contexto, a utilização de ferramentas inteligentes, mais especificamente redes neurais artificiais, reduz substancialmente a tarefa de modelagem permitindo a utilização sob condições de assimetrias e não linearidades. Construiu-se uma bancada de teste para a aquisição dos dados experimentais, treinamento e validação de uma RNA que modela a relação entre as tensões e correntes em cada fase e

a potência no eixo.

A influência da variação da impedância do rotor produzida pelo efeito pelicular sobre o desempenho do motor com foco nas peculiaridades da operação monofásica foi discutida por Abu-Elhaija e Muetze (2010). A análise realizada não focou somente as conexões em delta e em estrela, mas também num terceiro tipo de conexão. Nesse contexto, a utilização de ferramentas inteligentes, mais especificamente redes neurais artificiais, reduz substancialmente a tarefa de modelagem permitindo a utilização sob condições de assimetrias e não linearidades. Em suas conclusões, os autores verificaram que os resultados confirmam as vantagens do uso de capacitores eletronicamente variáveis e, ainda, a necessidade de dois capacitores, no caso do uso de capacitâncias fixas. Para operação com desequilíbrio mínimo (capacitor variável), o valor do capacitor necessário aumenta por aproximadamente 10% a 20% devido ao efeito da variação da impedância rotórica do motor com o escorregamento.

Aktaibi, Ghanim e Rahman (2011) apresentaram uma implementação passo a passo do Simulink de uma máquina de indução usando transformações no eixo dq0 das variáveis do estator e rotor. Para esse fim, as equações relevantes são declaradas no início e, em seguida, um modelo generalizado de um motor de indução trifásico é construído e implementado de maneira fácil de seguir. Os resultados simulados obtidos fornecem evidências claras de que a teoria do quadro de referência é realmente um algoritmo atraente para demonstrar o comportamento em estado estacionário das máquinas de indução.

Wang e Zhou (2011) observaram que, quando um motor de indução trifásico alimentado por uma fonte monofásica está funcionando em uma condição muito desequilibrada, necessitando de sua redução a fim de evitar superaquecimento, para melhorar o desempenho de IMs com alimentação monofásica, um novo esquema de circuito é apresentado nesse estudo. O esquema de circuito proposto é inspirado na conexão tradicional Steinmetz, que emprega um capacitor para conectar o terceiro terminal do motor a um dos dois terminais da fonte monofásica que fornece o motor.

As pesquisas de Mabrouka, Bechir e Mohamed (2012) demonstraram uma abordagem de uma nova técnica de partida monofásica de um motor de indução trifásico que operam com uma fonte CA monofásica não autoiniciantes, portanto um dispositivo externo deve ser usado para iniciá-los. Utilizou-se um conversor monofásico para trifásico simples e de baixo custo, proposto para iniciar um motor de indução trifásico operando com uma fonte CA monofásica. O objetivo foi melhorar os desempenhos de partida, como alto torque de partida e baixa corrente de partida. O dispositivo baseia-se no uso de tiristores de disparo natural ou comutadores bidirecionais de corrente alternada (triacs), a partir dos quais o campo magnético rotativo é criado usando o Controle de Frequência Discreta (DFC) dos comutadores.

Além disso, Hekmati et al. (2014) utilizaram um método para equipar um motor

de indução monofásico com o enrolamento auxiliar adicionado em série com um capacitor ajustável e analisado com base na teoria do campo rotativo. Verificou-se, de acordo com a característica do motor, que valores diferentes de capacitâncias são necessários. Então, a utilização de um capacitor variável atende o requisito e, para conseguir esse ajuste, foi aplicada uma estratégia de controle eletrônico visando conseguir a maior eficiência possível.

Dada a relevância do tema, Wellington, Roberlam e Luciano (2015) estudaram um sistema de ventilação em condições reais de trabalho. Com base em leituras do medidor de grandezas elétricas, foi possível concluir que o motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica mostrou-se operacional, atingindo o objetivo proposto, testou-se um motor trifásico tradicional de 2 cv levantando-se os parâmetros de serviço e, logo em seguida, foi montado o motor assimétrico da mesma potência comparando-se o funcionamento dos dois motores, em que o motor assimétrico com alimentação monofásica obteve resultado igual ao motor trifásico tradicional alimentado em rede trifásica.

Modelagem Matemática

3.1 Considerações Gerais

O motor de indução trifásico assimétrico é originado do motor de indução trifásico tradicional, com rotor do tipo gaiola de esquilo e estrutura ferromagnética do estator, ambos semelhantes ao do motor de indução trifásico tradicional. Basicamente, a diferença entre ambos os motores reside no enrolamento do estator. Este enrolamento, no motor assimétrico, possui números diferentes de espiras por fase, porém mantendo-se o deslocamento de 120° elétricos. A ligação entre as fases deste enrolamento pode ser estrela ou delta, sendo alimentado por um sistema monofásico, auxiliado por um capacitor.

Pretende-se, a partir de modelagens matemáticas, obter elementos suficientes para o desenvolvimento do projeto da máquina de indução trifásica assimétrica. Para satisfazer as condições fundamentais de projeto, ou seja, conjugado nominal na rotação nominal, duas modelagens matemáticas foram desenvolvidas. Uma no domínio do tempo, envolvendo os transitórios elétricos e mecânicos, e outra no domínio da frequência, a fim de se obter a condição de conjugado e rotação nominais. Evidentemente que a modelagem no domínio do tempo serve também para obter a segunda condição de projeto, porém essa condição é mais fácil de ser atribuída em equações no domínio da frequência.

Para se obter melhor precisão no cálculo teórico do conjugado eletromagnético, a modelagem no domínio do tempo inclui os harmônicos espaciais de campo magnético provenientes dos enrolamentos da máquina. Na concepção de Neto (1990), essa inclusão se faz a partir do conceito de indutâncias harmônicas.

3.2 Modelagem no Domínio do Tempo

3.2.1 Equações Elétricas Genéricas

Por questões de simplicidade na apresentação, as equações no domínio do tempo são desenvolvidas apenas para duas fases genéricas i e j da máquina. Somente os resultados finais do desenvolvimento matemático são apresentados nas 6 fases reais.

Imaginando-se as 2 fases genéricas i e j do motor pode-se escrever:

$$v_i = r_i \cdot i_i + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (3.1)$$

$$v_j = r_j \cdot i_j + \frac{d\lambda_j}{dt} \quad (3.2)$$

$$\lambda_i = L_{ii} \cdot i_i + L_{ij} \cdot i_j + L_{di} \cdot i_i \quad (3.3)$$

$$\lambda_j = L_{jj} \cdot i_j + L_{ij} \cdot i_i + L_{dj} \cdot i_j \quad (3.4)$$

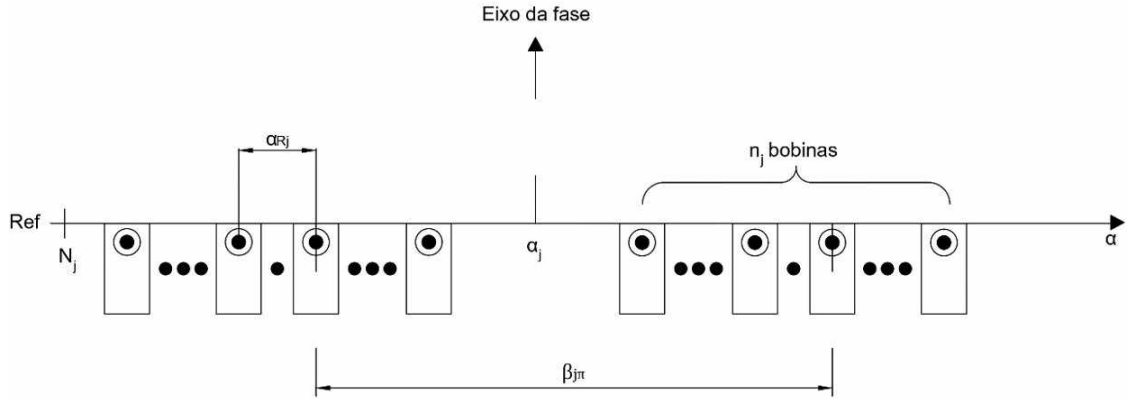
Sendo, nas equações (3.1), (3.2), (3.3) e (3.4):

- v_i, v_j – tensões nas fases i e j , respectivamente;
- i_i, i_j – correntes nas fases i e j , respectivamente;
- λ_i, λ_j – concatenamentos de fluxo magnético das fases i e j , respectivamente;
- r_i, r_j – resistências das fases i e j , respectivamente;
- L_{ii}, L_{jj} indutâncias próprias das fases i e j , sem dispersão, respectivamente;
- L_{ij} – indutância mútua entre as fases i e j , respectivamente;
- L_{di}, L_{dj} – indutâncias de dispersão das fases i e j , respectivamente.

Concentrando-se a atenção nas fases i e j da máquina, analisa-se o efeito magnético de uma das fases sobre a outra. Por exemplo, pode-se pensar na distribuição de densidade de campo magnético produzida pela corrente na fase j , que provoca um concatenamento de fluxo magnético na fase i . Essa distribuição de densidade de campo magnético pode ser decomposta espacialmente na “série de Fourier”. Cada componente harmônico da referida distribuição, por sua vez, provoca um componente harmônico de concatenamento de fluxo magnético, por exemplo na fase i . A relação entre esta componente e a corrente que produz i_j define a indutância harmônica L_{ijh} , onde o índice h representa a sua ordem. Para o cálculo de L_{ijh} , deve-se partir da grandeza física originária de todo esse processo, ou seja, a distribuição espacial de força magnetomotriz produzida pela corrente i_j ao circular pelo enrolamento da fase j .

Admitindo-se para a fase j , um enrolamento excêntrico de dupla camada, formado por n_j bobinas distribuídas, centrado na posição α_j , na qual circula a corrente i_j , admitindo-se que cada bobina possui N_j espiras, passo da bobina igual a $\beta_j\pi$, a componente harmônica de ordem h da força magnetomotriz da fase j , Fmm_{jh} , é dada por (3.5). A figura 1 mostra um corte transversal do enrolamento, onde o eixo de referência α está fixo no estator da máquina e serve para localizar qualquer fase desta.

Figura 1 – Distribuição das bobinas do enrolamento da fase “j”.



Fonte: Adaptado de Mendonça, Neto e Camacho (2000).

$$Fmm_{jh}(\alpha) = \frac{2}{\pi} \cdot N_j \cdot n_j \cdot k_{pjh} \cdot k_{djh} \cdot i_j \cdot \frac{1}{h} \cdot \cos(h \cdot (\alpha - \alpha_j)) \quad (3.5)$$

Sendo, em (3.5):

- k_{pjh} , k_{djh} – fatores de passo e distribuição, respectivamente, para o harmônico h , dados por (3.6) e (3.7).

$$k_{pjh} = \sin\left(h \cdot \beta_j \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.6)$$

$$k_{djh} = \frac{\sin\left(h \cdot n_j \cdot \frac{\alpha_{Rj}}{2}\right)}{n_j \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\alpha_{Rj}}{2}\right)} \quad (3.7)$$

A distribuição de densidade de campo magnético B_{jh} produzida por $Fmm_{jh}(\alpha)$ é obtida pela lei de Ampère e resulta em (3.8). Nesse caso, a relutância do circuito magnético do ferro é desprezada em relação à relutância do entreferro, considerada uniforme.

$$B_{jh}(\alpha) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{\sigma} \cdot N_j \cdot n_j \cdot k_{pjh} \cdot k_{djh} \cdot i_j \cdot \frac{1}{h} \cdot \cos[h \cdot (\alpha - \alpha_j)] \quad (3.8)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética do ar e σ é o comprimento radial do entreferro.

Para a obtenção do concatenamento de fluxo magnético da fase j na fase i , λ_{ijh} , deve-se obter o fluxo magnético produzido pela fase j que enlaça a fase i . Sendo assim, em consonância com Correa et al. (2002), partindo-se de (3.8), obtém-se o referido fluxo magnético e, em seguida, obtém-se o concatenamento λ_{ijh} , expresso por (3.9).

$$\lambda_{ijh} = k_1 \cdot N_i \cdot N_j \cdot i_j \cdot \frac{k_{wih} \cdot k_{wjh}}{h^2} \cdot \cos[h \cdot (\alpha_i - \alpha_j)] \quad (3.9)$$

$$k_1 = 4 \cdot \frac{2 \cdot p \cdot L \cdot R \cdot n_i \cdot n_j \cdot \mu_0}{\pi \cdot \sigma} \quad (3.10)$$

$$k_{wih} = k_{pih} \cdot k_{dih} \quad (3.11)$$

$$k_{wjh} = k_{pjh} \cdot k_{djh} \quad (3.12)$$

Sendo:

- L – comprimento do cilindro rotórico;
- R – raio do entreferro;
- $2p$ – número de polos da máquina;
- n_i, n_j – números de bobinas das fases “ i ” e “ j ”, respectivamente;
- N_i, N_j – números de espiras das fases “ i ” e “ j ”, respectivamente;
- k_{dih}, k_{djh} – fatores de distribuição das fases “ i ” e “ j ”, respectivamente;
- k_{pih}, k_{pjh} – fatores de passo das fases “ i ” e “ j ”, respectivamente.

É importante observar que λ_{ijh} não inclui o fluxo concatenado de dispersão da fase.

A indutância harmônica de ordem h entre as fases “ i ” e “ j ”, L_{ijh} , pode ser obtida por (3.13).

$$L_{ijh} = \frac{\lambda_{ijh}}{i_j} \quad (3.13)$$

Dessa forma, substituindo-se (3.9) em (3.13) têm-se:

$$L_{ijh} = k_1 N_i N_j \frac{k_{ijh}}{h^2} \cdot \cos[h(\alpha_i - \alpha_j)] \quad (3.14)$$

$$k_{ijh} = k_{wih} \cdot k_{wjh} \quad (3.15)$$

O concatenamento total de fluxo magnético de uma fase, por exemplo “ i ”, λ_i , pode ser decomposto na soma das contribuições do concatenamento do fluxo magnético que enlaça estator e rotor, λ'_i , e o fluxo de dispersão, λ_{di} . Dessa forma, têm-se:

$$\lambda_i = \lambda_\alpha + \lambda'_i \quad (3.16)$$

$$\lambda_{di} = L_i \cdot i_i \quad (3.17)$$

Sendo:

- L_i – indutância de dispersão da fase “ i ”.

A indutância de dispersão pode ser admitida constante e, sendo assim, pode-se escrever:

$$L_i = k_{di} \cdot N_i^2 \quad (3.18)$$

Sendo:

- k_{di} – permeância do circuito magnético de dispersão.

O concatenamento de fluxo λ'_i pode ser obtido pela superposição das componentes harmônicas de concatenamento λ_{ijh} de todas as fases. Por conseguinte, pode-se escrever:

$$\lambda'_i = \sum_j \sum_h \lambda_{ijh} \quad (3.19)$$

De (3.13) e (3.19) vem:

$$\lambda'_i = \sum_j \sum_h L_{ijh} \cdot i_j \quad (3.20)$$

De (3.16), (3.17) e (3.20), vem (3.21).

$$\lambda'_i = L_i \cdot i_i + \sum_h \sum_j \lambda_{ijh} \cdot i_j \quad (3.21)$$

Finalmente, substituindo-se (3.21) em (3.1) tem-se:

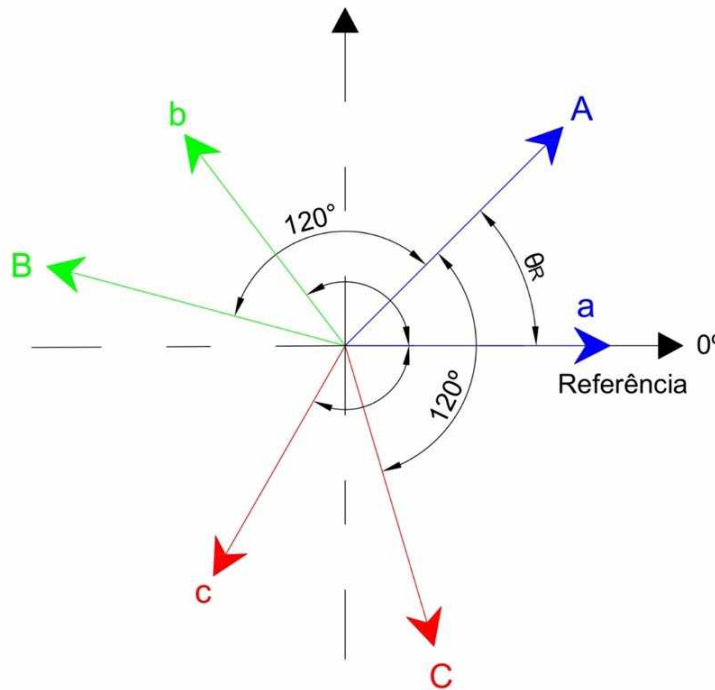
$$v_i = r_i \cdot i_i + L_i \cdot \frac{di_i}{dt} + \sum_h \sum_j \left[L_{ijh} \cdot \frac{di_j}{dt} + i_j \cdot \frac{dL_{ijh}}{dt} \right] \quad (3.22)$$

3.2.2 Modelagem da máquina assimétrica

De acordo com Madawala e Boys (2003), o motor de indução trifásico assimétrico possui o rotor em gaiola de esquilo e estrutura ferromagnética do estator idêntica ao do motor de indução trifásico simétrico, havendo apenas uma mudança no enrolamento de estator que passa a ter números de espiras diferentes por fase, mantendo-se os deslocamentos angulares entre fases de 120° elétricos.

Como a modelagem anteriormente desenvolvida refere-se a fases, a gaiola de esquilo deve ser representada por um enrolamento trifásico equivalente. Dessa forma, utiliza-se como nomenclatura as fases “a, b, c” para o enrolamento trifásico do estator e as fases “A, B, C” para o enrolamento trifásico equivalente do rotor em gaiola. A Figura 2 mostra esquematicamente a posição relativa dos eixos das diversas fases da máquina, e onde vê-se que θ_R é o ângulo que define a posição instantânea do rotor em relação ao estator.

Figura 2 – Representação da posição relativa dos eixos das diversas fases da máquina.



Fonte: Adaptado de Wellington, Roberlam e Luciano (2015).

Como se deseja aplicar a modelagem anterior ao caso da máquina assimétrica, as fases i e j sendo genéricas, nesse caso, representam todas as fases a, b, c, A, B, C . Nesse sentido, os ângulos α_i e α_j assumem os valores:

$$\alpha_a = 0 \quad (3.23)$$

$$\alpha_b = \frac{2\pi}{3} \quad (3.24)$$

$$\alpha_c = -\frac{2\pi}{3} \quad (3.25)$$

$$\alpha_A = \theta_R \quad (3.26)$$

$$\alpha_B = \theta_R + \frac{2\pi}{3} \quad (3.27)$$

$$\alpha_C = \theta_R - \frac{2\pi}{3} \quad (3.28)$$

3.2.3 Indutâncias harmônicas da máquina assimétrica

Com base nas equações (3.14) e (3.18) e com os valores de (3.23) a (3.28), podem ser determinadas as indutâncias harmônicas e de dispersão para a máquina assimétrica. O enrolamento equivalente à gaiola de esquilo é simétrico e, portanto, $N_A = N_B = N_C = N_R$, onde N_R passa a ser o número de espiras por fase do rotor. Sendo assim, as expressões (3.29) a (3.61) representam as indutâncias próprias, mútuas e de dispersão da máquina assimétrica.

$$L_{aah} = k \cdot N_a^2 \cdot \frac{k_{aah}}{h^2} \quad (3.29)$$

$$L_{bbh} = k \cdot N_b^2 \cdot \frac{k_{bbh}}{h^2} \quad (3.30)$$

$$L_{cch} = k \cdot N_c^2 \cdot \frac{k_{cch}}{h^2} \quad (3.31)$$

$$L_{AAh} = k \cdot N_R^2 \cdot \frac{k_{AAh}}{h^2} \quad (3.32)$$

$$L_{BBh} = k \cdot N_R^2 \cdot \frac{k_{BBh}}{h^2} \quad (3.33)$$

$$L_{CCh} = k \cdot N_R^2 \cdot \frac{k_{CCh}}{h^2} \quad (3.34)$$

$$L_{abh} = k \cdot N_a \cdot N_b \cdot \frac{k_{abh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.35)$$

$$L_{bah} = k \cdot N_b \cdot N_a \cdot \frac{k_{bah}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.36)$$

$$L_{ach} = k \cdot N_a \cdot N_c \cdot \frac{k_{ach}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.37)$$

$$L_{cah} = k \cdot N_c \cdot N_a \cdot \frac{k_{cah}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.38)$$

$$L_{bch} = k \cdot N_b \cdot N_c \cdot \frac{k_{bch}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.39)$$

$$L_{cbh} = k \cdot N_c \cdot N_b \cdot \frac{k_{cbh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.40)$$

$$L_{ABh} = k \cdot N_{R^2} \cdot \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.41)$$

$$L_{AC h} = k \cdot N_{R^2} \cdot \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.42)$$

$$L_{BAh} = k \cdot N_{R^2} \cdot \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.43)$$

$$L_{CAh} = k \cdot N_{R^2} \cdot \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.44)$$

$$L_{CBh} = k \cdot N_{R^2} \cdot \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.45)$$

$$L_{BC h} = k \cdot N_{R^2} \cdot \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.46)$$

$$L_{aAh} = k \cdot N_a \cdot N_R \cdot \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \quad (3.47)$$

$$L_{aBh} = k \cdot N_a \cdot N_R \cdot \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.48)$$

$$L_{aCh} = k \cdot N_a \cdot N_R \cdot \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.49)$$

$$L_{aAh} = k \cdot N_b \cdot N_R \cdot \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.50)$$

$$L_{bBh} = k \cdot N_b \cdot N_R \cdot \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \quad (3.51)$$

$$L_{bCh} = k \cdot N_b \cdot N_R \cdot \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.52)$$

$$L_{cAh} = k \cdot N_c \cdot N_R \cdot \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.53)$$

$$L_{bBh} = k \cdot N_c \cdot N_R \cdot \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \quad (3.54)$$

$$L_{cCh} = k \cdot N_c \cdot N_R \cdot \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \quad (3.55)$$

$$L_{da} = K_{da} \cdot N_a^2 \quad (3.56)$$

$$L_{db} = K_{db} \cdot N_b^2 \quad (3.57)$$

$$L_{dc} = K_{dc} \cdot N_c^2 \quad (3.58)$$

$$L_{dA} = K_{dA} \cdot N_A^2 \quad (3.59)$$

$$L_{dB} = K_{dB} \cdot N_B^2 \quad (3.60)$$

$$L_{dC} = K_{dC} \cdot N_C^2 \quad (3.61)$$

3.2.4 Concatenamentos de Fluxo Magnético da Máquina Assimétrica

O concatenamento total de fluxo em uma fase pode ser obtida a partir de (3.21) fazendo “*i*” e “*j*” varrerem todas as fases “*a*, *b*, *c*, *A*, *B*, *C*”. Dessa forma, de (3.21) e com os resultados de (3.29) a (3.61) têm-se as expressões (3.62) a (3.67).

$$\begin{aligned}
\lambda_a = k \cdot N_a \cdot \left\{ N_a \cdot \sum_h \frac{k_{aah}}{h^2} \cdot i_a \right. \\
+ N_b \cdot \sum_h \frac{k_{abh}}{h^2} \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_b \\
+ N_c \cdot \sum_h \frac{k_{ach}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_c \\
+ N_R \cdot \left[\sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i_A + \right. \\
+ \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_B \\
+ \left. \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_C \right] \left. \right\} + L_{da} \cdot i_a \quad (3.62)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_b = k \cdot N_a \cdot \left\{ N_a \cdot \sum_h \frac{k_{bah}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_a \right. \\
+ N_b \cdot \sum_h \frac{k_{bbh}}{h^2} \cdot i_b \\
+ N_c \cdot \sum_h \frac{k_{bch}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_c \\
+ N_R \cdot \left[\sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_A \right. \\
+ \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos(h\theta) \cdot i_B \\
+ \left. \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_C \right] \left. \right\} + L_{bd} \cdot i_b \quad (3.63)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_c = k \cdot N_a \cdot \left\{ N_a \cdot \sum_h \frac{k_{cah}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_a \right. \\
+ N_b \cdot \sum_h \frac{k_{cbh}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_b \\
+ N_c \cdot \sum_h \frac{k_{cch}}{h^2} \cdot i_c \\
+ N_R \cdot \left[\sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_A \right. \\
+ \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_B \\
+ \left. \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i_C \right] \left. \right\} + L_{dc} \cdot i_c \quad (3.64)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_A = k \cdot N_R \cdot \left\{ N_a \cdot \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i_a \right. \\
+ N_b \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_b \\
+ N_c \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_c \\
+ N_R \cdot \left[\sum_h \frac{k_{Rhh}}{h^2} \cdot i_A \right. \\
+ \sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_B \\
+ \left. \left. \sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_C \right] \right\} + L_{dA} \cdot i_A \quad (3.65)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_B = k \cdot N_R \cdot \left\{ N_a \cdot \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_a + \right. \\
N_b \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cos(h \cdot \theta) \cdot i_b + \\
N_c \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_c + \\
N_R \cdot \left[\sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_A + \right. \\
\sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot i_B + \\
\left. \left. \sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_C \right] \right\} + L_{dB} \cdot i_B \quad (3.66)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_C = k \cdot N_R \cdot \left\{ N_a \cdot \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_a \right. \\
+ N_b \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_b \\
+ N_c \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cos(h \cdot \theta) \cdot i_c \\
+ N_R \cdot \left[\sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_A \right. \\
\sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \cos \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_B \\
+ \left. \left. \sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot i_C \right] \right\} + L_{dC} \cdot i_C \quad (3.67)
\end{aligned}$$

Pretende-se trabalhar com as grandezas de rotor referidas a uma fase do estator, por exemplo, a fase a . Para tanto, pode-se escrever:

$$N_R \cdot i_A = N_a \cdot i'_A \quad (3.68)$$

$$N_R \cdot i_B = N_a \cdot i'_B \quad (3.69)$$

$$N_R \cdot i_C = N_a \cdot i'_C \quad (3.70)$$

$$N_a \cdot \lambda_A = N_R \cdot \lambda'_A \quad (3.71)$$

$$N_a \cdot \lambda_B = N_R \cdot \lambda'_B \quad (3.72)$$

$$N_a \cdot \lambda_C = N_R \cdot \lambda'_C \quad (3.73)$$

$$N_a^2 \cdot L_{dA} = N_R^2 \cdot L'_{dA} \quad (3.74)$$

$$N_a^2 \cdot L_{dB} = N_R^2 \cdot L'_{dB} \quad (3.75)$$

$$N_a^2 \cdot L_{dC} = N_R^2 \cdot L'_{dC} \quad (3.76)$$

Substituindo-se as equações de (3.68) a (3.76) em (3.62) a (3.67) e utilizando-se também das expressões (3.56) a (3.61) obtêm-se:

$$\begin{aligned} \lambda_a = K \cdot \left\{ \left(\sum_h \frac{k_{aah}}{h^2} + K_L \right) \cdot i_a \right. \\ + \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{abh}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_b \\ + \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{ach}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_c \\ + \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i'_A \\ + \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i'_B \\ \left. + \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i'_C \right\} \quad (3.77) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_b = K \cdot \left\{ \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bah}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_a \right. \\
+ \frac{1}{b^2} \cdot \left[\sum_h \frac{k_{bbh}}{h^2} + K_l \right] \\
+ \frac{1}{b \cdot c} \cdot \sum_h \frac{k_{bch}}{h^2} \cdot \cos \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \\
+ \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i'_A \\
+ \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i'_B \\
\left. + \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i'_C \right\} \quad (3.78)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_c = K \cdot \left\{ \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cah}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_a \right. \\
+ \frac{1}{b \cdot c} \cdot \sum_h \frac{k_{cbh}}{h^2} \cdot \cos \left(\frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \cdot i_b \\
+ \frac{1}{c^2} \cdot \left(\sum_h \frac{k_{cch}}{h^2} \cdot i_c + K_L \right) \\
+ \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i'_A \\
+ \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i'_B \\
\left. + \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i'_C \right\} \quad (3.79)
\end{aligned}$$

Para o rotor em gaiola de esquilo, do enrolamento trifásico equivalente, tem-se que $i_A + i_B + i_C = 0$. Desse modo, fazendo manipulações algébricas, obtém-se as seguintes equações de concatenamento de fluxo para as fases do rotor, referidas à fase a :

$$\begin{aligned}
\lambda'_A = K \cdot \left\{ \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i_a \right. \\
+ \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_b \\
+ \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_c \\
\left. + \left[\sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \left[1 - \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] + K'_L \right] \cdot i'_A \right\} \quad (3.80)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda'_B = K \cdot \left\{ \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_a \right. \\
+ \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i_b \\
+ \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_c \\
\left. + \left[\sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \left[1 - \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] + K'_L \right] \cdot i'_B \right\} \quad (3.81)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\lambda'_C = K \cdot \left\{ \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_a \right. \\
+ \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \cdot i_b \\
+ \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \cdot i_c \\
\left. + \left[\sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \cdot \left[1 - \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] + K'_L \right] \cdot i'_C \right\} \quad (3.82)
\end{aligned}$$

As novas grandezas que aparecem nas equações (3.77) a (3.82) são:

$$K_L = \frac{k_{da}}{k} = \frac{k_{db}}{k} = \frac{k_{dc}}{k} \quad (3.83)$$

$$K'_L = \frac{k_{dA}}{k} = \frac{k_{dB}}{k} = \frac{k_{dC}}{k} \quad (3.84)$$

$$K = k \cdot N_a^2 \quad (3.85)$$

$$b = \frac{N_a}{N_b} \quad (3.86)$$

$$b = \frac{N_a}{N_c} \quad (3.87)$$

Colocando-se as equações (3.77) a ((3.82)na forma matricial, tem-se:

$$[\lambda] = [L] \cdot [I] \quad (3.88)$$

Sendo:

$$[\lambda] = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda'_A \\ \lambda'_B \\ \lambda'_C \end{bmatrix}$$

$$[I] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I'_A \\ I'_B \\ I'_C \end{bmatrix}$$

$$[L] = K \cdot \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} & L_{15} & L_{16} \\ L_{12} & L_{22} & L_{23} & L_{24} & L_{25} & L_{26} \\ L_{13} & L_{23} & L_{33} & L_{34} & L_{35} & L_{36} \\ L_{14} & L_{24} & L_{34} & L_{44} & 0 & 0 \\ L_{15} & L_{25} & L_{35} & 0 & L_{44} & 0 \\ L_{16} & L_{26} & L_{36} & 0 & 0 & L_{44} \end{bmatrix}$$

Sendo:

$$L_{11} = \sum_h \frac{k_{aah}}{h^2} + K_L$$

$$L_{22} = \sum_h \frac{k_{bbh}}{h^2} + K_L$$

$$L_{33} = \sum_h \frac{k_{cch}}{h^2} + K_L$$

$$L_{44} = \sum_h \frac{k_{RRh}}{h^2} \left[1 - \cos \left(h \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] + K'_L$$

$$L_{12} = \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{abh}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{13} = \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{ach}}{h^2} \cdot \cos \left(h \cdot \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{14} = \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta)$$

$$L_{15} = \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right]$$

$$L_{16} = \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \cdot \cos \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right]$$

$$\begin{aligned}
L_{23} &= \frac{1}{b \cdot c} \sum_h \frac{k_{bch}}{h^2} \cdot \cos\left(h \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \\
L_{24} &= \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos\left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right] \\
L_{25} &= \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta) \\
L_{26} &= \frac{1}{b} \cdot \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \cdot \cos\left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right] \\
L_{34} &= \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos\left[h \cdot \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right] \\
L_{35} &= \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos\left[h \cdot \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right] \\
L_{36} &= \frac{1}{c} \cdot \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \cdot \cos(h \cdot \theta)
\end{aligned} \tag{3.89}$$

3.2.5 Relação Entre k , k_l , k'_l e os Parâmetros do Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico Simétrico

Considerando o motor simétrico em vazio síncrono, ligado em Y, e chamando de i_{ao} , i_{bo} e i_{co} suas correntes de fase do estator, para o harmônico espacial fundamental, da expressão (3.77) pode-se escrever:

$$\lambda_{ao} = K \cdot \{(k_{aal} + K_L) \cdot i_{ao} - 0.5(k_{abl} \cdot i_{bo} + k_{acl} \cdot i_{co})\} \tag{3.90}$$

Sendo:

$$i_{ao} + i_{bo} + i_{co} = 0 \tag{3.91}$$

$$k_{aal} = k_{abl} = k_{acl} \tag{3.92}$$

Substituindo-se (3.91) e (3.92) em (3.90), vem:

$$\lambda_{ao} = \frac{3}{2} \cdot K \cdot k_{aal} \cdot i_{ao} + K \cdot K_L \cdot k_{aal} \cdot i_{ao} \tag{3.93}$$

A primeira parcela de λ_{ao} na expressão (3.93) representa o concatenamento de fluxo magnetizante, enquanto que a segunda parcela representa a dispersão da fase a .

Representando por X_m e X_s as reatâncias de magnetização e de dispersão do estator por fase do motor simétrico, com base na expressão (3.93) pode-se escrever:

$$X_m = 3 \cdot \pi \cdot f \cdot K \cdot k_{aal} \tag{3.94}$$

$$X_s = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot K \cdot K_L \cdot k_{aal} \tag{3.95}$$

Portanto:

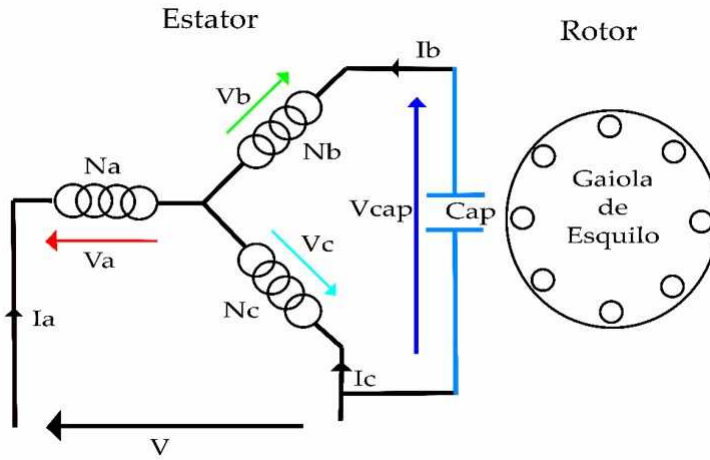
$$K = \frac{X_m}{3 \cdot \pi \cdot f \cdot k_{aal}} \quad (3.96)$$

$$K_L = \frac{3 \cdot X_s}{2 \cdot X_m} \quad (3.97)$$

3.2.6 Equações Elétricas e Mecânicas da Máquina Assimétrica com Alimentação Monofásica

A máquina assimétrica segue a mesma linha do motor simétrico convencional, sofrendo alteração, apenas, no número de espiras por fase, conforme proposto por Tozune (1991). Nessas condições, a máquina pode ser alimentada por uma rede elétrica monofásica, que para a conexão Y é indicada na Figura 3. Nota-se a presença de um capacitor adicional entre as extremidades B e C, tendo como finalidade resolver o problema de partida da máquina, bem como melhorar o desempenho na condição de regime permanente nominal.

Figura 3 – Detalhes da conexão do estator da máquina de indução assimétrica.



Fonte: Adaptado de Martins et al. (1998).

Fazendo-se uma análise completa das equações elétricas e mecânicas da máquina assimétrica, baseando-se nas equações preestabelecidas anteriormente para uma máquina de indução genérica, têm-se:

$$v_a = r_a \cdot i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (3.98)$$

$$v_b = r_b \cdot i_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (3.99)$$

$$v_c = r_c \cdot i_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (3.100)$$

Com base na Figura 3, pode-se escrever:

$$v = v_a - v_c \quad (3.101)$$

$$v_{Cap} = v_b - v_c \quad (3.102)$$

$$i_{Cap} = C_{ap} \cdot \frac{dv_{Cap}}{dt} = -i_b \quad (3.103)$$

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (3.104)$$

Manipulando matematicamente as equações de (3.98) a (3.104), obtêm-se:

$$v = (r_a + r_c) \cdot i_a + r_c \cdot i_b + \frac{d\lambda_{ac}}{dt} \quad (3.105)$$

$$v_{Cap} = (r_b + r_c) \cdot i_b + r_c \cdot i_a + \frac{d\lambda_{bc}}{dt} \quad (3.106)$$

Sendo:

$$\lambda_{ac} = \lambda_a - \lambda_c$$

$$\lambda_{bc} = \lambda_b - \lambda_c$$

Para o rotor, têm-se:

$$0 = r'_R \cdot i'_A + \frac{d\lambda'_A}{dt} \quad (3.107)$$

$$0 = r'_R \cdot i'_B + \frac{d\lambda'_B}{dt} \quad (3.108)$$

$$0 = r'_R \cdot i'_C + \frac{d\lambda'_C}{dt} \quad (3.109)$$

Para resolver o sistema de equações (3.105) a (3.109), deve-se inicialmente relacionar os concatenamentos de fluxo magnético com as correntes. Para a máquina assimétrica, pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda'_A \\ \lambda'_B \\ \lambda'_C \end{bmatrix} = [L] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i'_A \\ i'_B \\ i'_C \end{bmatrix} \quad (3.110)$$

Sendo:

- $[L]$ – matriz de indutâncias (3.88).

Das equações (3.110) e (3.104), pode-se obter (3.111):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ac} \\ \lambda_{bc} \\ \lambda'_A \\ \lambda'_B \\ \lambda'_C \end{bmatrix} = [L_1] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i'_A \\ i'_B \\ i'_C \end{bmatrix} \quad (3.111)$$

Sendo:

$$[L_1] = K \cdot \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} & A_{15} \\ A_{12} & A_{32} & A_{23} & A_{24} & A_{25} \\ A_{13} & A_{23} & A_{33} & 0 & 0 \\ A_{14} & A_{24} & 0 & A_{33} & 0 \\ A_{15} & A_{25} & 0 & 0 & A_{33} \end{bmatrix} \quad (3.112)$$

A constante K foi definida em (3.96).

Os termos da matriz $[L_1]$ são:

$$\begin{aligned} A_{11} &= L_{11} - 2 \cdot L_{13} + L_{33} \\ A_{12} &= L_{12} - L_{23} - L_{13} + L_{33} \\ A_{13} &= L_{14} - L_{34} \\ A_{14} &= L_{15} - L_{35} \\ A_{15} &= L_{16} - L_{36} \\ A_{22} &= L_{22} - 2 \cdot L_{23} + L_{33} \\ A_{23} &= L_{24} - L_{34} \\ A_{24} &= L_{25} - L_{35} \\ A_{25} &= L_{26} - L_{36} \\ A_{33} &= L_{44} \end{aligned}$$

Onde os valores de L_{ij} estão apresentados em (3.89).

Introduzindo-se as equações mecânicas da máquina, têm-se:

$$T_m - T_c = J \cdot \frac{dW_R}{dt} \quad (3.113)$$

$$\omega_R = \frac{d\theta_R}{dt} \quad (3.114)$$

Sendo:

- J – Momento de inércia das partes girantes;
- ω_R – Velocidade angular da máquina;
- θ_R – Deslocamento angular, em graus mecânicos;
- T_m – conjugado eletromagnético;
- T_c – conjugado resistente.

O conjugado eletromagnético é dado por:

$$T_m = \frac{p}{4} \cdot \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i'_A & i'_B & i'_C \end{bmatrix} \cdot \left[\frac{d[L]}{d\theta} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i'_A \\ i'_B \\ i'_C \end{bmatrix} \quad (3.115)$$

Sendo:

- p – número de polos;
- $[L]$ – matriz de indutâncias (3.88);
- θ – deslocamento angular em graus elétricos.

Fazendo-se a derivada da matriz indutância $[L]$, em relação ao ângulo θ , obtêm-se:

$$\left[\frac{d[L]}{d\theta} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -K \cdot s_{11} & -K \cdot s_{12} & -K \cdot s_{13} \\ 0 & 0 & 0 & -K \cdot s_{21} & -K \cdot s_{22} & -K \cdot s_{23} \\ 0 & 0 & 0 & -K \cdot s_{31} & -K \cdot s_{32} & -K \cdot s_{33} \\ -K \cdot s_{11} & -K \cdot s_{21} & -K \cdot s_{31} & 0 & 0 & 0 \\ -K \cdot s_{12} & -K \cdot s_{22} & -K \cdot s_{32} & 0 & 0 & 0 \\ -K \cdot s_{13} & -K \cdot s_{23} & -K \cdot s_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.116)$$

Sendo:

$$s_{11} = \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \sin(h \cdot \theta)$$

$$s_{12} = \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \sin \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$\begin{aligned}
s_{13} &= \sum_h \frac{k_{aRh}}{h^2} \sin \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
s_{31} &= \frac{1}{c} \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \sin \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
s_{33} &= \frac{1}{c} \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \sin(h \cdot \theta) \\
s_{21} &= \frac{1}{b} \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \sin \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
s_{22} &= \frac{1}{b} \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \sin(h \cdot \theta) \\
s_{23} &= \frac{1}{b} \sum_h \frac{k_{bRh}}{h^2} \sin \left[h \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
s_{32} &= \frac{1}{c} \sum_h \frac{k_{cRh}}{h^2} \sin \left[h \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right]
\end{aligned}$$

A partir das equações (3.115), (3.116) e (3.104), pode-se obter:

$$T_m = -\frac{p \cdot K \cdot R_1}{2} \cdot i_a - \frac{p \cdot K \cdot R_2}{2} \cdot i_b \quad (3.117)$$

Sendo:

$$R_1 = (s_{11} - s_{31}) \cdot i'_A + (s_{12} - s_{32}) \cdot i'_B + (s_{13} - s_{33}) \cdot i'_C \quad (3.118)$$

$$R_2 = (s_{21} - s_{31}) \cdot i'_A + (s_{22} - s_{32}) \cdot i'_B + (s_{23} - s_{33}) \cdot i'_C \quad (3.119)$$

3.2.7 Resolução do Sistema de Equações da Máquina Assimétrica

Para se obter um sistema de equações que represente o funcionamento de uma máquina de indução assimétrica trifásica, com alimentação monofásica, uma das técnicas é unir as equações elétricas (3.105) a (3.110) com as mecânicas (3.113), (3.114) e (3.117), formando um sistema matricial de equações (3.120).

$$\left[\frac{d[\lambda']}{dt} \right] = [V'] - [R'] \cdot [I'] \quad (3.120)$$

Sendo:

$$[\lambda'] = [L'_1] \cdot [I'] \quad (3.121)$$

Como:

$$\left[\frac{d[\lambda']}{dt} \right] = \left[\frac{d[L'_1]}{dt} \right] \cdot [I'] + [L'_1] \left[\frac{d[I']}{dt} \right] \quad (3.122)$$

De (3.120) vem:

$$\left[\frac{d[I']}{dt} \right] = [L'_1]^{-1} \cdot \left\{ [V'] - \left([R'] + \left[\frac{[L'_1]}{dt} \right] \right) \cdot [I'] \right\} \quad (3.123)$$

Sendo:

$$[I'] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ V_{cap} \\ i'_A \\ i'_B \\ i'_C \\ W_R \\ \theta \end{bmatrix}, \quad [V'] = \begin{bmatrix} V \\ V_{cap} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{T_c}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [\lambda'] = \begin{bmatrix} \lambda_{ac} \\ \lambda_{bc} \\ V_{cap} \\ \lambda'_A \\ \lambda'_B \\ \lambda'_C \\ W_R \\ \theta \end{bmatrix},$$

$$[R'] = \begin{bmatrix} (r_a + r_c) & r_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ r_c & (r_b + r_c) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{ap}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r'_A & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r'_B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r'_C & 0 & 0 \\ \frac{K \cdot R_1 \cdot p}{2 \cdot J} & \frac{K \cdot R_2 \cdot p}{2 \cdot J} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{p}{2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[L'_1] = \begin{bmatrix} K \cdot A_{11} & K \cdot A_{12} & K \cdot A_{13} & 0 & K \cdot A_{14} & K \cdot A_{15} & 0 & 0 \\ K \cdot A_{12} & K \cdot A_{22} & K \cdot A_{23} & 0 & K \cdot A_{24} & K \cdot A_{25} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K \cdot A_{13} & K \cdot A_{23} & 0 & K \cdot A_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K \cdot A_{14} & K \cdot A_{24} & 0 & 0 & K \cdot A_{33} & 0 & 0 & 0 \\ K \cdot A_{15} & K \cdot A_{25} & 0 & 0 & 0 & K \cdot A_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\left[\frac{dL_1}{dt} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & K \cdot B_{14} & K \cdot B_{15} & K \cdot B_{16} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K \cdot B_{24} & K \cdot B_{25} & K \cdot B_{26} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K \cdot B_{14} & K \cdot B_{24} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K \cdot B_{15} & K \cdot B_{25} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K \cdot B_{16} & K \cdot B_{26} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{d\theta}{dt}$$

$$B_{14} = s_{31} - s_{11}$$

$$B_{15} = s_{32} - s_{12}$$

$$B_{16} = s_{33} - s_{13}$$

$$B_{24} = s_{31} - s_{21}$$

$$B_{25} = s_{32} - s_{22}$$

$$B_{26} = s_{33} - s_{23}$$

Sendo assim, de posse de todas as equações elétricas e mecânicas do motor de indução trifásico com alimentação monofásica, pode-se obter, por meio de simulações matemáticas, o seu comportamento em regime transitório e permanente. Salientando-se que todas as variáveis como correntes de estator e rotor, tensão de alimentação, velocidade angular e conjugados podem ser obtidos em qualquer instante.

O ponto mais alto dessa modelagem, além de permitir acompanhar o desempenho do motor, está em se fazer um estudo mais detalhado em cada instante do tempo das tensões A, B e C, correntes A, B e C, conjugado eletromagnético, velocidade e posição.

3.3 Modelagem no Domínio da Frequência

3.3.1 Modelagem do Motor de Indução Trifásico Assimétrico em Regime Permanente

Neste item é abordada a modelagem do motor de indução trifásico assimétrico com alimentação monofásica no domínio da frequência de forma sucinta, uma vez que esta já foi abordada em detalhes, com base nas pesquisas de Mendonça, Neto e Camacho (2000) e Wellington, Roberlam e Luciano (2015). Tem-se, então, uma breve descrição dessa modelagem visando a uma maior comodidade para o leitor na exposição do trabalho.

3.3.2 Equações Básicas

Concentrando-se a atenção apenas nas fases do estator da máquina assimétrica, em regime permanente senoidal, suas correntes produzem forças magnetomotrizes que podem ser analisadas a partir da teoria dos fasores. Denominado de $fmma$, fmb , fmc , o sistema trifásico de força magnetomotriz, produzido pelo sistema trifásico de corrente do estator Ia , Ib , Ic ; pode-se genericamente afirmar que ambos os sistemas são desbalanceados. Nesse sentido, por meio da decomposição em componentes simétricas, pode-se ter o desenvolvimento matemático que se segue.

O sistema trifásico $fmma$, fmb , fmc pode ser escrito como sendo:

$$\begin{bmatrix} \dot{fmma} \\ \dot{fmb} \\ \dot{fmc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{fmm0} \\ \dot{fmm1} \\ \dot{fmm2} \end{bmatrix} \quad (3.124)$$

e

$$\begin{bmatrix} \dot{fmma} \\ \dot{fmb} \\ \dot{fmc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_a & 0 & 0 \\ 0 & N_b & 0 \\ 0 & 0 & N_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix} \quad (3.125)$$

As componentes simétricas de sequências zero, positiva e negativa, fmm_0 , $fmma_1$, $fmma_2$, respectivamente, são produzidas por componentes da corrente Ia que são denominadas de I_{ap} , I_{an} , I_{az} ; e que, portanto, dão as relações:

$$\begin{bmatrix} \dot{fmma} \\ \dot{fmb} \\ \dot{fmc} \end{bmatrix} = N_a \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ia_z \\ Ib_p \\ Ic_N \end{bmatrix} \quad (3.126)$$

De (3.124) a (3.126) tem-se:

$$\begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix} = N_a \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ b & b \cdot \alpha^2 & b \cdot \alpha \\ c & c \cdot \alpha & c \cdot \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ia_z \\ Ia_p \\ Ia_N \end{bmatrix} \quad (3.127)$$

Sendo:

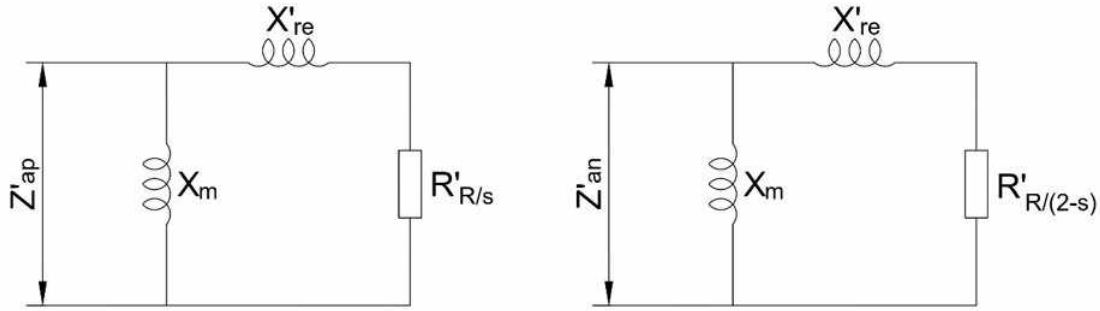
$$b = \frac{N_a}{N_b} \quad c = \frac{N_a}{N_c} \quad (3.128)$$

As componentes I_{ap} e I_{an} se relacionam com as componentes E_{ap} e E_{an} da força eletromotriz da fase a por intermédio das impedâncias de sequência positiva e negativa e da máquina ilustradas nos circuitos da Figura 4. Dessa forma, têm-se as equações (3.129) e (3.130).

$$\dot{E}a_p = \dot{Z}'_{ap} \cdot \dot{I}a_p \quad (3.129)$$

$$\dot{E}a_N = \dot{Z}'_{aN} \cdot \dot{I}a_N \quad (3.130)$$

Figura 4 – Circuitos relativos às impedâncias $\dot{Z}'_p$ e $\dot{Z}'_N$.



Fonte: Adaptado de Neto (1980).

Os parâmetros dos circuitos da Figura 4 são:

- Xm – reatância de magnetização da fase a ;
- X'_{RB} – reatância de dispersão a rotor bloqueado, referida ao estator, da fase a ;
- $R'R$ – resistência do rotor, referida ao estator, da fase a ;
- s – escorregamento da máquina.

Dos terminais de cada fase do estator da máquina, pode-se escrever:

$$Va = (Rs_a + jXs_a) \cdot Ia + Ea \quad (3.131)$$

$$Vb = (Rs_b + jXs_b) \cdot Ib + Eb \quad (3.132)$$

$$Vc = (Rs_c + jXs_c) \cdot Ic + Ec \quad (3.133)$$

Sendo:

- Rs_a , Xs_a - resistência e reatância de dispersão da fase a ;
- Rs_b , Xs_b - resistência e reatância de dispersão da fase b ;
- Rs_c , Xs_c - resistência e reatância de dispersão da fase c .

Como os campos magnéticos de sequências positiva e negativa são os mesmos que cortam as três fases, pode-se escrever:

$$Eb = \frac{N_b}{N_a} \cdot Ea \quad (3.134)$$

$$Ec = \frac{N_c}{N_a} \cdot Ea \quad (3.135)$$

Considerando-se que a força eletromotriz pode ser decomposta em Eap e Ean , vem:

$$Ea = Eap + Ean \quad (3.136)$$

Das equações (3.127) a (3.136), pode-se obter:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{sa} & \dot{Z}_{a_p} & \dot{Z}_{a_N} \\ \frac{\dot{Z}_{sa}}{b} & \frac{\alpha^2}{b} \cdot \dot{Z}_{a_p} & \frac{\alpha}{b} \cdot \dot{Z}_{a_N} \\ \frac{\dot{Z}_{sa}}{c} & \frac{\alpha}{c} \cdot \dot{Z}_{a_p} & \frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{Z}_{a_N} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_{az} \\ \dot{I}_{ap} \\ \dot{I}_{an} \end{bmatrix} \quad (3.137)$$

Sendo:

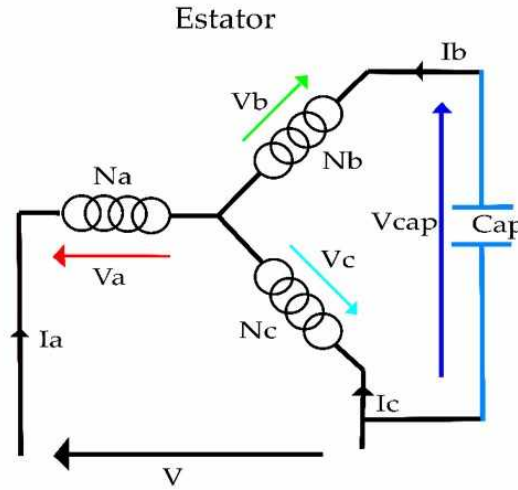
$$\begin{aligned} \dot{Z}'_{a_p} &= \dot{Z}_{sa} + \dot{Z}'_{a_P} \\ \dot{Z}'_{a_N} &= \dot{Z}_{sa} + \dot{Z}'_{a_N} \\ \dot{Z}'_{sa} &= Rs_a + jXs_a \\ Rs_b &= b^2 \cdot Rs_a \\ Rs_c &= c^2 \cdot Rs_a \\ Xs_b &= b^2 \cdot Xs_a \\ Xs_c &= c^2 \cdot Xs_a \end{aligned} \quad (3.138)$$

A expressão (3.137) mostra as relações que existem entre as tensões de alimentação dos enrolamentos e as componentes da corrente da fase *a*. Essa expressão servirá para o desenvolvimento desta modelagem.

3.3.3 Modelagem do Motor Assimétrico na Conexão Y

Considere o motor de indução trifásico assimétrico ligado em Y conforme Figura 5 e alimentado por um sistema monofásico de tensão, auxiliado por um capacitor conforme Figura 5.

Figura 5 – Motor assimétrico – Ligação Y.



Fonte: Adaptado de Neto (1990).

Do circuito da Figura 5, pode-se escrever:

$$I = -I_{Cap} \quad (3.139)$$

$$Vb - Vc = -j \cdot X_{Cap} \cdot I_{Cap} \quad (3.140)$$

$$Ia + Ib + Ic = 0 \quad (3.141)$$

Do sistema matricial de equações (3.137) tem-se:

$$\dot{V}b - \dot{V}c = (\dot{Z}0 * \dot{I}a_z + \dot{Z}1\dot{I}a_p + \dot{Z}2\dot{I}a_N) \quad (3.142)$$

Sendo:

$$\begin{aligned}
\dot{Z}0 &= \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{c} \right) * \dot{Z}_{sa} \\
\dot{Z}1 &= \left(\frac{\alpha^2}{b} - \frac{\alpha}{c} \right) * \dot{Z}_{AP} \\
\dot{Z}0 &= \left(\frac{\alpha}{b} - \frac{\alpha^2}{c} \right) * \dot{Z}_{AN}
\end{aligned} \tag{3.143}$$

Das equações (3.127), (3.139), (3.140), (3.141) e (3.142), é possível, a partir de manipulação matemática obter a relação $\dot{I}_{a_N}/\dot{I}_{a_p}$, denominada de fator de desbalanceamento, expressão (3.144).

$$\dot{F} = \frac{\dot{I}_{a_N}}{\dot{I}_{a_p}} = \frac{\dot{Z}1 - \dot{Z}0 \cdot \gamma1 + jX_{cap} \cdot b \cdot (\gamma1 - \alpha^2)}{\dot{Z}0 \cdot \gamma2 - \dot{Z}2 + jX_{cap} \cdot b \cdot (\alpha - \gamma2)} \tag{3.144}$$

Sendo:

$$\dot{\gamma}1 = \frac{1 + b \cdot \alpha^2 + c \cdot \alpha}{1 + b + c}$$

$$\dot{\gamma}2 = \frac{1 + b \cdot \alpha + c \cdot \alpha^2}{1 + b + c}$$

Em função de $\dot{F}$, a partir das expressões anteriores, é possível obter as correntes e tensões das fases do estator do motor assimétrico, expressões (3.145) a (3.150).

$$\dot{I}a = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (1 - \dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot (1 - \dot{\gamma}2)) \quad (3.145)$$

$$\dot{I}b = \frac{b \cdot \dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (\alpha^2 - \dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot (\alpha - \dot{\gamma}2)) \quad (3.146)$$

$$\dot{I}c = \frac{c \cdot \dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (\alpha - \dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot (\alpha - \dot{\gamma}2)) \quad (3.147)$$

$$\dot{V}a = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (-\dot{Z}sa \cdot (\dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot \dot{\gamma}2) + \dot{Z}a_p + \dot{Z}_N \cdot \dot{F}) \quad (3.148)$$

$$\dot{V}b = \frac{\dot{V}}{b \cdot \dot{Z}} \cdot (-\dot{Z}sa \cdot (\dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot \dot{\gamma}2) + \alpha^2 \cdot \dot{Z}a_p + \alpha \cdot \dot{Z}a_N \cdot \dot{F}) \quad (3.149)$$

$$\dot{V}c = \frac{\dot{V}}{c \cdot \dot{Z}} \cdot (-\dot{Z}sa \cdot (\dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot \dot{\gamma}2) + \alpha \cdot \dot{Z}a_p + \alpha^2 \dot{Z}a_N \cdot \dot{F}) \quad (3.150)$$

Sendo:

$$\dot{Z} = \dot{Z}4 - \dot{Z}3 \cdot \dot{\gamma}1 + (\dot{Z}5 - \dot{Z}3 \cdot \dot{\gamma}2) \cdot \dot{F}$$

$$\dot{Z}3 = \left(\frac{1}{c} - 1\right) \cdot \dot{Z}sa$$

$$\dot{Z}4 = \left(\frac{\alpha}{c} - 1\right) \cdot \dot{Z}a_p$$

$$\dot{Z}5 = \left(\frac{\alpha^2}{c} - 1\right) \cdot \dot{Z}a_N$$

O alimentador monofásico tem como tensão e corrente V e Ia respectivamente. Tomando-se v na referência, o ângulo de Ia dá o fator de potência no alimentador, ou seja:

$$\cos \phi = \frac{\text{parte real} \left[-\frac{\dot{V}}{\dot{Z}} [1 - \dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot (1 - \dot{\gamma}2)] \right]}{\left| -\frac{\dot{V}}{\dot{Z}} [1 - \dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot (1 - \dot{\gamma}2)] \right|} \quad (3.151)$$

Em consequência, a potência elétrica ativa que o alimentador fornece ao motor é dada por:

$$Pe = V^2 \cdot \text{parte real} \left[-\frac{1}{Z} \left[1 - \dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot (1 - \dot{\gamma}2) \right] \right] \quad (3.152)$$

Para o cálculo do conjugado motor, pode-se usar a relação entre a potência fornecida ao rotor (Pfr) e velocidade síncrona (Ws). A potência fornecida ao rotor por fase é igual a diferença entre as potências fornecidas ao rotor, devido às impedâncias dos circuitos de sequências positiva, $\dot{Z}'a_p$, e negativa, $\dot{Z}'a_N$. Portanto, matematicamente tem-se:

$$Pfr = 3 \cdot \left[\text{parte real} \left(\dot{Z}'a_p \right) \cdot \dot{I}^2a_p - \text{parte real} \left(\dot{Z}'a_N \right) \cdot \dot{I}^2a_N \right] \quad (3.153)$$

Da definição de $\dot{F}$ e das expressões (3.127) e de (3.145) a (3.147), a expressão (3.153) torna-se (3.154).

$$Pfr = 3 \cdot \left[\text{parte real} \left(\dot{Z}'a_p \right) \right] - \left[\text{parte real} \left(\dot{Z}'a_N \right) \dot{F}^2 \right] \cdot \frac{V^2}{Z^2} \quad (3.154)$$

Utilizando (3.154) e o procedimento de cálculo anteriormente apresentado, obtém-se o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor T, a partir de (3.155).

$$T = \frac{3 \cdot V^2}{Ws} = \left[\frac{\text{parte real} \left(\dot{Z}'a_p \right) - \text{parte real} \left(\dot{Z}'a_N \right) \cdot \dot{F}^2}{Z^2} \right] \quad (3.155)$$

A potência mecânica é dada por (3.156).

$$Pmec = 3 \cdot V^2 \cdot (1 - s) \cdot \left[\frac{\text{parte real} \left(\dot{Z}'a_p \right) - \text{parte real} \left(\dot{Z}'a_N \right) \cdot \dot{F}^2}{Z^2} \right] \quad (3.156)$$

O rendimento é dado por (3.157).

$$Rend = \frac{3 \cdot (1 - s) \cdot \left[\frac{\text{parte real} \left(\dot{Z}'a_p \right) - \text{parte real} \left(\dot{Z}'a_N \right) \cdot \dot{F}^2}{Z^2} \right]}{\text{parte real} \left[-\frac{1}{Z} \cdot \left[1 - \dot{\gamma}1 + \dot{F} \cdot (1 - \dot{\gamma}2) \right] \right]} \quad (3.157)$$

3.4 Projeto do Motor de Indução Trifásico Assimétrico com Alimentação Monofásica

O projeto do motor de indução trifásico assimétrico é feito a partir de um motor de indução trifásico convencional, substituindo-se apenas o enrolamento do estator e preservando-se a mesma estrutura magnética do estator e rotor em gaiola de esquilo. Inicialmente, ensaia-se um motor de indução trifásico simétrico, comercial para a obtenção dos parâmetros de seu circuito equivalente, uma vez que, para este motor, circuitos equivalentes das fases são iguais.

Aplica-se, inicialmente, os valores dos parâmetros do circuito equivalente na modelagem no domínio da frequência. A partir das expressões (3.144) e (3.157), é possível variar b , c e X_{cap} , onde os fatores b e c representam as relações do número de espiras da fase a do estator pelo número de espiras das fases b e c do estator, respectivamente, obtendo-se os respectivos valores de T , mantendo-se o escorregamento no valor correspondente à rotação nominal do motor simétrico original. Os diversos conjuntos de valores de b , c e Cap , que resultam em T muito próximo ou igual ao nominal, são resultados os quais permitem projetar o motor assimétrico, considerando-se que, na rotação nominal, ele fornece aproximadamente ou exatamente o conjugado nominal e portanto a potência nominal.

Para todos esses conjuntos de valores de b , c e Cap que resultaram em potência nominal para o motor assimétrico, através da modelagem no domínio do tempo, obtêm-se as curvas de conjugado e rotação em função do tempo, procurando, em regime permanente, colocar a média da rotação do motor no valor da rotação nominal do motor simétrico original. Analisando-se os resultados obtidos, é possível escolher aquele conjunto b , c e Cap , que apresenta o melhor desempenho do motor e, dessa forma, têm-se os elementos suficientes para projetar e construir o motor de indução trifásico assimétrico.

3.4.1 Obtenção dos Parâmetros da Máquina de Indução

Para que seja feito o levantamento dos parâmetros do circuito equivalente do motor, é necessário realizar os seguintes ensaios: motor a vazio, rotor bloqueado, e medição de resistência do enrolamento do estator à temperatura nominal de funcionamento.

Para testar a validade de tais parâmetros, ensaia-se o motor simétrico comercial com tensão e rotação nominais, obtendo-se a corrente e fator de potência de fase. Compara-se esses resultados com os teóricos obtidos da aplicação da tensão e escorregamento nominais no circuito equivalente da máquina. O motor de indução trifásico original, conforme Tabela 1, tem como dados de placa:

Os parâmetros do circuito equivalente, obtidos pelos métodos tradicionais, estão

Tabela 1 – Especificações Técnicas do Motor.

Parâmetro	Valor
Modelo	W22
Potência	2 CV
Frequência	60 Hz
Rotação	1750 rpm
Tensão	220V/380V
Corrente	5,98A/3,80A
Proteção	IP54
I_p/I_n	7,1
F_s	1,2
$Isol$	B
Categoria	N
Regime	S 1
Rendimento	84,2%
$\cos \phi$	0,7
J	0,0066 kg.m ²

na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações Técnicas do Motor.

$R_s(\Omega)$	$X_s(\Omega)$	$X_m(\Omega)$	$Xr'(\Omega)$	$Rr'(\Omega)$
$3,80 \pm 0,03$	$3,10 \pm 0,03$	$72,15 \pm 0,7$	$3,10 \pm 0,03$	$3,80 \pm 0,03$

Sendo:

- R_s – resistência do estator
- Rr' – resistência do rotor, referida ao estator
- X_s – reatância de dispersão do estator
- Xr' – reatância de dispersão do rotor bloqueado, referida ao estator
- X_m – reatância de magnetização

3.4.2 Dados Construtivos

A construção do motor de indução trifásico assimétrico é realizada a partir de um motor de indução trifásico simétrico tradicional de 2 CV, 4 polos, 220/380 V. Os dados do circuito equivalente estão na tabela 2 que são: resistência de estator 3,80 Ohm; resistência do rotor (referida ao estator) 3,10 Ohm; reatância de rotor bloqueado (referida ao estator) 3,80 Ohm; reatância do estator 3,80 Ohm; reatância de magnetização (por fase) 72,15 Ohm.

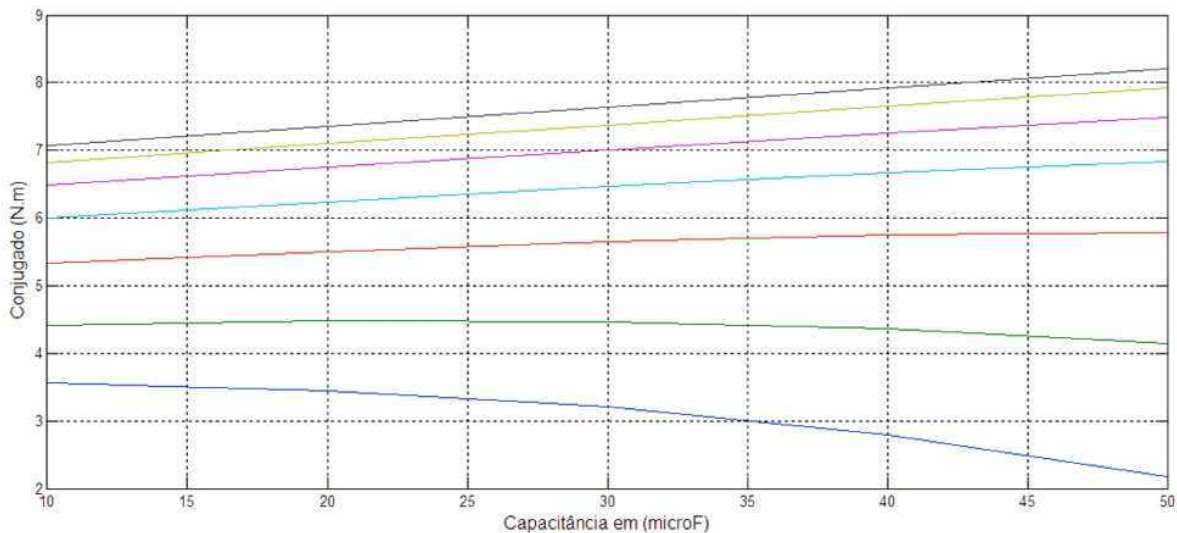
Nessa direção, Alwash e Ikhwan (1995) analisaram uma técnica para cálculo dos enrolamentos desbalanceados do motor, similar ao que utilizamos neste trabalho, levando em conta o efeito harmônico da máquina.

O projeto do protótipo do motor de indução assimétrico é desenvolvido à partir das equações do motor desenvolvidas no domínio da frequência e dos parâmetros do circuito equivalente da máquina. Aplicando-se os resultados da Tabela 2, que equivale aos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico original, na equação (3.155) é possível obter resultados para o conjugado eletromagnético T , na rotação nominal, com diversos valores de b , c e Cap .

A partir dos dados do circuito equivalente, pode fazer a alimentação dos dados na simulação (programa em anexo I) então por várias simulações computacionais visando obter as relações de números de espiras para cada fase, à partir destas simulações obtém o valor do capacitor para o motor em plena carga.

Deste modo são apresentados resultado das simulações observados nas figuras 6, 7, 8 e 9 curvas parametrizadas de T , I_a , I_b e I_c em função do capacitor para os valores de b e c , valores já encontrados nas simulações, sendo $b = 1,68$ e $c = 0,71$.

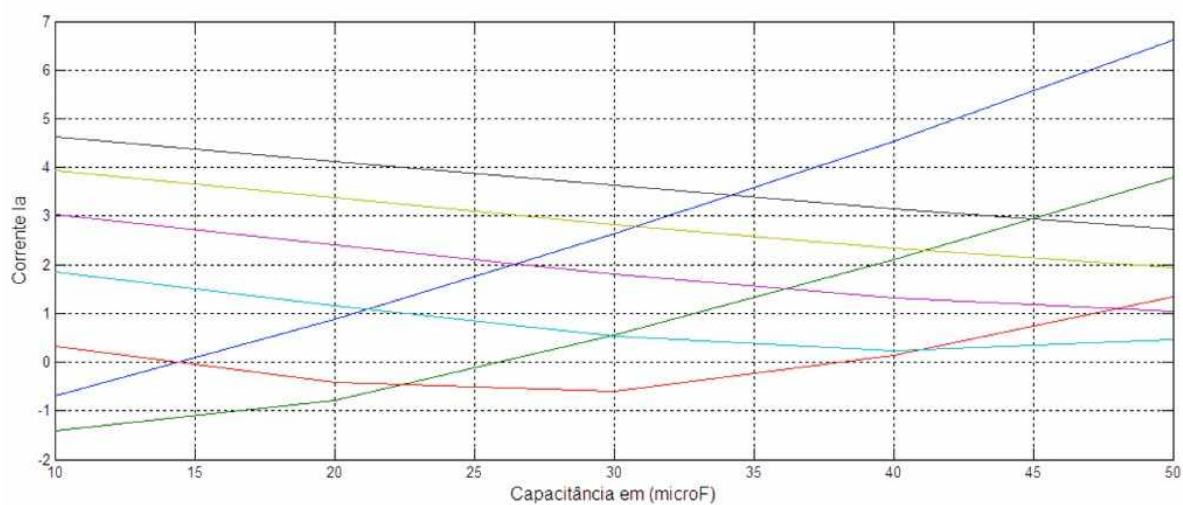
Figura 6 – conjugado do motor pela capacitância.



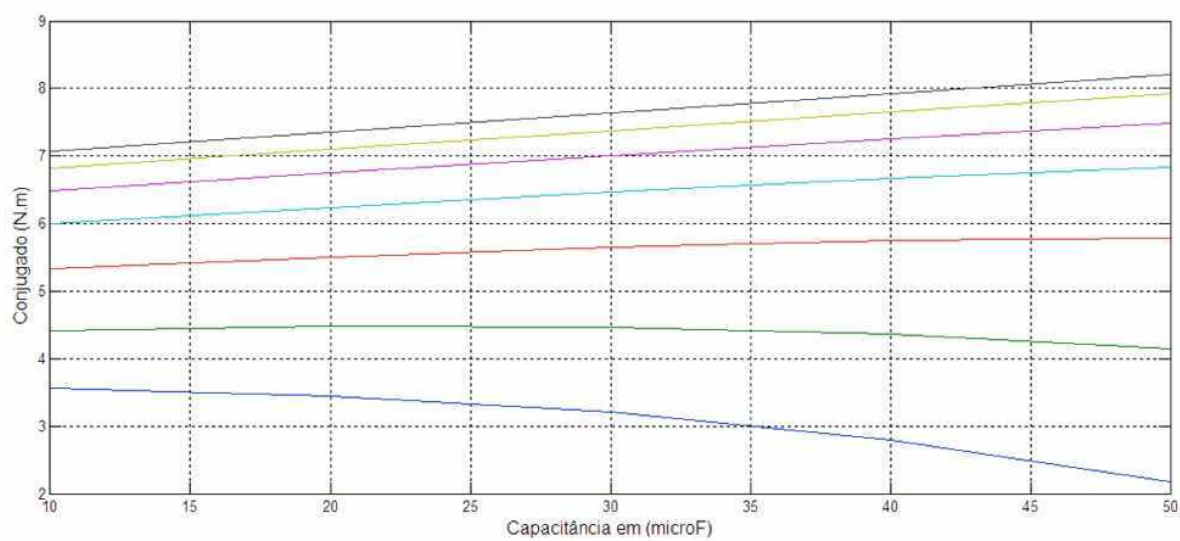
Fonte: Elaborado pelo autor.

Lembrando, que como a proposta é um chaveamento dinâmico do capacitor de acordo com a carga aplicada no eixo do motor, o controle irá adicionar ou retirar capacitância, ou seja, colocar o valor necessário de capacitância para um funcionamento independente da carga aplicada.

Para este motor de 2 CV, as relações de números de espiras fica definidos como:

Figura 7 – Corrente I_a do motor pela capacitância.

Fonte: Elaborado pelo autor.

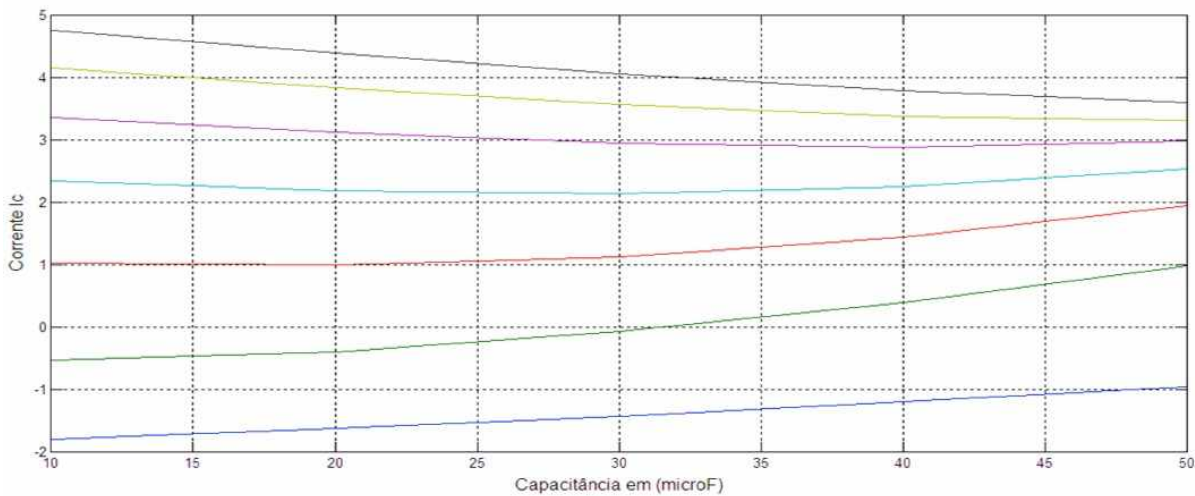
Figura 8 – Corrente I_b do motor pela capacitância.

Fonte: Elaborado pelo autor.

- $N_a/N_b = 1.68$;
- $N_a/N_c = 0.71$;

Ou seja:

- N^o de espiras da fase $a = 42$

Figura 9 – Corrente I_c do motor pela capacitância.

Fonte: Elaborado pelo autor.

- N^o de espiras da fase $b = 25$
- N^o de espiras da fase $c = 59$

O motor de 2 cv originalmente é rebobinado com um fio esmaltado de 20 AWG. O AWG (American Wire Gauge), é um sistema usado para medir a espessura do fio, onde números menores significam fios mais grossos. O fio de 20 AWG é mais fino em comparação com o de 19 AWG, que é usado em um motor de 3 cv original, na Tabela 3¹ pode verificar os dados sobre bobinagem do motor.

No caso do motor assimétrico do trabalho, o projeto das bobinas foi feito com base no motor de 3 cv, ou seja, foram usados fios mais espessos (19 AWG), que permitem passar mais corrente elétrica. Isso é importante porque, ao usar fios mais grossos, o motor pode lidar com mais corrente sem aquecer tanto, o que melhora seu funcionamento.

A corrente nominal, que representa a quantidade de corrente elétrica consumida pelo motor em condições normais de operação, é de 3,8 A (amperes) para o motor de 2 cv, enquanto para o motor de 3 cv é de 5,2 A. Isso indica que o motor de 3 cv demanda uma corrente elétrica superior à do motor de 2 cv, o que é viável devido à utilização de condutores de maior bitola.

O motor assimétrico, que é o tipo de motor em questão, apresenta um problema: devido ao fato de as bobinas não serem iguais em todas as fases, pode ocorrer uma oscilação

¹ Disponível em <https://drive.google.com/drive/folders/0B5udyyVdVS6deE1LWURRc1VGVmc?resourcekey=0-i3-93ybTTdPR_IW5QVckXA>

de corrente. Essa oscilação é causada pelo desbalanceamento dos indutores (bobinas), que impede a distribuição uniforme das correntes.

Na fase C do motor assimétrico, é proposto um desafio relacionado ao número elevado de espirais. Devido à quantidade significativa de voltas de fio, não havia espaço suficiente nas ranhuras do motor para acomodar as espiras utilizando o fio mais grosso de 19 AWG. Como solução, foi necessário adotar um fio menos espessos, de 22 AWG, mesmo não sendo o ideal. Contudo, essa alteração não prejudica o desempenho do motor, garantindo seu funcionamento adequado, mesmo com a alteração no tipo de fio.

Tabela 3 – Dados de bobinagem WEG Trifásicos 220 V – 380 V. 60 Hz, 4 polos, camada única.

	CV	POLOS	CARC	DIAM	PAC	RANH	FIO	ESP	PASSO	LIG
WEG	0,16	IV	63	62	40	24	28	210	6-8	SÉRIE
WEG	0,25	IV	63	62	50	24	27	165	6-8	SÉRIE
WEG	0,33	IV	63	62	60	24	26	138	6-8	SÉRIE
WEG	1/3	IV	A56	92,5	35	36	25	115	8-10	SÉRIE
WEG	1/3	IV	A56	92,5	30	36	24	125	8-10	SÉRIE
WEG	1/2	IV	A56	92,5	45	36	24	94	8-10-12	SÉRIE
WEG	0,5	IV	71	62	70	24	24	120	6-8	SÉRIE
WEG	1/2	IV	A56	92,5	40	36	25	100	8-10-12	SÉRIE
WEG	0,75	IV	71	62	85	24	23	91	6-8	SÉRIE
WEG	3/4	IV	B56	92,5	56	36	23	70	8-10-12	SÉRIE
WEG	3/4	IV	B56	92,5	50	36	24	76	8-10-12	SÉRIE
WEG	1	IV	60	82	70	36	23	60	8-10-12	SÉRIE
WEG	1	IV	B56	92,5	60	36	22	64	8-10-12	SÉRIE
WEG	1	IV	B56	92,5	55	36	23	64	8-10-12	SÉRIE
WEG	1/5	IV	80	82	85	36	22	52	8-10-12	SÉRIE
WEG	1 1/2	IV	D58	92,5	80	36	1x21	50	8-10-12	SÉRIE
WEG	1 1/2	IV	D58	92,5	70	36	1x22	55	8-10-12	SÉRIE
WEG	2	IV	H58	92,5	100	36	1x20	40	8-10-12	SÉRIE
WEG	2	IV	F56H	92,5	80	36	1x24+1x23	45	8-10-12	SÉRIE
WEG	2	IV	90S	92,5	90	36	1x20	42	8-10-12	SÉRIE
WEG	3	IV	90S	75	85	24	1x19	36	10-12	SÉRIE
WEG	3	IV	90L	92,5	120	36	3x23	32	8-10-12	SÉRIE
WEG	4	IV	100L	100	120	36	2x20	29	8-10-12	SÉRIE
WEG	5	IV	100L	100	130	36	1x19+1x20	26	8-10-12	SÉRIE
WEG	6	IV	112M	115	120	36	2x18	26	8-10-12	SÉRIE
WEG	7,5	IV	112M	115	140	36	4x20	22	8-10-12	SÉRIE
WEG	10	IV	132S	140	130	36	3x20	36	8-10-12	PARALELO
WEG	10	IV	132S	140	130	36	3x20	36	8-10-12	PARALELO
WEG	10	IV	132S	150	110	48	2x19+2x21	15	10-12	SÉRIE

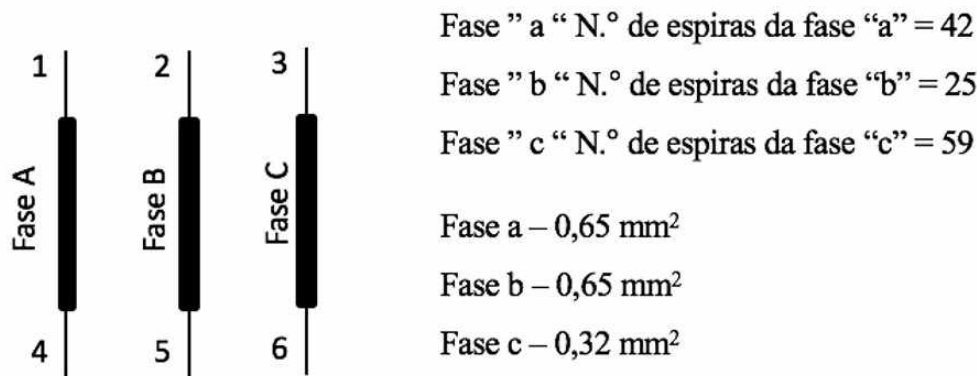
Fonte: Dados do fabricante.

As seções dos condutores são definidas como:

- Fase a – $0,65mm^2 = 19AWG$
- Fase b – $0,65mm^2 = 19AWG$
- Fase c – $0,32mm^2 = 22AWG$
- Capacitor de $40\mu F$

A Figura 10 ilustra como deve ser a montagem das bobinas no estator bobinado

Figura 10 – Montagem das Bobinas no Estator.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.5 Chaveamento de Capacitores

O chaveamento de capacitor proposto consiste em chavear um único capacitor, cujo valor de capacitância já foi dimensionado anteriormente, sendo que o valor máximo de capacitância foi calculado com o motor trabalhando em 100% de sua carga nominal.

Um motor trifásico assimétrico possui características de operação em que os campos magnéticos ou os parâmetros elétricos dos enrolamentos não são perfeitamente balanceados.

Chavear um capacitor pode atender a diferentes propósitos em motores trifásicos assimétricos, tais como:

- a) *Correção de desbalanceamento de fase.* Se o motor apresentar diferenças de tensão ou corrente entre as fases, um capacitor pode ser chaveado em paralelo ou em série com um dos enrolamentos para equilibrar as tensões e correntes.
- b) *Otimização do torque.* Adicionar ou retirar capacitância em momentos específicos da operação pode ajustar o desfasamento do campo magnético, melhorando a transferência de potência entre o rotor e o estator.
- c) *Correção de fator de potência.* Motores trifásicos assimétricos podem ter fatores de potência mais baixos devido às perdas associadas à assimetria. Chavear um capacitor em condições específicas de carga pode corrigir o fator de potência e reduzir as perdas.
- d) *Melhoria do desempenho dinâmico.* Em situações de variação rápida de carga, chavear o capacitor permite ajustar dinamicamente a resposta do moto

Neste trabalho, é proposto um chaveamento eletrônico da capacitância dinâmica aplicada a motores de indução trifásicos assimétricos conforme solicitação da carga, ou seja, para cada variação de carga no eixo do motor, a placa eletrônica faz a comutação até atingir o valor de capacitância que está sendo necessária para um funcionamento satisfatório. Como, para cada regime de carga, forma-se uma distribuição de força magnetomotriz no entreferro da máquina e, conseqüentemente, um desbalanceamento interno, que por sua vez favorece a formação de conjugados eletromagnéticos oscilantes. Dessa forma procura-se por meio desse chaveamento promover redução desse desbalanceamento.

Para dimensionar qual melhor valor de capacitância para a carga aplicada, utilizou-se um programa matemático para fazer a simulação, tendo como base a fase A do motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica.

Aplicando-se os resultados da Tabela 2, que equivale aos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico original, é possível obter resultados para o conjugado eletromagnético T , na carga nominal e, posteriormente, podem ser lançados outros valores de carregamento.

Deste modo são apresentadas a seguir, curvas parametrizadas de T , I_a , I_b , e I_c em função de Cap para diversos valores de carregamento da máquina.

O programa para cálculo dos capacitores está em Anexo A.

Simulação Computacional para Acionamento do MITA 3Ø/1Ø

4.1 Simulação computacional dos três sistemas de acionamento do motor assimétrico

Foi desenvolvida uma estratégia de simulação computacional utilizando o MatlabTM/Simulink versão 10.3 (R2021a). O sistema implementado é bastante dinâmico, na medida que permite a inserção, o ajuste dos parâmetros da máquina e, de acordo com Ozpineci e Tolbert (2003), a inserção de cargas, o chaveamento de capacitores, entre outros. Foi realizada simulações já comprovadas em outros trabalhos para comparar com o tema deste trabalho. Foram simuladas três situações:

1. **A primeira situação** com carregamento do motor em 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% mas sem alterar o capacitor utilizando apenas o capacitor do projeto original com valor de $40\mu F$.
2. **A segunda situação** com carregamento em 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120%, no entanto com a Comutação manual das chaves eletrônicas dos capacitores, onde utilizando programas computacionais encontramos os valores dos capacitores para cada carregamento da máquina, então se ajusta o carregamento da máquina e aciona manualmente as chaves para a capacitância necessária, a Tabela 4 mostra o valor de capacitor para cada carregamento.

Tabela 4 – Especificações Técnicas do Motor.

Carregamento 0%	20%	50%	80%	100%	120%
Capacitor $15\mu F$	$20\mu F$	$27\mu F$	$35\mu F$	$40\mu F$	$43\mu F$

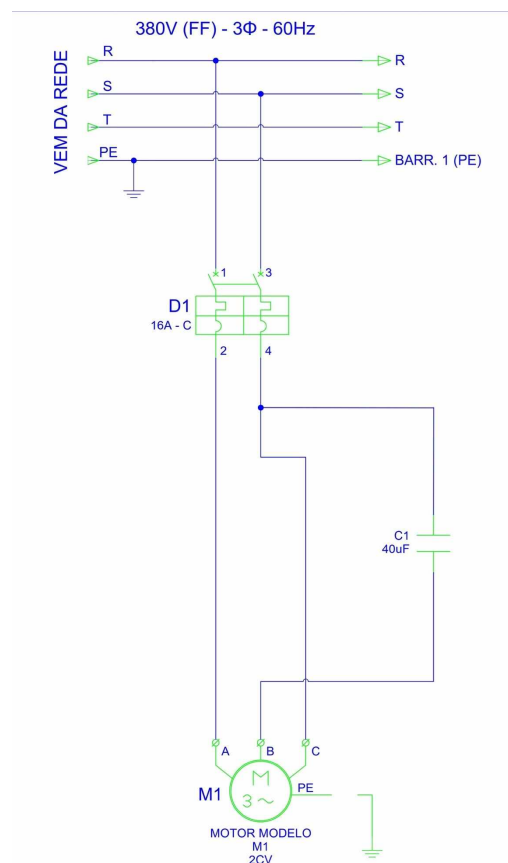
Fonte: Elaborado pelo autor.

3. **A terceira situação** tema do trabalho, foi ensaiado o sistema de comutação automático, onde o sistema tem a fase *a* como referência e de acordo com a porcentagem do carregamento e feito simulações encontramos a curva característica de acionamento dos TRIAC de acordo com a necessidade do motor, com isto o sistema se torna eficiente e automático, pois de acordo com o carregamento o sistema automático toma a decisão de inserir ou retirar capacitância da melhor forma possível.

4.1.1 Situação 1: Simulação Computacional com Capacitor Fixo e Alteração da Carga

Foi analisado a seguinte situação variando a carga do motor e mantendo o capacitor em nominal de projeto $40\mu F$, o conceito do teste foi de acordo conforme observado na Figura 11 conceito utilizado na situação 1, exemplo digrama elétrico da montagem da primeira situação de simulação .

Figura 11 – Diagrama de acionamento do motor assimétrico na primeira situação.



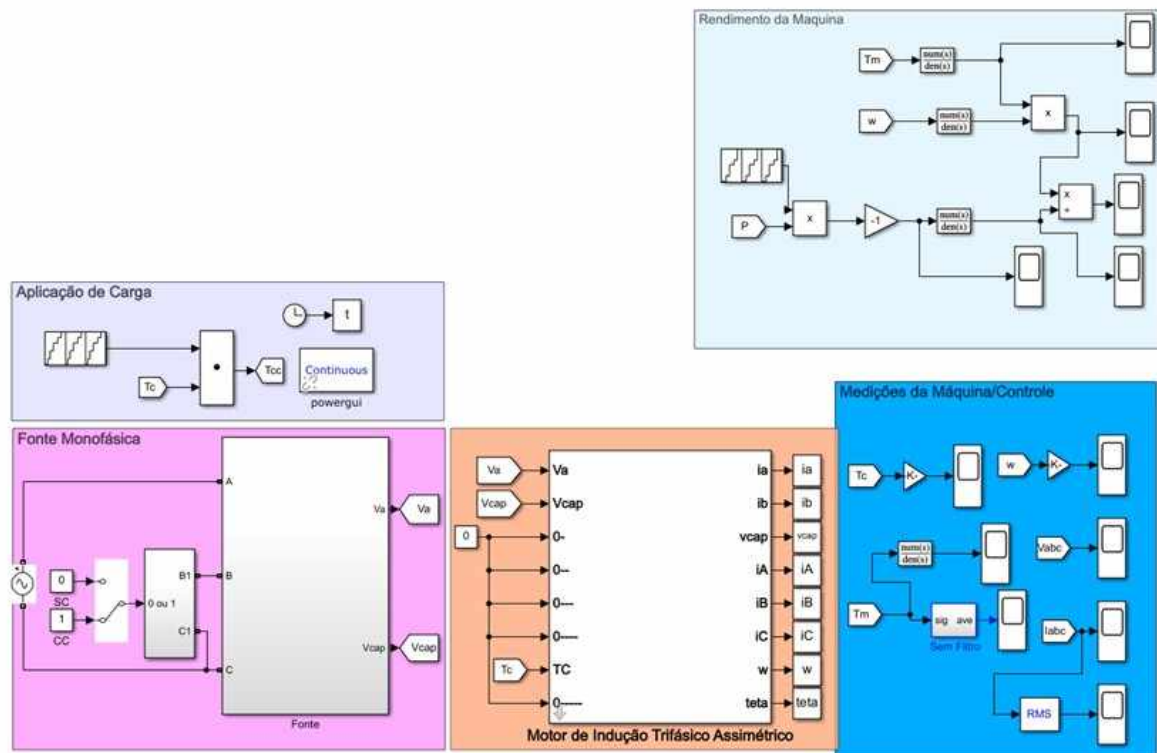
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 12 mostra a estratégia implementada para controle da corrente que circula entre as fases a-c, que gerencia o carregamento da máquina trifásica assimétrica.

A tela de simulação evidenciada na Figura 9 é composta de várias partes, quais sejam:

- Aplicação de Carga;
- Medições da Máquina/Controle;
- Rendimento da Máquina;
- Fonte Monofásica;
- Motor de Indução Trifásico Assimétrico.

Figura 12 – Tela Principal do Sistema.

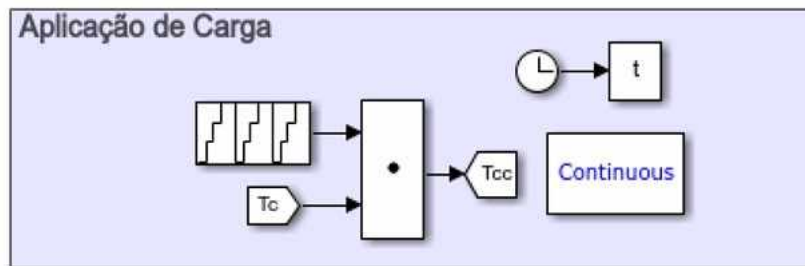


Fonte: Elaborado pelo autor.

O bloco “Aplicação de Carga” mostrado na Figura 13, consiste em algoritmo para imposição de carga ao motor. A Tabela 5 mostra os degraus de carga em função do tempo implementados neste bloco. Foi simulado um período de 0 até 22 segundos e a aplicação de carga continua seguindo os parâmetros da situação 1 e situação 2.

Os parâmetros de ajuste de carga, internos ao Bloco “Aplicação de Carga” é ilustrado na Figura 14. Esse parâmetro é responsável pela estratégia de controle e consequente geração de chaveamento dos capacitores.

Figura 13 – Bloco aplicação de carga.



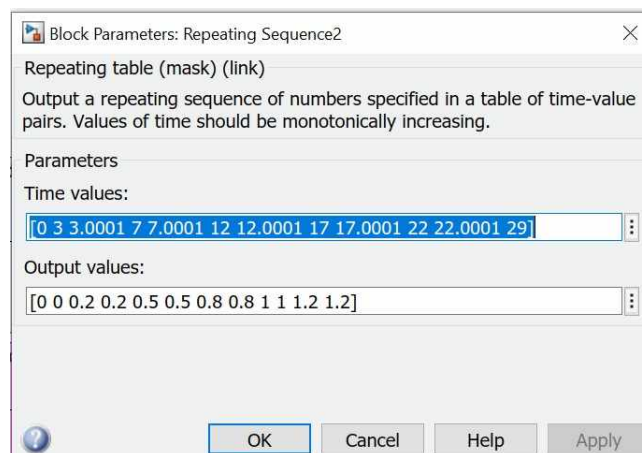
Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 5 – Tempo e aplicação de carga no motor.

Tempo	% de Carga
0 a 3 Segundos	0%
3,0001 a 7 Segundos	20%
7,0001 a 12 Segundos	50%
12,0001 a 17 Segundos	80%
17,0001 a 22 Segundos	100%
22,0001 a 29 Segundos	120%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 14 – Interno do bloco aplicação de carga.



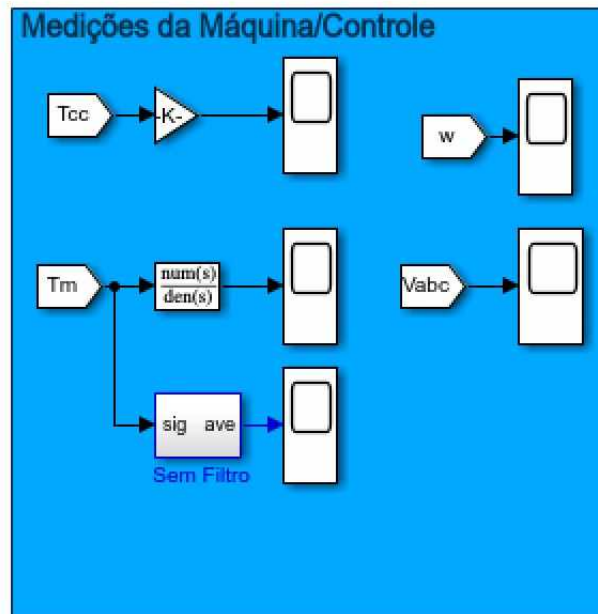
Fonte: Elaborado pelo autor.

O Bloco “Medidas da Máquina/Controle” é mostrado na Figura 15. Este bloco faz as medições de diversas variáveis durante a simulação, tais como:

- Corrente nas fases a, b e c da máquina;
- Conjugado do Motor;

- Conjugado da Carga;
- Tensões nas fases a, b, c da máquina.

Figura 15 – Bloco medidas da máquina/controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No “Bloco Fonte Monofásica”, Figura 16, são visualizados a fonte de alimentação do Motor Trifásico assimétrico e o sistema de controle da capacitância. A fonte é composta de um sinal senoidal, com amplitude e frequência fixas de 380V eficaz e 60 Hz, respectivamente.

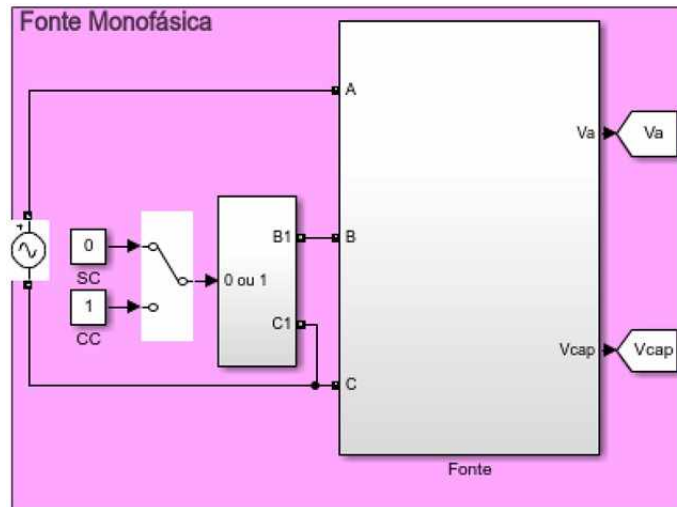
A fonte é interligada entre as fases “a” e “c” e a metodologia de chaveamento, conectado em série com um conjunto de capacitores.

Neste bloco que pode-se definir se vai ser simulado sendo, chave na posição zero simulação com capacitor fixo (situação 1), chave na posição 1 simulação com chaveamento manual dos capacitores de acordo com a carga aplicada (situação 2).

O interior do bloco apresentado na Figura 16 é detalhadamente ilustrado na Figura 17. Neste contexto, o teste é realizado com diferentes níveis de carregamento do motor, que são 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120%. Para a realização do teste, utilize-se um capacitor com valor de $40\mu F$. A chave mostrada na Figura 16 está configurada na posição 0 nesta posição a simulação será executada com capacitor fixo, e na Figura 17, é possível observar a parte destacada em vermelho que será utilizada especificamente.

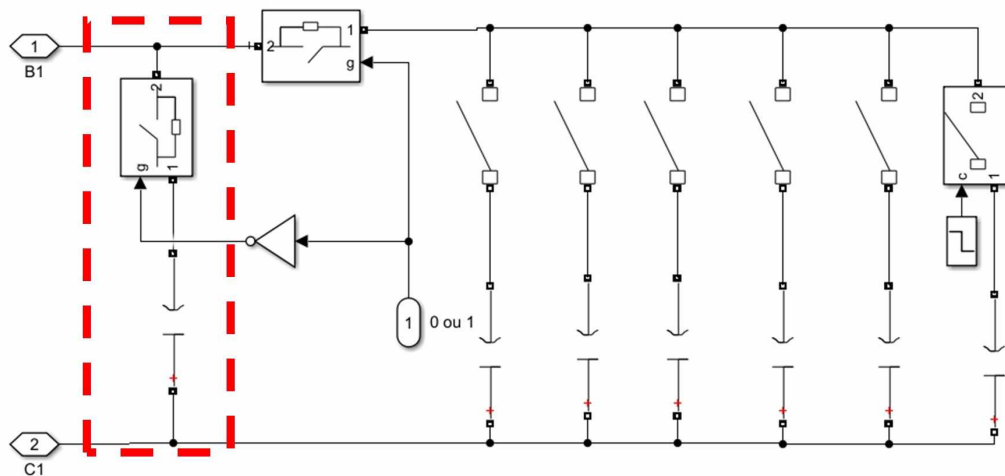
A metodologia de simulação empregada é especialmente didática, pois permite a visualização clara e precisa dos sinais de corrente, identificados como i_a , i_b e i_c , além

Figura 16 – Bloco fonte monofásica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 17 – Interior do bloco fonte monofásica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

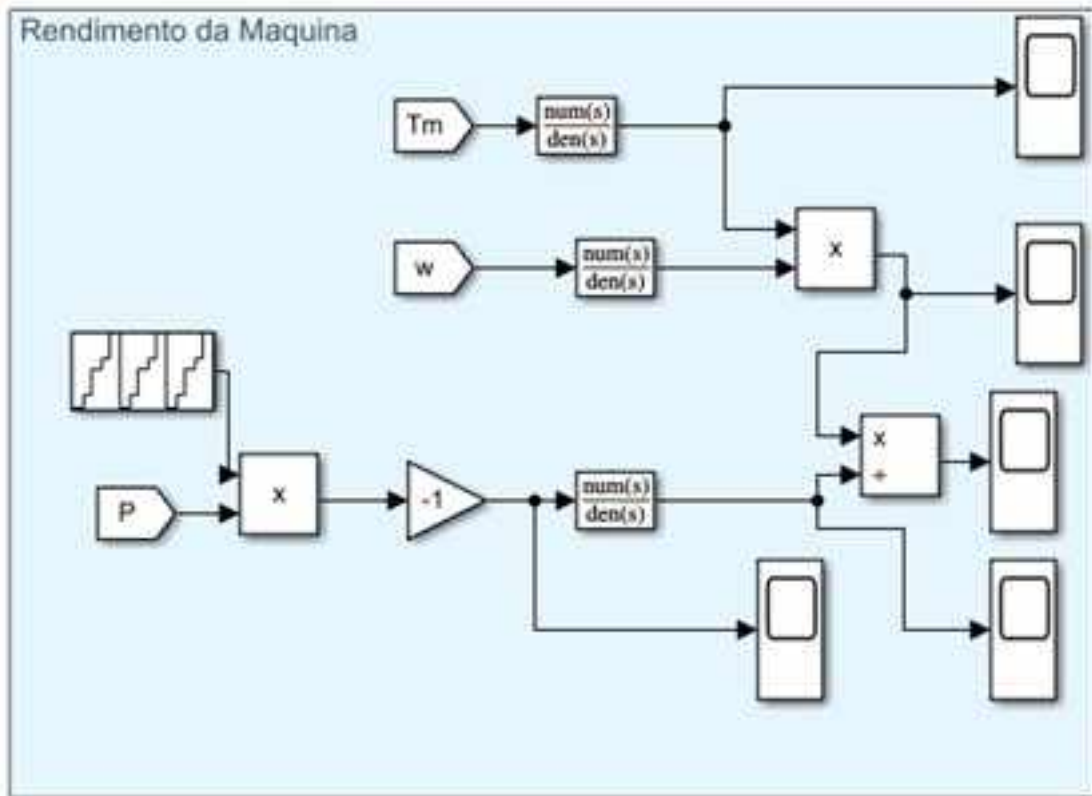
da tensão de linha, que são representados por V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} . Essa abordagem fornece não apenas a visualização das variações elétricas, mas também a capacidade de calcular e observar as potências ativas e reativas de todo o sistema, oferecendo uma compreensão abrangente do desempenho elétrico.

Além disso, dentro do bloco da Figura 17, foi implementado um algoritmo que realiza o cálculo da capacitância injetada nas fases bc da máquina. Este algoritmo é crucial para determinar a contribuição do capacitor na dinâmica do sistema, permitindo um controle mais preciso e eficiente durante os testes em diferentes condições de carga. Essa

integração entre simulação e design fornece um ambiente de teste robusto, que facilita a análise do comportamento do motor em diversas situações operacionais.

No Bloco “Rendimento da Máquina” Figura 18 foi medida a potência de saída (P_s), que é a potência mecânica disponível no eixo do motor e a potência de entrada (P_e), que é a potência que o motor retira da rede elétrica. Com estas variáveis é possível calcular o rendimento do motor assimétrico com alimentação monofásica.

Figura 18 – Bloco Rendimento da Máquina.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No bloco “Motor de Indução Trifásico Assimétrico” Figura 19 foi implementado computacionalmente o modelo da máquina a partir das equações elétricas e mecânicas da máquina, previamente apresentadas no Capítulo 3. Neste bloco foi inserida na configuração todos os parâmetros do motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica.

Este bloco tem como variáveis de entrada a tensão entre as fases a e c, a tensão do capacitor V_{cap} . A saída do modelo fornece as correntes de estator i_a , i_b e i_c , as correntes de rotor i_A , i_B e i_C , a velocidade w e a posição do rotor, $teta$. Além disso, é possível visualizar outras grandezas, tais como conjugado do motor e de carga, T_m e T_c , respectivamente.

Simulação conjugado da máquina com variação de carga e com capacitor de $40\mu F$ fixo.

Figura 19 – Parâmetros do motor de indução trifásico assimétrico.

Block Parameters: Motor de Indução Trifásico Assimétrico

Parameters

Resistência do estator da fase "a" (r_a)

3.8

Resistência do rotor da fase "a" (R_A)

3.01

Reatância de magnetização (x_m)

75.15

Reatância de dispersão do estator (x_s)

3.1

Reatância de dispersão do rotor (x_r)

3.1

Relação de número de espiras (N_b/N_a)

0.6

Relação de número de espiras (N_c/N_a)

1.4

Número de pólos (p)

4

Momento de inércia

0.0027

Constante de carga (KC - 1 plena carga)

0

Conjugo Nominaal (N.m)

7.9

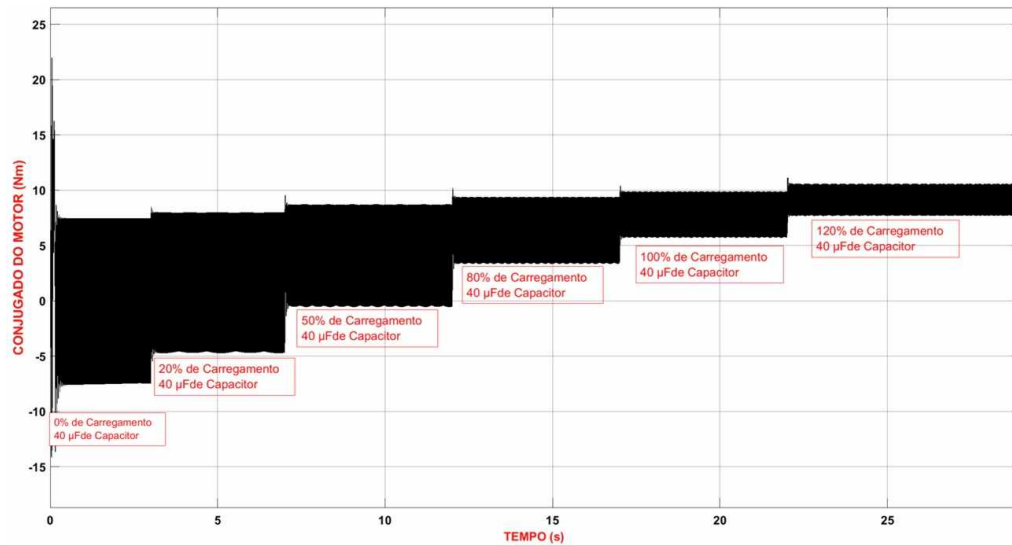
Velocidade Nominal

1720

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 20 apresenta o perfil de conjugado eletromagnético desde a partida da máquina até a condição de regime permanente. Seu perfil evidencia claramente oscilações típicas do motor de indução assimétrico. Essas ondulações ocorrem devido ao desbalanceamento entre as correntes das fases do estator e também do rotor e poderão ser minimizadas com um adequado valor de capacitância.

Importante notar também que o conjugado apresenta grandes oscilações para todas as condições de carga aplicada ao eixo. Foram simuladas situações onde a máquina trabalha com as seguinte porcentagem de carga, 0%, 20% e 50%, 80%, 100% e 120% de carga aplicadas ao eixo. Para todas as situações o capacitor entre as fases “a-c” tem um

Figura 20 – Conjugado da Máquina com Variação da Carga e com Capacitor fixo de $40\mu F$.

Fonte: Elaborado pelo autor.

capacitância fixa e igual a $40\mu F$.

Com 20% de carga a amplitude de oscilação do conjugado é de 10 N.m. Já com 50% de carga essa amplitude passa a ser de 9 N.m, com carga de 80% a amplitude passa a ser de 4 N.m, com carga nominal de 100% a amplitude reduz para $2N \cdot m$, já com 120% de carga a amplitude chega a 2,5 N.m. Como esperado, ondulações menores são observadas à medida que a máquina é submetida ao pleno carregamento, em 100% de carga, onde o valor da capacitância implementado é aquele obtido no projeto $40\mu F$.

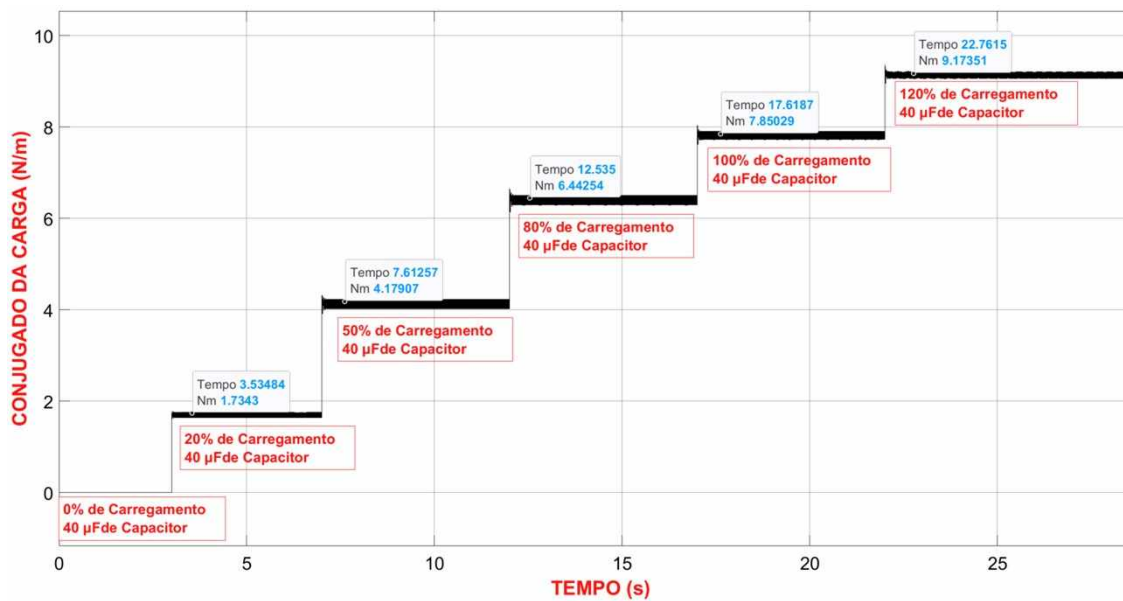
A forma de onda do conjugado de carga é apresentada na Figura 21. Como esperado, face ao momento de inércia e atrito viscoso, poucas oscilações são transmitidas para a carga.

Na Figura 21 pode verificar e comparar o degrau de carga aplicada no motor assimétrico junto com o degrau de carga desenvolvido pelo conjugado do motor, pode-se verificar que no mesmo instante que o degrau de carga aplica à carga no motor, o motor assimétrico responde imediatamente. Durante as simulações foi analisado outras variáveis do motor assimétrico, como: rendimento, velocidade e corrente do motor.

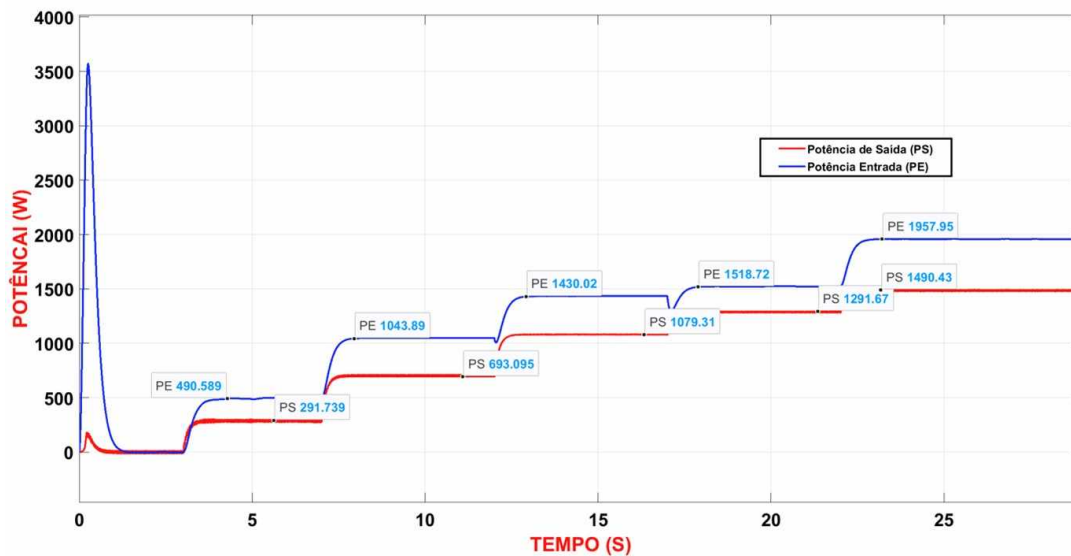
O rendimento de um motor trifásico é uma medida de sua eficiência, ou seja, a relação entre a potência útil (potência mecânica de saída) e a potência consumida (potência elétrica de entrada). Ele indica o quão bem o motor converte energia elétrica em energia mecânica, como demonstrado na Figura 22.

O desempenho do motor assimétrico para diferentes níveis de carga está detalhado na Tabela 6. É importante destacar que as cargas foram aplicadas em proporções de 20%,

Figura 21 – Degrau de Carga Aplicada no Motor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 22 – Rendimento do motor assimétrico com capacitor fixo de $40\mu F$.

Fonte: Elaborado pelo autor.

50%, 80%, 100% e 120% da carga nominal. Durante todos os testes, o capacitor foi mantido com um valor fixo de $40\mu F$.

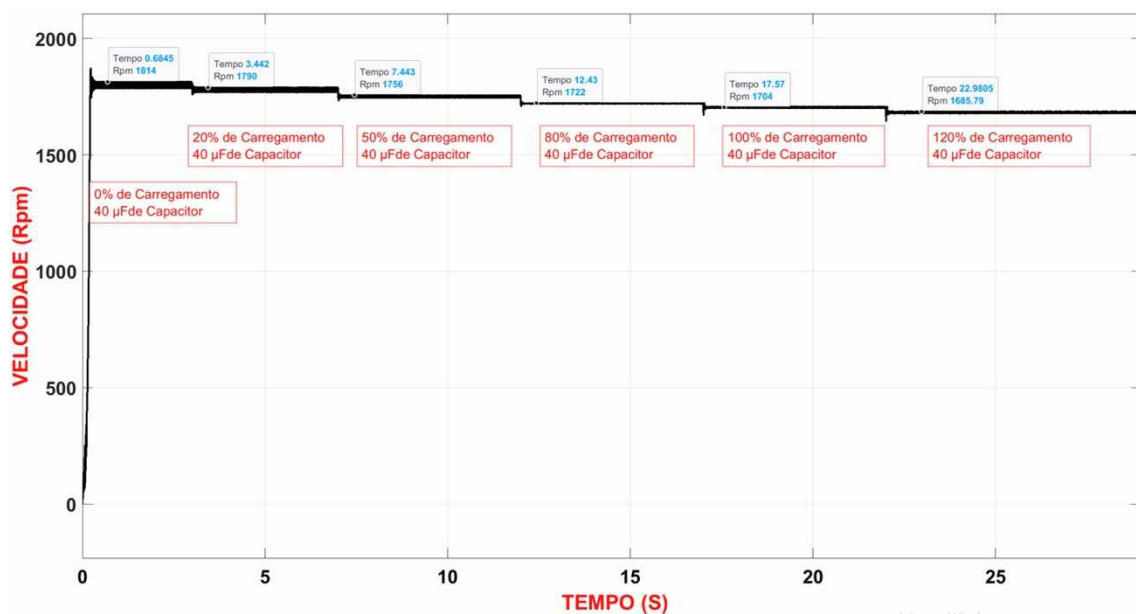
Verifica-se que na primeira situação com o capacitor fixo e com variação da carga em 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% aplicada no motor assimétrico, na medida que a carga é aumentada a eficiência cai. Em termos simples, a Figura 22 indica que a proporção

Tabela 6 – Rendimento do motor assimétrico com variação da carga e capacitor de $40\mu F$ fixo.

%Carga	Potência de Entrada	Potência de saída	Rendimento
20%	490,589	291,739	0,592632526
50%	1043,89	690,091	0,661076359
80%	1430,02	1079,31	0,754751682
100%	1518,72	1291,62	0,850651019
120%	1975,55	1290,43	0,653200375

Fonte: Elaborado pelo autor.

da potência elétrica foi fornecida ao motor e o que efetivamente foi transformada em trabalho útil.

Figura 23 – Velocidade do Motor Assimétrico com Variação de Carga e com Capacitor de $40\mu F$.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Pode-se verificar na Figura 23 a velocidade do motor com degrau de carga em 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% os valores de velocidade em estão em Rpm os valores podem ser observados na Tabela 7. Pode-se observar que o tempo de partida do motor esta inferior do nominal. Observa-se também que durante a partida do motor a carga aplicada é zero.

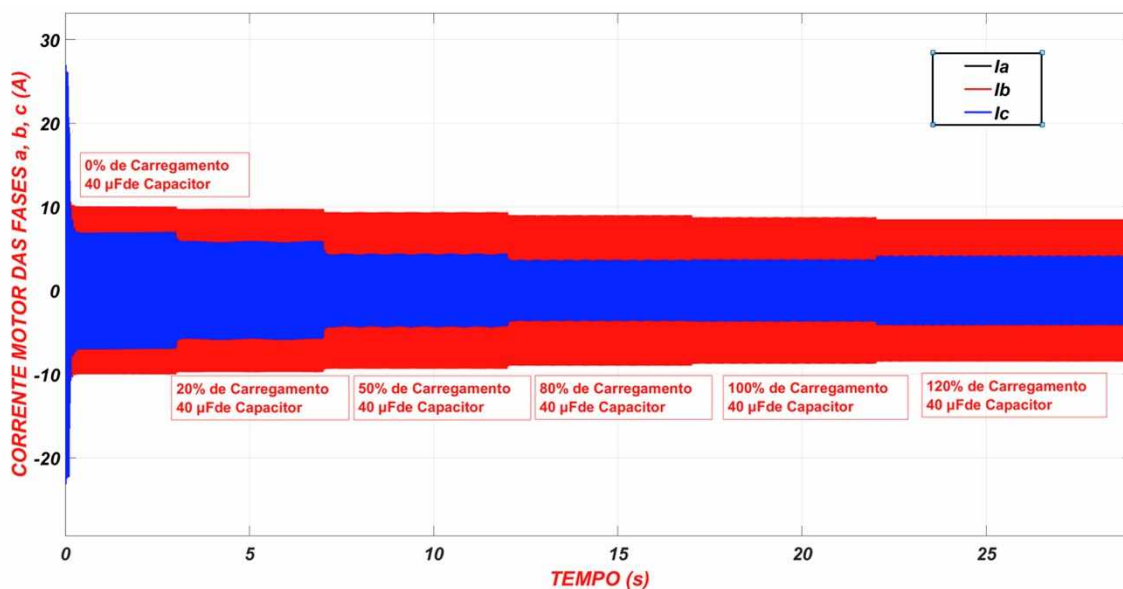
Na Figura 24 pode-se verificar os valores de corrente durante o acionamento de cargas, vale observar que as correntes estão sobrepostas uma da outra e o desequilíbrio observado nas correntes deve-se ao desbalanceamento das tensões de alimentação do motor e devido a assimetria das bobinas no mesmo, mas este desbalanceamento para o motor assimétrico é normal.

Tabela 7 – Variação da Velocidade em Relação ao Degrau de Carga.

% de Carga	Rpm
0%	1814
20%	1790
50%	1756
80%	1722
100%	1704
120%	1685

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 24 – Valores da Corrente Durante o Degrau de Carga Aplicado no Motor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Devido ao degraú de carga e sem o chaveamento dos capacitores, verifica-se que a corrente de partida atinge um valor de pico de $25A$, o que representa um valor abaixo dos dados do motor, pois de acordo com os dados de placa do motor a corrente nominal em $380V$ é de $3,8A$, um IP/IN de $7,1$ o que daria $26,98A$. Isso é ocasionado de devido ao sistema que o motor é acionado usando capacitor. É possível ajustar o tempo de partida pelo valor do capacitor.

Após a imposição destes percentuais de carga as correntes das fases “a”, “b” e “c” atingem os valores em regime permanente evidenciados na Tabela 8.

Figuras 25 a 31 são ampliações da simulação das correntes do motor assimétrico nas condições de carregamento de 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% para melhor verificar os valores de corrente em cada momento do degraú de carga utilizando um único capacitor de $40\mu F$. Nelas, foram produzidas ampliações da Figura 20, com isto pode se observar as

Tabela 8 – Variação da Velocidade em Relação ao Degrau de Carga.

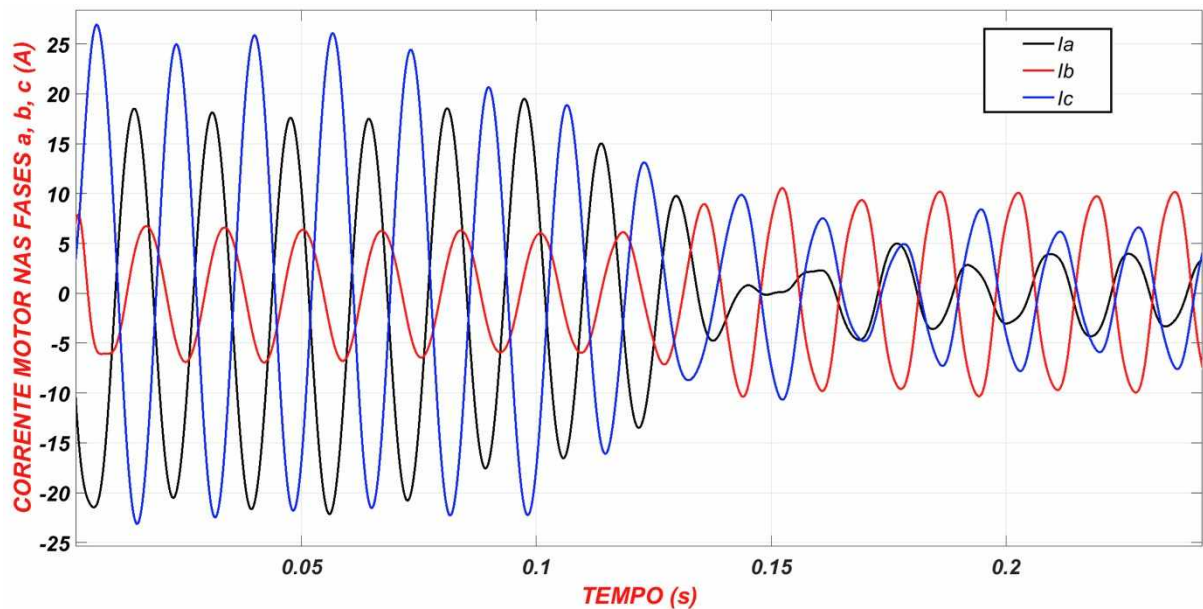
Carga %	Fase a (I pico)	Fase a (I RMS)	Fase b (I pico)	Fase b (I RMS)	Fase c (I pico)	Fase c (I RMS)
0	3,79	2,67	9,96	7,04	6,79	4,8
20	4,11	2,9	9,65	6,82	5,75	4,06
50	5,03	3,55	9,25	6,54	4,23	2,99
80	6,11	4,32	8,91	6,3	3,51	2,48
100	6,89	4,87	8,66	6,12	3,63	2,56
120	7,7	5,44	3,43	2,42	4,05	2,86

Fonte: Elaborado pelo autor.

correntes das fases a, b, c, sendo:

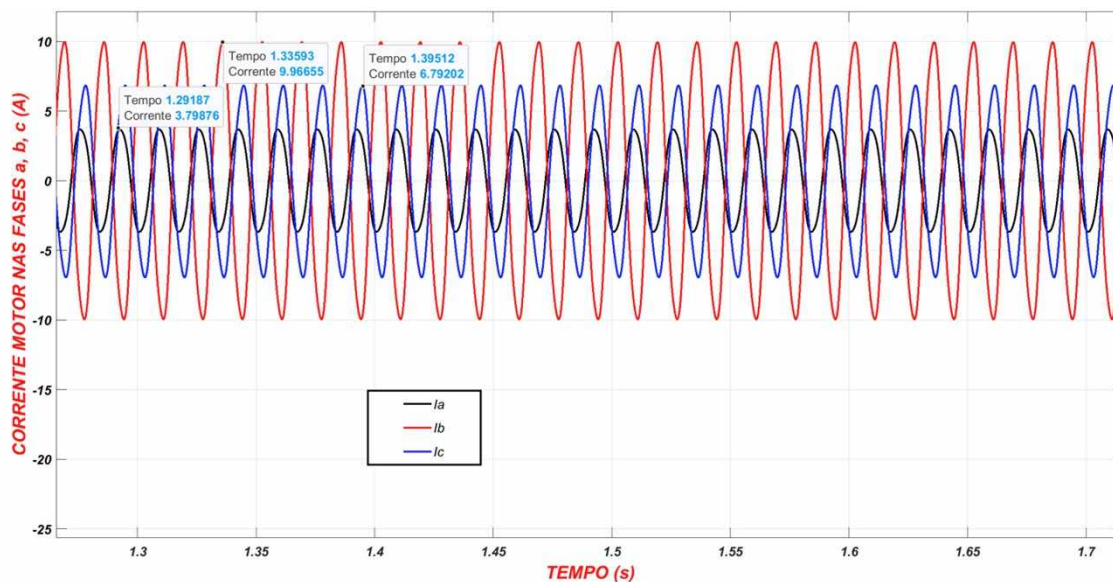
- Linha cor preta corrente de pico da fase “a”
- Linha cor vermelha corrente de pico da fase “b”
- Linha cor azul corrente de pico da fase “c”

Figura 25 – Ampliação de um Momento Durante a Partida do Motor com $40\mu F$ de Capacitor.



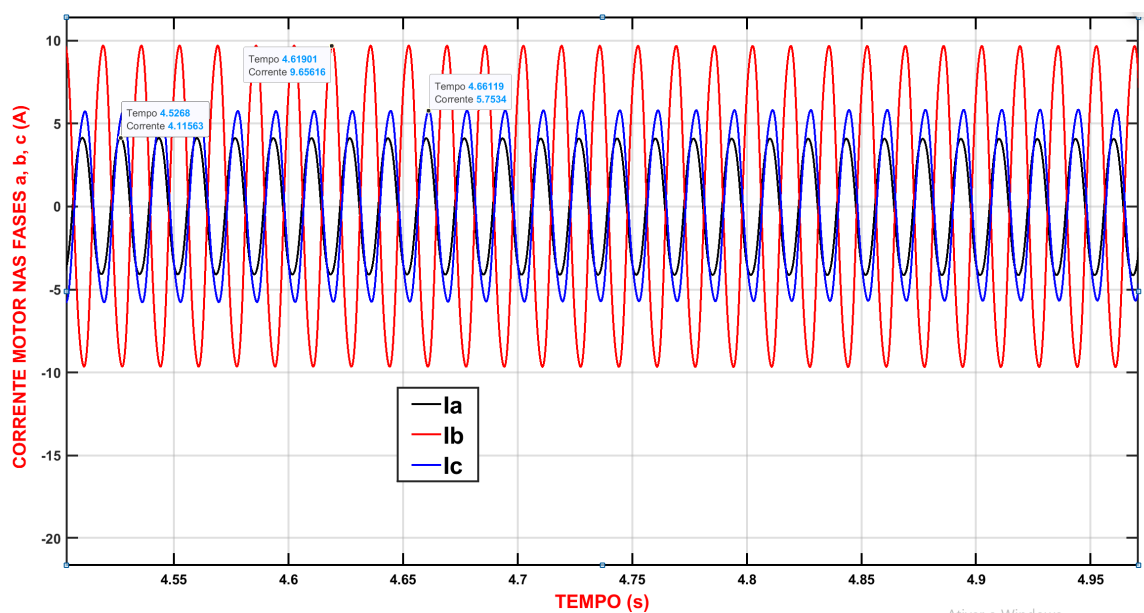
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 26 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 0% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.



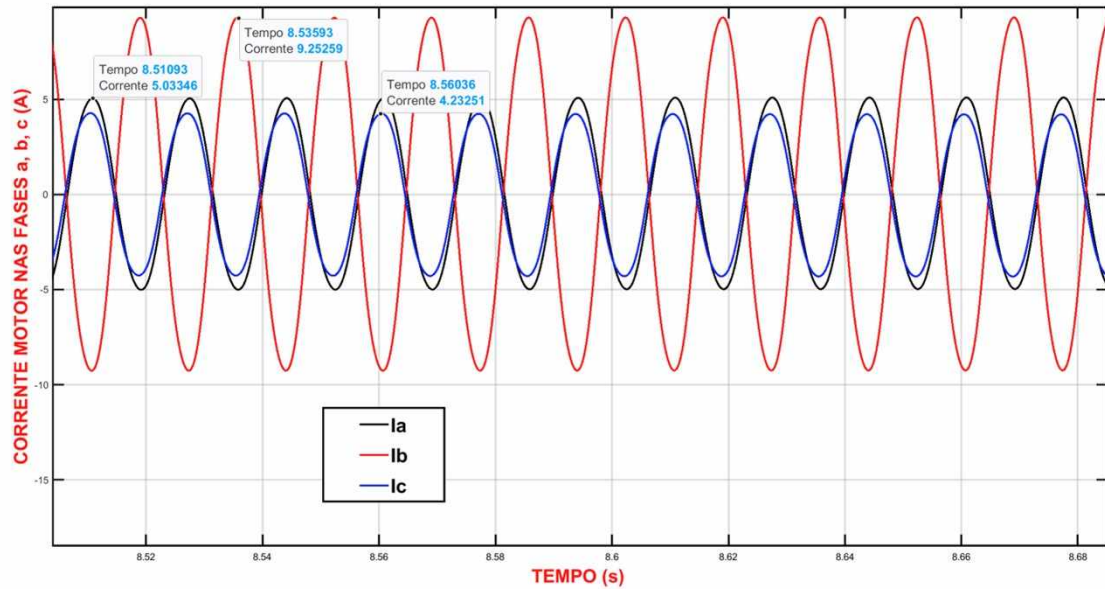
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 27 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 20% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.



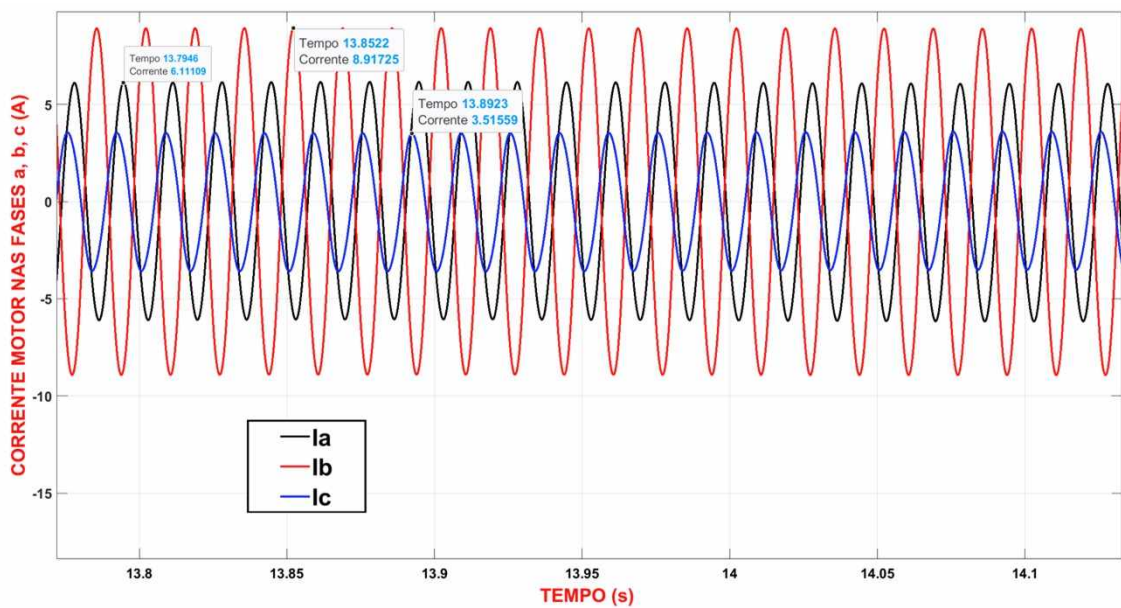
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 28 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 50% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.



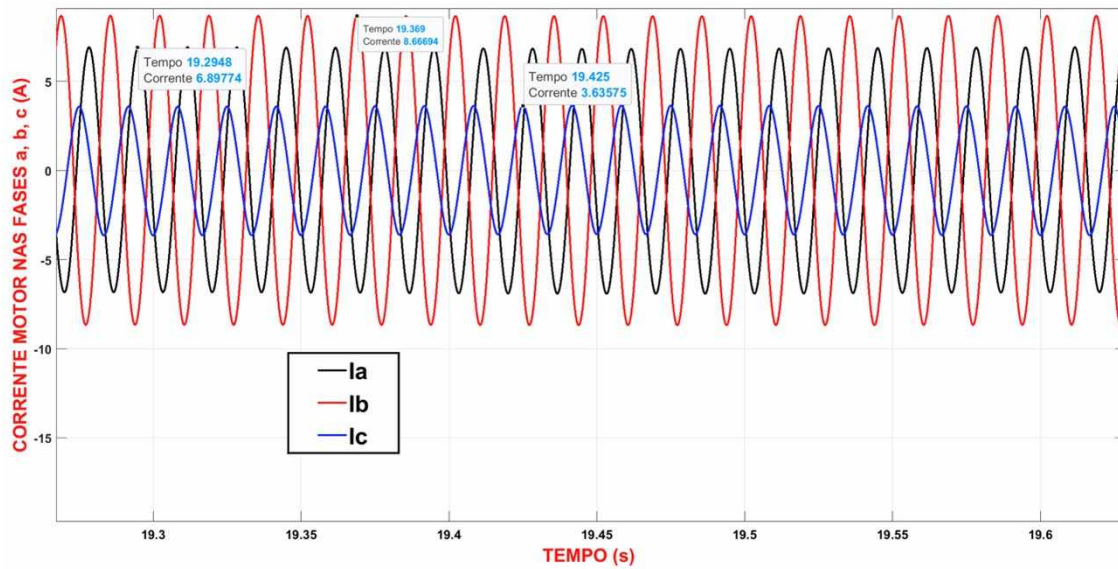
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 29 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 80% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.



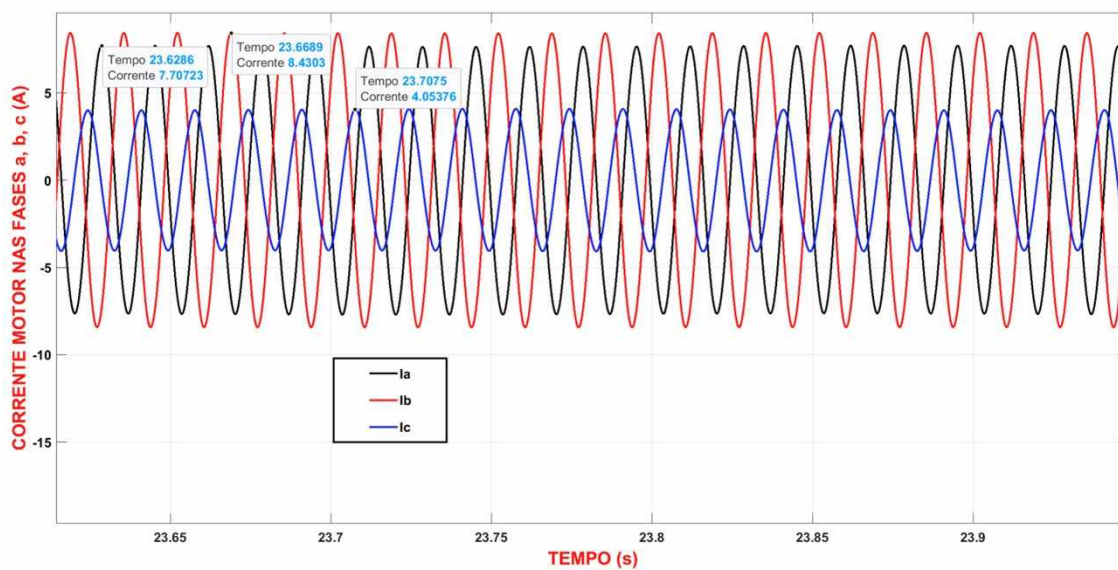
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 30 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 100% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 31 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 120% da Carga com $40\mu F$ de Capacitor.



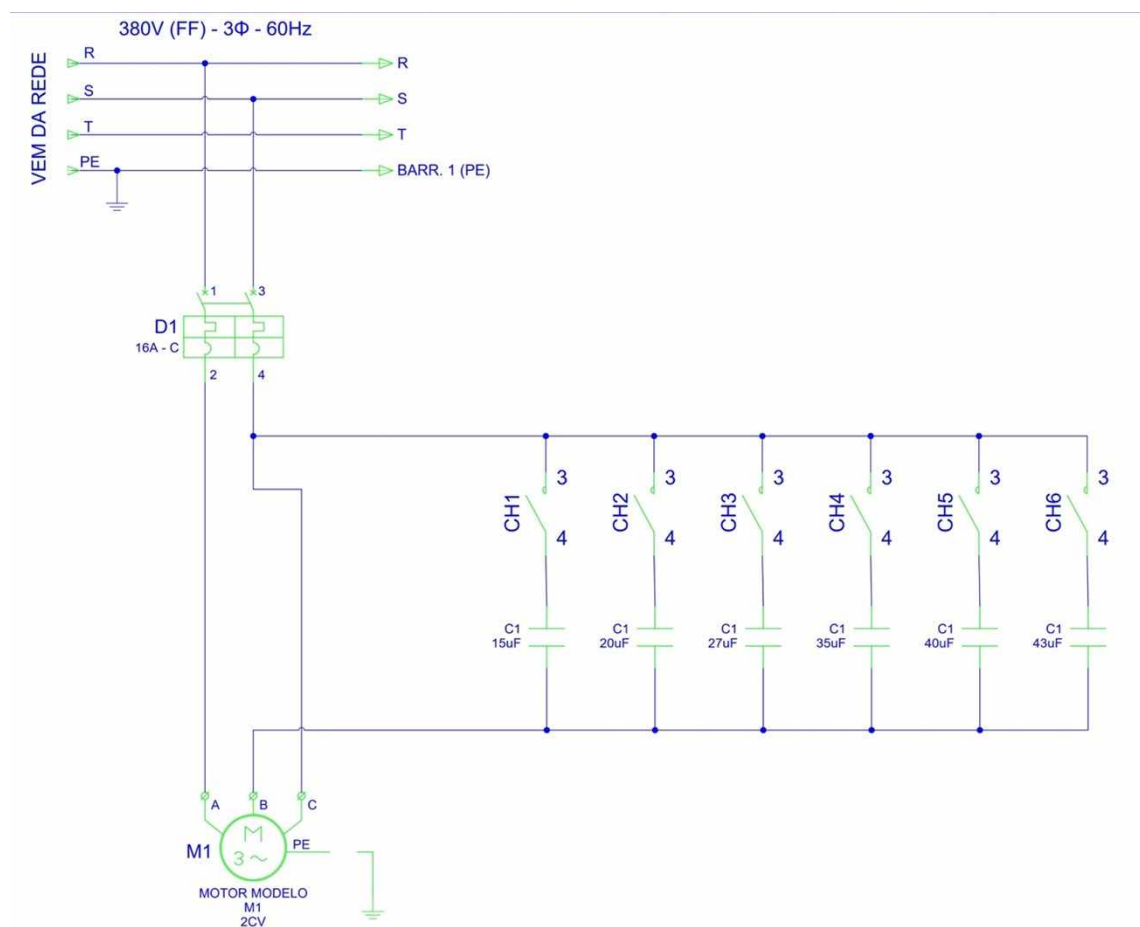
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.2 Situação 2: Simulação Computacional com Variação do Capacitor de acordo com a Carga Aplicada

Na segunda situação a máquina foi submetida aos percentuais de 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% de carga, no entanto, nesta condição implementou-se o chaveamento manual dos capacitores. Nessa estratégia, ao contrário de utilizar um capacitor com capacitância fixa, tal como feito na situação 1, fez-se um controle que possibilitou a inserção de diversos valores de capacitância, quais sejam: $15\mu F$, $20\mu F$, $27\mu F$, $35\mu F$, $40\mu F$ e $43\mu F$, o conceito do teste foi aplicado de acordo com a Figura 32, conceito utilizado na situação 2, exemplo de diagrama elétrico da montagem da segunda situação de simulação.

Para cada condição de carga foi utilizada uma capacitância específica, cujos estudos foram apresentados em Murthy et al. (1983). Estes valores buscam uma menor corrente circulando nos enrolamentos e, ao mesmo tempo, menores oscilações de conjugado.

Figura 32 – Diagrama de acionamento do motor assimétrico na segunda situação.

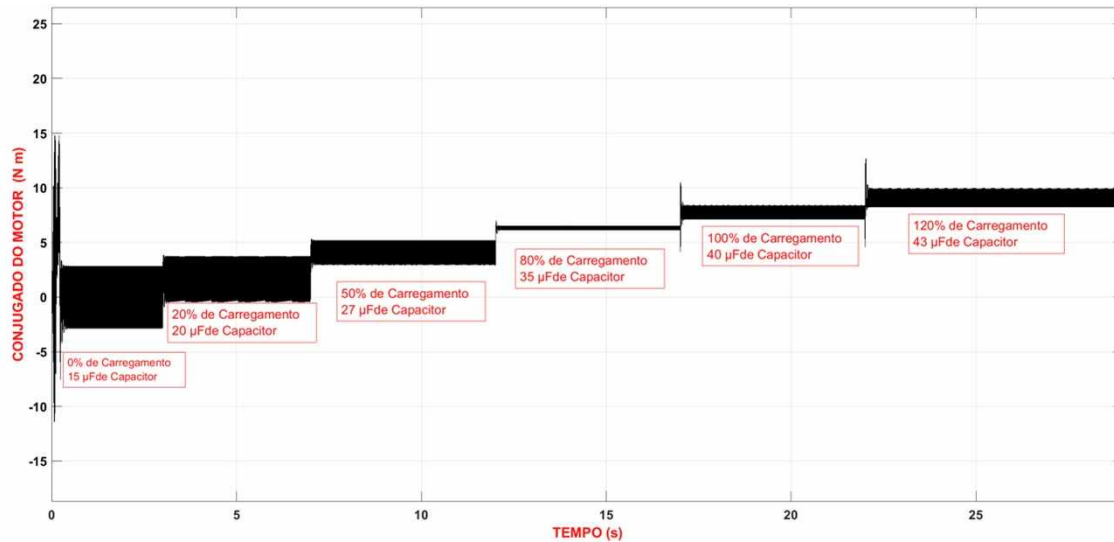


Fonte: Elaborado pelo autor.

O conjugado eletromagnético após esta simulação é mostrado na Figura 33. Após o chaveamento dos capacitores, observa-se uma sensível diminuição nas oscilações de

conjugado, se compararmos com àquele da primeira situação.

Figura 33 – Conjugado da Máquina com Variação da Carga e com Variação dos Capacitor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme apresentado na Figura 33 o conjugado durante o período de partida da máquina e em regime permanente, pode se verificar que a variação do conjugado em relação a carga ainda acontece porem com menor amplitude, isto devido ao chaveamento eletromecânico dos capacitores.

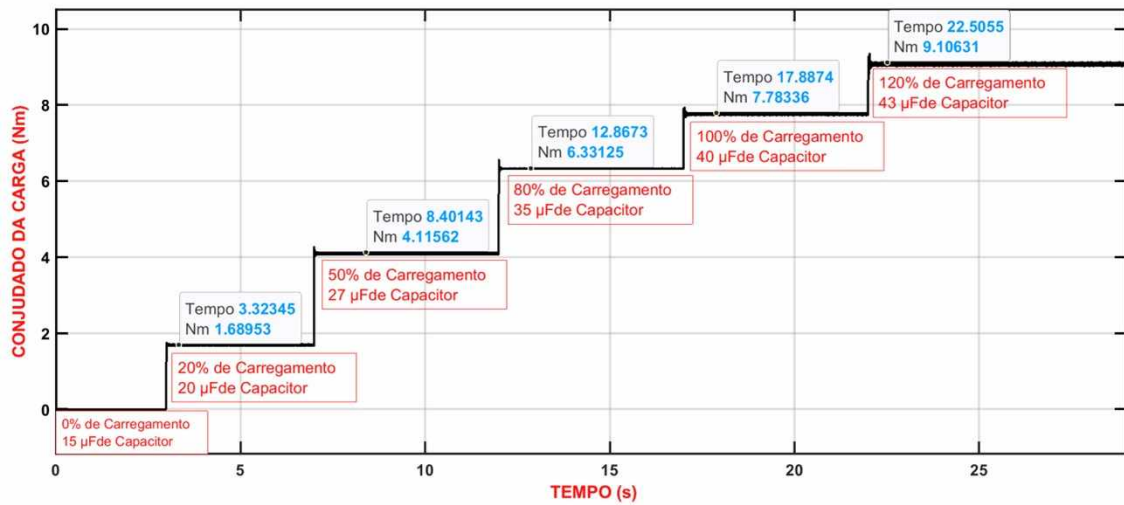
Com 20% de carga a amplitude de oscilação do conjugado é de 8N.m. Já com 50% de carga essa amplitude passa a ser de 6,5N.m, com carga de 80% a amplitude passa a ser de 5,7 N.m, com carga nominal de 100% a amplitude reduz para $1N \cdot m$, já com 120% de carga a amplitude chega a $2N \cdot m$. Pode observar que as amplitudes são menores em qualquer carregamento do motor, seja ele 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120%. Isto já era esperado devido ao chaveamento dos capacitores durante a aplicação de carga no motor, ou seja para cada carregamento no motor foi selecionado um valor de capacitor próprio para a carga aplicada.

Na Figura 34 é mostrada a variação do conjugado da carga. Foram aplicados ao eixo da máquina carga na forma de degrau, com valores entre 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% da carga nominal.

Na Figura 34 pode verificar e comparar o degrau de carga aplicada no motor assimétrico junto com o degrau de carga desenvolvido pelo degrau de conjugado do motor, pode se verificar que no mesmo instante que o degrau de carga aplica carga no motor, este responde imediatamente.

Conforme observado na simulação da primeira situação, que foi medido outras

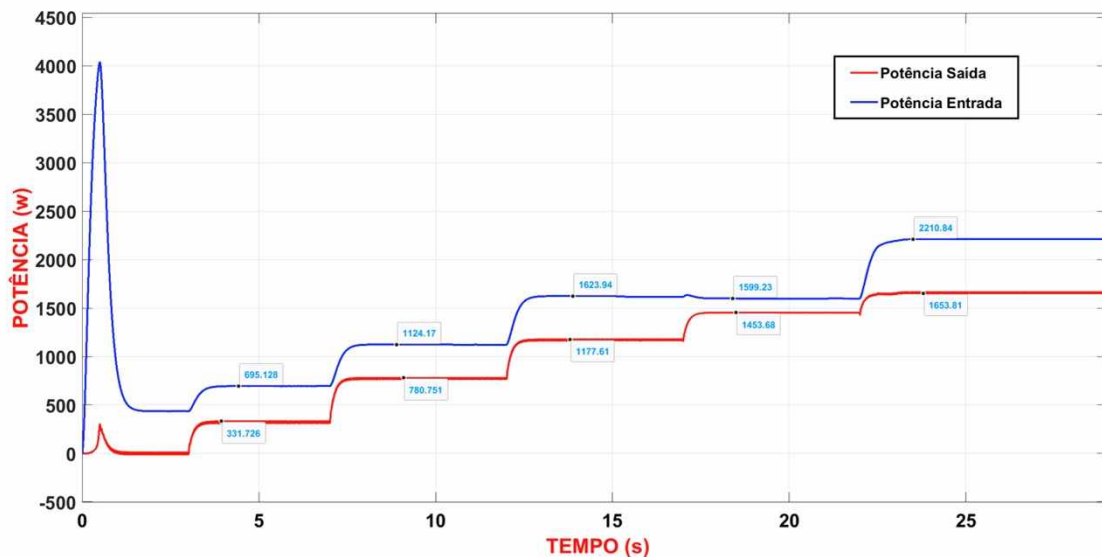
Figura 34 – Degrau de Carga Aplicada no Motor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

variáveis do motor assimétrico, como rendimento, velocidade e corrente do motor, o mesmo aconteceu na situação 2, em relação ao rendimento, como observado na Figura 35.

Figura 35 – Rendimento do motor assimétrico com Variação da Carga e com Variação dos Capacitor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na segunda situação, foi utilizado o chaveamento manual dos capacitores, o que permitiu observar que, à medida que a carga no motor assimétrico aumentava, o capacitor mais adequado para essa condição era acionado manualmente. Esses capacitores haviam

sido previamente configurados para atender a diferentes níveis de carga.

A simulação seguiu o mesmo padrão da primeira situação, com variações de carga de 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% aplicadas ao motor assimétrico. Conforme ilustrado na Tabela 9, o rendimento do motor na segunda situação foi superior àquela observada na simulação anterior.

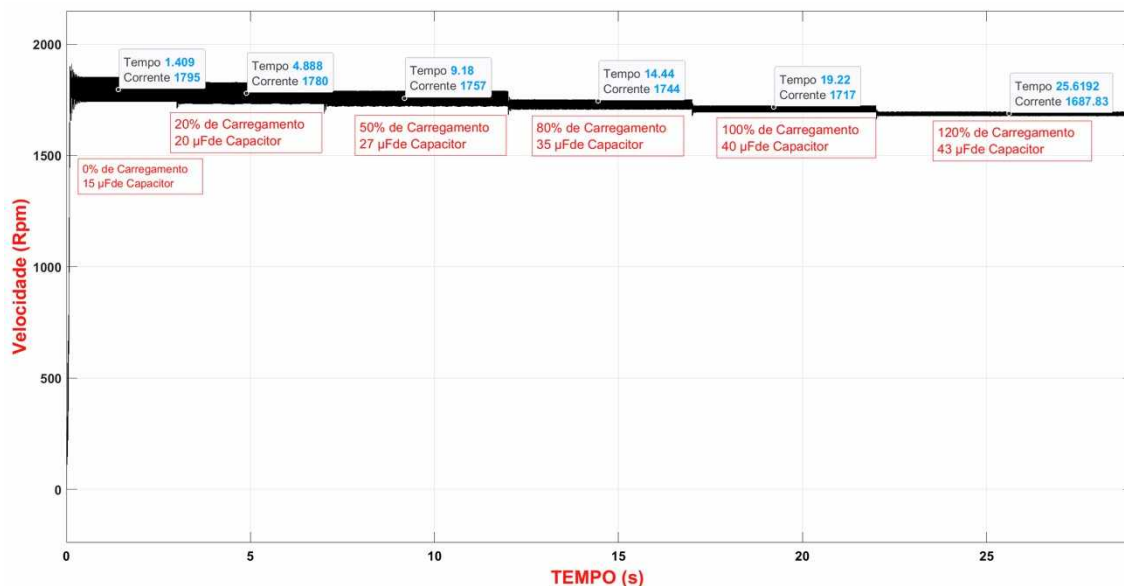
Tabela 9 – Rendimento do motor assimétrico com variação da carga e capacitor.

%Carga	Potência de Entrada	Potência de saída	Rendimento
20%	695,128	331,726	0,477215707
50%	1124,17	780,751	0,694513285
80%	1628,94	1177,61	0,722930249
100%	1599,23	1453,68	0,90898745
120%	2110,84	1653,81	0,7834843

Fonte: Elaborado pelo autor.

Além disso, à medida que a carga aumentava, o rendimento manteve-se dentro dos valores esperados, confirmando que o chaveamento manual contribuiu para um desempenho consistente e eficiente do motor assimétrico em diferentes condições de operação.

Figura 36 – Velocidade do Motor Assimétrico com Variação de Carga e do Capacitor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pode-se verificar na Figura 36 a velocidade do motor com degrau de carga em 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120%. Os valores de velocidade estão em RPM e podem ser melhor observados na Tabela 10.

Com o chaveamento manual dos capacitores, pode-se observar, na Tabela 10, que os valores de velocidade apresentam variações muito pequenas, inferiores a 3%, quando

comparados aos da Tabela 7. Esse resultado já era esperado, pois, na Tabela 7, foi utilizado um único valor de capacitância para todas as cargas aplicadas ao motor assimétrico. Isso demonstra que a variação dos capacitores, desde que realizada corretamente, não causa perdas no desempenho do motor.”

Tabela 10 – Variação da Velocidade em Relação ao Degrau de Carga.

% de Carga	RPM
0%	1795
20%	1780
50%	1757
80%	1744
100%	1717
120%	1687

Fonte: Elaborado pelo autor.

Pode se observar que o tempo de partida do motor esta inferior do nominal, isto é ocasionado que durante a partida do motor a carga aplicada é zero.

Na Figura 37 verifica-se os valores de corrente durante o acionamento das cargas, já se verifica que com o chaveamento eletromecânico dos capacitores em relação ao degrau de carga demonstra que os valores de corrente são inferiores aos valores de corrente com o capacitor fixo, como pode ser visto na Figura 24.

Neste caso as correntes foram menores em comparação a Figura 24 mesmo que em ambos os casos tenha a mesmo degrau de carga, isto deve-se ao chaveamento dos capacitores, foi inserido a carga no motor e juntamente foi inserido o capacitor necessário para a carga aplicada no motor assimétrico, na Figura 37 isto fica bem evidenciado.

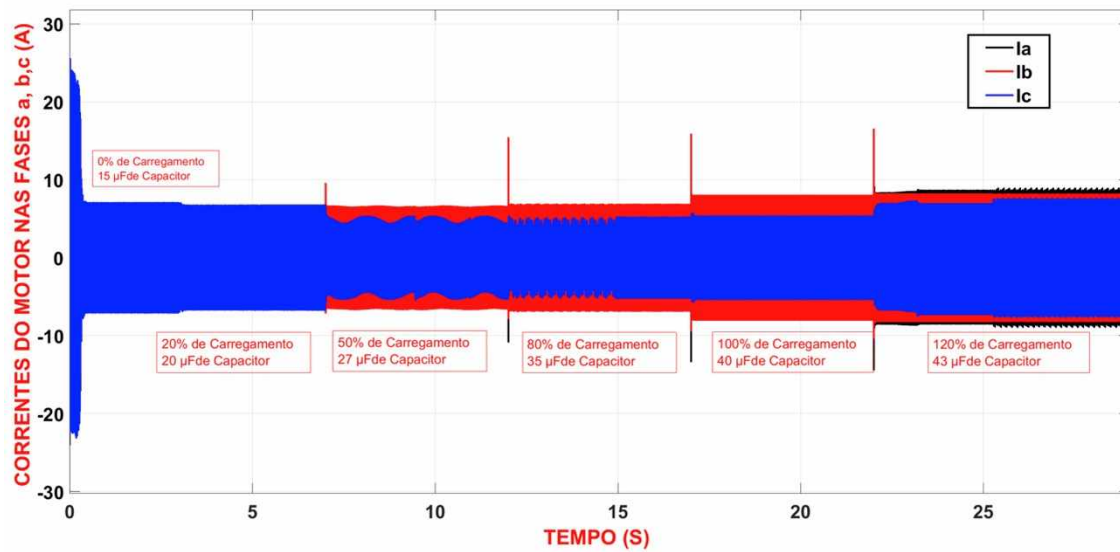
Como para ambas as situações, **situação 1** e **situação 2** o motor parte a vazio, a corrente de partida atinge um valor de pico um pouco abaixo de $26A$, o mesmo acontece na situação 1, o que torna um ponto positivo entre o motor trifásico assimétrico e o motor trifásico convencional.

Após a imposição destes percentuais de carga as correntes das fases “a”, “b” e “c” atingem os valores em regime permanente evidenciados na Tabela 11.

As Figuras 38 a 44 são ampliações da simulação das correntes do motor assimétrico nas condições de carregamento, para melhor verificar os valores de corrente em cada momento do degrau de carga utilizando chaveamento manual dos capacitores sendo, de 0% de carga com capacitor de $15\mu F$, 20% de carga com capacitor de $20\mu F$, 50% de carga com capacitor de $27\mu F$, 80% de carga com capacitor de $35\mu F$, 100% com capacitor de $40\mu F$ e 120% de carga com capacitor de $43\mu F$. Nelas foram produzidas ampliações da Figura 37, com isto pode-se observar as correntes das fases a, b, c.

Sendo:

Figura 37 – Valores da Corrente Durante o Degrau de Carga Aplicado no Motor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

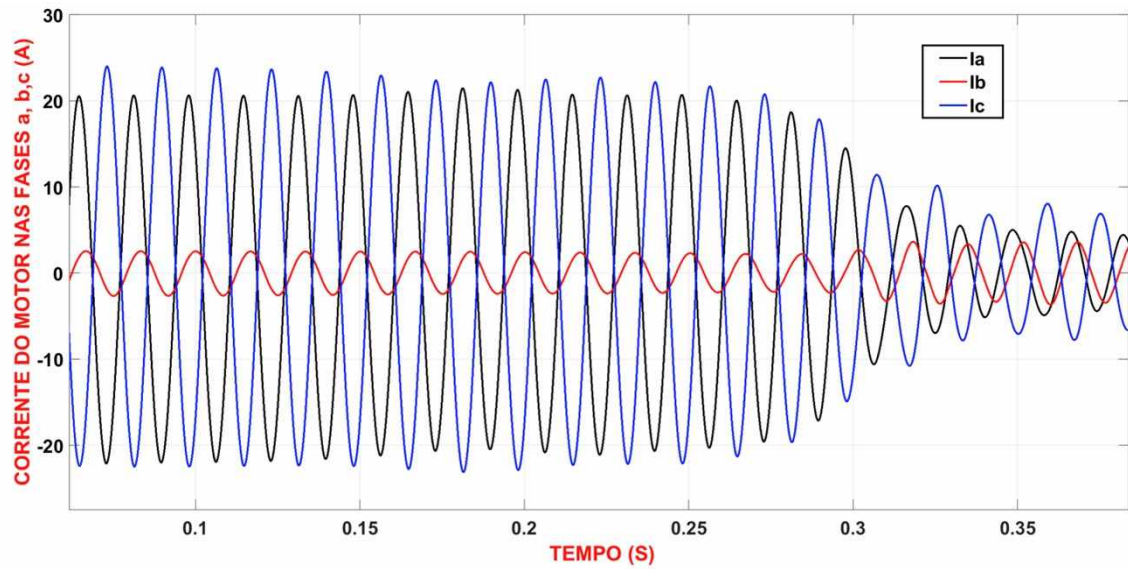
Tabela 11 – Valores de Corrente Regime Permanente com variação da carga e com chaveamento manual de capacitor .

Carga %	Fase a (I pico)	Fase a (I RMS)	Fase b (I pico)	Fase b (I RMS)	Fase c (I pico)	Fase c (I RMS)
0	4,38	3,09	3,54	2,5	7,03	4,97
20	4,68	3,3	3,43	2,42	6,69	4,73
50	4,24	2,99	6,57	4,64	4,46	3,15
80	6,86	4,85	4,3	3,04	5,28	3,73
100	7,93	5,6	7,01	4,95	5,32	3,76

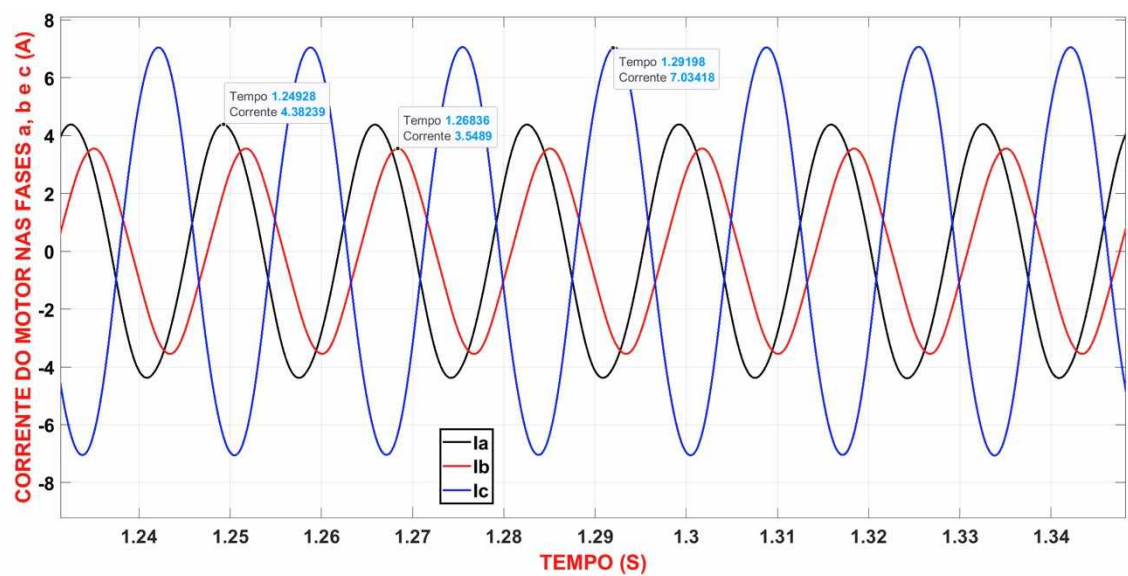
Fonte: Elaborado pelo autor.

- Linha cor preta corrente da fase “a”
- Linha cor vermelhal corrente da fase “b”
- Linha cor azul corrente da fase “c”

Figura 38 – Ampliação de um Momento Durante a Partida do Motor.

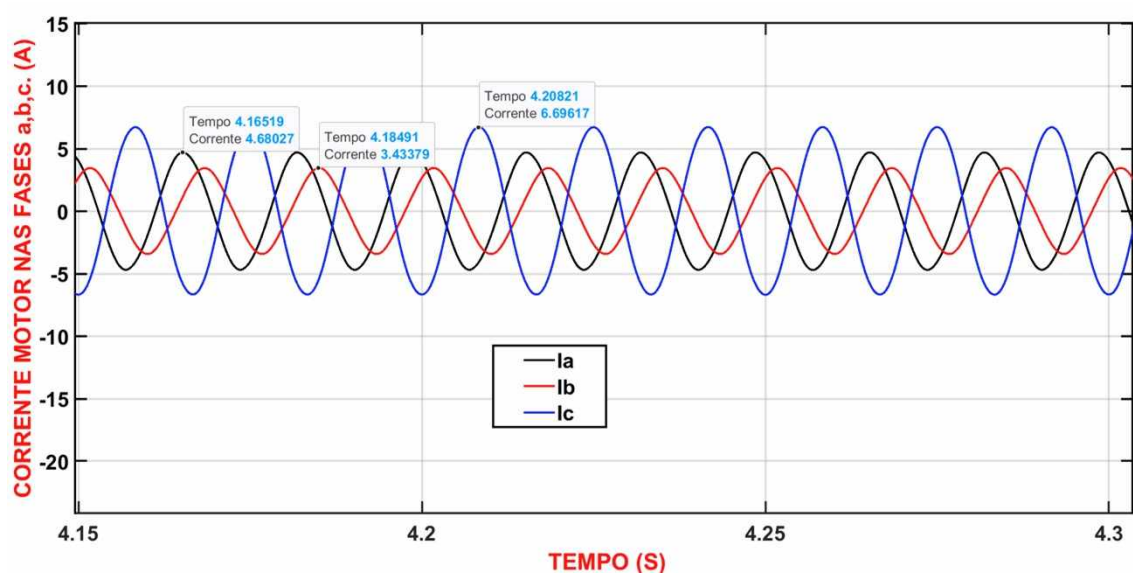


Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 39 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 0% da Carga e $15\mu F$ de Capacitor.

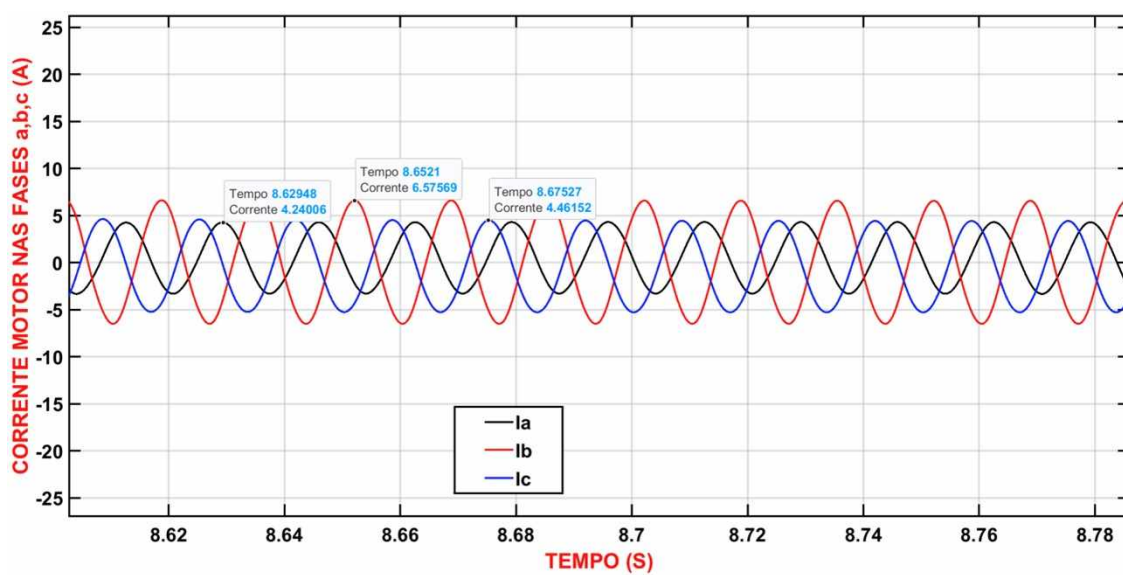
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 40 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 20% da Carga e $20\mu F$ de Capacitor.



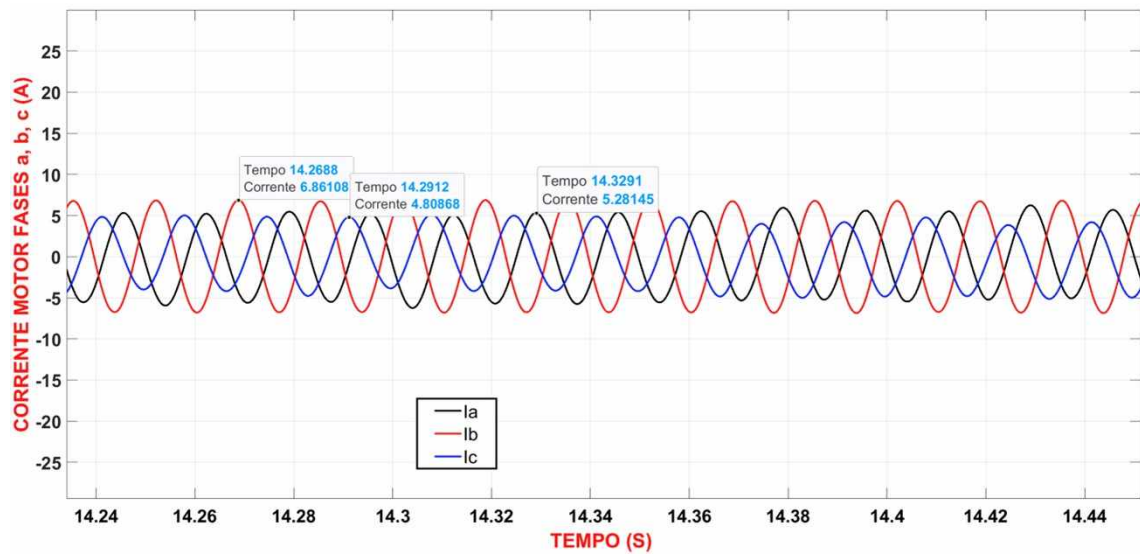
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 41 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 50% da Carga e $27\mu F$ de Capacitor.



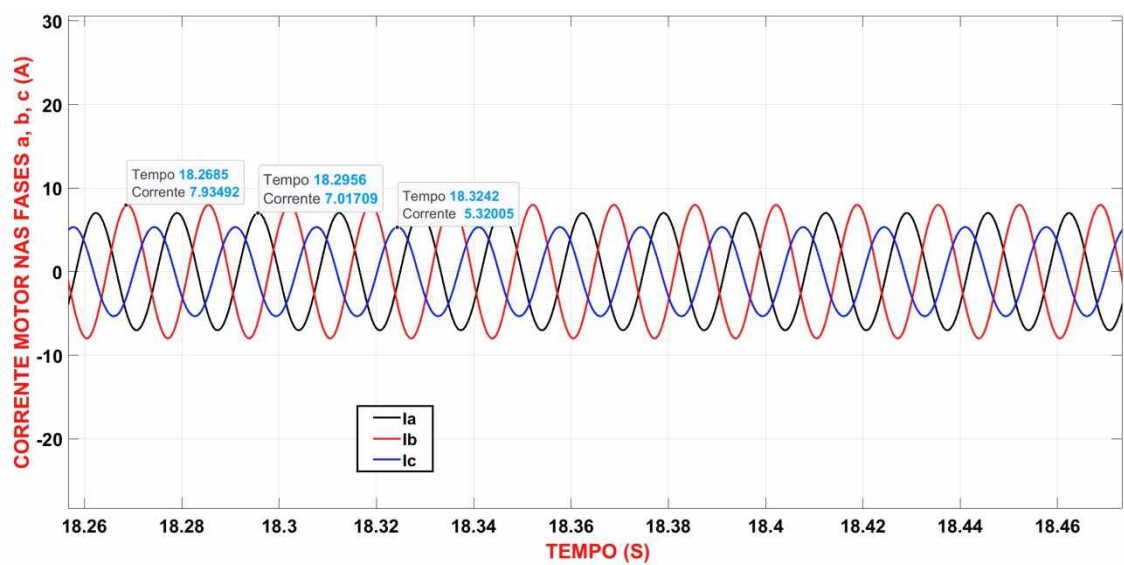
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 42 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 80% da Carga e $35\mu F$ de Capacitor.



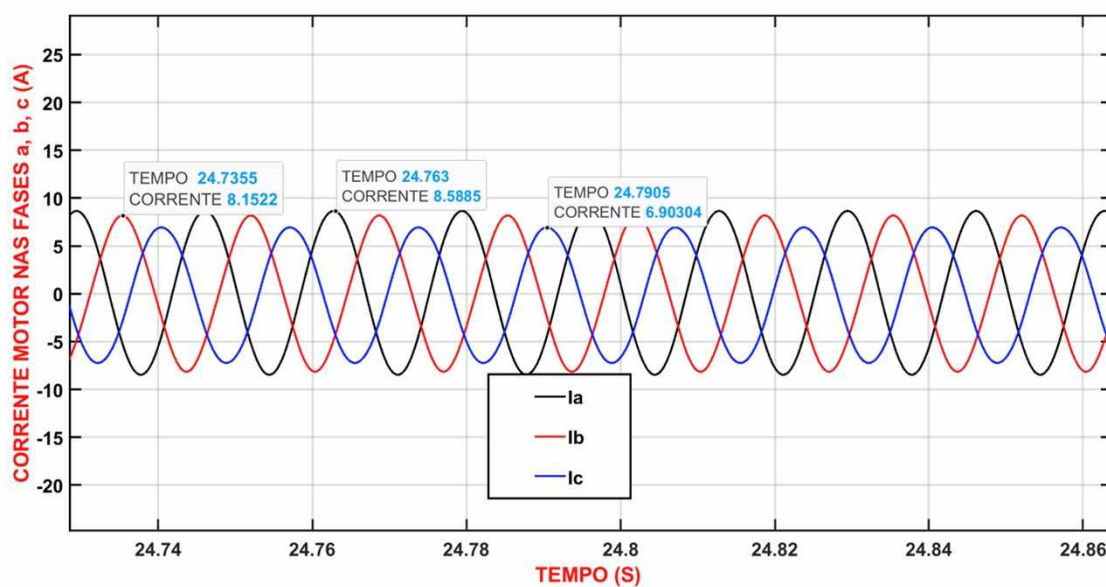
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 43 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 100% da Carga e $40\mu F$ de Capacitor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 44 – Ampliação de um Momento Durante a Aplicação de 120% da Carga e $43\mu F$ de Capacitor.

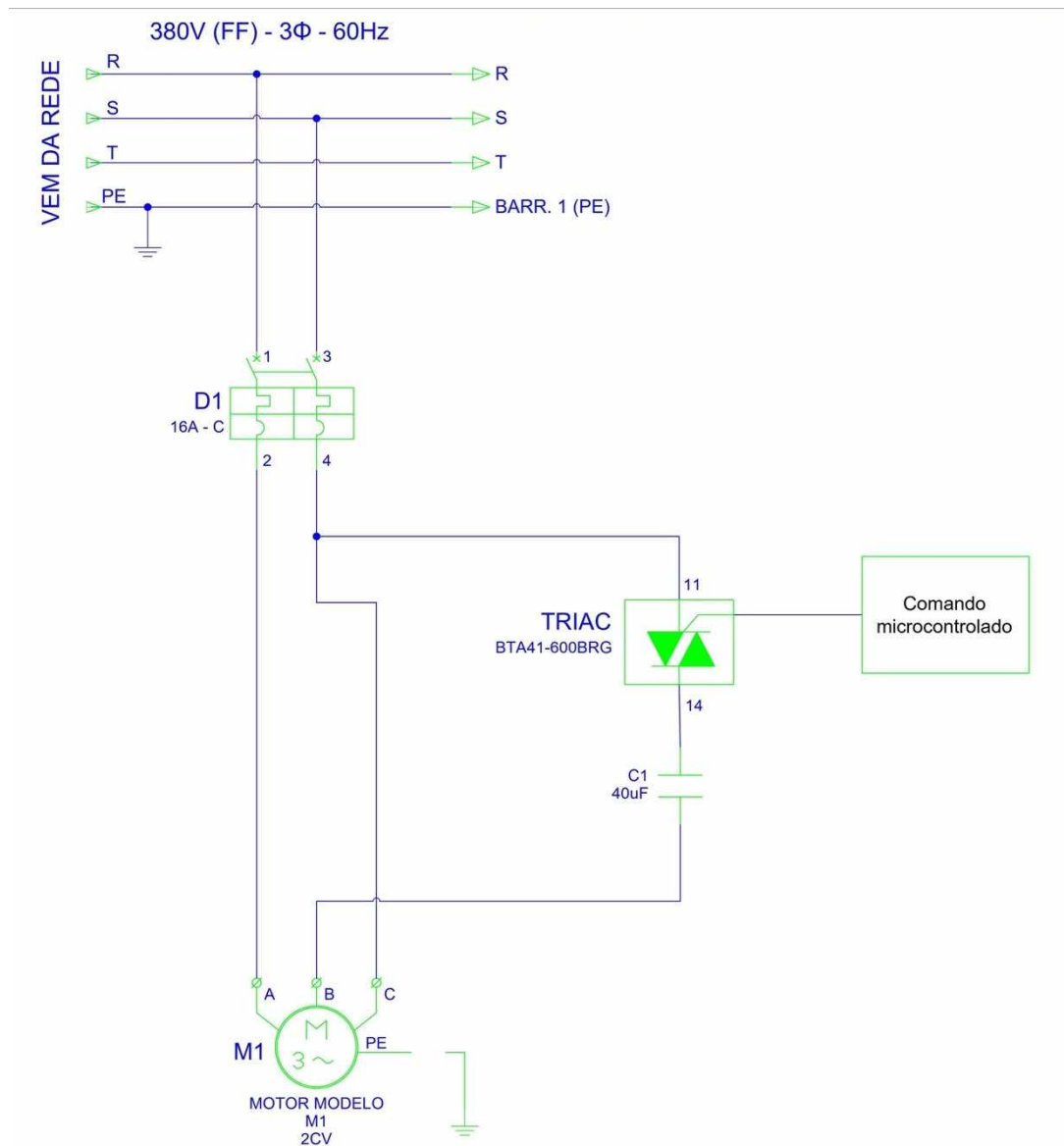


Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.3 Situação 3 – Simulação Computacional Chaveamento de Capacitor Automático

Pode-se verificar o conceito do teste utilizado na Figura 45 o diagrama elétrico utilizado na situação 3.

Figura 45 – Diagrama de acionamento do motor assimétrico na terceira situação..



Fonte: Elaborado pelo autor.

Verifica-se na Figura 46, que demonstra a estratégia implementada para controle da corrente que circula entre as fases a-c, que gerencia o carregamento da máquina trifásica assimétrica.

Basicamente, a plataforma emprega um Triac em série com o capacitor, acoplado entre as fases b-c. Como o Simulink ainda não disponibiliza em sua biblioteca este

semicondutor, foi utilizado dois (2) tiristores conectados em antiparalelo para cada fase do MIT, entre o motor e a rede.

Esse dispositivo semicondutor irá chavear adequadamente para manter em valor pré-determinado a corrente que circula entre as fases a-c, inserindo na máquina apenas o valor de capacitância necessário para seu bom funcionamento, com menores oscilações de conjugado e menores correntes.

A tela de simulação evidenciada na Figura 46 é composta de várias partes, quais sejam:

- Aplicação de Carga;
- Controlador de Corrente;
- Rendimento da Máquina;
- Medições da Máquina/Controle;
- Medidas das Chaves;
- Fonte + Triac;
- Motor de Indução Trifásico Assimétrico.

O bloco “Aplicação de Carga” mostrado na Figura 47, consiste em algoritmo para imposição de carga ao motor. A Tabela 12 mostra os degraus de carga em função do tempo, onde a simulação foi feita de 0 até 22 segundos e a aplicação de carga continua seguindo os parâmetros da situação 1 e situação 2.

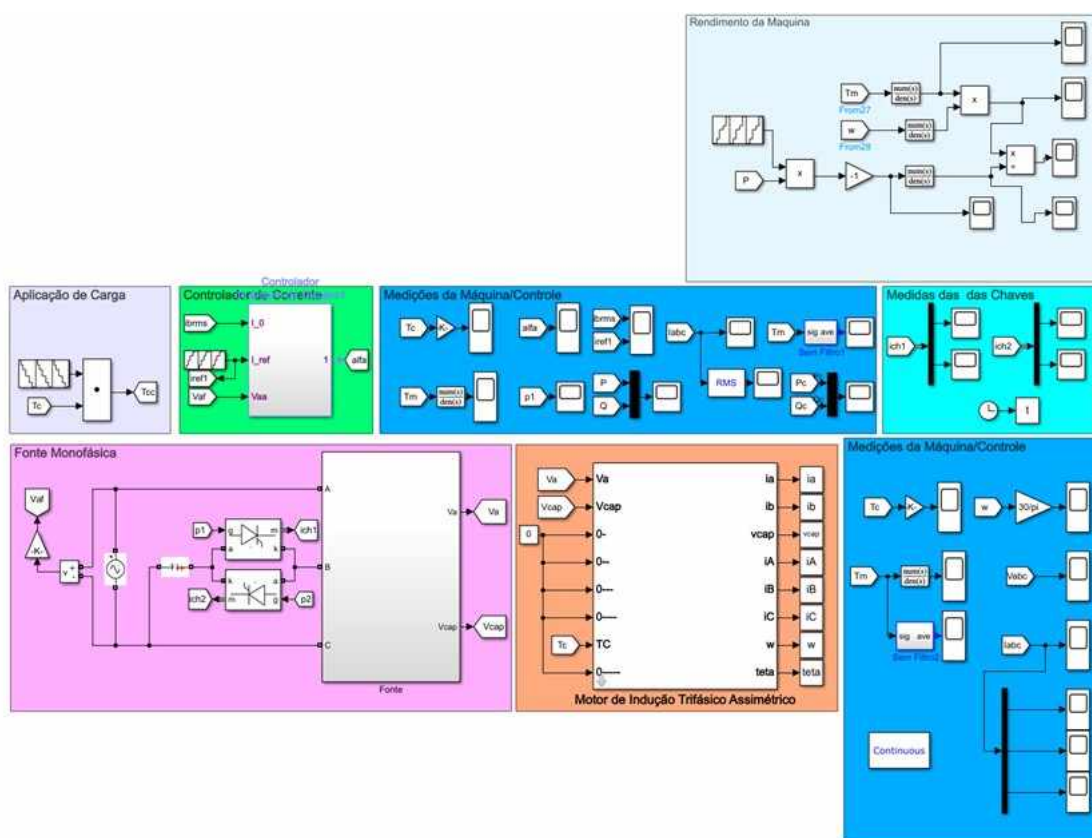
Tabela 12 – Tempo e Aplicação de Carga no Motor.

Tempo	% de Carga
0 a 3 Segundos	0%
3,0001 a 7 Segundos	20%
7,0001 a 12 Segundos	50%
12,0001 a 17 Segundos	80%
17,0001 a 22 Segundos	100%
22,0001 a 29 Segundos	120%

Fonte: Elaborado pelo autor.

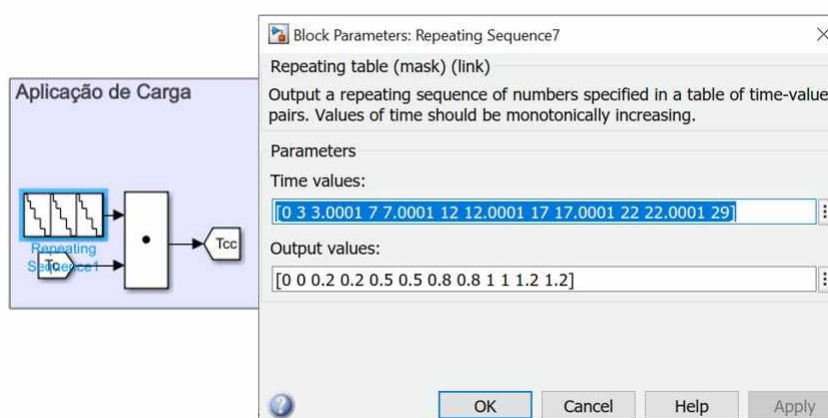
O Bloco “Controlador de Corrente” é ilustrado nas Figuras 48 e 49. Esse bloco é responsável pela estratégia de controle e consequente geração dos pulsos de disparo para o Triac's.

Figura 46 – Tela Principal do Sistema.



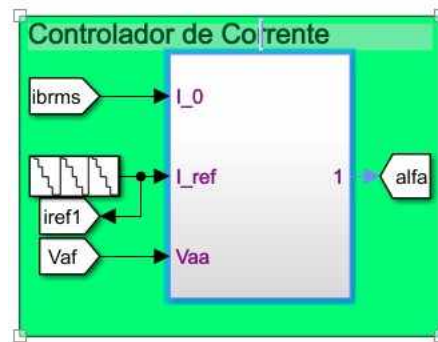
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 47 – Bloco Aplicação de Carga e o controle da carga.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 48 – Bloco Controlador de Corrente.

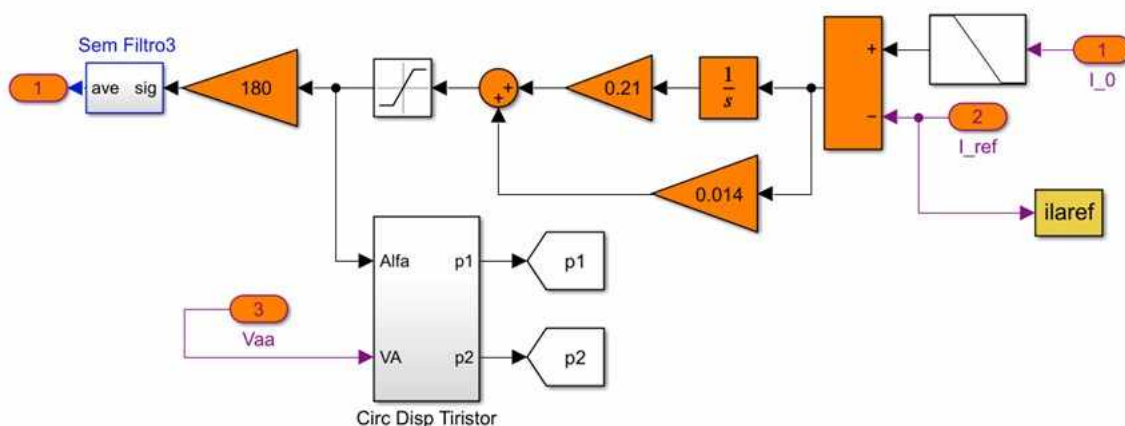


Fonte: Elaborado pelo autor.

Neste bloco é feita a comparação entre a corrente eficaz da fase “a” com o respectivo valor de referência. O sinal de “erro”, oriundo dessa comparação, é enviado para um controlador PI, que tem o papel de gerar o ângulo de disparo (alfa).

O ângulo alfa é, então, submetido ao bloco “Circ. Disparo Tiristor”.

Figura 49 – Controle PI e Bloco do Circuito de disparo dos tiristores.

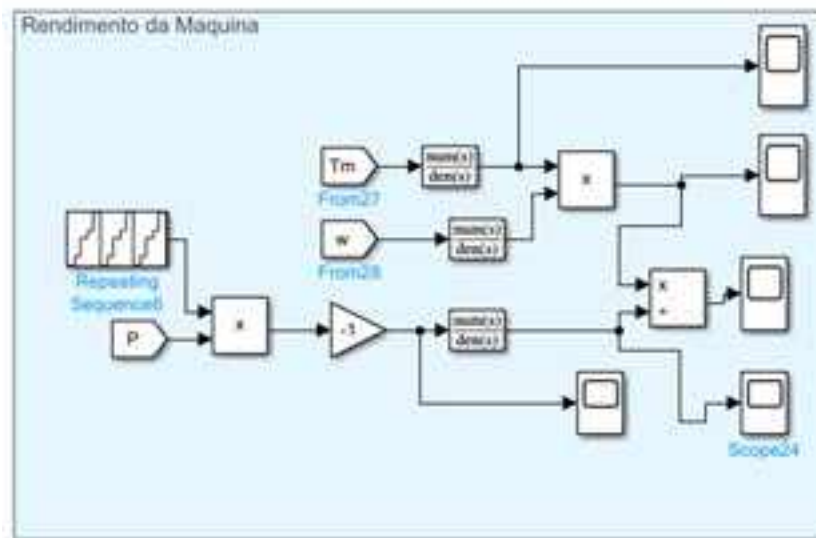


Fonte: Elaborado pelo autor.

O bloco “Rendimento da Máquina” Figura 50 tem a mesma função que já foi demonstrado nas situação 1 e na situação 2, foi medida a potência de saída (P_s) e a potência de entrada (P_e), com estas variáveis é possível calcular o rendimento do motor assimétrico com alimentação monofásica.

A lógica de disparo das chaves é mostrada na Figura 51. Os pulsos “p1” e “p2”, gerados na saída, são sincronizados com a tensão de alimentação da máquina. Para

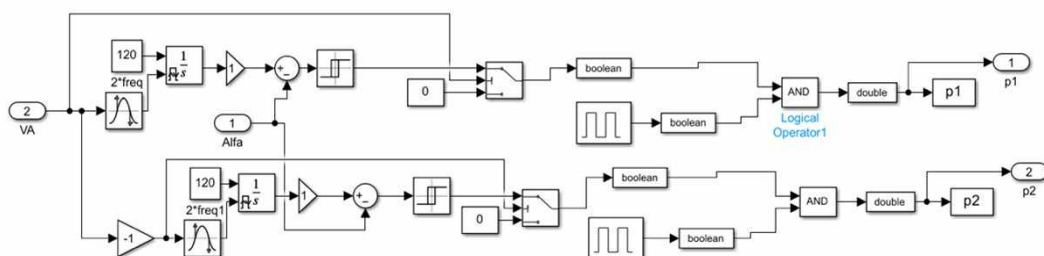
Figura 50 – Bloco Rendimento da Máquina.



Fonte: Elaborado pelo autor.

tanto, emprega-se na entrada desse bloco um circuito detector de passagem por zero, que habilita/desabilita um circuito integrador. A saída do integrador gera um sinal “dente de serra”, sincronizado com a rede de suprimento e que, posteriormente, é comparado com o ângulo alfa da saída do controlador PI. São gerados dois pulsos na saída (p1 e p2), sendo um deles para o disparo do SCR superior, e o outro para o SCR inferior.

Figura 51 – Circuito de Disparo dos Tiristores.



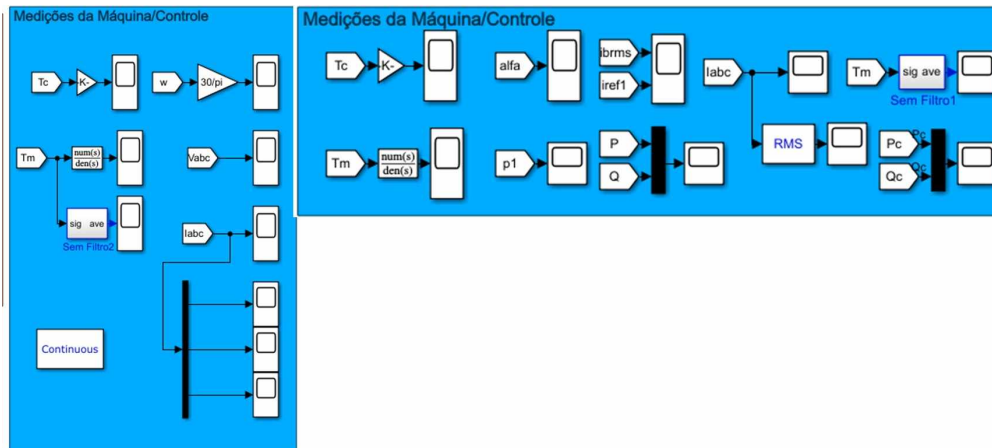
Fonte: Elaborado pelo autor.

O Bloco “Medições da Máquina/Controle” Figura 52, consiste em fazer medições de diversas variáveis durante a simulação, tais como:

- Corrente nas fases a, b e c da máquina;
- Conjugado do Motor;

- Conjugado da Carga;
- Valores dos harmônicos durante o disparo do Triac;
- Pulsos de disparo do Triac;
- Potencia Ativa e Reativa do Motor;
- Potencia Ativa e Reativa do Capacitor.

Figura 52 – Medições da Máquina/Controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No Bloco “Medidas das chaves”, mostrado na Figura 53, são verificadas as correntes e as tensões no Triac. Esse bloco permite analisar a corrente e tensão sobre a chave semicondutora e posteriormente permitirá projetar a plataforma experimental, pois, admite calcular a potência dissipada nas chaves.

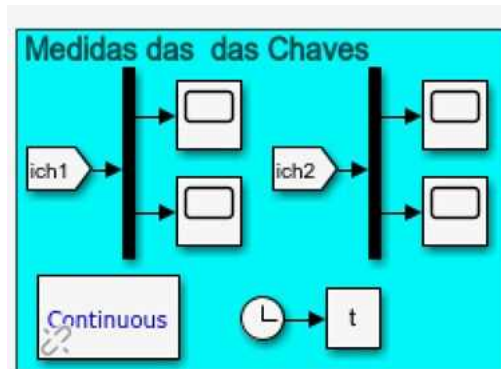
No “Bloco Fonte + Triac” Figura 54, são visualizados a fonte de alimentação do motor Trifásico assimétrico e o sistema de controle da capacitância. A fonte é composta de um sinal senoidal, com amplitude e frequência fixas de 380V eficaz e 60 Hz, respectivamente.

Observa-se neste bloco a fonte interligada entre as fases “a” e a fase “c” e o Triac, conectado em série com o capacitor.

O interior do bloco da Figura 54 é mostrado na Figura 55, onde permite a medição das correntes (i_a , i_b e i_c) e das tensões de linha (V_{ab} , V_{bc} e V_{ca}), bem como admite o cálculo das potências ativa e reativa. No bloco da Figura 45 também é implementado um algoritmo para o cálculo da capacitância injetada às fases b-c da máquina.

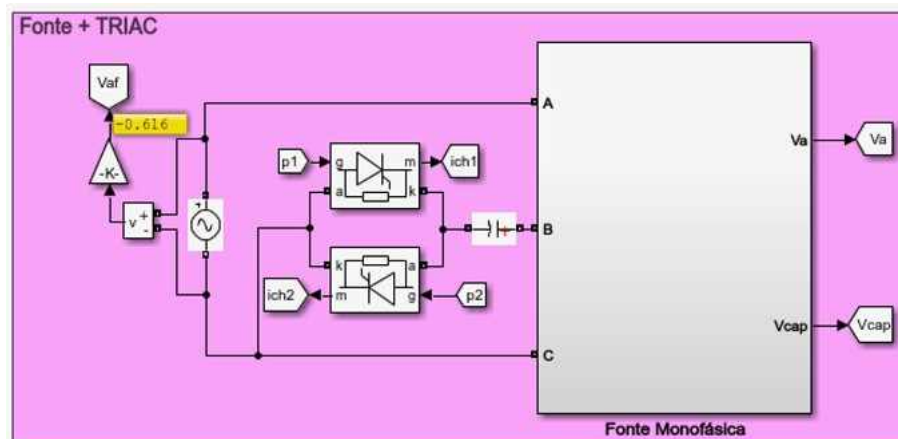
No bloco “Motor de Indução Trifásico Assimétrico” foi desenvolvido o modelo computacional da máquina a partir das equações matemática, previamente apresentadas acima.

Figura 53 – Bloco Medidas das chaves.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 54 – Bloco Fonte + Triac.



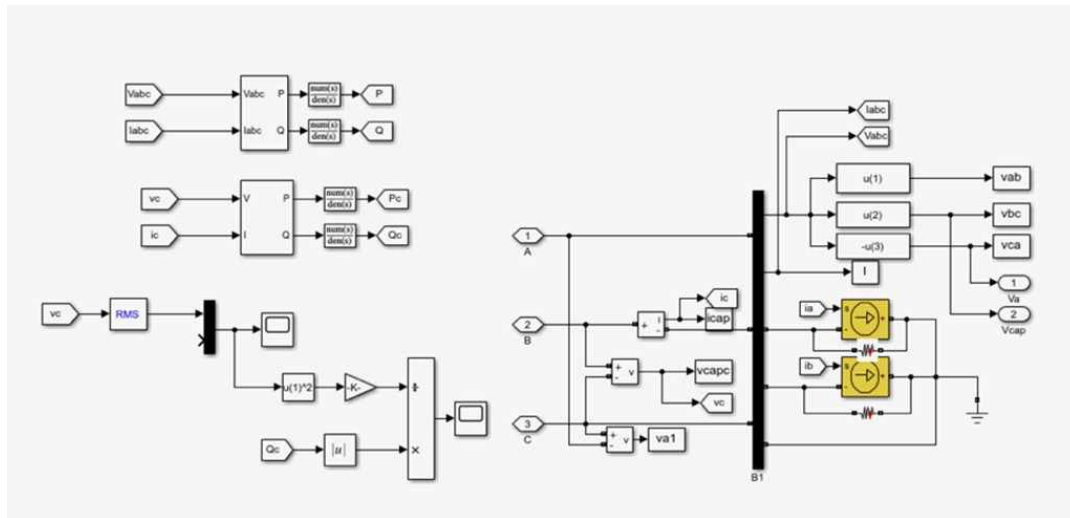
Fonte: Elaborado pelo autor.

No bloco Parâmetros do motor de indução trifásico assimétrico foi inserida na configuração todos os parâmetros do motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica, conforme Figura 56.

Nesta simulação a situação é a proposta do trabalho que consiste em um chaveamento dinâmico (automático), onde o sistema tem a fase “a” como referência e de acordo com a porcentagem do carregamento e utilizando técnicas de controle encontramos a curva característica de acionamento dos TRIAC, de acordo com a necessidade do motor, com isto o sistema se torna eficiente e automático em qualquer carregamento da máquina, pois de acordo com o carregamento o sistema automático toma a decisão de inserir ou retirar capacitância da melhor forma possível.

Na terceira situação a máquina foi submetida aos mesmos percentuais de 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% de carga, para se ter a mesma referência, no entanto, nesta

Figura 55 – Interior do Bloco Fonte + Triac.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 56 – Parâmetros do motor de indução trifásico assimétrico.

Block Parameters: Motor de Indução Trifásico Assimétrico

Parameters	
Resistência do estator da fase "a" (r_a)	3.8
Resistência do rotor da fase "a" (R_A)	3.01
Reatância de magnetização (x_m)	75.15
Reatância de dispersão do estator (x_s)	3.1
Reatância de dispersão do rotor (x_r)	3.1
Relação de número de espiras (N_b/N_a)	0.6
Relação de número de espiras (N_c/N_a)	1.4
Número de pólos (p)	4
Momento de Inércia	0.0027
Constante de carga (KC - 1 plena carga)	0
Conjugo Nominaal (N.m)	7.9
Velocidade Nominal	1720

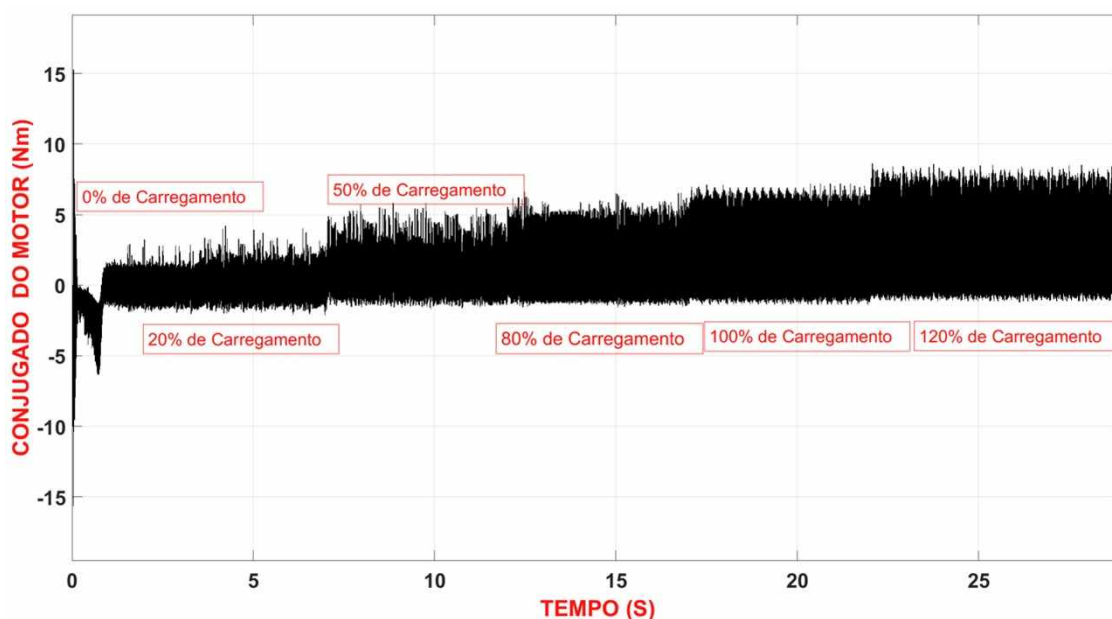
Fonte: Elaborado pelo autor.

condição implementou-se o chaveamento automático dos capacitores. Nessa estratégia, ao contrário de utilizar um capacitor com capacitância fixo ou chaveamento manual de capacitores tal como feito na situação 1 e situação 2, foi feito um controle que possibilitou a inserção de diversos valores de capacitância, utilizando apenas 1 capacitor.

Para cada condição de carga a placa eletrônica toma a decisão de aumentar ou diminuir a capacitância somente chaveando os triac em alta frequência, com isto conseguimos mudar a capacitância do capacitor de regime. Estes valores buscam uma menor corrente circulando nos enrolamentos e, ao mesmo tempo, menores oscilações de conjugado.

O conjugado eletromagnético após esta simulação é mostrado na Figura 57. Após o chaveamento do capacitor, observa-se um aumento significativo nas oscilações de conjugado.

Figura 57 – Conjugado da Máquina com Variação da Carga e com Chaveamento eletrônico do Capacitor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As oscilações de conjugado em motores trifásicos assimétricos alimentados por redes monofásicas são suportáveis devido à robustez do design do motor, à inércia da carga conectada e às técnicas de mitigação, como o uso de capacitor. Além disso, a maioria das aplicações desse tipo de motor não exige níveis extremos de estabilidade de conjugado, permitindo que ele funcione de maneira confiável, mesmo em condições assimétricas.

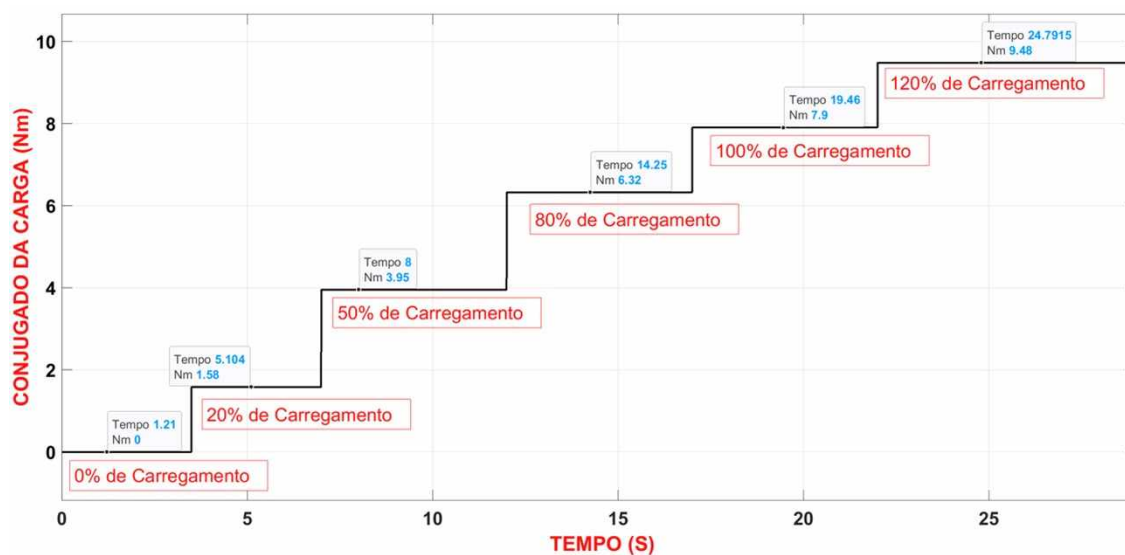
Mesmo em condições assimétricas, os motores trifásicos são projetados para gerar um campo magnético resultante rotativo no estator. Esse campo rotativo, embora não seja perfeitamente uniforme, tende a suavizar as variações bruscas no conjugado, o rotor,

sendo geralmente do tipo gaiola de esquilo, possui uma alta inércia mecânica que ajuda a amortecer oscilações no conjugado.

A carga conectada ao motor assimétrico (como bombas, ventiladores ou transportadores) geralmente apresenta alta inércia, o que atenua as flutuações de conjugado transmitidas pelo motor.

Na Figura 58 é mostrada a variação do conjugado da carga. Foram aplicados ao eixo da máquina carga na forma de degrau, com valores entre 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% da carga nominal.

Figura 58 – Degrau de Carga Aplicada no Motor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

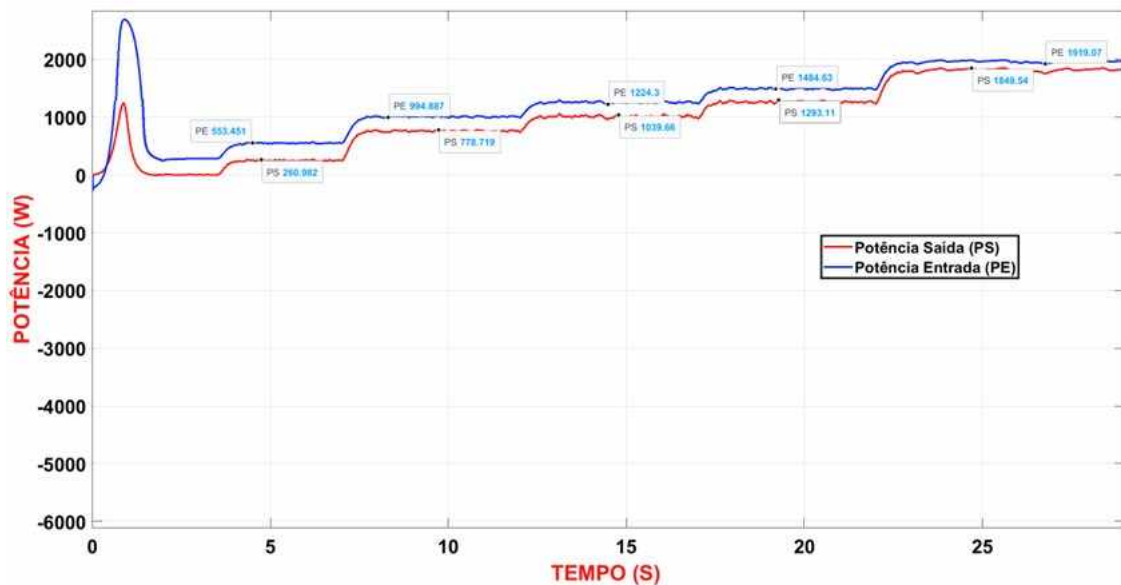
Conforme observado nas simulações anteriores, foi medido outras variáveis do motor assimétrico, como rendimento, velocidade e corrente do motor, o mesmo aconteceu na terceira situação, em relação ao rendimento, como apresentado na Figura 59.

A simulação foi conduzida seguindo o mesmo padrão da primeira situação, com a aplicação de variações de carga de 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% no motor assimétrico. Conforme apresentado na Tabela 13, o rendimento do motor na terceira situação foi superior ao registrado nas simulações anterior, indicando uma melhoria no desempenho.

Pode se verificar na Figura 60 a velocidade do motor com degrau de carga em 0%, 20%, 50%, 80%, 100% e 120% os valores de velocidade estão em RPM os valores podem ser melhor observados na Tabela 14.

Com o chaveamento eletrônico dos capacitores, pode-se observar, na Tabela 14, que os valores de velocidade apresentam variações muito pequenas, inferiores a 3%, quando comparados aos da Tabela 7 (rpm capacitor fixo) e comparado com a Tabela 10 (rpm

Figura 59 – Rendimento do motor assimétrico com Variação da Carga e com chaveamento eletrônico da capacitância.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 13 – Rendimento do motor assimétrico com chaveamento eletrônico da capacitância.

%Carga	Potência de Entrada	Potência de saída	Rendimento
20%	533,451	260,982	0,489233313
50%	994,887	778,719	0,782721053
80%	1224,3	1039,66	0,849187291
100%	1484,63	1293,11	0,870998161
120%	1919,07	1849,54	0,963768909

Fonte: Elaborado pelo autor.

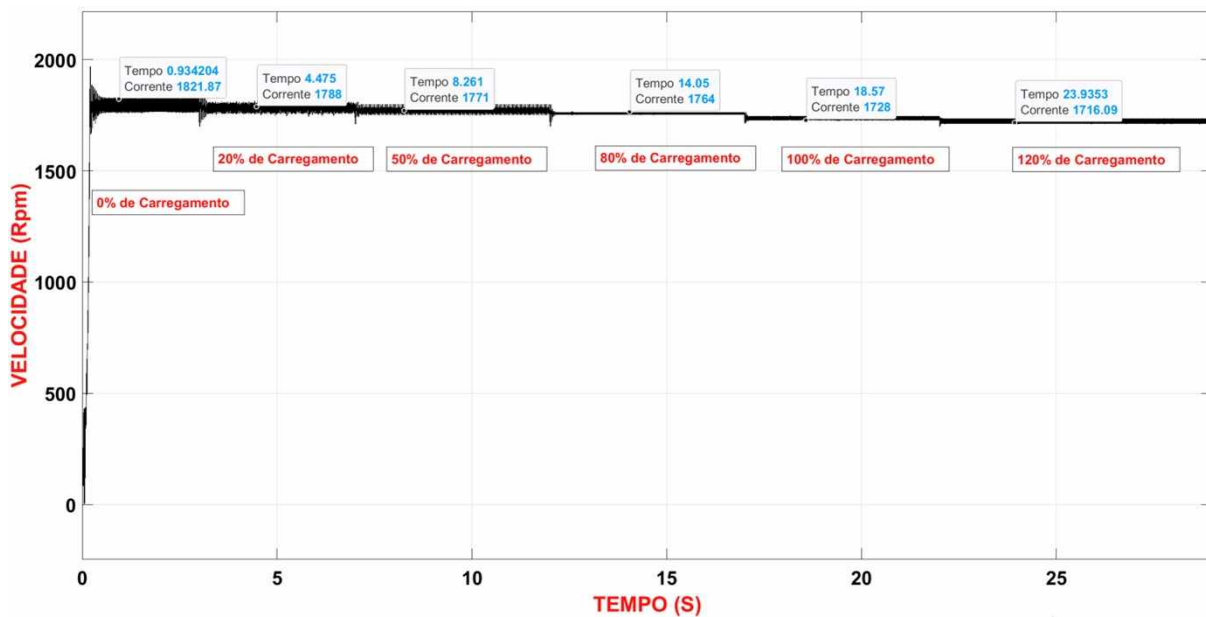
chaveamento manual capacitor). Esse resultado já era esperado, pois, na Tabela 7 e na Tabela 10, que mesmo calculados anteriormente os capacitores, não correspondia a 100% de exatidão da necessidade do motor para determinadas cargas. Isso demonstra que o chaveamento eletrônico de um único capacitor, desde que realizada corretamente, não causa perdas no desempenho do motor.”

Pode verificar na Figura 61 que os valores de corrente durante a aplicação das cargas e com controle eletrônico da capacitância a corrente elétrica do motor assimétrico em regime ficou abaixo das duas ultimas simulações, o que demonstra o funcionamento do sistema.

Após a imposição destes percentuais de carga as correntes das fases “a”, “b” e “c” atingem os valores em regime permanente evidenciados na Tabela 15.

Acionamento de motores assimétricos utilizando tiristores e capacitores geram

Figura 60 – Velocidade do Motor Assimétrico com Variação de Carga e chaveamento eletrônico do Capacitor .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 14 – Variação da Velocidade em Relação ao Degrau de Carga.

% de Carga	RPM
0%	1793,55
20%	1788
50%	1771
80%	1764
100%	1728
120%	1716,09

Fonte: Elaborado pelo autor.

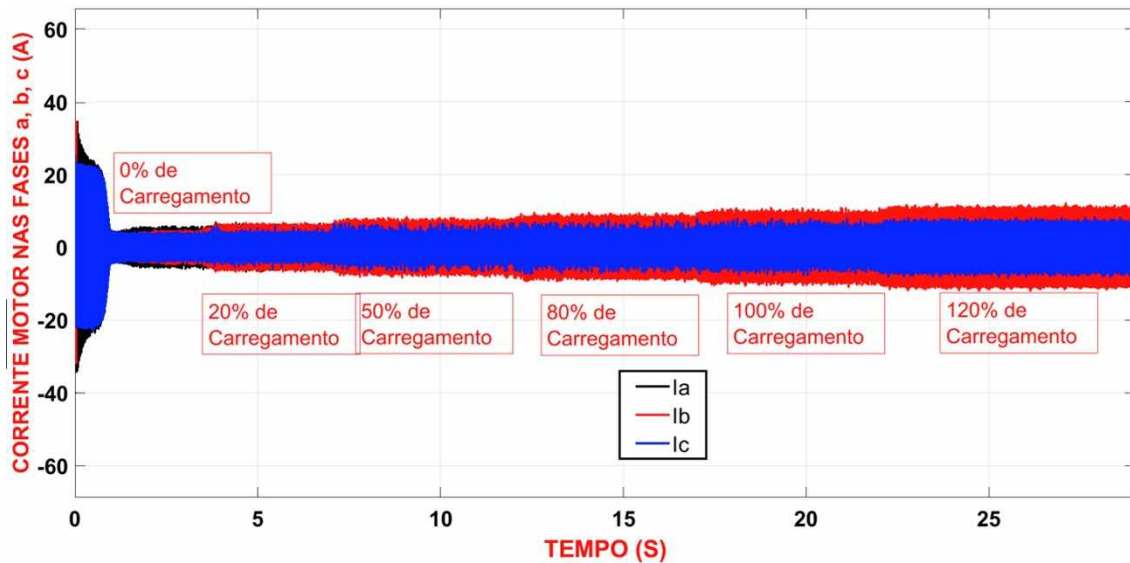
Tabela 15 – Valores de corrente em regime permanente com controle automático.

Carga %	Fase a (I pico)	Fase a (I RMS)	Fase b (I pico)	Fase b (I RMS)	Fase c (I pico)	Fase c (I RMS)
0	4,31	4	3,2	1,67	3,63	3,32
20	5,53	4,28	4,69	2,08	3,62	3,59
50	5,18	4,32	7,41	2,54	5,38	3,41
80	5,58	4,70	6,97	3,30	4,86	3,79
100	6,09	4,59	6,64	3,36	4,53	3,81
120	7,2	4,55	5,46	3,70	5,46	3,52

Fonte: Elaborado pelo autor.

harmônicos devido à forma como os tiristores controlam a tensão aplicada ao motor. Quando o tiristor é acionado, ele permite que a tensão seja aplicada ao motor somente

Figura 61 – Valores da corrente durante o degrau de carga plicado no Motor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

a partir de um certo ponto da onda senoidal. Isso distorce a forma de onda original, a distorção da onda senoidal cria componentes de alta frequência na forma de harmônicos. Esses harmônicos correspondem a frequências múltiplas da frequência fundamental.

Neste caso foi utilizada transformada de Laplace porque simplifica o cálculo de correntes no sistema, permitindo a análise de transitórios e de comportamento dinâmico.

Para realizar os cálculos foi gerado pela simulação os valores de magnitude do componente fundamental e a distorção harmônica Total expressa como uma fração.

4.2 Análise dos Harmônicos Gerados na Situação 3 Durante o Chaveamento dos Tiristores

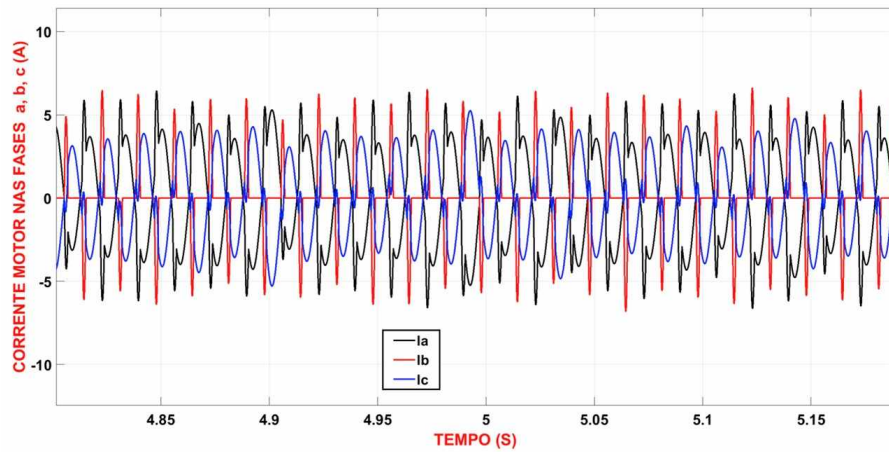
Com base na Figura 62, a interpretação dos sinais das correntes nas três fases (Ia, Ib e Ic) a explicação do que está acontecendo, especialmente em relação à distorção devido ao chaveamento com tiristores

4.3 Análise dos Harmônicos Gerados na Situação 3 Durante o Chaveamento dos Tiristores

Com base na Figura 62, a interpretação dos sinais das correntes nas três fases (Ia, Ib e Ic) a explicação do que está acontecendo, especialmente em relação à distorção devido

ao chaveamento com tiristores e ao motor assimétrico.

Figura 62 – Análise das distorções das correntes I_a , I_b e I_c , durante o chaveamento dos tiristores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observando, a Figura 62 possui três formas de onda distintas:

- I_a (preta): corrente da fase “a”.
- I_b (vermelha): corrente da fase “b”.
- I_c (azul): corrente da fase “c”.

As formas de onda não são senoidais puras, existem harmônicas sobrepostas, especialmente na fase I_b (vermelha), que apresenta um nível maior de distorção em relação às outras.

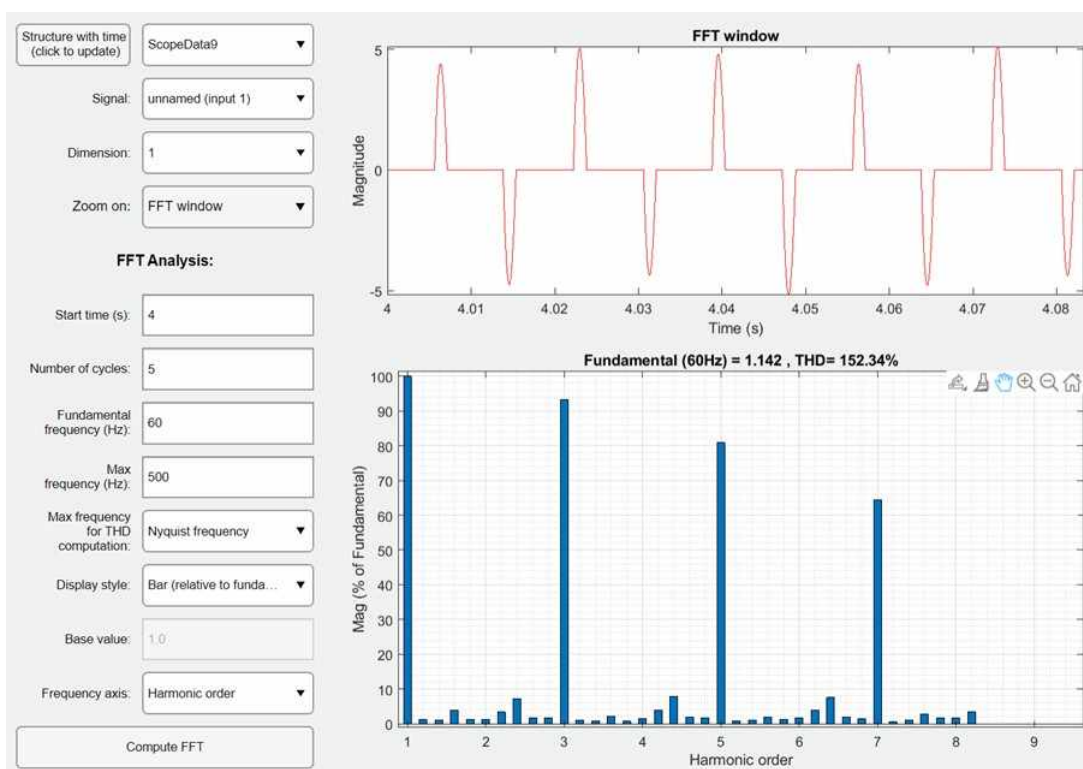
Há picos de corrente que ocorrem de maneira irregular, devido ao chaveamento não linear do tiristor conectado ao capacitor, quando tiristores chaveiam capacitores, eles introduzem transientes elétricos no sistema. Esses transientes geram altas frequências e harmônicas que distorcem as correntes, motores assimétricos possuem desequilíbrios naturais nas fases (diferença de impedância, indutância ou capacitância), que amplificam o efeito das harmônicas.

O comportamento da fase I_b devido o capacitor conectado a ela está gerando maiores distorções em relação às fases I_a e I_c , em uma análise Detalhada da Distorção na Fase I_b (vermelha), mostra picos mais pronunciados e irregularidades, indicando que é a fase onde o capacitor é chaveado está mais influente.

Fase I_a (preta) e I_c (azul), apresentam menos distorção em comparação à I_b , mas ainda possuem irregularidades devido ao sistema desequilibrado. As harmônicas estão

presentes, mas são menos intensas, a superposição de altas frequências (harmônicas) indica um alto conteúdo de distorção harmônica total (THD) conforme visualizada na Figura 63 que foi calculado o FFT da corrente I_b (Vermelha).

Figura 63 – calculado FFT da corrente I_b (vermelha).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como pode se observar na Figura 63, uma análise de frequências do espectro harmônico da corrente I_b , que mostra a contribuição de diferentes "ondas" ou "frequências" na composição do sinal elétrico.

A barra mais alta, na posição "1" (à esquerda), representa a frequência fundamental (60 Hz), que é a principal componente do sinal. As outras barras representam as harmônicas, ou seja, frequências adicionais que são múltiplos da fundamental (exemplo: 120 Hz, 180 Hz, etc.).

Como é sabido harmônicas são ondas adicionais que aparecem no sinal e podem causar distorções. Elas são resultado de equipamentos não lineares, como inversores, retificadores ou motores, a altura das barras mostra o quanto essas harmônicas "participam" do sinal, medida em porcentagem em relação à onda principal (a fundamental).

As barras harmônicas pares e ímpares também aparecem, indicando que essas frequências estão presentes no sinal. Quanto maior a barra, maior o impacto daquela harmônica no sinal.

A THD da corrente, calculado (154,34%), indica a quantidade total de distorção no sinal causada pelas harmônicas, uma THD de 154,34% é muito alta, mostrando que o sinal está bastante distorcido.

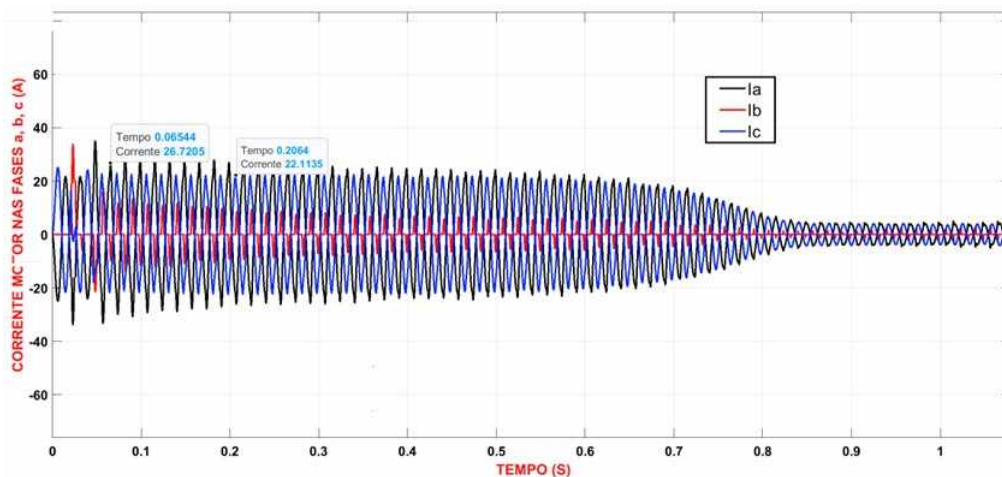
O chaveamento com tiristores em um capacitor pode gerar distorções harmônicas significativas no sistema elétrico, especialmente quando usado para alimentar ou controlar um motor assimétrico. Os tiristores (SCRs) são dispositivos de chaveamento que operam de forma não linear, ou seja, eles "ligam" e "desligam" o circuito em momentos específicos do ciclo da onda de tensão. Essa operação interrompe a forma de onda natural da corrente ou tensão, criando componentes harmônicos.

Ao chavear o capacitor com tiristores, altera bruscamente as características da carga, como a reatância capacitiva e a corrente associada. Essa mudança introduz perturbações na rede elétrica, resultando em harmônicas.

Essa análise é essencial para este estudo, esta técnica foi utilizada para calcular a corrente RMS do motor assimétrico tanto na simulação como no experimental, para avaliar a qualidade do sinal elétrico, detectar distorções e identificar a presença de harmônicos que podem afetar o desempenho de sistemas elétricos.

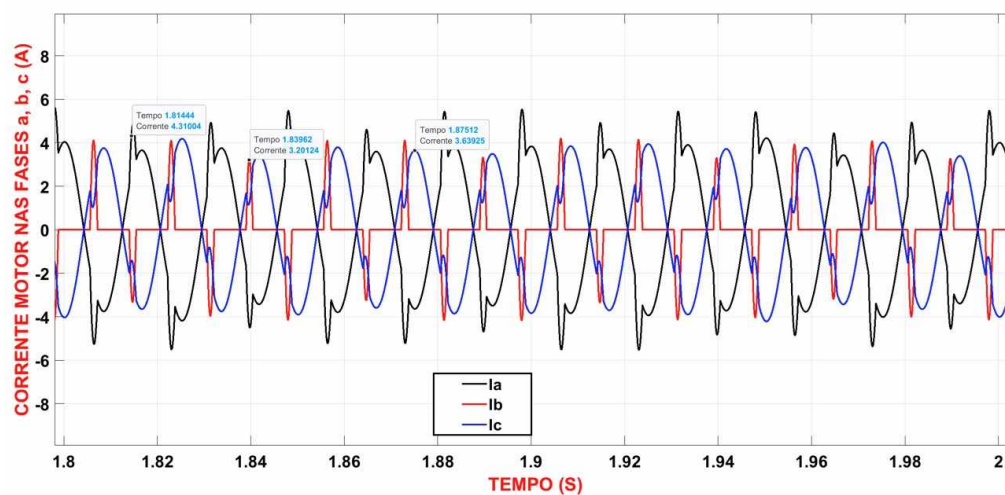
Figuras 64, 65, 69, 73, 77, 81 e 85 são ampliações da Figura 61 da simulação das correntes do motor assimétrico com o chaveamento eletrônico de apenas um capacitor de $40\mu F$ nas condições de carregamento, para melhor verificar os valores de corrente em cada momento do degrau de carga.

Figura 64 – Corrente de partida do motor assimétrico chaveamento eletrônico dos capacitores.



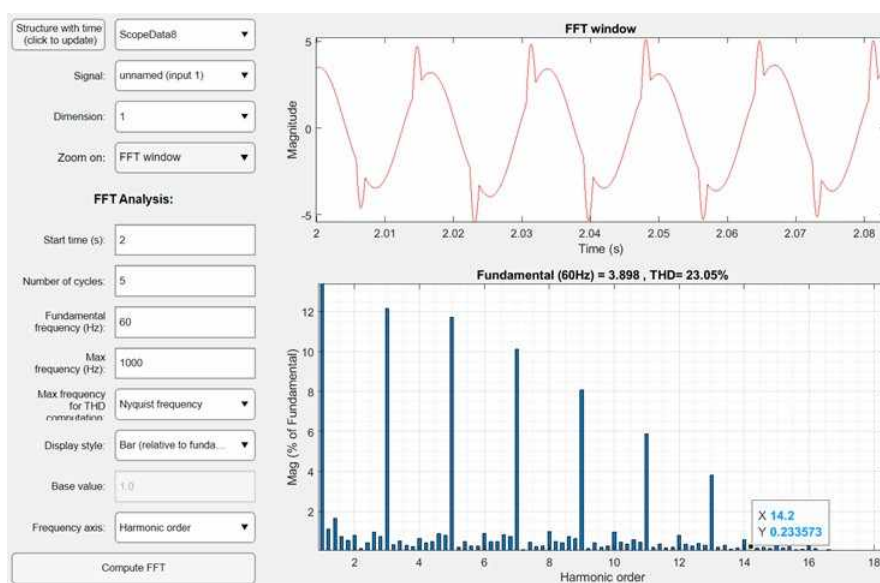
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 65 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 0% da carga.



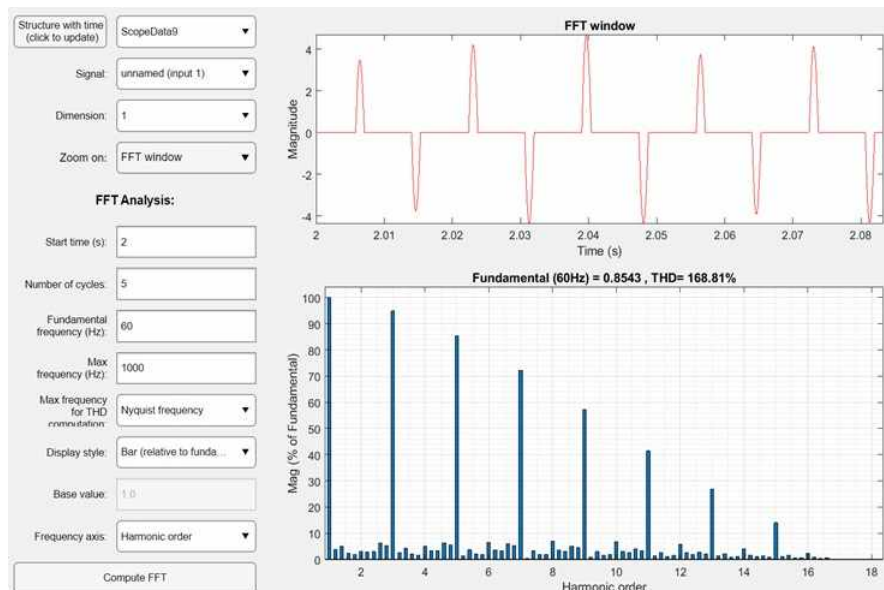
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 66 – Harmônico da Figura 65 fase a.



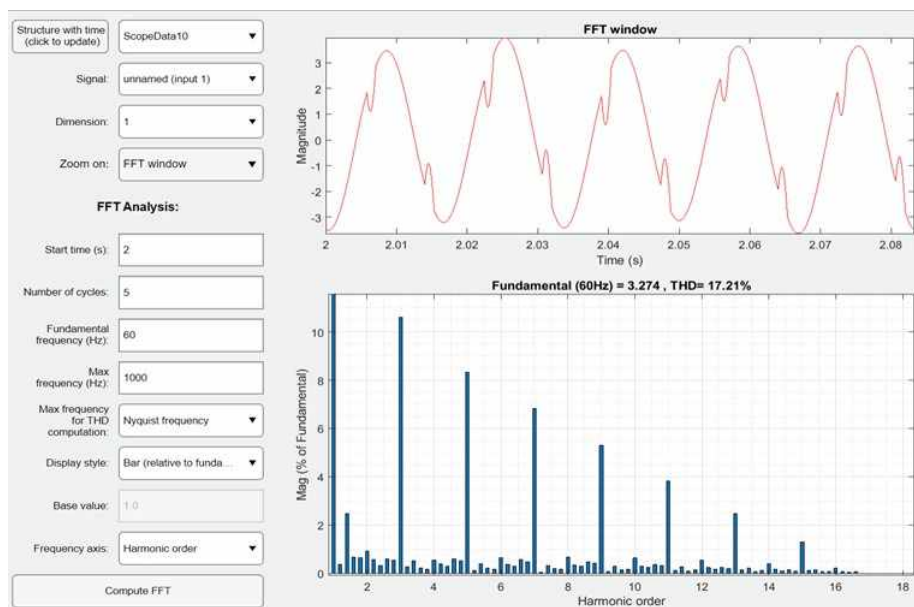
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 67 – Harmônico da Figura 65 fase b.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 68 – Harmônico da Figura 65 fase c.



Fonte: Elaborado pelo autor.

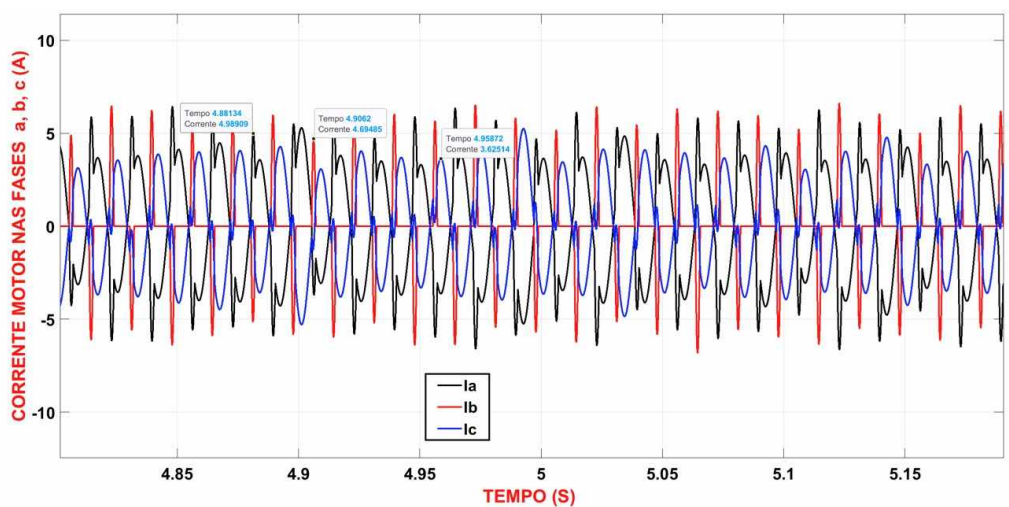
As figuras 66, 67, 68 mostra a magnitude dos harmônicos em termos de porcentagem do fundamental, junto com a THD (Distorção Harmônica Total). Para calcular a corrente RMS total a partir das imagens foi utilizada a fórmula (4.1).

$$I_{RMS} = I_1 \cdot \sqrt{1 + THD^2} \quad (4.1)$$

Sendo

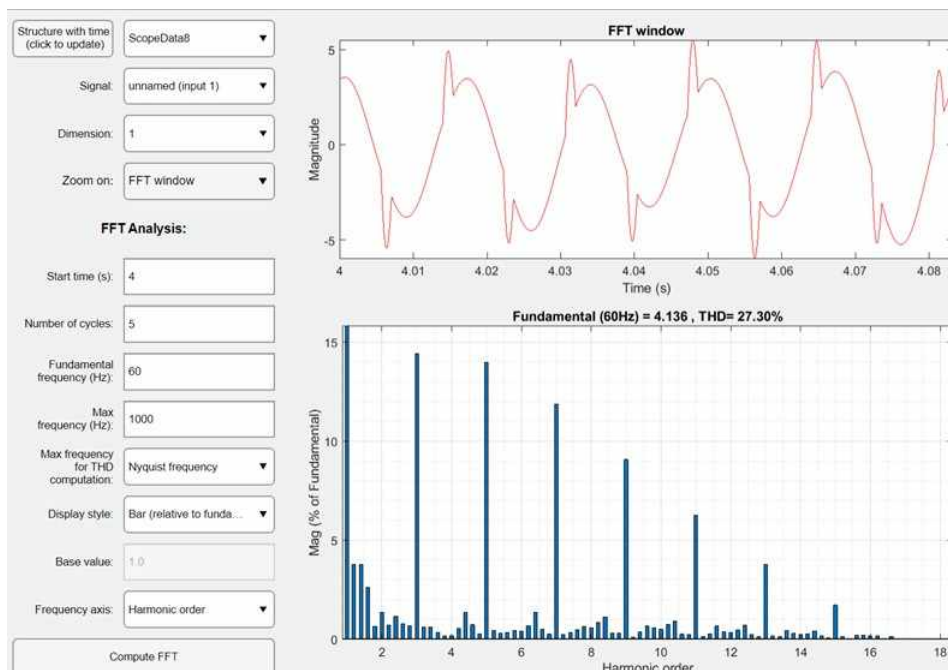
- I_{RMS} é a corrente RMS total.
- I_1 é a magnitude do componente fundamental (em RMS).
- THD é a Distorção Harmônica Total expressa como uma fração (não porcentagem).
- A corrente RMS da Figura 65 fase “a” é aproximadamente **4,00 A**.
- A corrente RMS da Figura 65 fase “b” é aproximadamente **1,67 A**.
- A corrente RMS da Figura 65 fase “c” é aproximadamente **3,32 A**.

Figura 69 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 20% da carga.



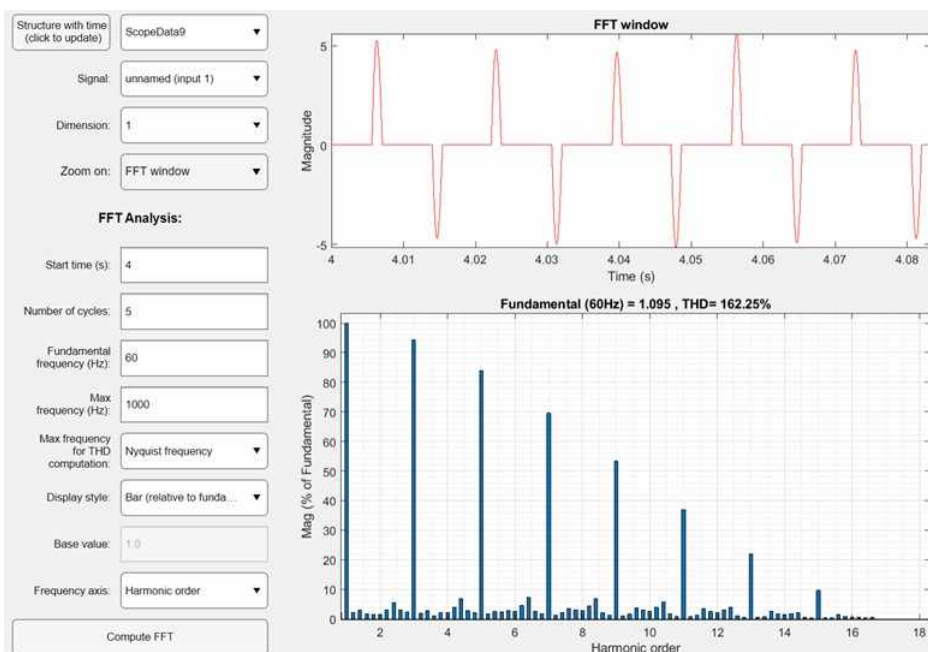
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 70 – Harmônico da Figura 69 fase a.



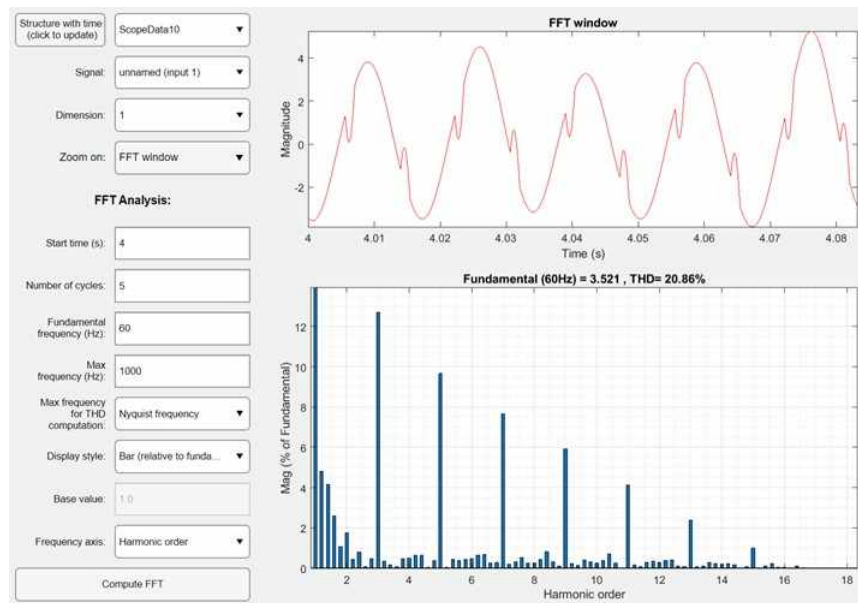
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 71 – Harmônico da Figura 69 fase b.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 72 – Harmônico da Figura 69 fase c.

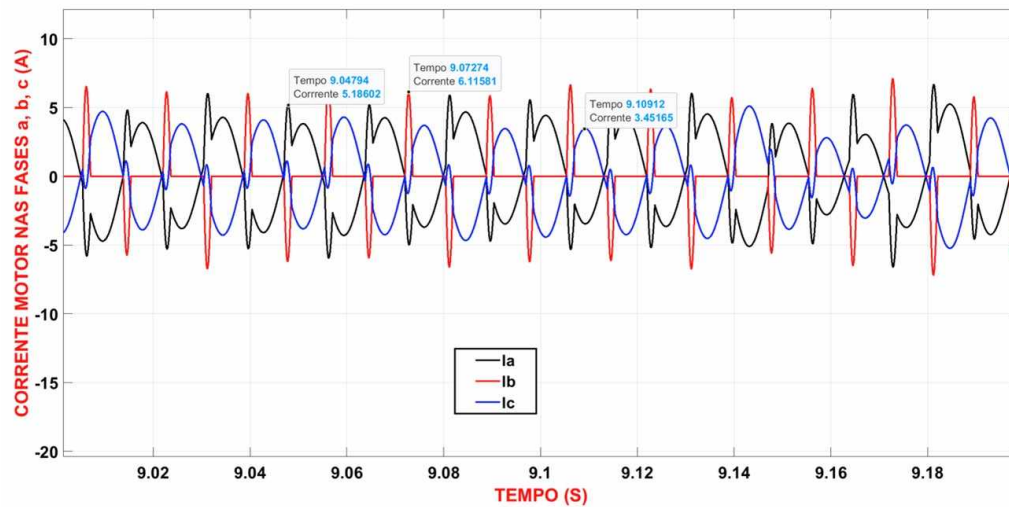


Fonte: Elaborado pelo autor.

As figuras 70, 71 e 72 demonstram a magnitude dos harmônicos em termos de porcentagem do fundamental, junto com a THD (Distorção Harmônica Total). Para calcular a corrente RMS a partir das imagens foi utilizada a fórmula (4.1).

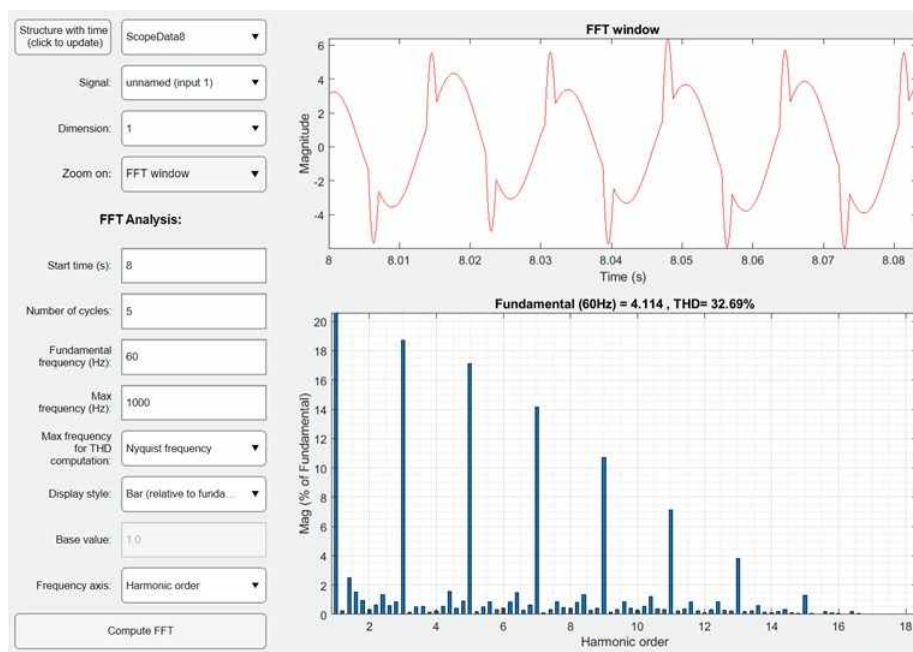
- A corrente RMS da Figura 69 fases “a” é aproximadamente **4,28 A**.
- A corrente RMS da Figura 69 fases “b” é aproximadamente **1,84 A**.
- A corrente RMS da Figura 69 fases “c” é aproximadamente **3,67 A**.

Figura 73 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 50% da carga.



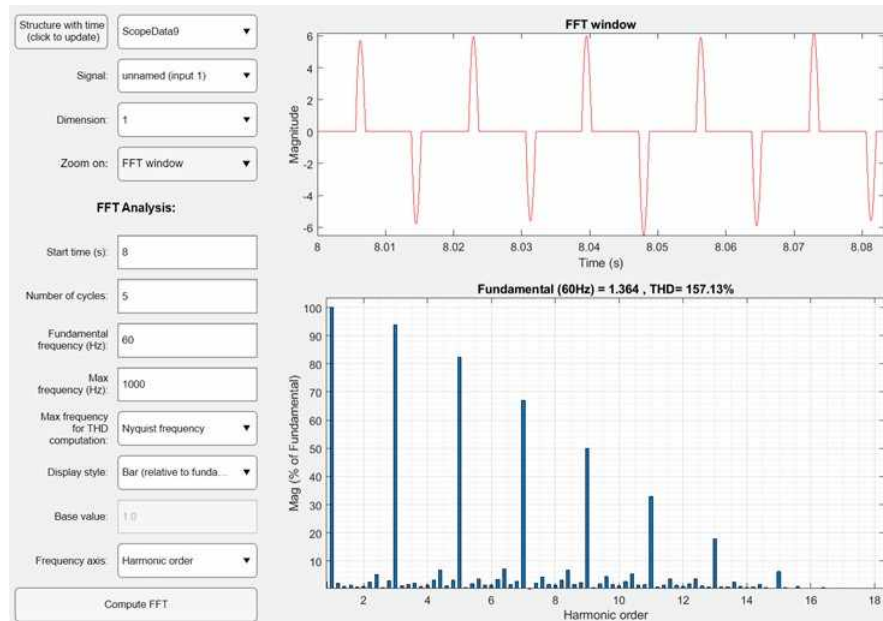
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 74 – Harmônico da Figura 73 fase a.



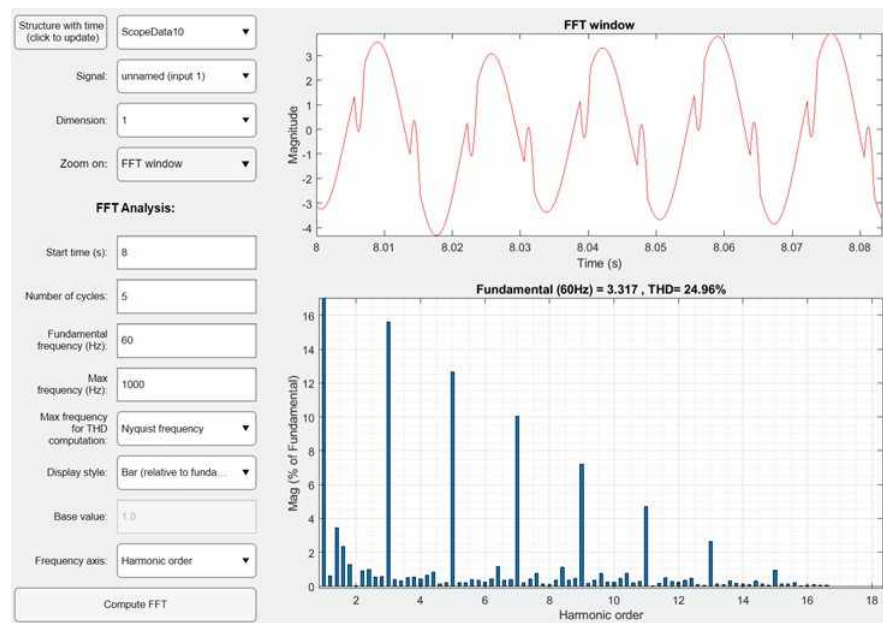
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 75 – Harmônico da Figura 73 fase b.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 76 – Harmônico da Figura 73 fase c.

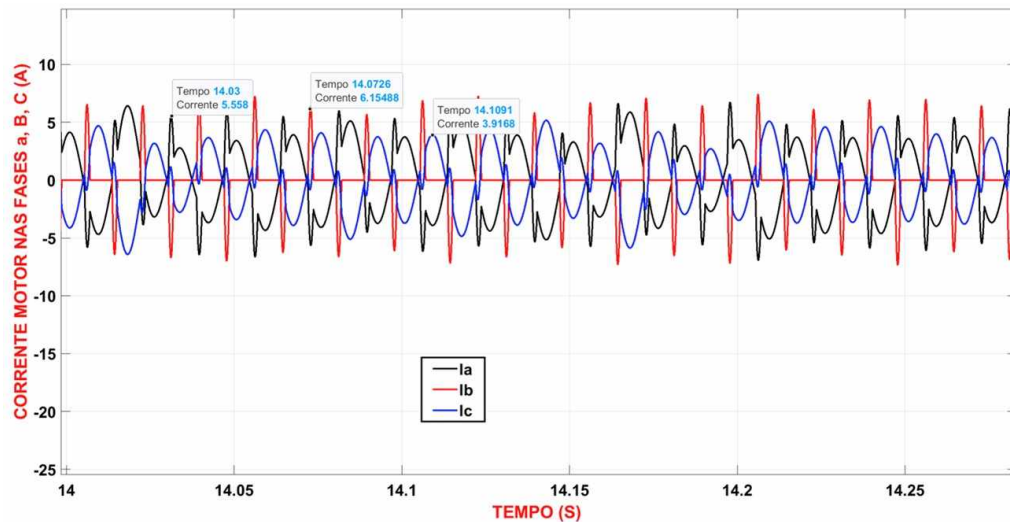


Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando as figuras 74, 75, 76 fica evidenciado a magnitude dos harmônicos em termos de porcentagem do fundamental, junto com a THD (Distorção Harmônica Total). Para calcular a corrente RMS a partir das imagens foi utilizada a fórmula (4.1).

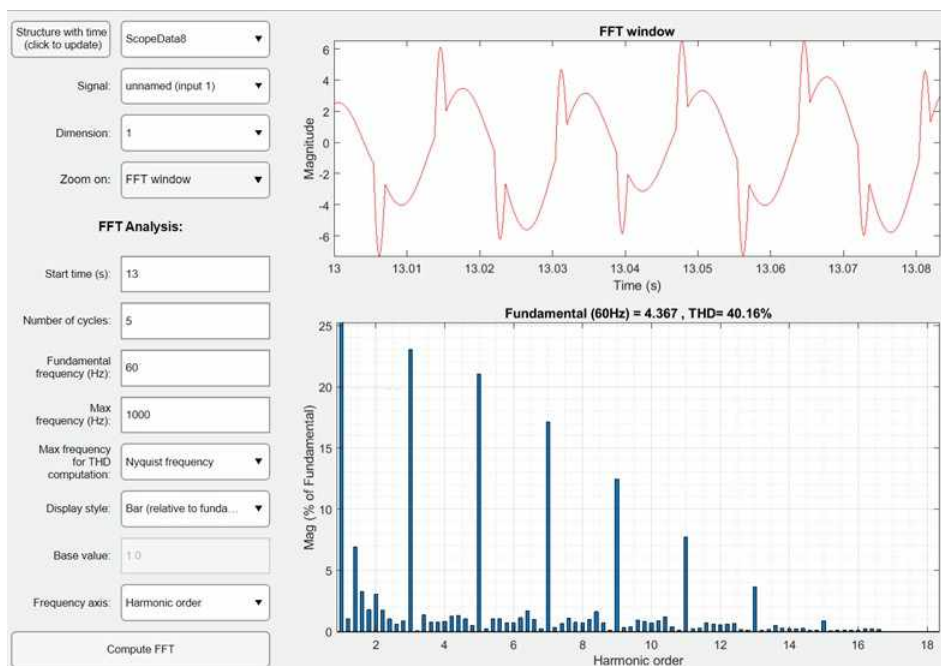
- A corrente RMS da Figura 73 fases “a” é aproximadamente **4,32 A**.
- A corrente RMS da Figura 73 fases “b” é aproximadamente **2,54 A**.
- A corrente RMS da Figura 73 fases “c” é aproximadamente **3,41 A**.

Figura 77 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 80% da carga.



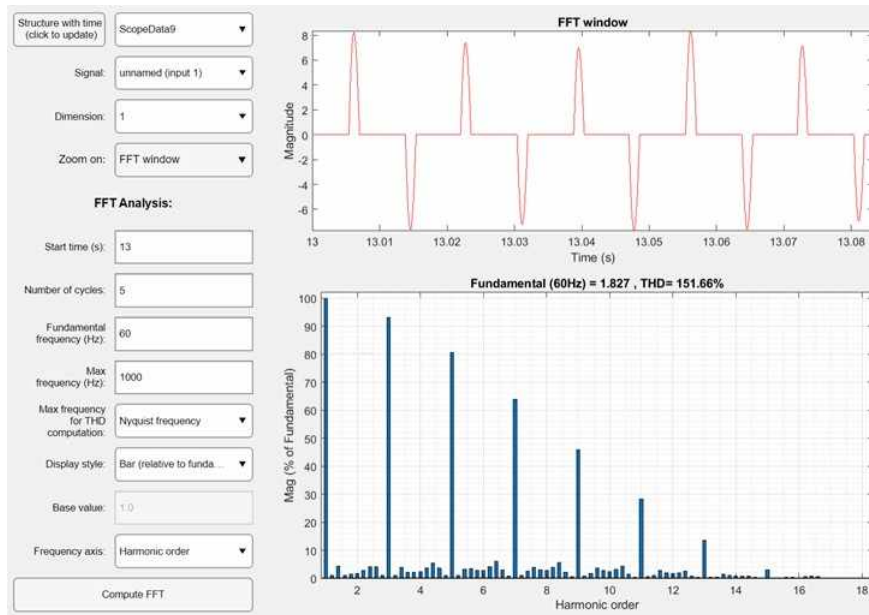
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 78 – Harmônico da Figura 77 fase a.



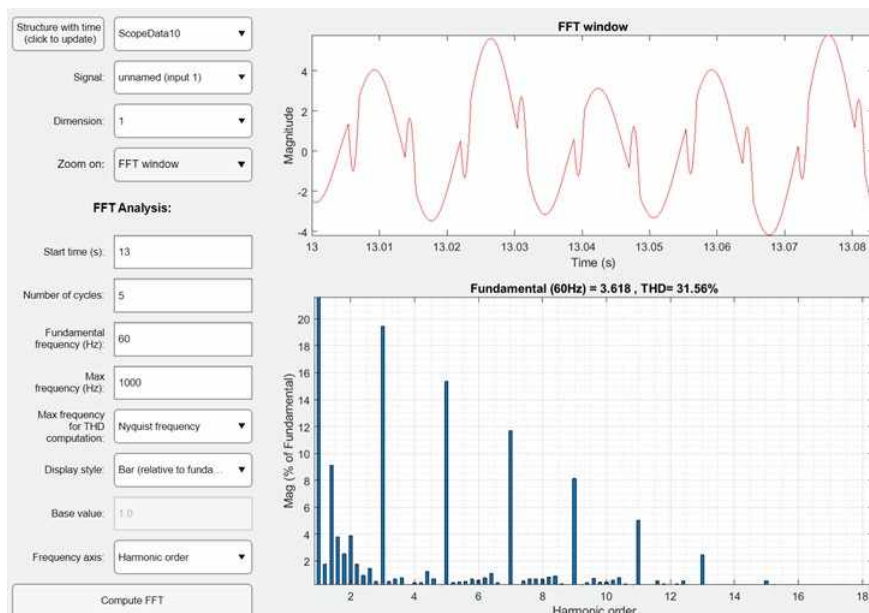
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 79 – Harmônico da Figura 77 fase b.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 80 – Harmônico da Figura 77 fase c.

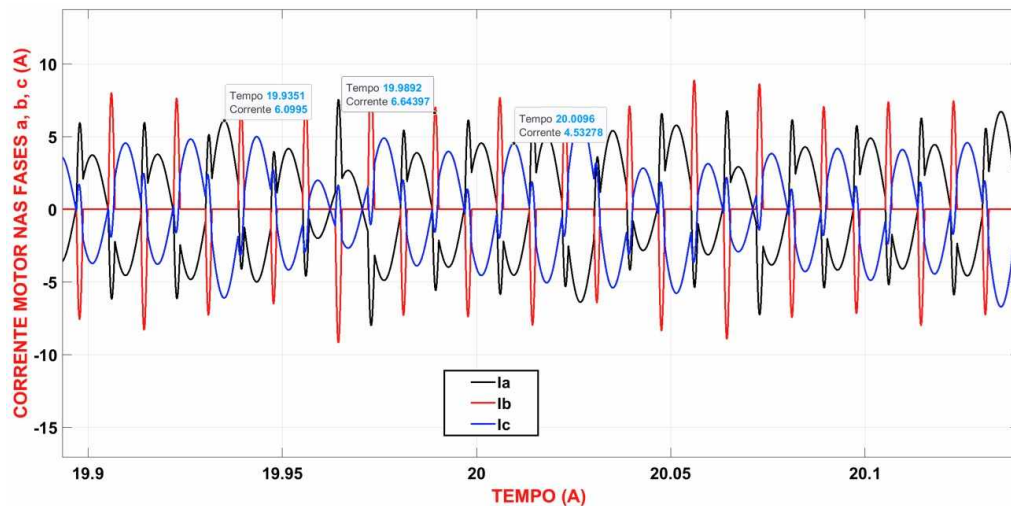


Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando as figuras 78, 79, 80 fica evidenciado a magnitude dos harmônicos em termos de porcentagem do fundamental, junto com a THD (Distorção Harmônica Total). Para calcular a corrente RMS a partir das imagens foi utilizada a fórmula (4.1).

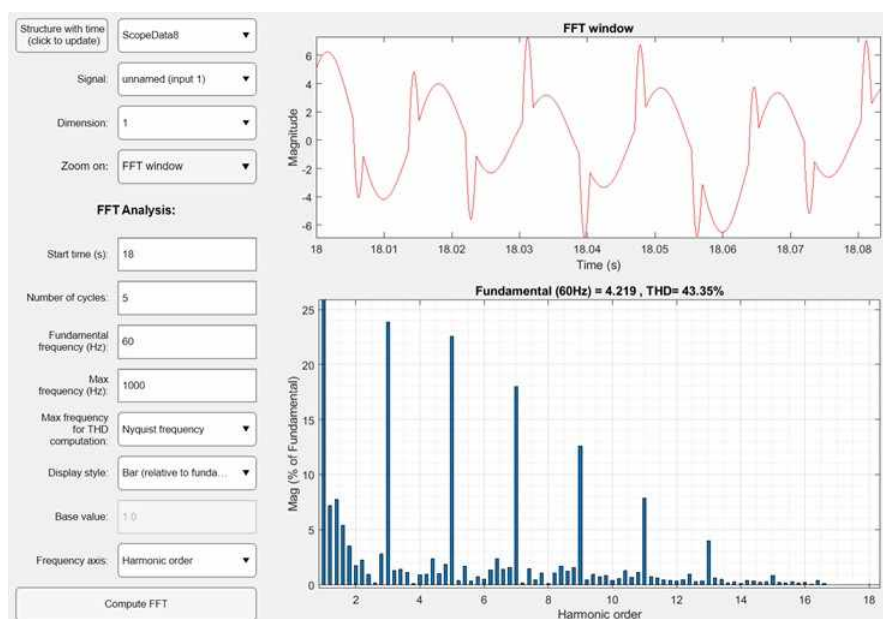
- A corrente RMS da Figura 77 fases “a” é aproximadamente **4,70 A**.
- A corrente RMS da Figura 77 fases “b” é aproximadamente **3,30 A**.
- A corrente RMS da Figura 77 fases “c” é aproximadamente **3,79 A**.

Figura 81 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 100% da carga.



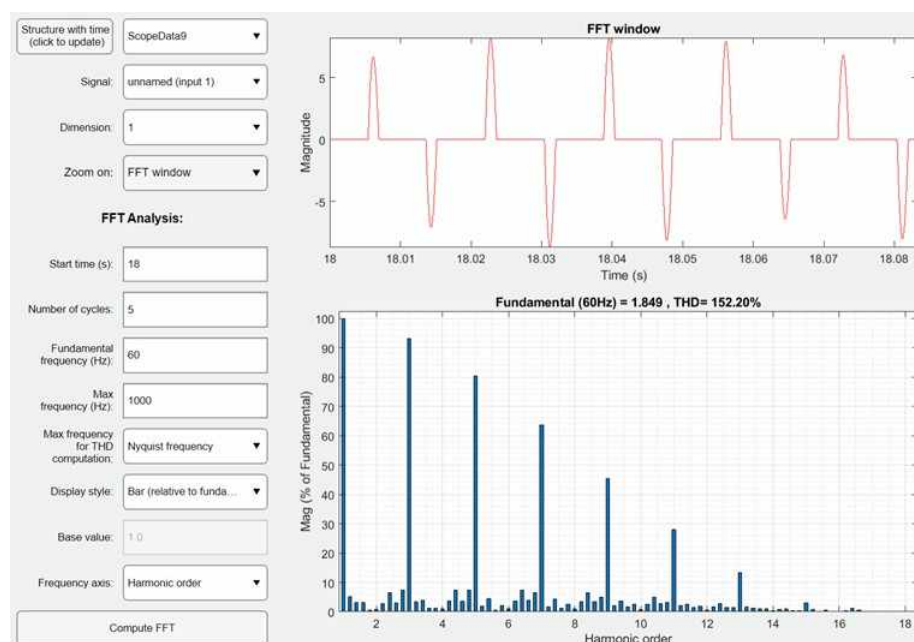
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 82 – Harmônico da Figura 81 fase a.



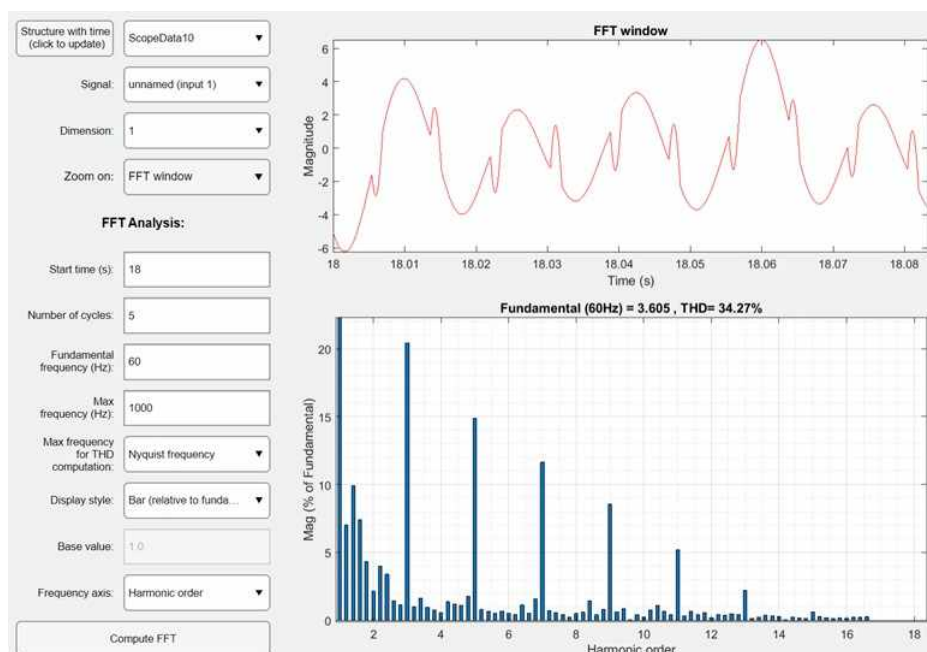
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 83 – Harmônico da Figura 81 fase b.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 84 – Harmônico da Figura 81 fase c.



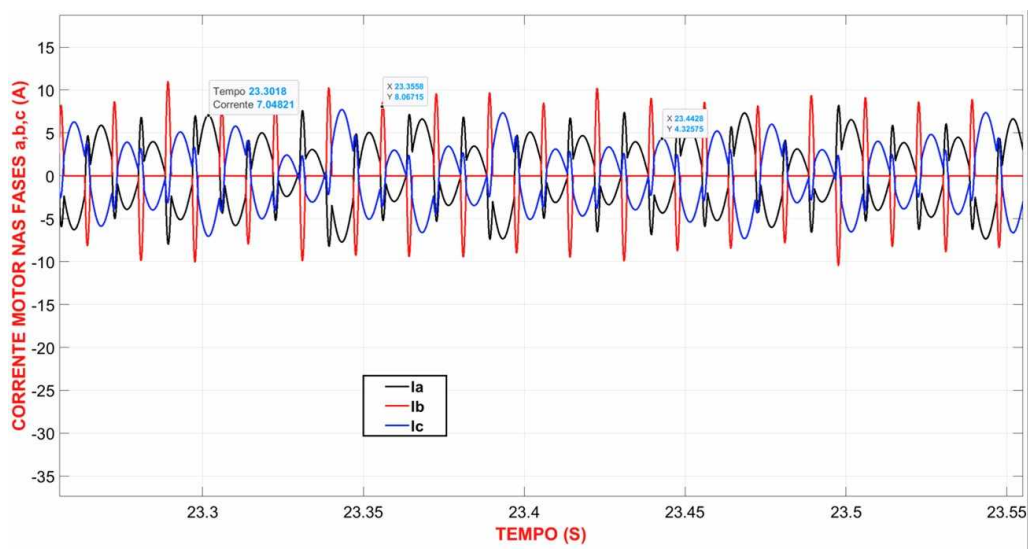
Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme analisado nas figuras 82, 83, 84 fica evidenciado a magnitude dos harmônicos em termos de porcentagem do fundamental, junto com a THD (Distorção Harmônica

Total). Para calcular a corrente RMS a partir das imagens foi utilizada a fórmula (4.1).

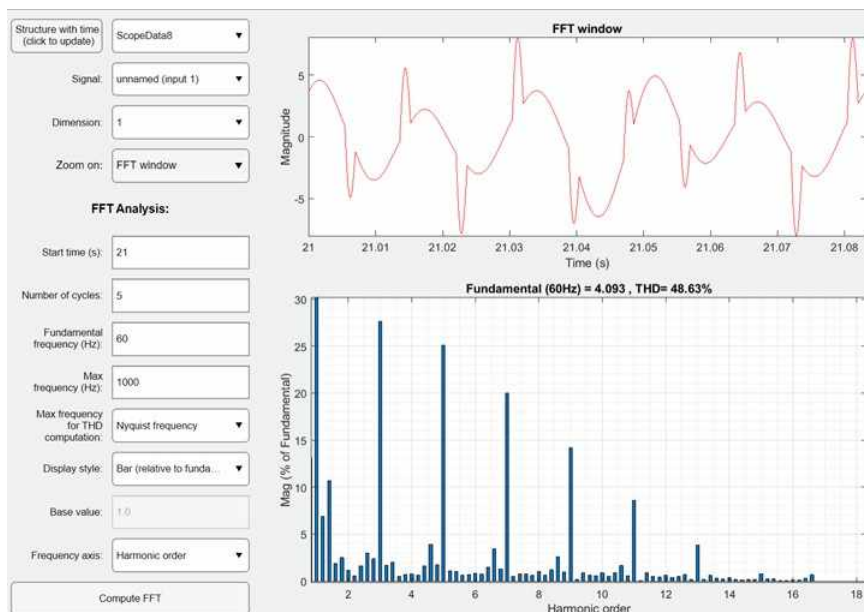
- A corrente RMS da Figura 77 fases “a” é aproximadamente **4,59 A**.
- A corrente RMS da Figura 77 fases “b” é aproximadamente **3,36 A**.
- A corrente RMS da Figura 77 fases “c” é aproximadamente **3,81 A**.

Figura 85 – Ampliação de um momento durante a aplicação de 120% da carga.



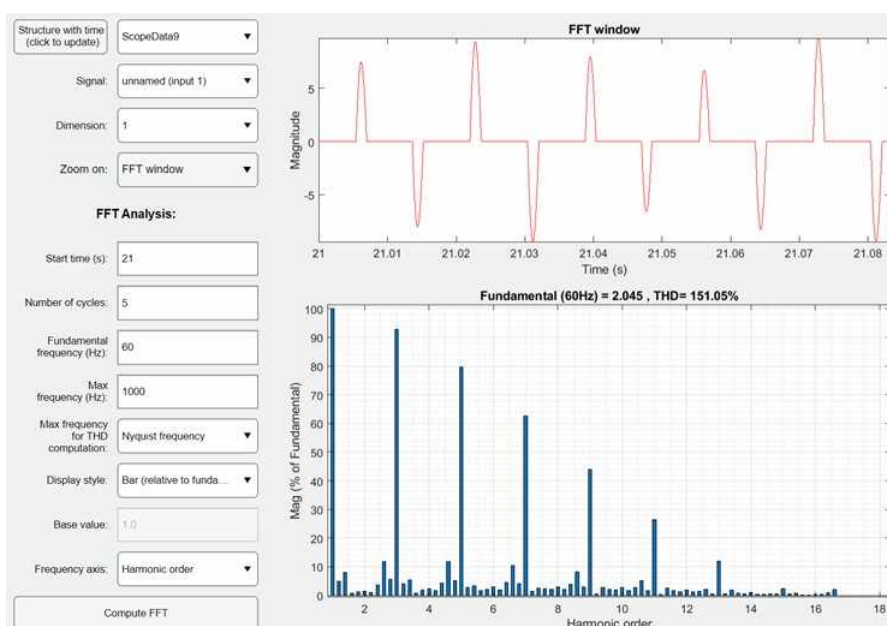
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 86 – Harmônico da Figura 85 fase a.



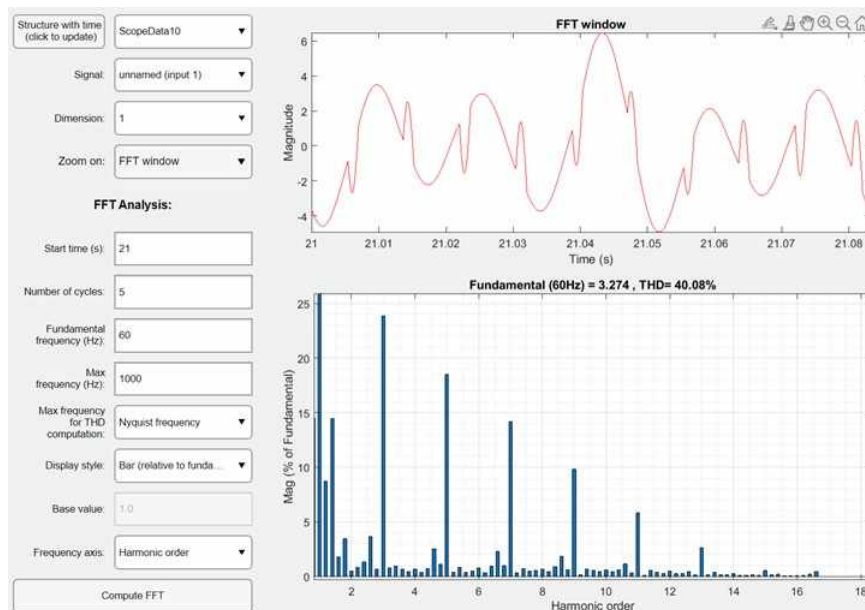
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 87 – Harmônico da Figura 85 fase b.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 88 – Harmônico da Figura 85 fase c.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Fica evidenciado nas figuras 86, 87, 88 a magnitude dos harmônicos em termos de porcentagem do fundamental, junto com a THD (Distorção Harmônica Total). Para calcular a corrente RMS a partir das imagens foi utilizada a fórmula (4.1).

- A corrente RMS da Figura 85 fases “a” é aproximadamente **4,55 A**.
- A corrente RMS da Figura 85 fases “b” é aproximadamente **3,70 A**.
- A corrente RMS da Figura 85 fases “c” é aproximadamente **3,52 A**.

Na Tabela 16 pode-se observar o comparativo das correntes nas fases a, b e c para as 3 situações e em todos os carregamentos.

Tabela 16 – Comparativo das correntes nas 3 situações e em seus carregamentos.

% Carga	Corrente	Valor da corrente (A) Primeira situação	Valor da corrente (A) Segunda situação	Valor da corrente (A) Terceira situação
0%	I_a	2,67	3,09	4,00
	I_b	7,04	2,50	1,67
	I_c	4,80	4,97	3,32
20%	I_a	2,90	3,30	4,28
	I_b	6,28	2,42	2,08
	I_c	4,06	4,73	3,59
50%	I_a	3,55	2,99	4,32
	I_b	6,54	4,64	2,54
	I_c	2,99	3,15	3,41
80%	I_a	4,32	4,85	4,70
	I_b	6,30	3,04	3,30
	I_c	2,48	3,73	3,41
100%	I_a	4,87	5,60	4,59
	I_b	6,12	4,95	3,36
	I_c	2,56	3,76	3,81
120%	I_a	5,44	5,76	4,55
	I_b	2,42	6,06	3,70
	I_c	2,86	4,87	3,52

Fonte: Elaborado pelo autor.

Após análise das correntes nas três situações, observamos os seguintes desbalanceamentos:

1. Primeira Situação: o desbalanceamento é maior em todas as condições de carga, variando entre 3,02 A e 4,37 A, indicando uma distribuição menos uniforme das correntes;
2. Segunda Situação: apresenta um desbalanceamento significativamente menor, variando de 1,19 A a 2,47 A, o que demonstra uma melhor distribuição das correntes entre as fases em comparação com a primeira situação;
3. Terceira Situação: possui o menor desbalanceamento geral, variando de 0,97 A a 3,39 A. Em cargas mais altas (80% a 120%), o desbalanceamento é o menor entre todas as situações, o que a torna a configuração mais estável.

A terceira situação é a melhor escolha, especialmente em cargas elevadas, devido ao menor desbalanceamento das correntes. Isso pode contribuir para uma operação mais eficiente e segura do motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica, menor desbalanceamento em todas as condições de carga, na tabela, o desbalanceamento da

terceira situação varia entre 0,97 A e 3,39 A, sendo sempre menor que o da primeira situação (3,02 A a 4,37 A) e, em geral, menor ou próximo ao da segunda situação (1,19 A a 2,47 A). Isso significa que as correntes (I_a , I_b e I_c) estão mais equilibradas.

Menor desbalanceamento em todas as condições de carga, na tabela, o desbalanceamento da terceira situação varia entre 0,97 A e 3,39 A, sendo sempre menor que o da primeira situação (3,02 A a 4,37 A) e, em geral, menor ou próximo ao da segunda situação (1,19 A a 2,47 A). Isso significa que as correntes (I_a , I_b e I_c) estão mais equilibradas.

Menor desbalanceamento em altas cargas (80% a 120%) Para altas cargas, que são mais críticas para o motor, a terceira situação apresenta o menor desbalanceamento:

- 80% de carga: 1,31 A (menor entre as três situações);
- 100% de carga: 1,33 A (menor entre as três situações);
- 120% de carga: 0,97 A (menor entre as três situações).

Isso é importante porque, em condições de operação com alta carga, o motor está mais suscetível a aquecimento e falhas. O equilíbrio da terceira situação ajuda a evitar esses problemas.

Melhor distribuição da corrente em todas as fases, comparando os valores das correntes (I_a , I_b e I_c) na terceira situação, observamos que elas são mais próximas umas das outras, o que indica um bom equilíbrio. Por exemplo:

- 50% de carga;
- $I_a = 4,70$ A, $I_b = 3,30$ A, $I_c = 3,41$ A (desbalanceamento = 1,40 A);
- Em comparação, na primeira situação, o desbalanceamento é maior: 3,55 A.

Vantagens práticas da terceira situação:

1. Menor risco de superaquecimento: correntes equilibradas evitam que uma fase trabalhe excessivamente, reduzindo o desgaste térmico.
2. Eficiência energética: com as correntes mais balanceadas, o motor consome menos energia para realizar o mesmo trabalho.
3. Maior confiabilidade e vida útil: menos estresse nos componentes internos do motor prolonga sua durabilidade.
4. Adequação em altas cargas: como os desbalanceamentos mais baixos ocorrem em 80% a 120% de carga, a terceira situação é mais confiável para situações de trabalho pesado.

A terceira situação é a mais estável, equilibrada e eficiente para operar o motor. Em especial, para condições de carga elevada, ela minimiza os problemas associados ao desbalanceamento de corrente, garantindo maior segurança e eficiência.

Ensaio Experimentais

5.1 Bancada de Teste

A bancada de teste foi projetada com uma base metálica para ensaios de motores com potência superior a 1CV com diversos tipos de carcaças, uma vez que ela permite o ajuste de posicionamento do motor sob teste de acordo com o seu tamanho, além do seu travamento realizado por um conjunto mecânico controlado por uma morsa vertical. Toda estrutura da base metálica foi montada com chapas de aço carbono de forma a reduzir a vibração do sistema quando em funcionamento, conforme demonstrado na Figura 89.

Figura 89 – Bancada de teste .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A bancada possibilita a realização dos testes relevantes para determinação do desempenho dos motores elétricos de indução assimétrico. Desta forma, é possível realizar a medição da tensão aplicada nas bobinas do estator, correntes de estator e velocidade. A bancada permite a determinação da potência ativa de entrada, potência de saída, obtenção direta e dinâmica das curvas de carregamento sob diferentes condições de funcionamento e valores do fator de potência.

5.1.1 Metodologia para Aplicação de Carga

A metodologia aplicada para a realização dos ensaios utiliza um motor de indução trifásico de 10 cv como máquina primária, Figura 90. Reduzindo a velocidade da máquina primária ela funciona como um freio, que servirá de carga no eixo do motor trifásico assimétrico de 2 cv .

Figura 90 – Motor 10 cv Utilizado como carga.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A potência da máquina primária foi avaliada tomando por base o maior valor de torque desenvolvido pelos motores de 2 CV, percebe-se que a máquina primária utilizada para controle de torque tem uma potência bem superior aos motores testados que foram de 2 cv.

Para controle da carga aplicada no eixo do motor de teste foi utilizado um inversor de frequência Figura 91, para cada carga foi definida a velocidade da máquina principal. Com isto o motor de 10 cv funciona como um freio dinâmico.

Os inversores transformam a tensão da rede de amplitude e frequência fixa, em uma tensão de amplitude e frequência variáveis conforme a tecnologia utilizada. Variando-se a frequência da tensão de saída do inversor, varia-se também a velocidade do campo girante e consequentemente a velocidade mecânica de rotação da máquina acionada. O uso do

Figura 91 – Inversor de frequência CFW-09.



Fonte: Elaborado pelo autor.

inversor de frequência acionando a máquina primária permite um método eficiente para controlar a velocidade dos motores sob ensaios.

O inversor de frequência utilizado na bancada é o CFW-09 fabricado pela WEG e é o responsável pelo ajuste de velocidade do motor de indução trifásico. Suas principais características são:

- Alimentação trifásica de entrada: 380V;
- Tensão de saída: 0 a 380V;
- Corrente Máxima: 24A;
- Frequência de Chaveamento: 5kHz.

Devido os enrolamentos do motor assimétricos serem diferentes um do outro, o procedimento para realizar o teste de carga foi utilizado um motor de teste de 2 cv, com características idênticas ao motor assimétrico, mas mantendo o enrolamento original de fábrica.

O procedimento consistiu na redução progressiva da velocidade do motor de 10 cv, o que, por sua vez, aumentou a carga sobre o motor de 2 cv tradicional a medida que as velocidades eram diminutas, foram feitas medições para relacionar esses valores às cargas de 20%, 50%, 80%, 100% e 120%, conforme registrado na Tabela 17.

De posse destes dados, o próximo passo foi substituir o motor de 2cv tradicional de teste pelo motor trifásico de 2cv assimétrico com alimentação monofásica. Esse mo-

Tabela 17 – Relação de velocidade $\times$ carga e frequência do inversor.

Carga %	Frequência do Inversor	Velocidade do Motor
20%	59,4HZ	1782,8 RPM
50%	58,9HZ	1768,8 RPM
80%	58,6HZ	1760,1 RPM
100%	57,5HZ	1728,1 RPM
120%	57,2HZ	1719,2 RPM

Fonte: Elaborado pelo autor.

tor foi configurado para operar nas mesmas velocidades e condições de carga definidas anteriormente com o motor tradicional.

Assim, a partir dessa equivalência de parâmetros, foi possível conduzir os testes com base nas mesmas cargas previamente aplicadas ao motor tradicional. Para cada nível de carga, foram medidas a velocidade e a corrente elétrica do conjunto motor/freio, garantindo que o desempenho do motor assimétrico fosse avaliado de forma conjunta ao motor original.

5.1.2 Capacitor

O capacitor apresentado na Figura 92 é um dos principais itens para este trabalho. No motor assimétrico trifásico alimentado por uma rede monofásica, o capacitor desempenha um papel essencial para permitir seu funcionamento eficiente e equilibrado. Sua principal função é criar uma defasagem elétrica entre as fases, o que ajuda a gerar o campo magnético rotativo necessário para o motor operar de maneira semelhante a um motor trifásico.

Normalmente, os motores trifásicos dependem de três cortes defasados entre si em 120° para criar um campo magnético girante uniforme, o que permite que o rotor gire. Quando um motor trifásico é alimentado por uma fonte monofásica, ele perde uma dessas fases, e o funcionamento do motor seria significativamente prejudicado, já que não teria esse campo rotativo equilibrado. Para contornar esse problema, um capacitor é conectado ao circuito do motor, geralmente entre uma das fases e a linha monofásica de alimentação. A função do capacitor é criar uma defasagem de fase entre a corrente que flui pelas bobinas do motor. Com isso, o capacitor ajuda a simular a presença de uma segunda fase, permitindo que o motor assimétrico gere o campo magnético rotativo necessário para que o rotor funcione corretamente.

O valor da capacitância do capacitor precisa ser cuidadosamente selecionado para garantir que a defasagem criada seja adequada, permitindo que o motor funcione com torque e eficiência suficientes. Capacitores com valores inadequados podem causar perdas de potência, sobreaquecimento e até falhas no motor.

O capacitor em um motor assimétrico alimentado por uma rede monofásica é crucial

Figura 92 – Capacitor utilizado no teste prático.



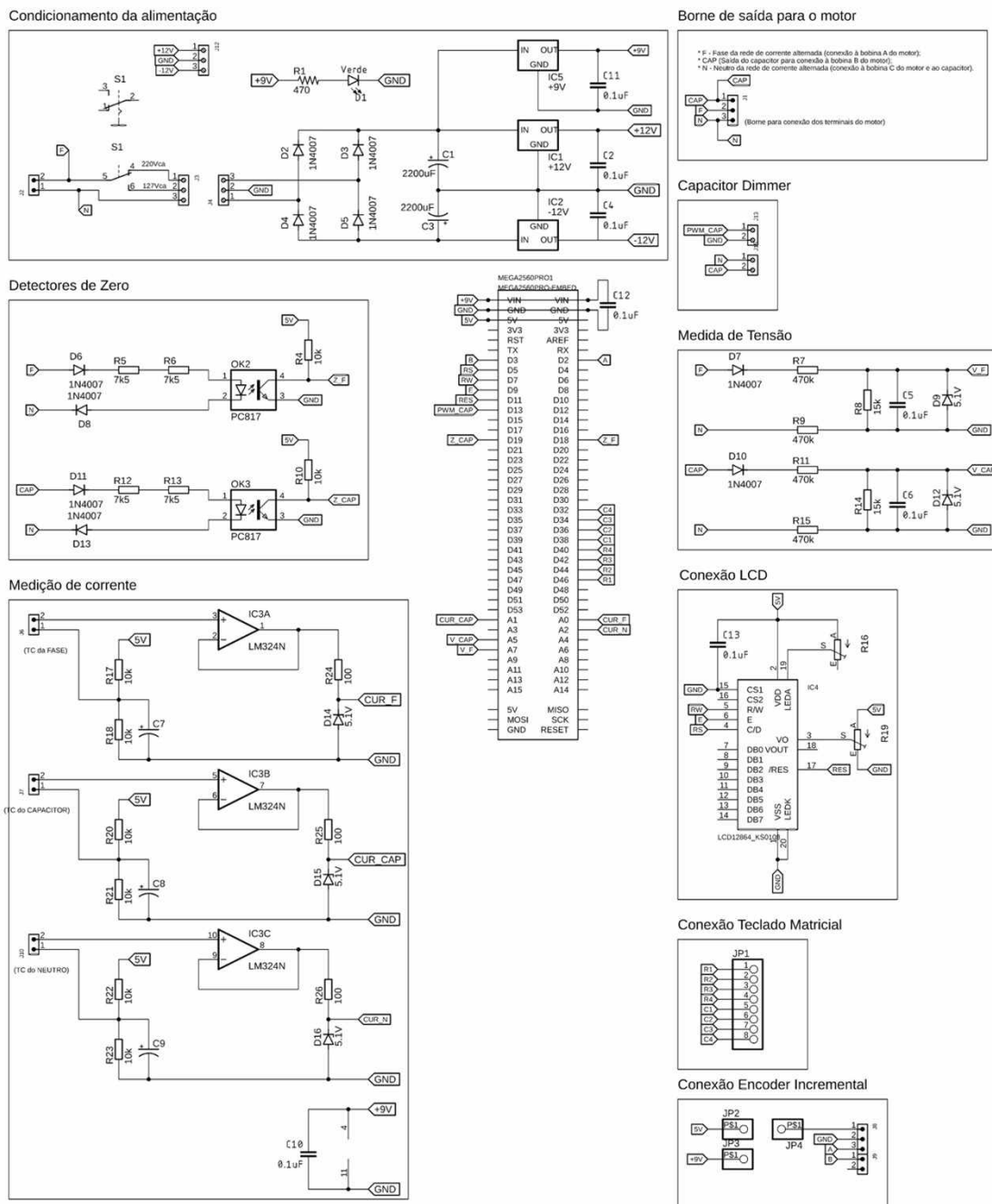
Fonte: Elaborado pelo autor.

para melhorar o torque de partida, garantir um funcionamento suave e evitar falhas. Sem o capacitor, o motor não teria o impulso inicial necessário para começar a girar e, mesmo se conseguisse girar, operaria de forma extremamente ineficiente. O capacitor ajuda a equilibrar as forças magnéticas no motor, o que reduz as vibrações, melhora o rendimento e prolonga a vida útil do motor.

5.1.3 Placa Eletrônica para Controle do Motor Assimétrico

Para controle do disparo dos Triac e controle do motor foi desenvolvida uma placa eletrônica conforme demonstrada nas figuras 93 e 94. O programa desenvolvido no microcontrolador (ATMEGA 2560) pode ser visualizado no Anexo II.

Figura 93 – Projeto da placa de controle de disparo dos Triac.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 94 – Placa de controle construída conforme projeto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

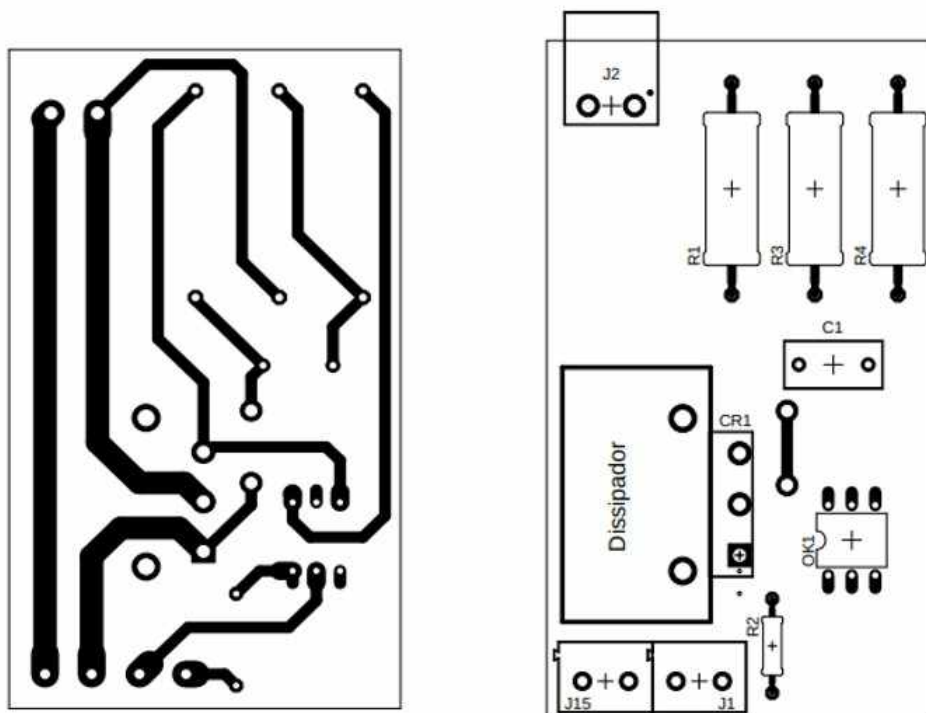
5.2 Descrição de Funcionamento da Placa de Controle

- Condicionamento da alimentação
 - Condiciona a alimentação da placa em CA para CC nos níveis de +9Vcc, +12Vcc e -12Vcc para alimentação do circuito. Possibilita a seleção da alimentação entre os níveis de 127 e 220Vca.
- Detectores de zero
 - Emite um pulso lógico positivo de 5V para o microcontrolador quando a tensão AC de referência se encontra próxima ou igual a 0Vca. É feita a detecção de zero na fase de alimentação do circuito e na tensão do capacitor, ambas com referência ao neutro.
 - O detector de zero é utilizado para sincronizar o programa do microcontrolador com as tensões AC do circuito, de modo a garantir a precisão do ângulo de disparo do TRIAC de controle do capacitor.
 - A placa de comando principal é composta por diversos circuitos, tanto analógicos quanto digitais, responsáveis pela aferição dos níveis de tensão e corrente do circuito, além de sincronizar a atuação do controle de potência tiristorizado do capacitor de acionamento com a tensão da rede, garantindo precisão no ângulo de disparo determinado para disponibilizar a potência necessária ao motor.
 - Uma vez que a senoide passa pelo nível de 0V é iniciada uma contagem de tempo no microcontrolador (ATMEGA 2560). Este tempo de espera é determinado pelo valor do ângulo de disparo configurado na IHM. Decorrido o tempo de espera será emitido um pulso lógico pelo microcontrolador com duração de 40ms, que realiza a excitação do TRIAC para condução de corrente.
 - O circuito de acionamento do TRIAC faz com que ele dispare e permaneça selado até que a senoide da tensão fornecida para a carga passe por 0V. Neste momento o TRIAC para de conduzir até que receba um novo pulso do controlador.
- Medição de corrente
 - Circuito de amplificação dos sinais analógicos de tensão emitidos pelos TCs de leitura da corrente da fase, do capacitor e de neutro que acionam o motor.
- Medida de tensão
 - Circuito para condicionamento do sinal de tensão AC da fase e do capacitor a para nível analógico de 0-5V.
- Bornes de conexão: motor; capacitor; teclado; encoder

- Utilizados para conexões diversas conforme instruções no esquema do circuito.
- Conexão LCD
 - Circuito de conexão do LCD conforme instruções do esquema.

Foi analisado que a parte de controle de disparo fosse montado em uma placa separada, caso tivesse algum defeito no modulo de disparo a solução seria mais rápida, pois trocaria somente uma placa pequena pois o controle não iria danificar a placa de disparo Figura 95.

Figura 95 – Placa de disparo dos Triac.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O projeto técnico proposto consiste no desenvolvimento prático de uma solução para controle indireto de velocidade de um motor trifásico assíncrono operando sob carga variável, juntamente a um capacitor de potência acionado por um tiristor e um sistema inteligente de comando microcontrolado, que será responsável por aferir as múltiplas variáveis do sistema, tal como frequência, tensão e corrente, de modo a variar a potência elétrica efetiva fornecida ao motor.

Para tal, foram desenvolvidas placas de circuito impresso que satisfaçam as demandas do projeto de modo a executar uma validação prática da técnica apresentada em simulação computacional.

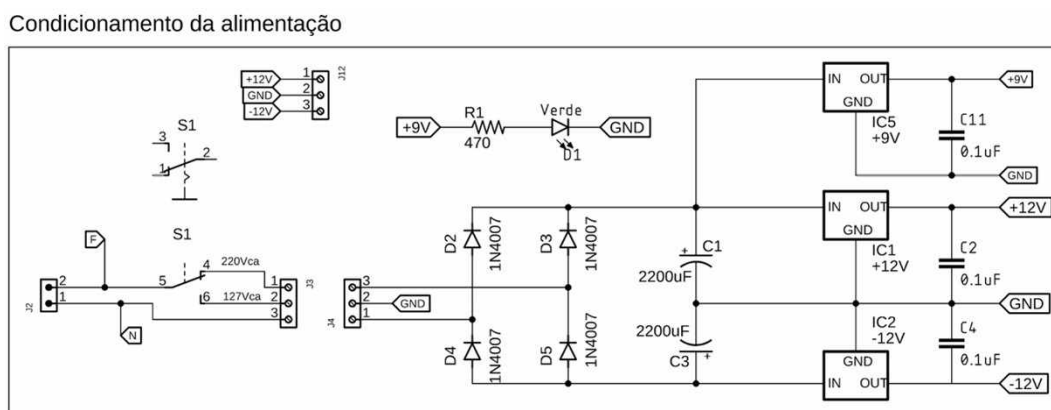
A placa auxiliar é utilizada unicamente com o propósito de conectar o capacitor de potência e realizar seu chaveamento com base nos comandos recebidos da placa principal. É neste conjunto onde encontra-se o optoacoplador de saída tiristorizada que dispara o tiristor de potência que conecta o capacitor ao circuito.

5.2.1 Condicionamento da Alimentação

O circuito para condicionamento da alimentação trata-se de um modelo de fonte C.C. que tem como fundamento o uso de uma ponte retificadora de onda completa associada a um transformador monofásico, com capacidade de 50VA e nível de tensão 127-220/12VCA, que é conectado ao circuito por meio dos bornes J3 e J4 e tem seu nível de tensão de entrada definido por meio da chave S1, que permite a seleção manual do nível de tensão de entrada.

Os circuitos integrados IC1, IC2 E IC3 são reguladores de tensão fixos L7812, L7912 e L7809, que regulam a tensão de saída do transformador para os níveis de +12V, -12V e +9V, que serão utilizados para alimentar os diversos componentes e etapas que compõe o projeto Figura 96.

Figura 96 – Condicionamento da alimentação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.1.1 Detectores de Zero (Zero Crossing Detector)

Representa a etapa mais importante para o correto controle do chaveamento do capacitor de potência do motor. O circuito detector de zero tem a função de indicar ao microcontrolador, por meio de um sinal pulsante de tensão CC em nível lógico de 5V, o momento em que uma tensão alternada de referência se encontra com amplitude zero e encontra-se no semiciclo negativo ou positivo.

Em semiciclo positivo, o microcontrolador recebe um sinal lógico alto, enquanto no semiciclo negativo é lido um sinal lógico baixo. Assim, a alternância de estado na saída do detector de zero indica o momento em que o semiciclo senoidal passa pela amplitude de 0V e seu estado lógico indica o ângulo de fase da tensão em 0 ou 180°.

O sinal gerado pelo detector de zero é captado pelo microcontrolador por meio de um pino configurado para executar uma interrupção externa por mudança de estado no software de controle. Esta informação é utilizada pelo programa para sincronizar o algoritmo à frequência da tensão senoidal.

Considerando que a frequência da tensão CA de referência seja de 60Hz, é possível calcular o tempo necessário para que a senoide chegue ao ângulo de disparo configurado por meio da Interface Homem-Máquina (IHM). Portanto, a mudança de estado na saída do detector de zero causa uma interrupção no algoritmo que dá início a essa cronometragem.

Por fim, assim que é atingido o momento calculado do cruzamento da senoide pelo ângulo configurado de seu semiciclo, é feito o disparo do tiristor para chaveamento do capacitor. Esse processo se repete durante todo o funcionamento do controle e é responsável por controlar a excitação do tiristor de chaveamento do capacitor para executar o corte da tensão no momento apropriado de seu semiciclo.

O circuito detector de zero apresentado na Figura 97 é composto por uma associação de diodos, resistores e um acoplador óptico (optoacoplador OK2). Tomando como referência o circuito detector de zero apresentado abaixo, temos que os diodos D6 e D8 permitem a passagem de tensão unicamente durante o semiciclo positivo. Os resistores R5 e R6 limitam a corrente que circula pela malha ao máximo de 20mA quando a tensão da rede de 220 v Rms se encontra em seu pico de 311V, ou seja, aproximadamente 20mA pico, garantindo que a corrente máxima que circula pelo led do o optoacoplador não supere os valores definidos em datasheet de fabricante.

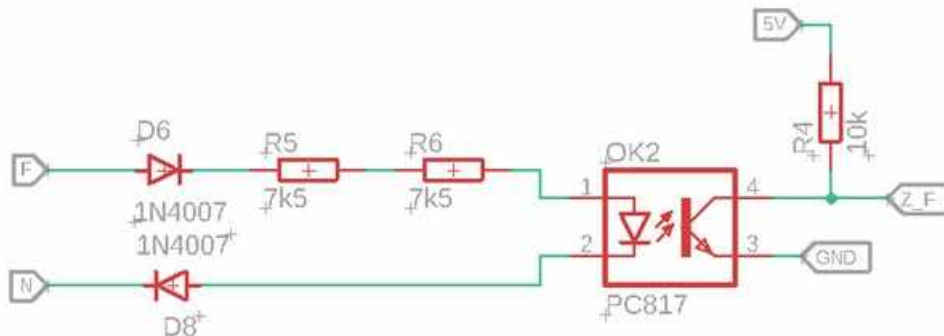
Em razão da divisão da dissipação de calor entre a resistência equivalente que limita a corrente do circuito, são utilizados dois resistores de 7,5k Ω (2W), que dissipam individualmente uma potência de aproximadamente 1,6W cada.

Na saída do optoacoplador, é feito então o chaveamento do transistor para gerar o sinal nomeado Z_F, que é conectado ao pino digital de interrupção externa do microcontrolador já no nível de tensão lógico de 5V.

A Figura 98 apresenta o resultado do funcionamento do circuito detector de zero, demonstrando a tensão senoidal de referência em amarelo e o sinal de saída em nível lógico CC na cor azul.

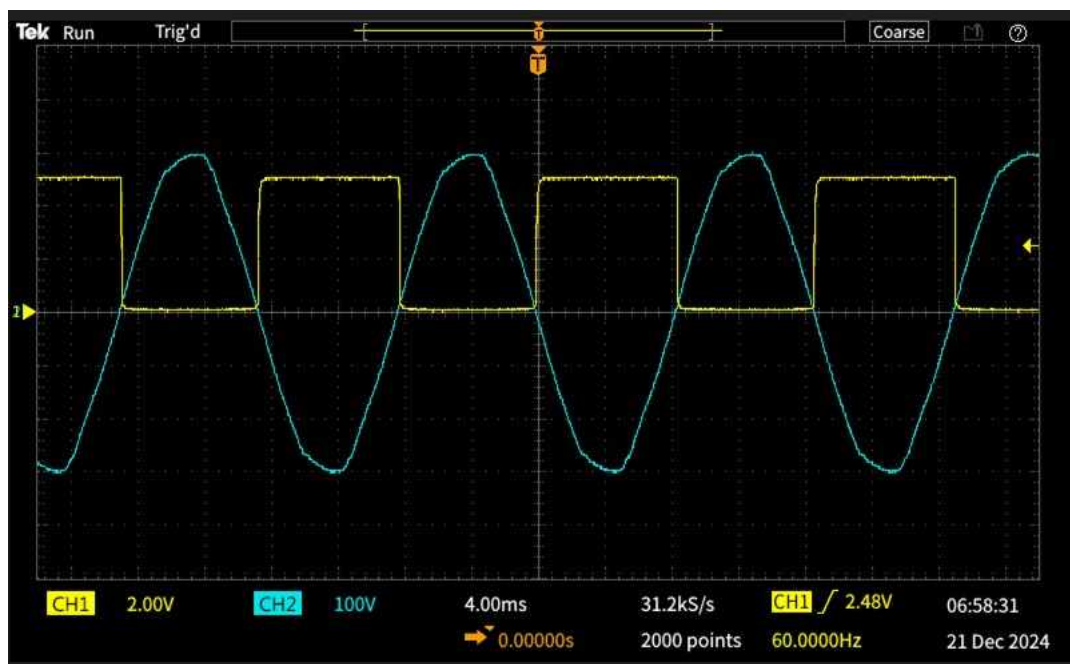
Em amarelo: tensão AC 311Vpp 60Hz 50V/div; Em azul: sinal DC 5V de saída do optoacoplador 2,5V/div.

Figura 97 – Circuito detector de zero utilizado no projeto para detecção da frequência da tensão da rede.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 98 – Oscilograma de operação do circuito detector de zero.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.1.2 Medição de Corrente

Para aferição das correntes que circulam pelo circuito, são utilizados três transformadores de corrente (TCs), sendo responsáveis por medir as correntes das fases de alimentação do circuito e do capacitor. Os TCs utilizados no projeto fazem uso de resistor shunt em sua bobina de saída para converter o sinal de corrente em tensão alternada com nível de 1 a -1 vca, gerando uma relação de transformação de 30A/1V.

Uma vez que a saída dos TCs ocorre na forma de tensão alternada, é necessário

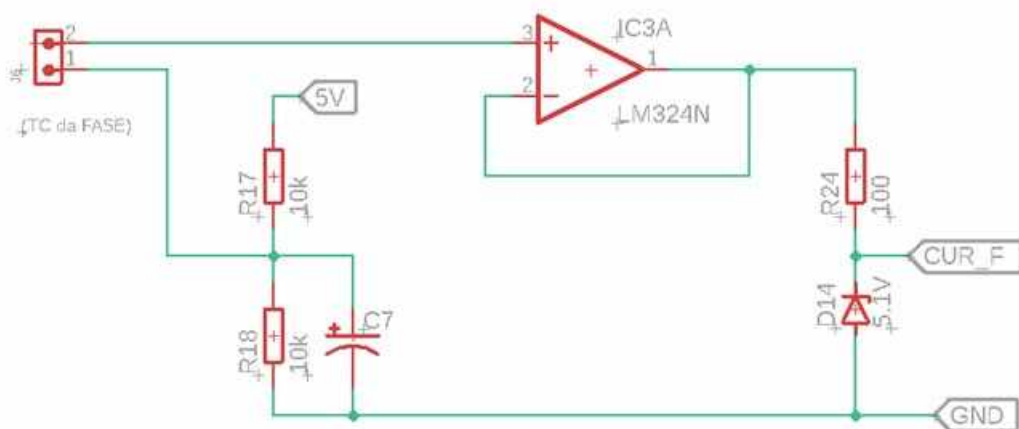
condicionar esse sinal para que seja recebido corretamente pelo conversor analógico-digital do microcontrolador.

Conforme é apresentado na Figura 99, os resistores R17 e R18 formam um divisor de tensão que, quando divide uma tensão de 5V e tem seu centro em um dos terminais do transformador de corrente. Essa configuração causa um offset na saída alternada do transformador de corrente, garantindo que este sinal esteja sempre em um nível de tensão positivo mesmo em seu vale, que atingirá aproximadamente 1,09V.

O amplificador operacional IC3A, é utilizado como um seguidor de tensão para o sinal do transformador de corrente conectado a ele.

O resistor R24 atua limitando a corrente de saída do amplificador operacional, enquanto o diodo Zenner D14 fornece alguma proteção para o pino do conversor ADC do microcontrolador, impedindo a passagem de tensões superiores a 5,1V – Figura 99.

Figura 99 – Condicionador de sinal utilizado no projeto para condicionamento de sinal do TC de uma fase de alimentação do motor.



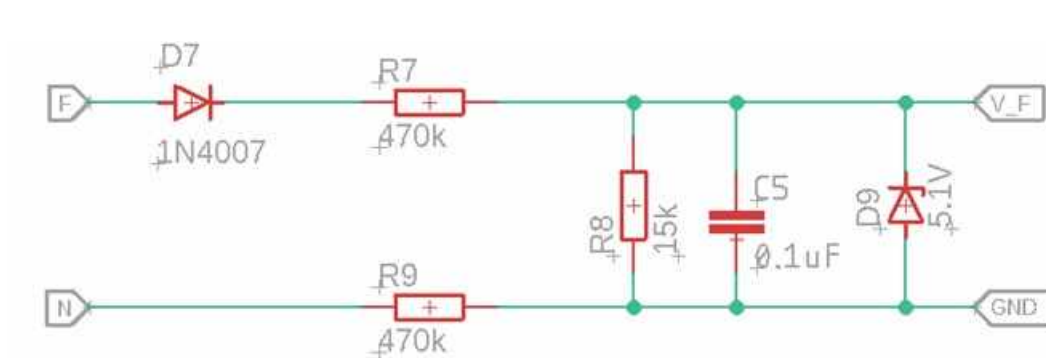
Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2.1.3 Medida de Tensão

Para aferição da amplitude dos níveis de tensão da fase da rede e do capacitor de potência do motor, foi utilizado um circuito não isolado divisor de tensão, formado pelos resistores R7, R8 e R9. O diodo D7 atua como um retificador de meia onda, que impede a passagem de corrente durante o semiciclo negativo. O diodo Zenner D9 fornece uma proteção mínima ao microcontrolador limitando quaisquer picos de tensão ao valor de 5,1V.

Nesta configuração, tomando como referência uma tensão de 220V RMS com VPP de 311V, temos que o valor máximo recebido pelo ADC do microcontrolador será de aproximadamente 4,88V conforme Figura 100.

Figura 100 – Medição da tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

- Bornes de conexão de potência: motor trifásico, placa auxiliar, encoder. Conforme a necessidade, foram posicionados bornes para conexão dos demais elementos que compõe o projeto à placa de comando principal, sendo eles:
 - o Conexão da placa auxiliar: utilizada para enviar o sinal de comando para a placa auxiliar e receber a fase gerada pelo capacitor de potência para alimentação do motor;
 - Saída do motor: utilizada para conexão do motor trifásico;
 - Encoder: bornes utilizados para conexão do encoder incremental rotativo de 2400 pulsos/ver, utilizado para realimentar o controle com o valor da velocidade instantânea do motor;

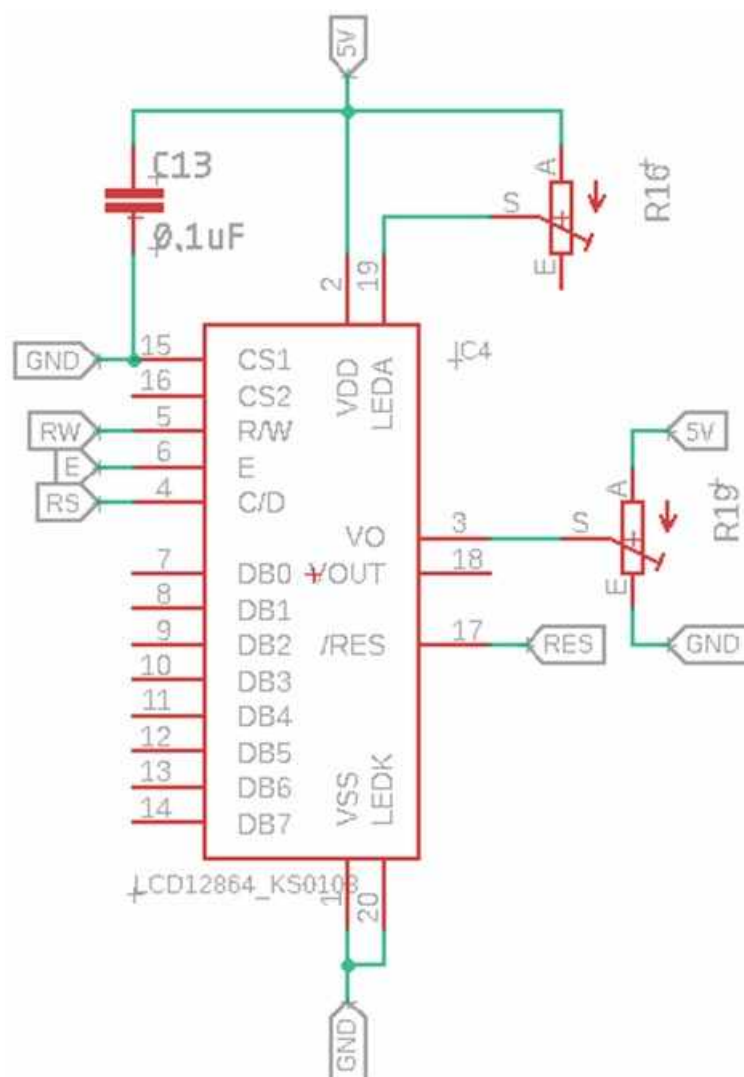
5.2.1.4 Bornes de conexão: LCD e Teclado Matricial

O projeto proposto faz necessária também a implementação de uma IHM para apresentação de informações em tempo real, tal como as aferições das variáveis do sistema e para a configuração de parâmetros do controle, como a velocidade desejada para o motor.

Para isso, foi utilizado um display LCD gráfico de 128x64 pixels em comunicação serial, montado diretamente sob a placa de comando principal, juntamente a um teclado matricial de 4x4 teclas, conectado por meio da barra de pinos JP1.

A Figura 101 apresenta o circuito de conexão do display LCD, onde os resistores variáveis R16 e R19 configuram o brilho e contraste da tela, respectivamente.

Figura 101 – Circuito de conexão e comunicação para display LCD gráfico serial..



Fonte: Elaborado pelo autor.

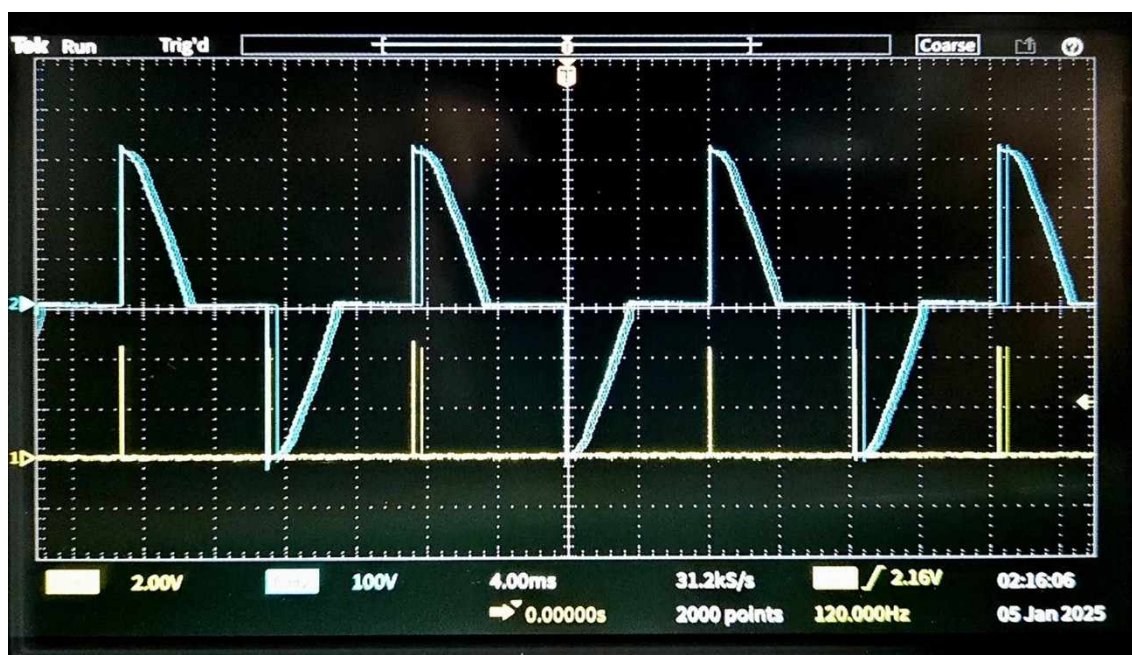
5.2.2 Auxiliar – Chaveamento do Capacitor

Como complemento à placa de comando principal foi implementada também outra PCB externa, que recebe sinais e potência da placa principal e executa o chaveamento do capacitor conforme determinado pelo algoritmo e sinais do comando.

Conforme demonstrado na Figura 102, através do sinal nomeado PWM_CAP, é feita a excitação do fototiristor OK1. O circuito composto pelos resistores R1, R3 e R4 e pelo capacitor C1 formam uma solução de acionamento de tiristores suficientemente eficaz para atingir as demandas de velocidade e imunidade a ruídos que o experimento requer.

Como a saída do fototiristor será conectada diretamente à tensão AC da rede e ao capacitor, são necessárias proteções para evitar que ruídos ou flutuações de tensão

Figura 103 – Formas de onda típicas do circuito para uma carga puramente resistiva e ângulo e disparo de 90° .



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3 Análise das Correntes

Os ensaios foram realizados tomando-se como referência os fatores de carregamento (valores percentuais em relação à carga nominal) de 20%, 50%, 80% 100% e 120%.

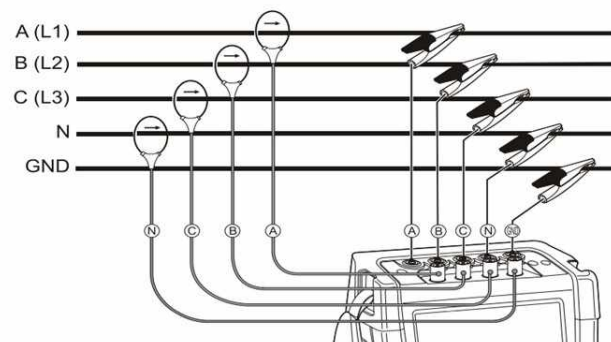
Para analisar a potência elétrica absorvida pelo motor, empregou-se um analisador de energia marca FLUKE, modelo 435, Figura 104, que permite a medição das seguintes grandezas elétricas: tensões, correntes, potências elétricas (ativa, reativa, e aparente) e fator de potência. O equipamento permite o registro destas grandezas em um microcomputador para que análises posteriores possam ser realizadas, o esquema de ligação do analisador esta demonstrado na Figura 105.

Figura 104 – Analisador de energia .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 105 – Esquema de conexão do analisador de energia .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a medição a velocidade das máquinas foi utilizado um tacômetro modelo MDT-2244B da MINIPA, com faixa de 0,5 a 19999 RPM, resolução de 0,1 RPM, seleção de faixa automática e com dois tipos de medição sendo por contato e foto, Figura 106.

Figura 106 – Tacômetro.



Fonte: Elaborado pelo autor.

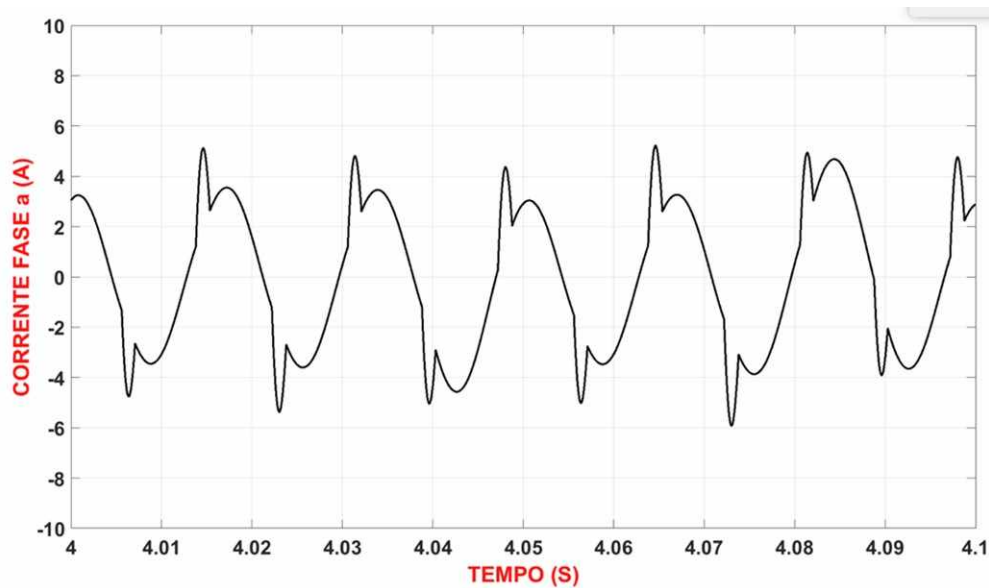
5.3.1 Ensaios Experimentais

Nesta etapa, procurou-se avaliar o comportamento das correntes elétricas em cada nível de carregamento do motor definida de 20%, 50%, 80%, 100% e 120% diferente de outros trabalhos, de acordo com a estratégia de controle desenvolvida, a capacitância será definida automaticamente de acordo com o carregamento de carga. O estudo desta grandeza tem importância significativa, tendo em vista que ela exerce grande influência no dimensionamento dos alimentadores, sistema de proteção e perdas de energia.

O desequilíbrio observado nas correntes deve-se aos desbalanceamentos das tensões de suprimento. Para o motor assimétrico é normal suas correntes serem desequilibradas.

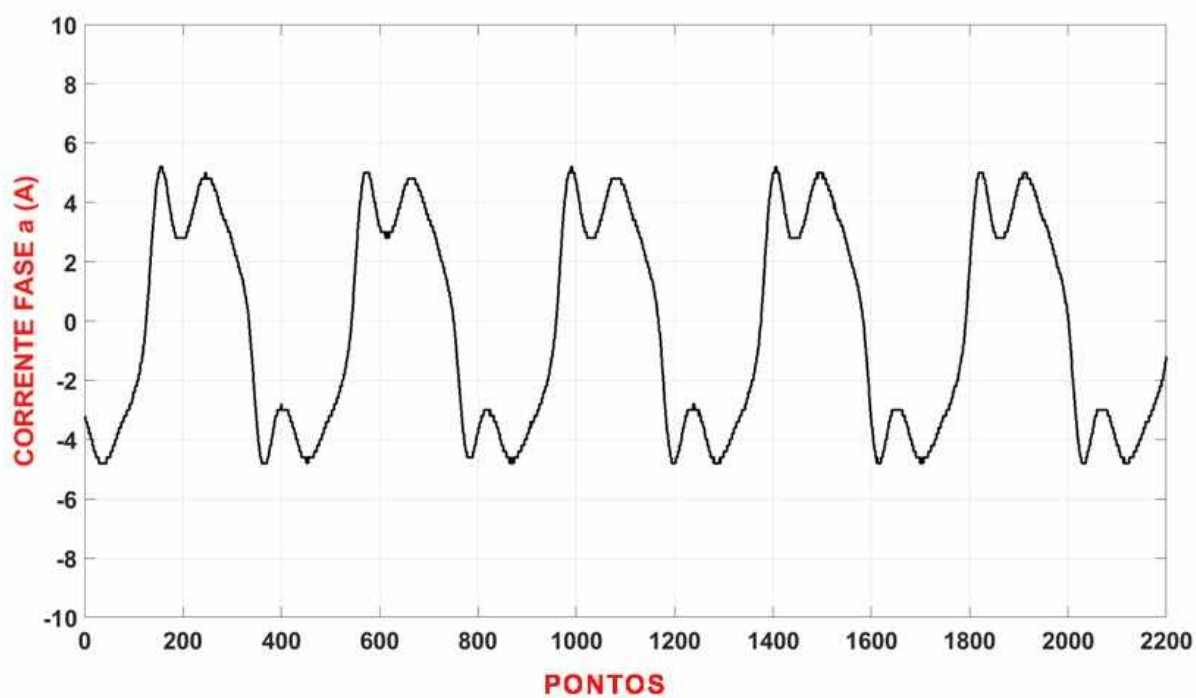
Nas figuras 107 a 115, é possível observar a comparação entre as formas de onda das correntes simuladas e experimentais para todas as fases do motor (a, b e c). Durante a operação do motor com um carregamento de 20%, as correntes são influenciadas pela presença de harmônicos, o que afeta seus valores eficazes (RMS).

Figura 107 – Corrente em regime fase “a” simulada com 20% de carregamento.



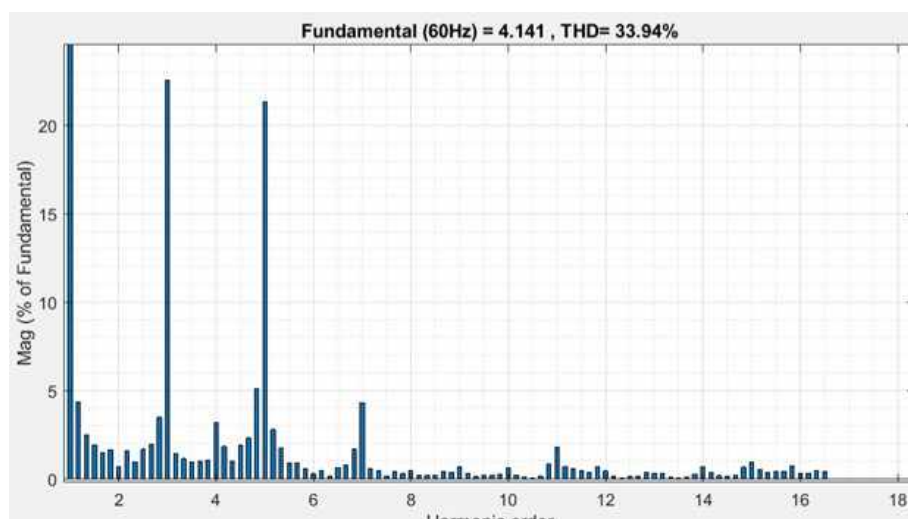
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 108 – Corrente em regime fase “a” experimental com 20% de carregamento.



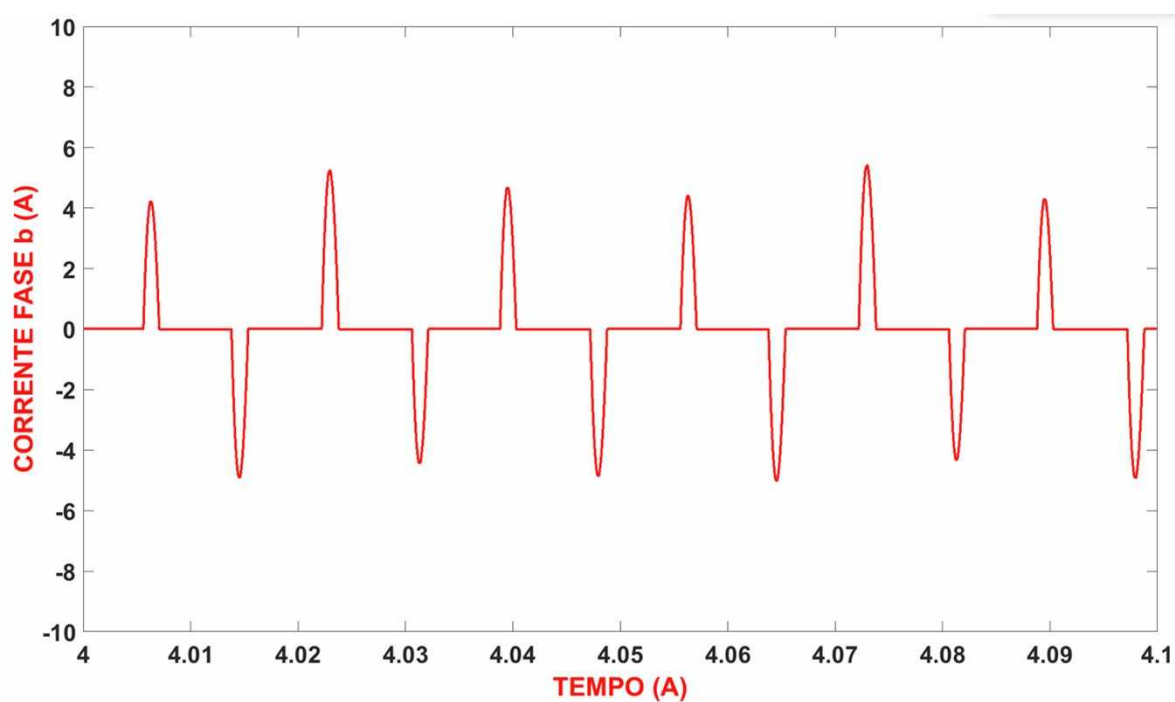
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 109 – Harmônico fase “a” experimental com 20% de carregamento.



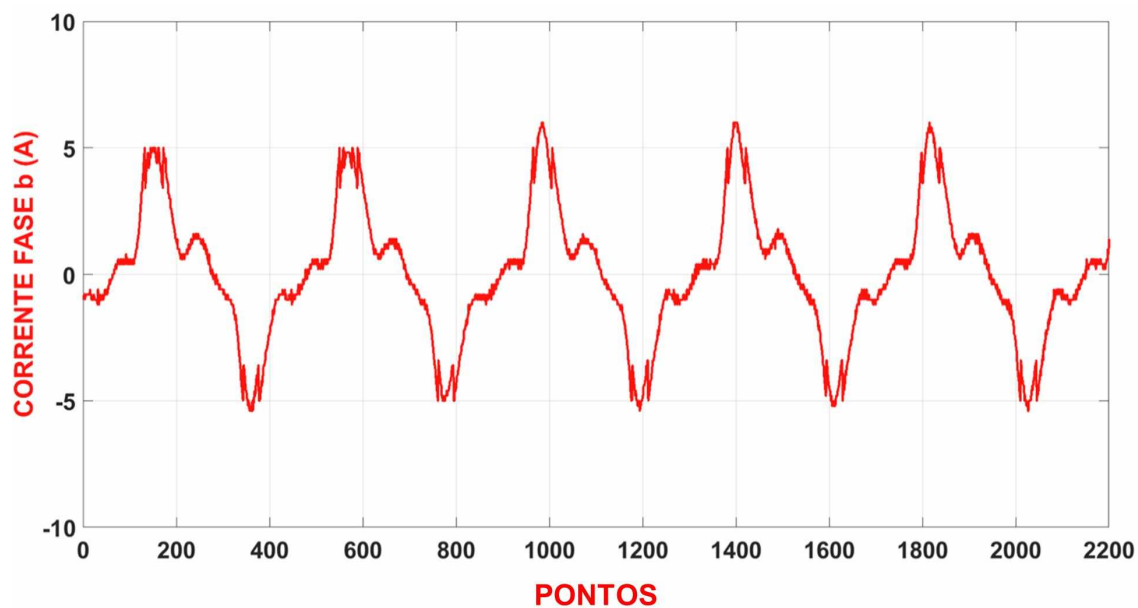
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 110 – Corrente em regime fase “b” simulada com 20% de carregamento.



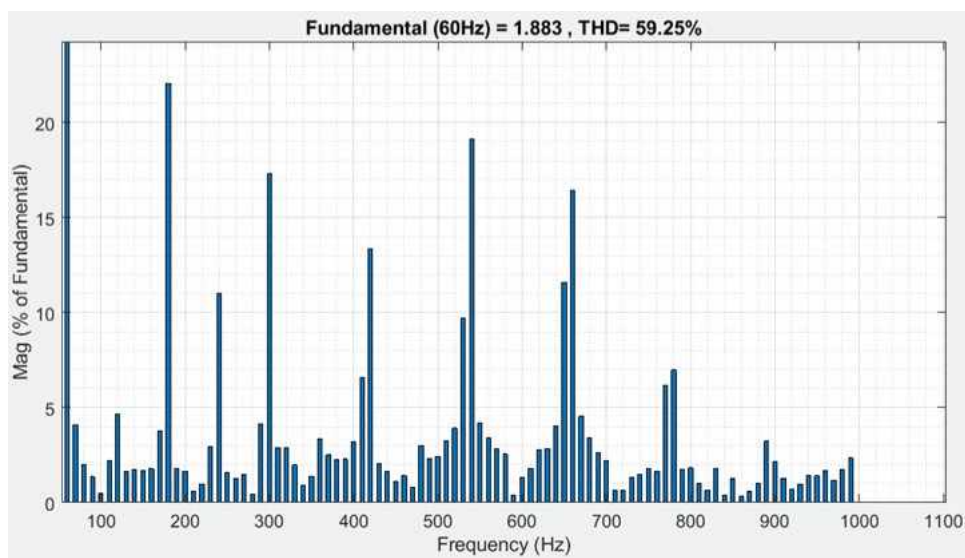
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 111 – Corrente em regime fase “b” experimental com 20% de carregamento.



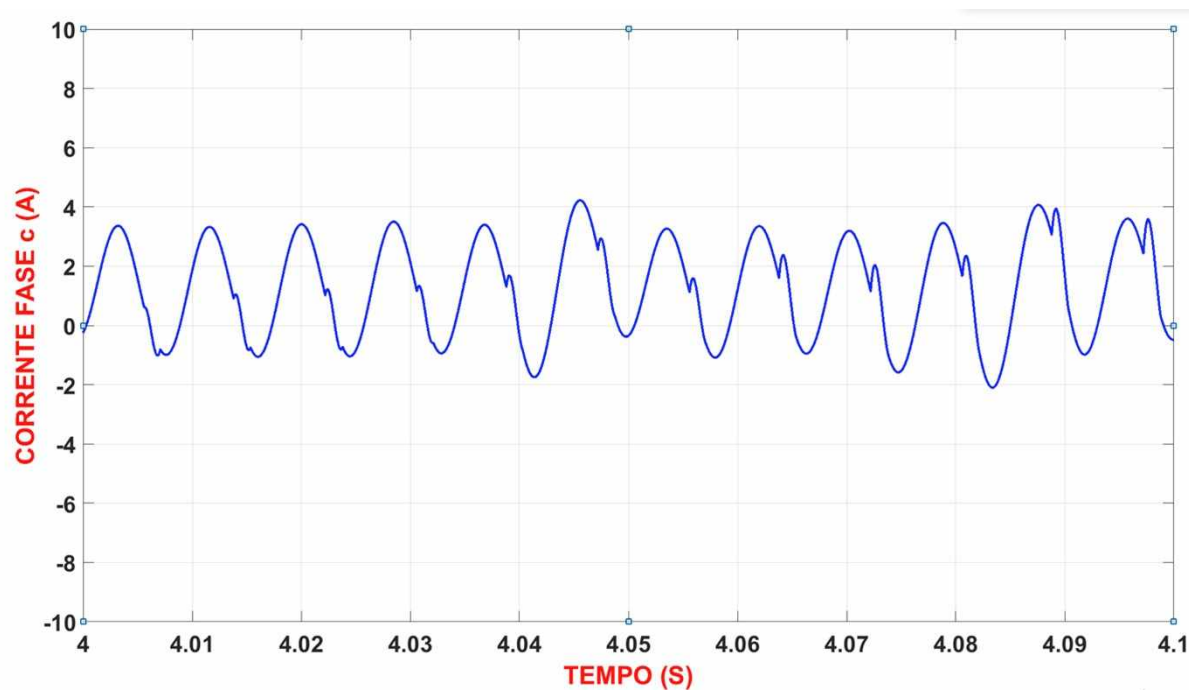
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 112 – Harmônico fase “b” experimental com 20% de carregamento.



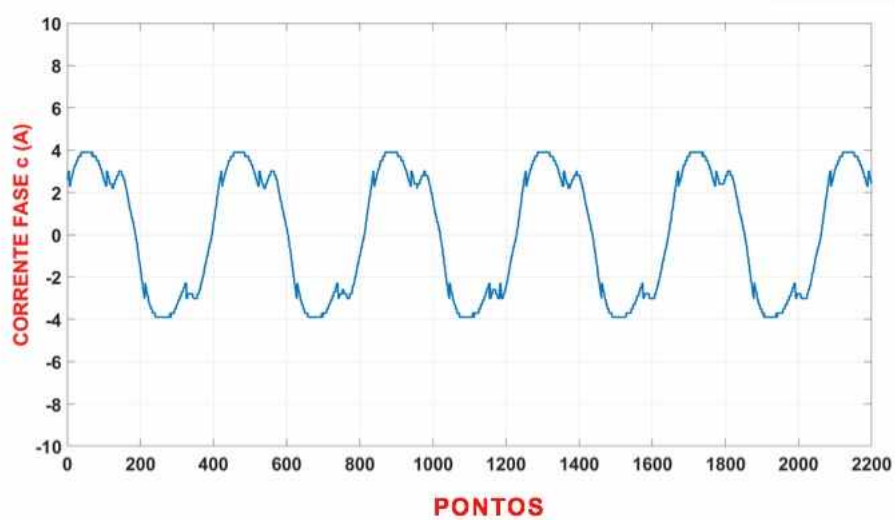
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 113 – Corrente em regime fase “c” simulada com 20% de carregamento.



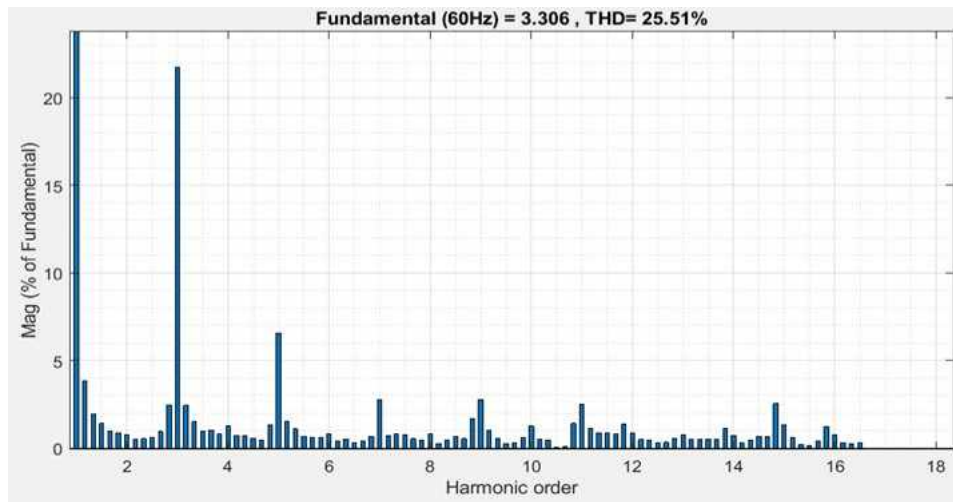
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 114 – Corrente em regime fase “c” experimental com 20% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 115 – Harmônico fase “c” experimental com 20% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para compreender melhor esse impacto, os valores das correntes RMS foram calculados e organizados na Tabela 18. Essa tabela apresenta uma comparação direta entre os resultados obtidos na simulação e os medidos experimentalmente sob as mesmas condições de carga. Esse comparativo permite avaliar a precisão modelo simulado em relação ao comportamento real do motor.

Tabela 18 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 20%.

Corrente	Simulado RMS	Experimental RMS
Ia	4,28 A	4,37 A
Ib	2,08 A	2,18 A
Ic	3,59 A	3,41 A

Foram feitas medicoes de velocidade do motor durante a aplicacao de carga de 20%,
Figura 116.

Figura 116 – Velocidade em regime de 20% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Esses valores refletem o comportamento do motor sob essa condição específica de operação. Ao operar a 20% de sua potência nominal, o motor apresentou uma velocidade de 1772,7 RPM, conforme mostrado na Figura 116. Essa velocidade pode ser comparada com a velocidade simulada de 1788RPM, Tabela 14 e com a Tabela 17 do procedimento para realizar o teste de carga 1782,8 RPM, pode verificar esta comparação na Tabela 18.

Essa pequena discrepância entre as velocidade pode ser atribuída a fatores como perdas no sistema e características.

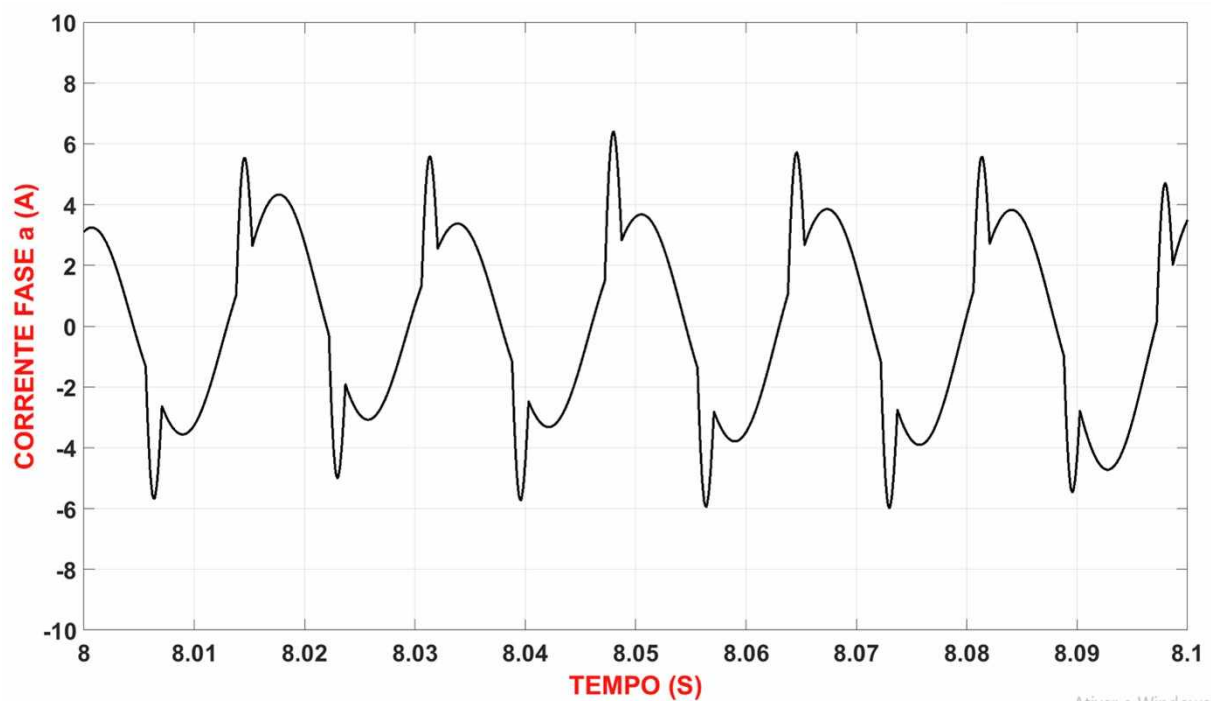
Tabela 19 – Comparação valores de RPM para carga aplicada de 20%.

Carga	Velocidade Real do motor assimétrico	Velocidade simulada Tabela 14	Valores RPM teste de carga, Tabela 17	Erro entre RPM real e Tabela 14	Erro entre RPM real e Tabela 17
20%	1772,7	1788	1782,8	-0,9%	-0,6%

Fonte: Elaborado pelo autor.

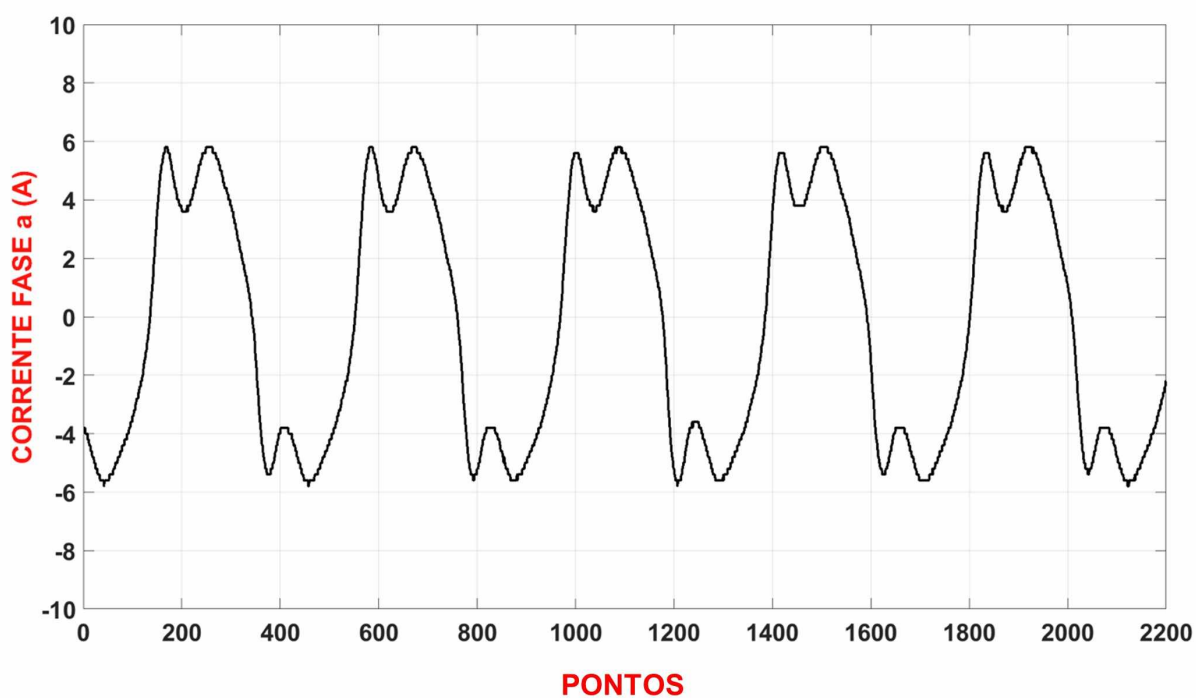
Nas figuras 117 a 125, é possível visualizar o funcionamento do motor sob uma condição de carregamento de 50%. As correntes medidas nesse regime operacional estão apresentadas na Tabela 20, permitindo uma análise detalhada do rendimento do motor nessa condição específica.

Figura 117 – Corrente em regime fase “a” simulada com 50% de carregamento.



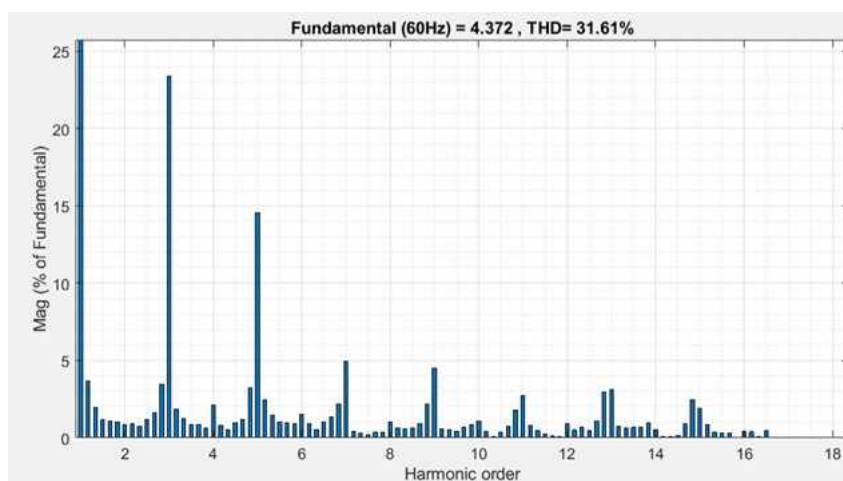
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 118 – Corrente em regime fase “a” experimental com 50% de carregamento.



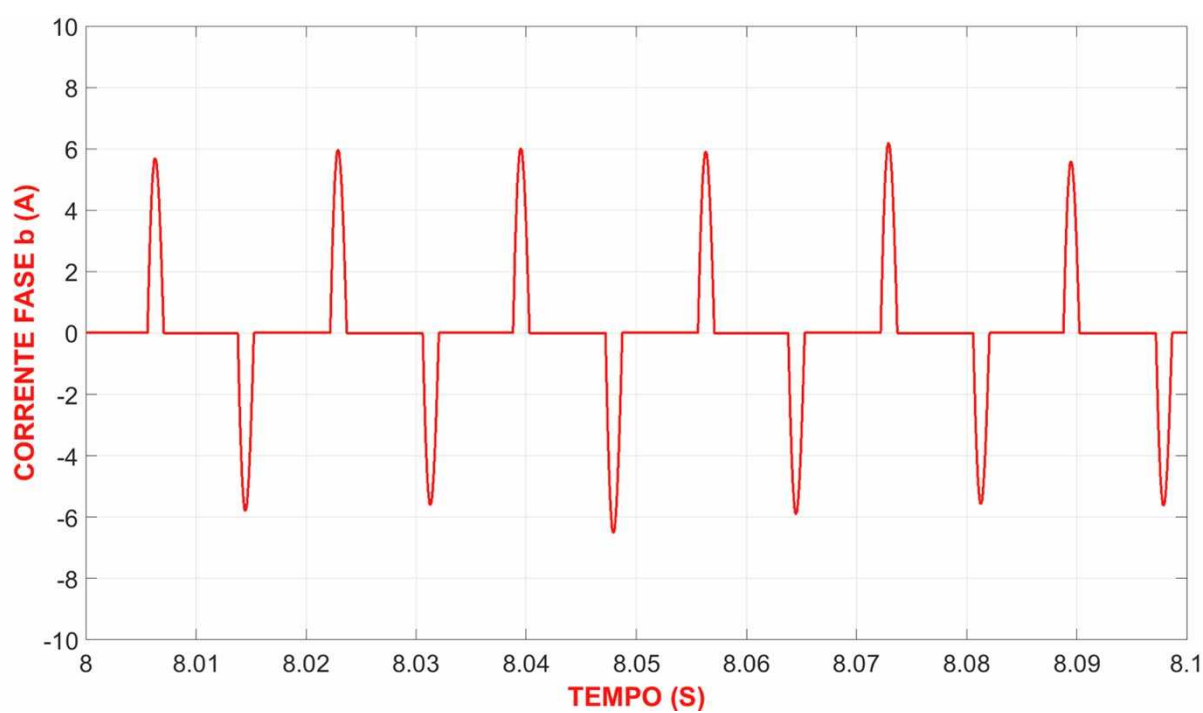
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 119 – Harmônico fase “a” experimental com 50% de carregamento.



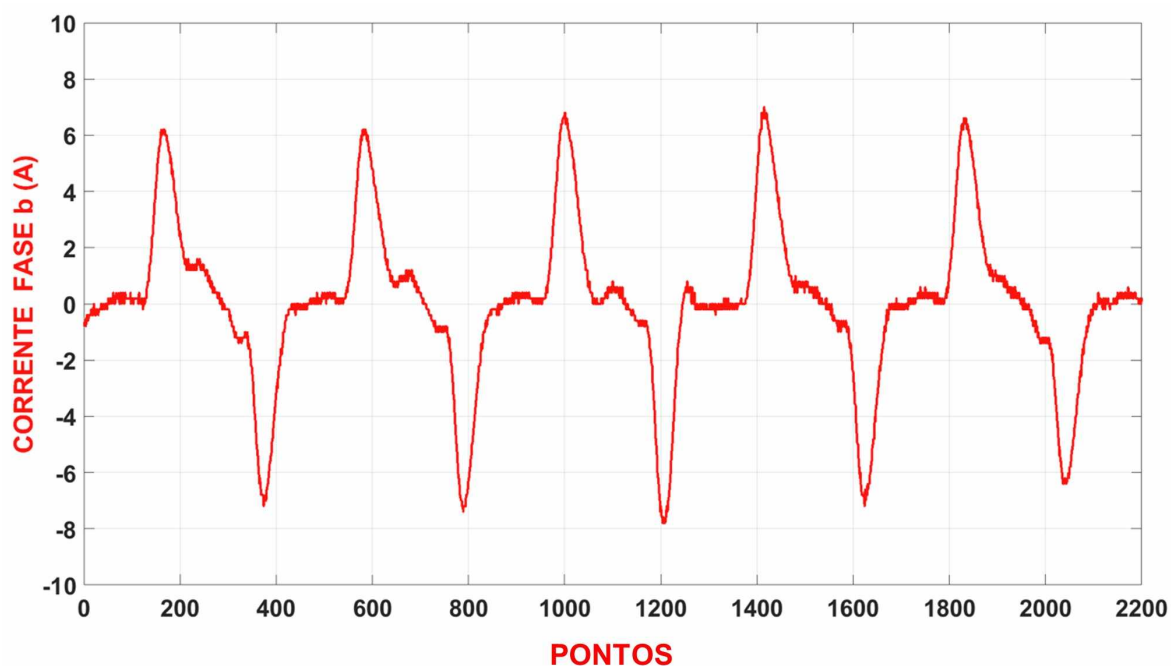
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 120 – Corrente em regime fase “b” simulada com 50% de carregamento.



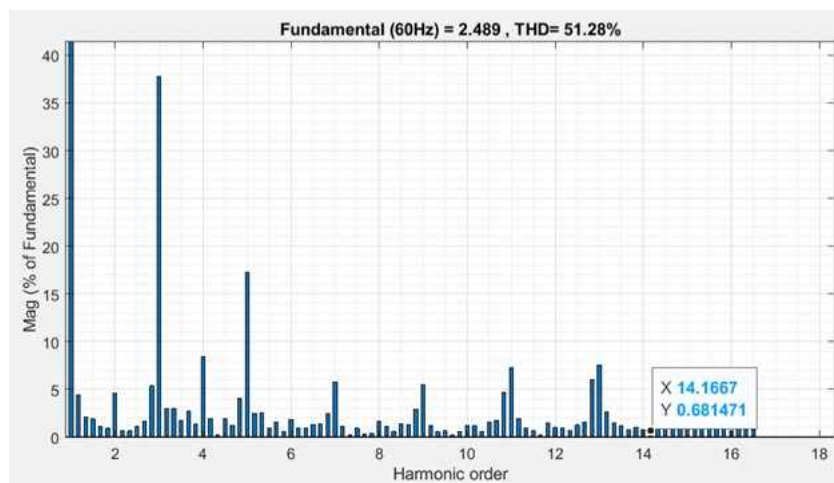
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 121 – Corrente em regime fase “b” experimental com 50% de carregamento.



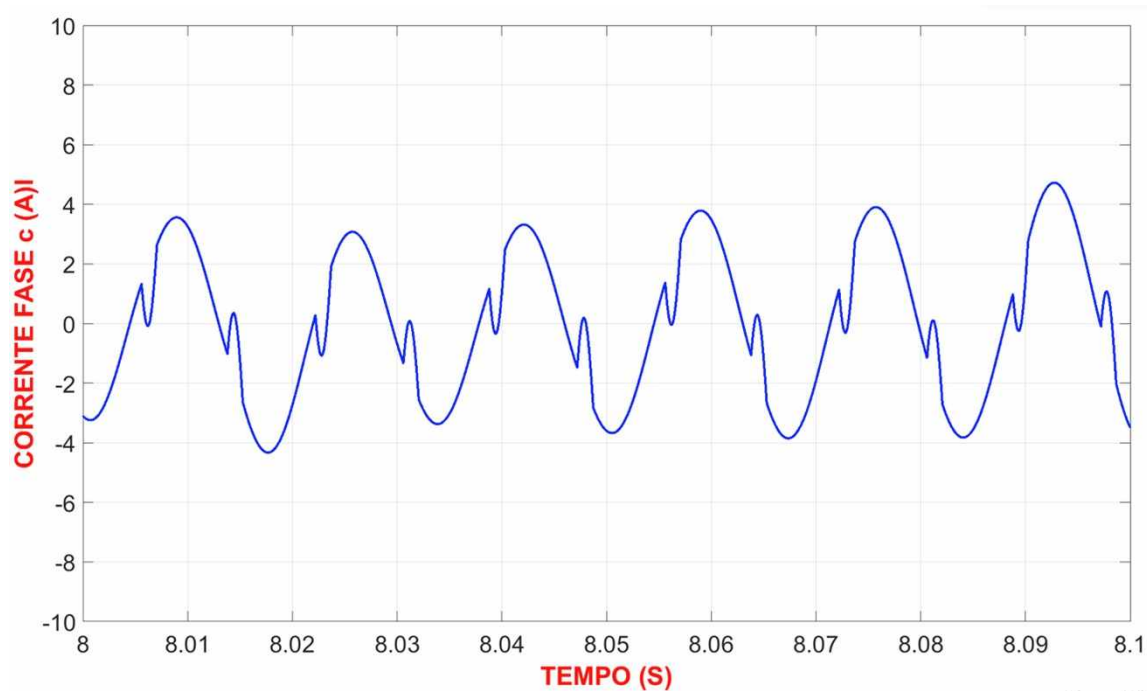
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 122 – Harmônico fase “b” experimental com 50% de carregamento.



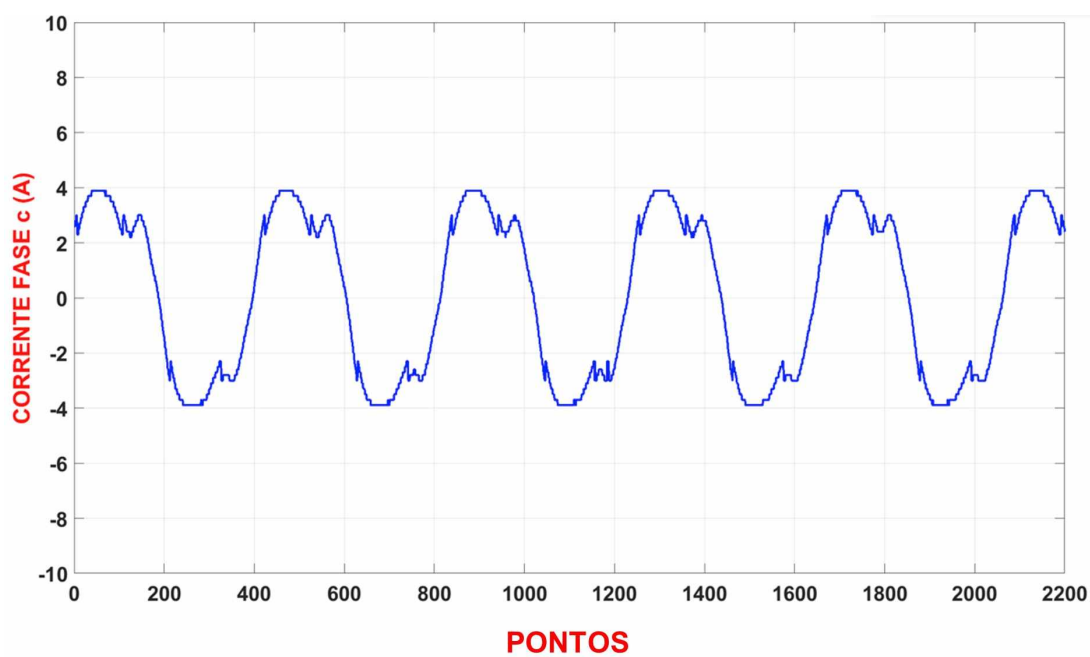
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 123 – Corrente em regime fase “c” simulada com 50% de carregamento.



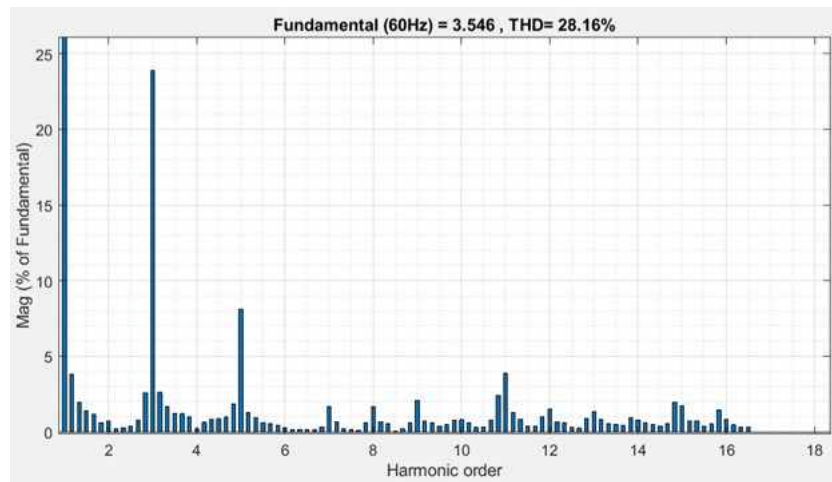
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 124 – Corrente em regime fase “c” experimental com 50% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 125 – Harmônico fase “c” experimental com 50% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 20 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 50%.

Corrente	Simulado RMS	Experimental RMS
Ia	4,32 A	4,58 A
Ib	2,54 A	2,79 A
Ic	3,41 A	3,68 A

Durante o funcionamento do motor assimétrico a 50% de sua potência nominal, conforme mostrado na Figura 126, a velocidade atingida foi de 1765,3 RPM.

Figura 126 – Velocidade em regime de 50% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Esse resultado é bastante próximo da velocidade simulada de 1771 RPM, conforme registrado na Tabela 14, e do procedimento para realizar o teste de carga 1768,8 RPM conforme Tabela 17, conforme demonstrado na Tabela 21.

A diferença mínima entre a velocidade real e a simulada pode ser atribuída a fatores práticos, como perdas mecânicas, dissipação de calor e precisão do controle do inversor de frequência. Esses fatores são comuns durante a operação real dos motores e podem afetar os resultados. No entanto, essa pequena discrepância confirma a eficiência do modelo de simulação utilizado, uma vez que o comportamento previsto e o comportamento real do motor são muito próximos, garantindo a validade das simulações e dos ensaios realizados.

Tabela 21 – Comparação valores de RPM para carga aplicada de 50%.

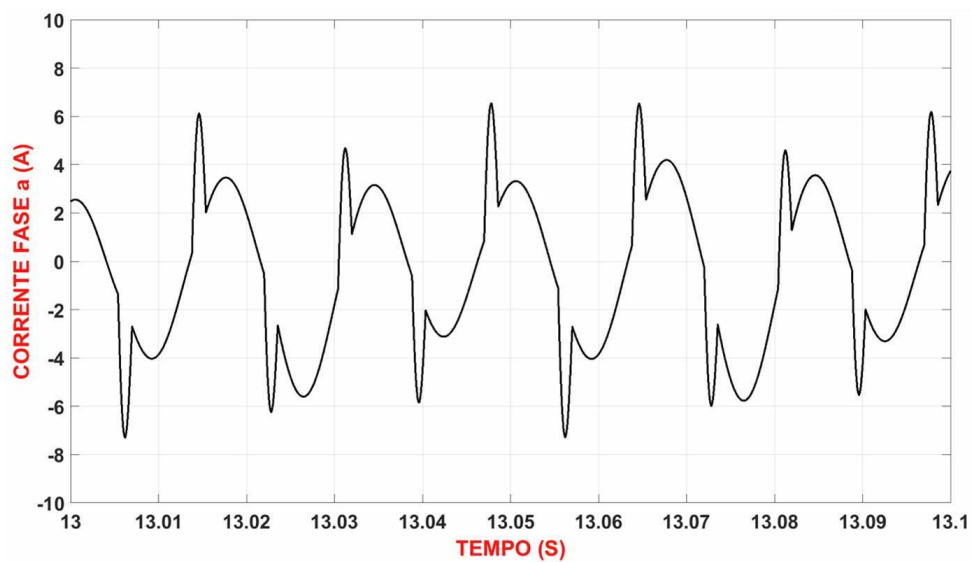
Carga	Velocidade Real do motor assimétrico	Velocidade simulada Tabela 14	Valores RPM teste de carga, Tabela 17	Erro entre RPM real e Tabela 14	Erro entre RPM real e Tabela 17
50%	1765,3	1771	1768,8	-0,4%	-0,2%

Fonte: Elaborado pelo autor.

É possível observar nas figuras 127 a 135 comparativo entre senoides de corrente do simulado e o experimental em todas as fases, a, b, c. Durante o funcionamento do motor em regime com um carregamento de 80%, devido as influencias harmônicas os valores de

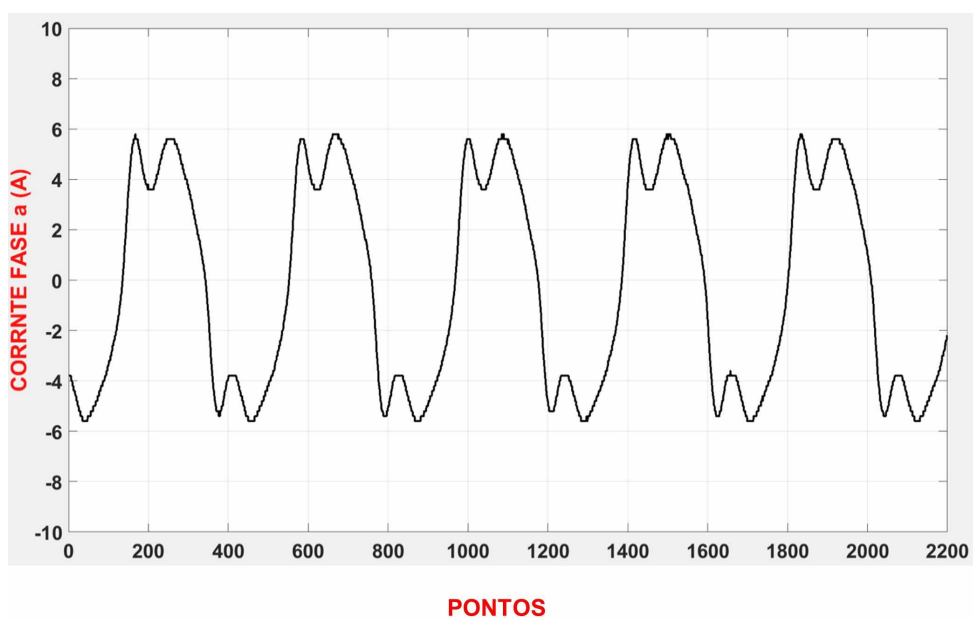
correntes RMS foram calculadas e pode ser observadas na Tabela 22 juntamente com a comparação da simulação com mesmo regime de carga.

Figura 127 – Corrente em regime fase “a” simulada com 80% de carregamento.



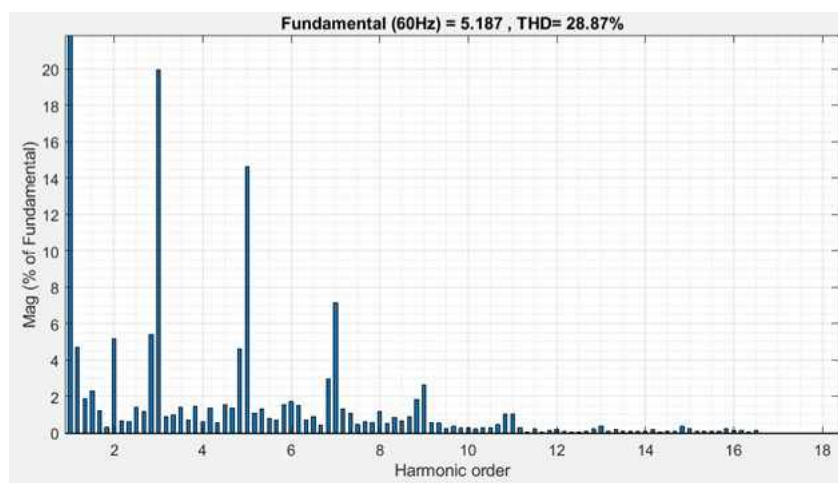
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 128 – Corrente em regime fase “a” experimental com 80% de carregamento.



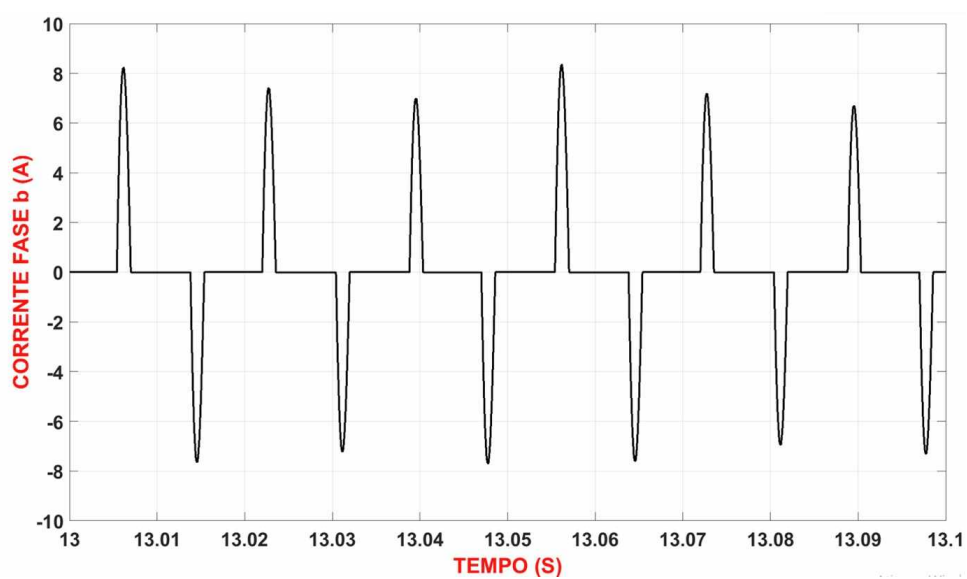
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 129 – Harmônico fase “a” experimental com 80% de carregamento.



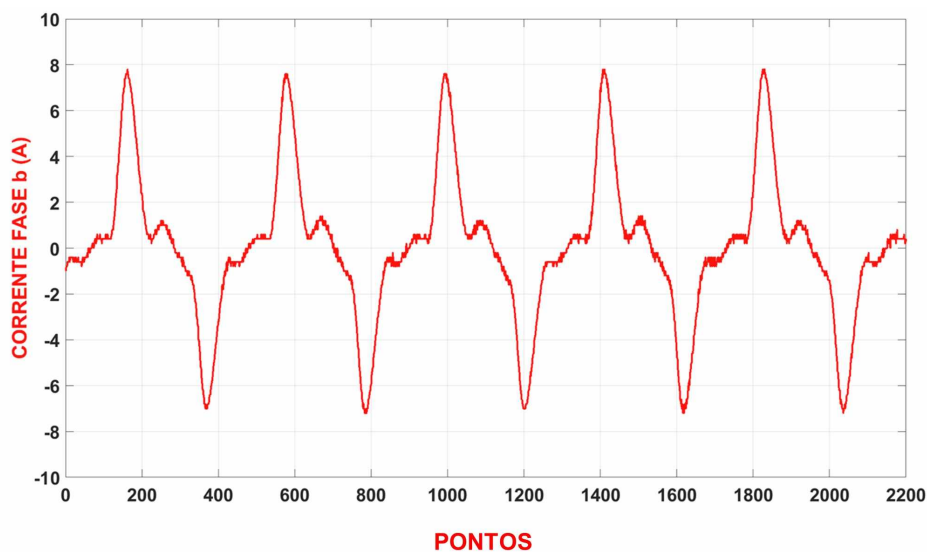
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 130 – Corrente em regime fase “b” simulada com 80% de carregamento.



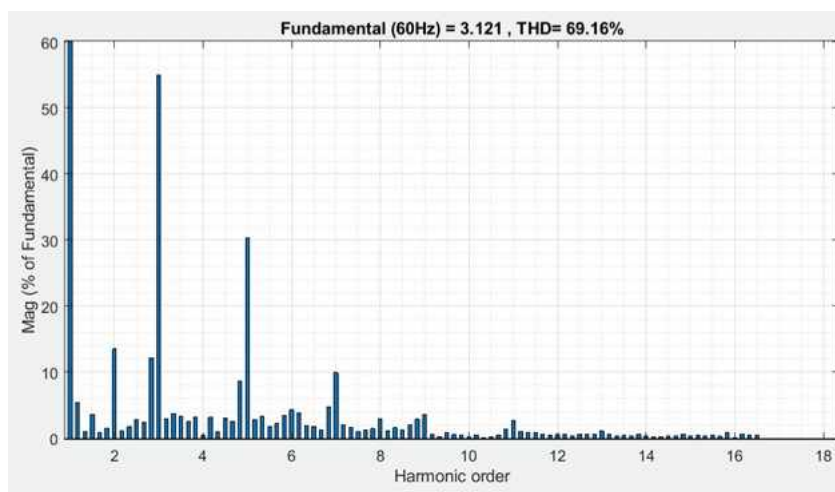
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 131 – Corrente em regime fase “b” experimental com 80% de carregamento.



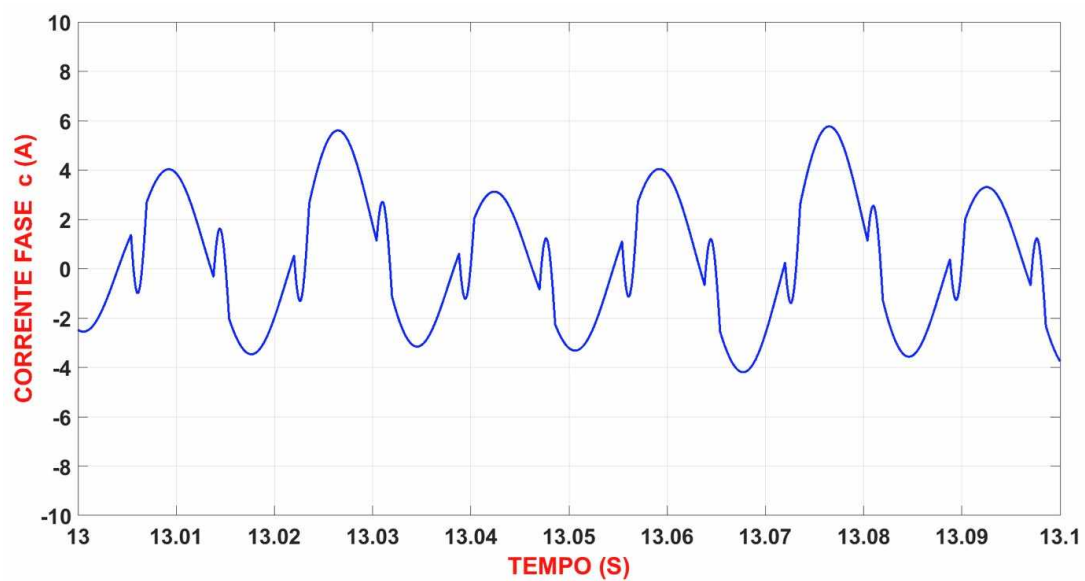
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 132 – Harmônico fase “b” experimental com 80% de carregamento.



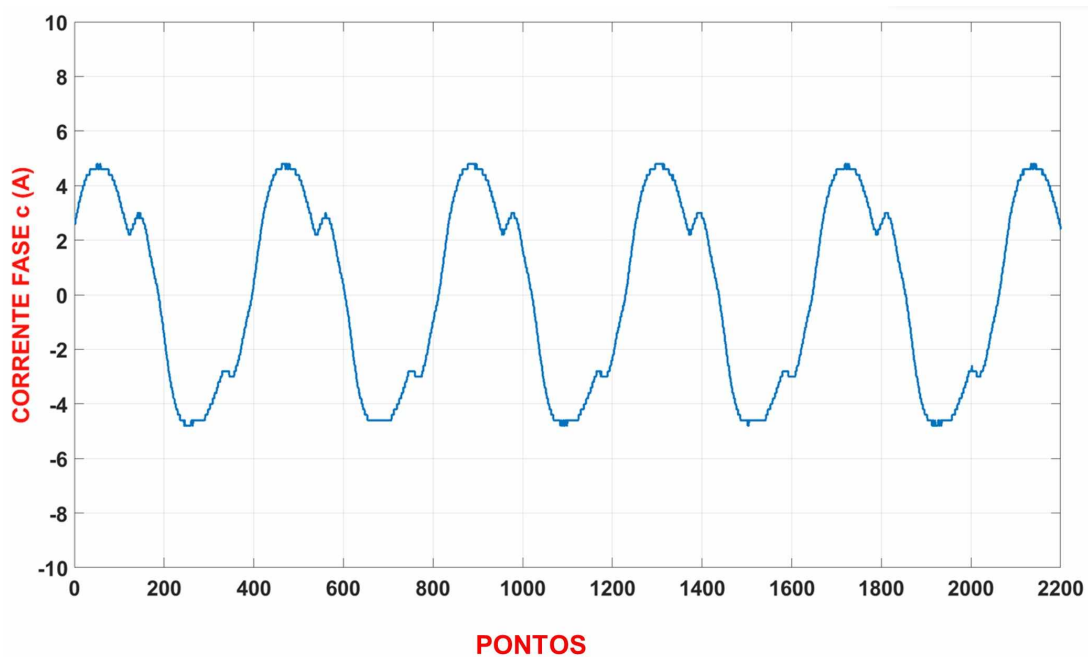
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 133 – Corrente em regime fase “c” simulada com 80% de carregamento.



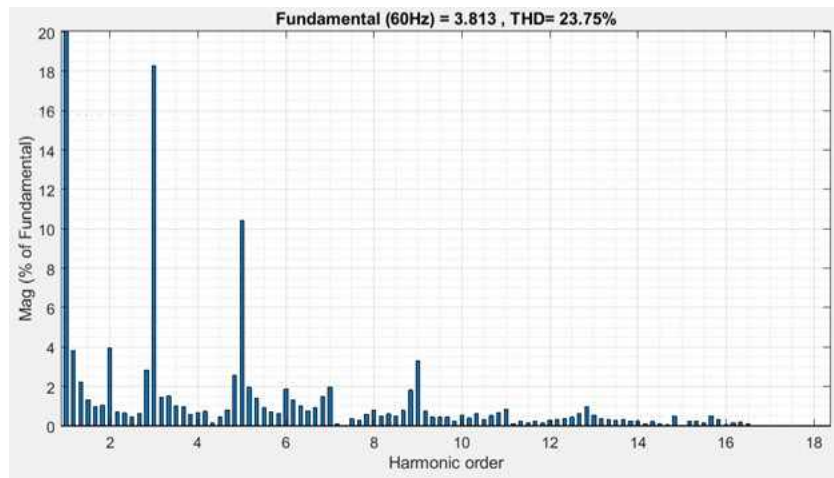
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 134 – Corrente em regime fase “c” experimental com 80% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 135 – Harmônico fase “c” experimental com 80% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 22 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 80%.

Corrente	Simulado RMS	Experimental RMS
Ia	5,70 A	5,39 A
Ib	3,70 A	3,79 A
Ic	3,79 A	3,91 A

Quando o motor funciona com 80% de sua potência nominal, a Figura 136 registra uma velocidade de 1759,6 RPM.

Figura 136 – Velocidade em regime de 80% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Isso indica que o valor está muito próximo da velocidade simulada de 1764 RPM, conforme indicado na Tabela 14 e próximo do procedimento para realizar o teste de carga 1760,1 RPM conforme Tabela 17, uma pequena diferença de menos de 1% para ambas tabelas, conforme demonstrado na Tabela 23. Isso é um indicativo de que o modelo de simulação utilizado para prever o comportamento do motor é bastante preciso. Esse desvio mínimo pode ser explicado por fatores práticos, como pequenas variações de carga, perdas mecânicas ou elétricas, e a precisão do controle de velocidade.

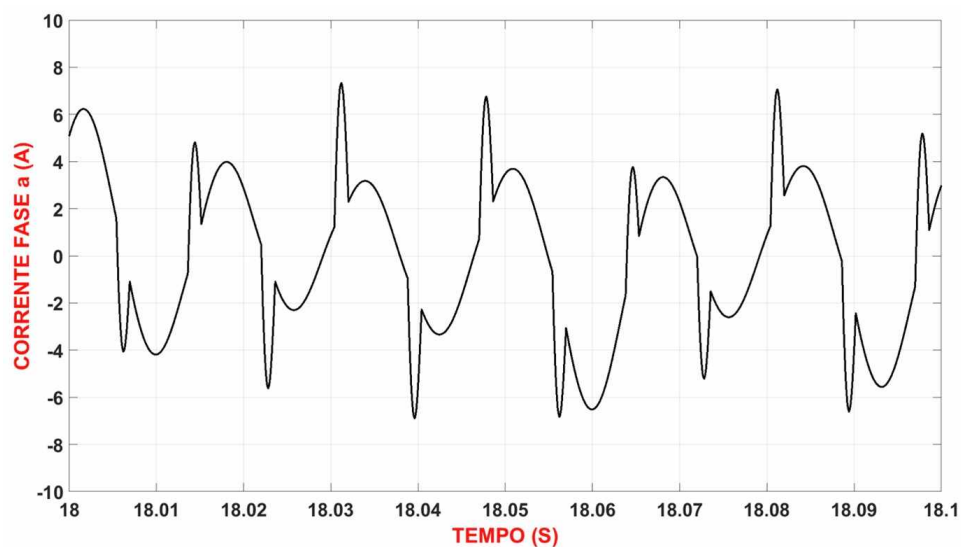
Tabela 23 – Comparação de valores de RPM para carga aplicada de 80%.

Carga	Velocidade Real do motor assimétrico	Velocidade simulada Tabela 14	Valores RPM teste de carga, Tabela 17	Erro entre RPM real e Tabela 14	Erro entre RPM real e Tabela 17
80%	1759,6	1764	1760,1	-0,3%	-0,2%

Fonte: Elaborado pelo autor.

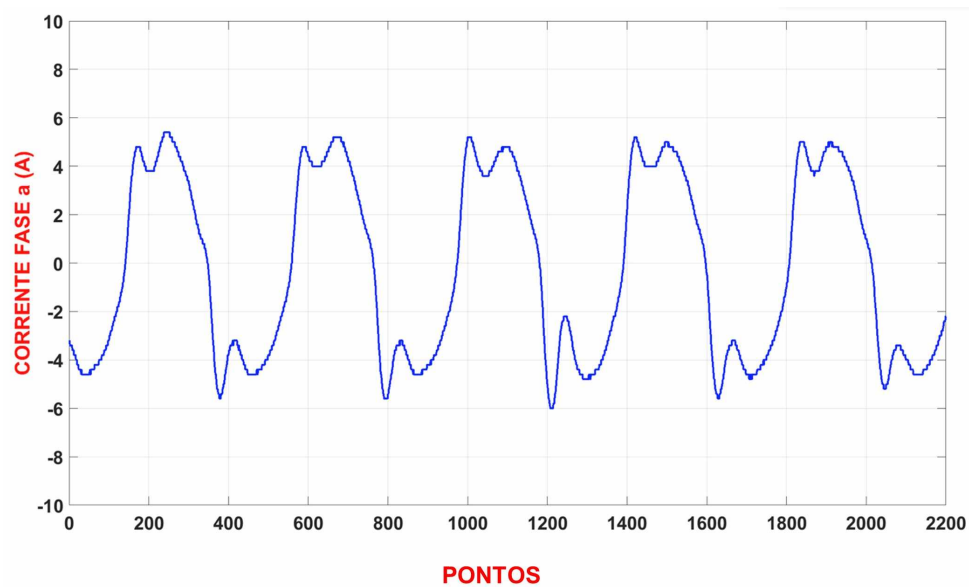
Nas Figuras 137 a 145, é possível observar a comparação entre as formas de onda das correntes simuladas e experimentais para todas as fases do motor (a, b e c). Durante a operação do motor com um carregamento de 100%, as correntes são influenciadas pela presença de harmônicos, o que afeta seus valores eficazes (RMS).

Figura 137 – Corrente em regime fase “a” simulada com 100% de carregamento.



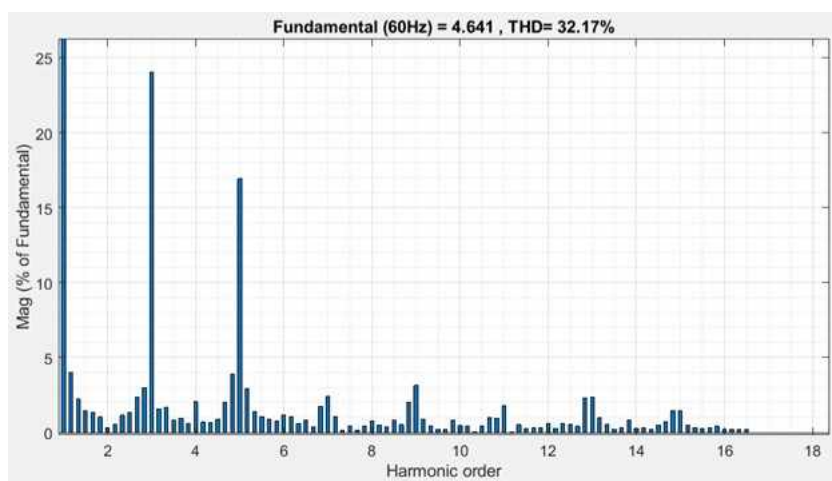
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 138 – Corrente em regime fase “a” experimental com 100% de carregamento.



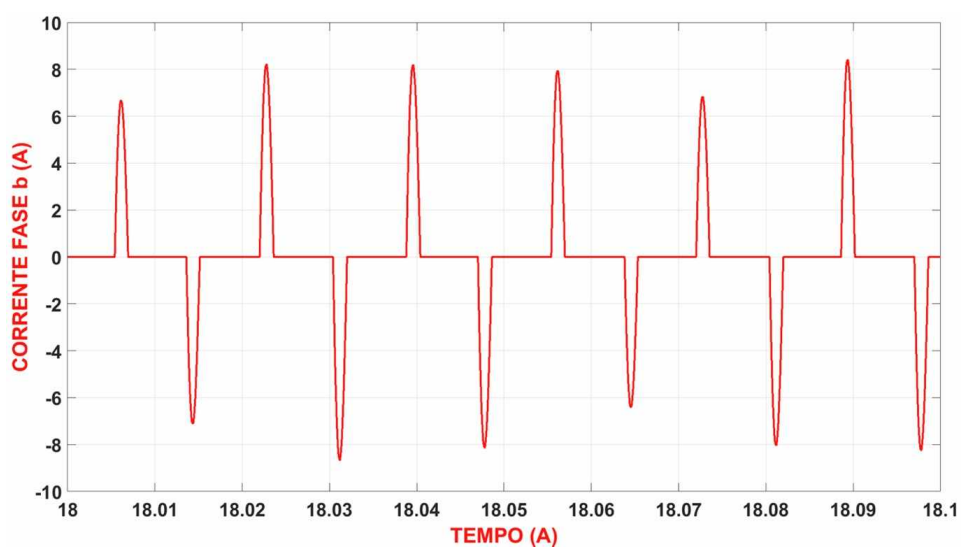
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 139 – Harmônico fase “a” experimental com 100% de carregamento.



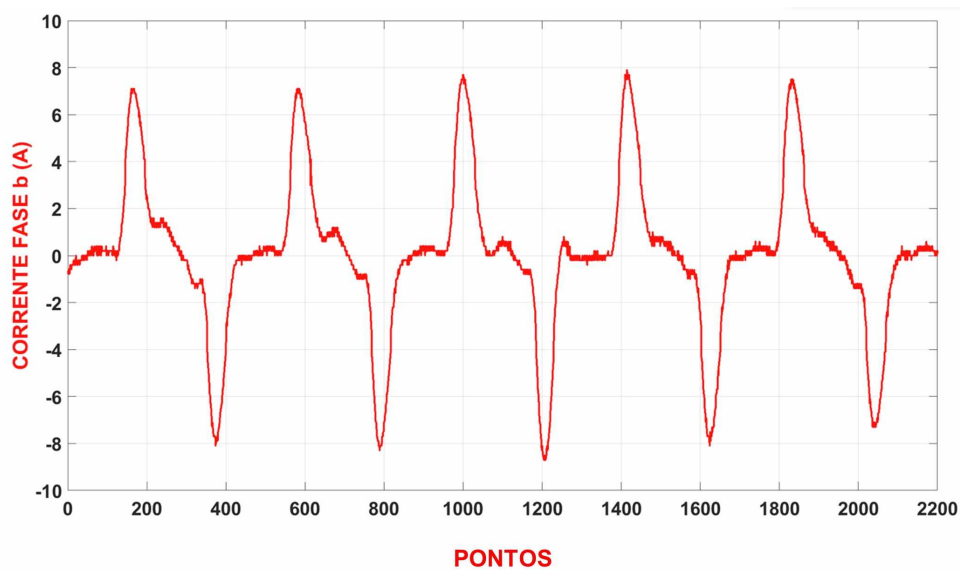
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 140 – Corrente em regime fase “b” simulada com 100% de carregamento.



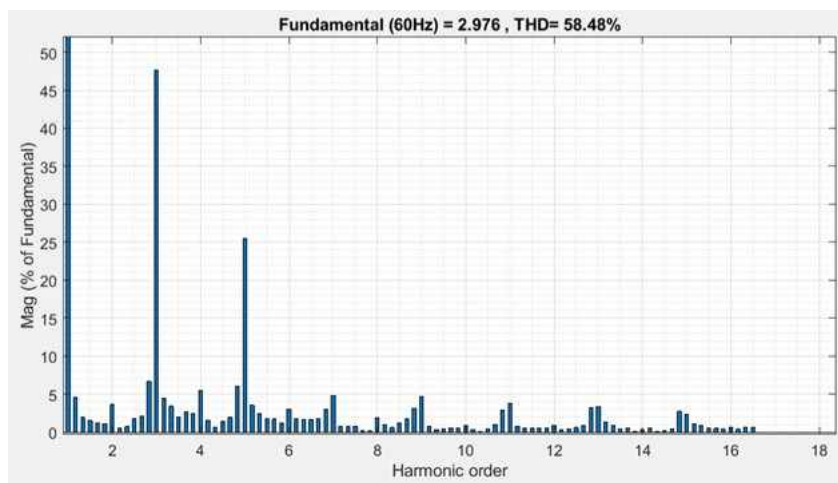
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 141 – Corrente em regime fase “b” experimental com 100% de carregamento.



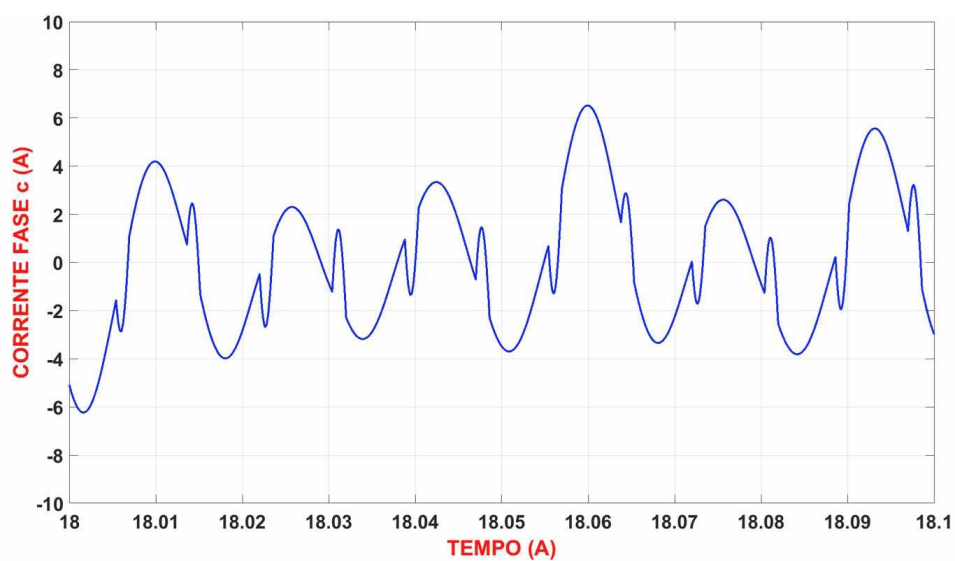
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 142 – Harmônico fase “b” experimental com 100% de carregamento.



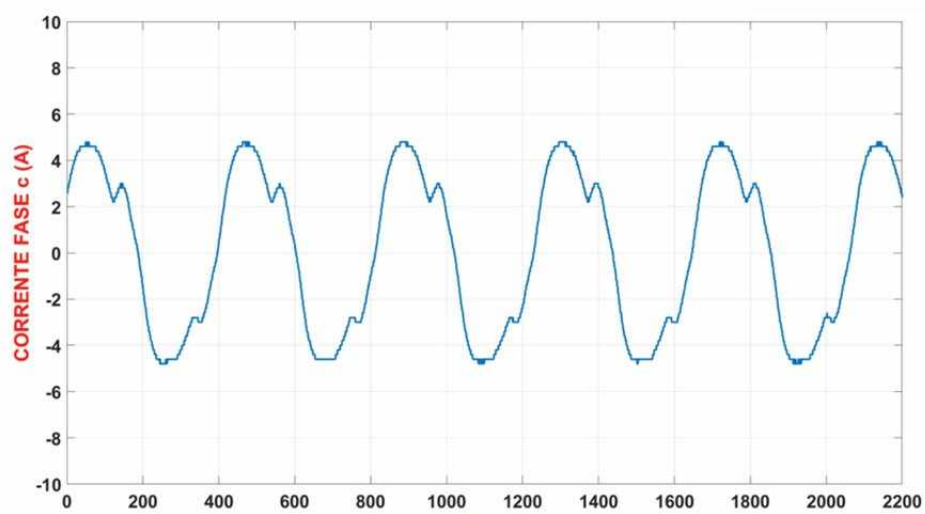
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 143 – Corrente em regime fase “c” simulada com 100% de carregamento.



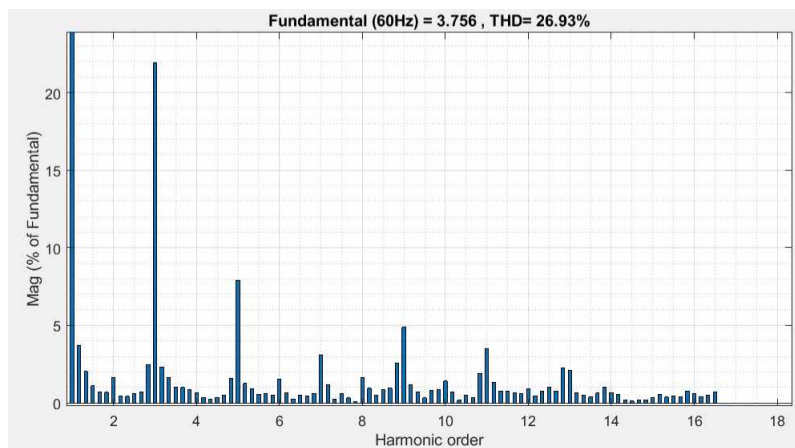
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 144 – Corrente em regime fase “c” experimental com 100% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 145 – Harmônico fase “c” experimental com 100% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 24 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 100%.

Corrente	Simulado RMS	Experimental RMS
Ia	4,59 A	4,68 A
Ib	3,30 A	3,44 A
Ic	3,77 A	3,88 A

Quando o motor funciona com 100% de sua potência nominal, a Figura 146 registra uma velocidade de 1727,4 RPM.

Figura 146 – Velocidade em regime de 100% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A velocidade simulada para a condição de 100% da carga nominal pode ser verificado na Tabela 14 foi 1728 RPM, valor muito próximo ao obtido durante o procedimento de teste de carga, que foi de 1728,1RPM, conforme descrito na Tabela 25.

A diferença entre os valores é inferior a 1%, como evidenciado na Tabela 25. Essa discrepância marginal pode ser atribuída a variações normais inerentes à operação real, incluindo perdas mecânicas e pequenas oscilações no controle de carga.

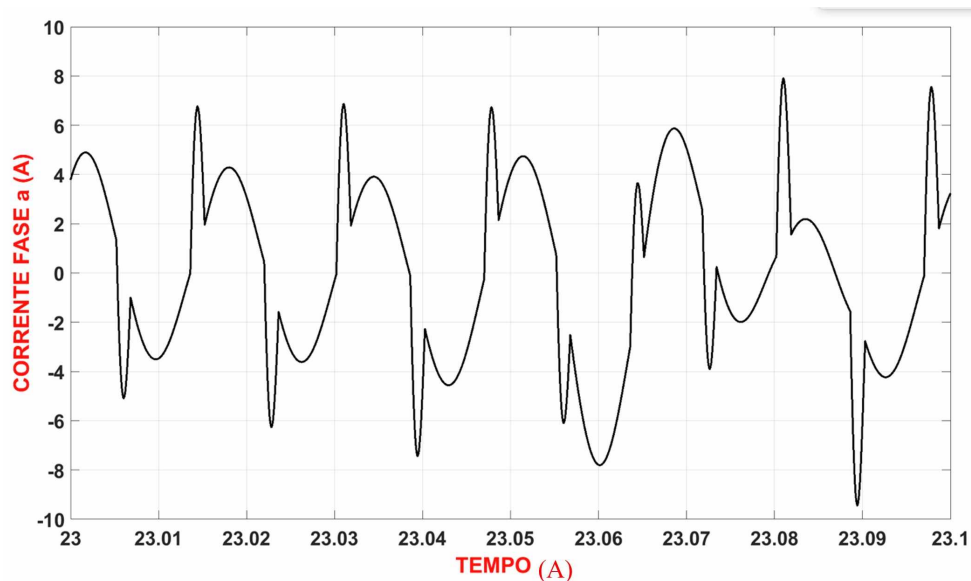
Tabela 25 – Comparação valores de RPM para carga aplicada de 100%.

Carga	Velocidade Real do motor assimétrico	Velocidade simulada Tabela 14	Valores RPM teste de carga, Tabela 17	Erro entre RPM real e Tabela 14	Erro entre RPM real e Tabela 17
100%	1727,4	1728	1728	-0,04%	-0,04%

Fonte: Elaborado pelo autor.

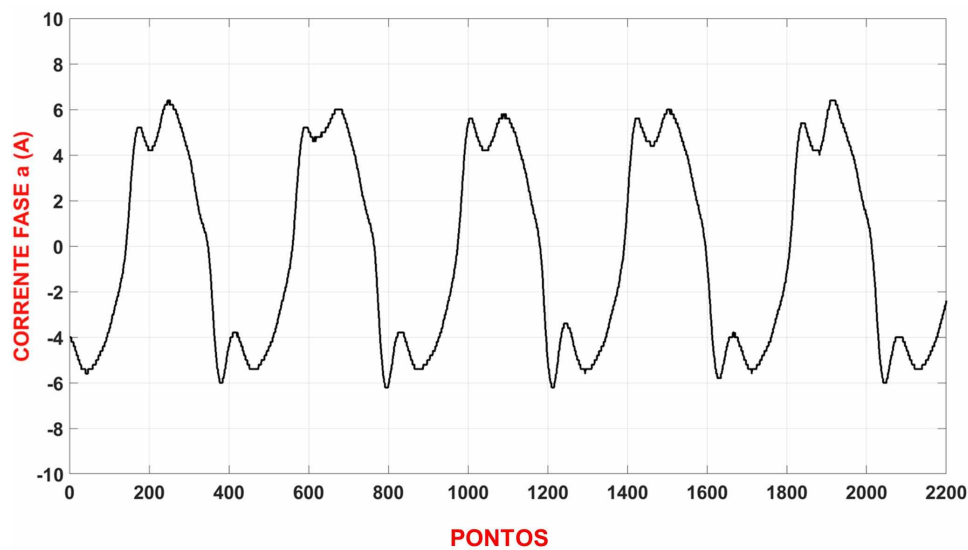
Com o motor operando a 120% de sua carga, conforme mostrado nas Figura147 a 155, as correntes medidas no regime permanente foram calculadas e apresentadas na Tabela 27 . Esses valores indicam o comportamento da corrente elétrica sob uma condição de sobrecarga.

Figura 147 – Corrente em regime fase “a” simulada com 120% de carregamento.



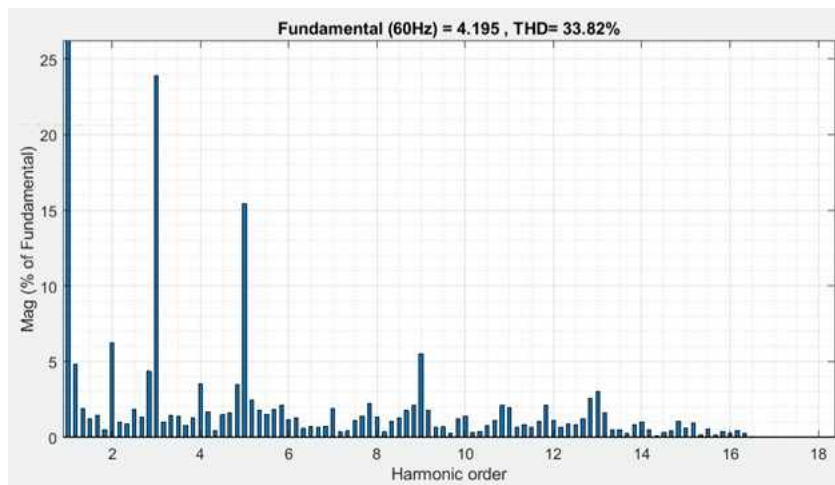
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 148 – Corrente em regime fase “a” experimental com 120% de carregamento.



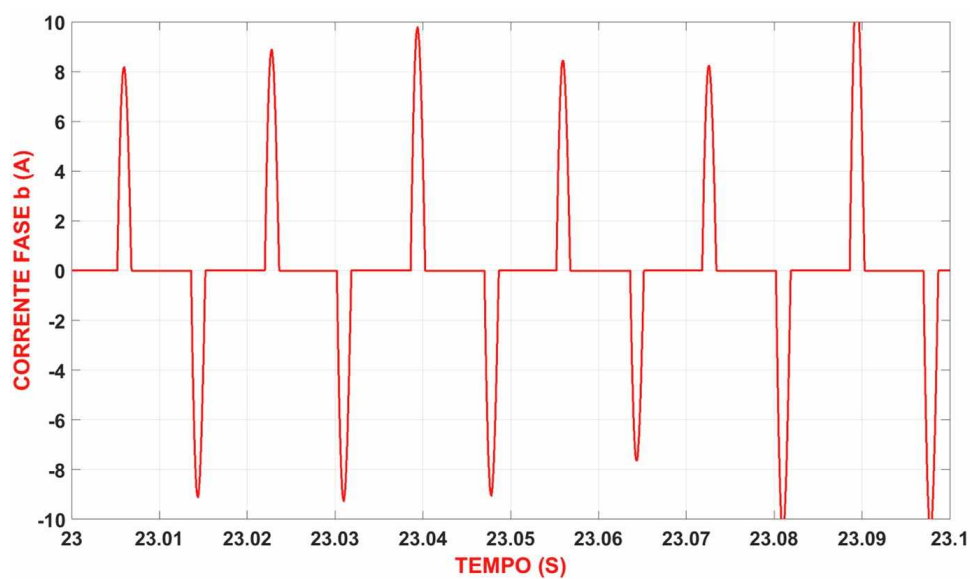
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 149 – Harmônico fase “a” experimental com 120% de carregamento.



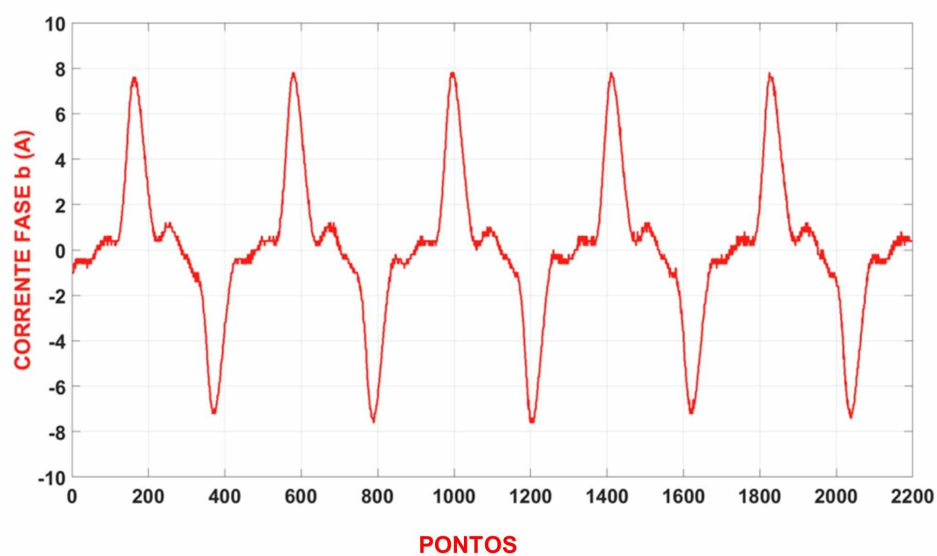
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 150 – Corrente em regime fase “b” simulada com 120% de carregamento.



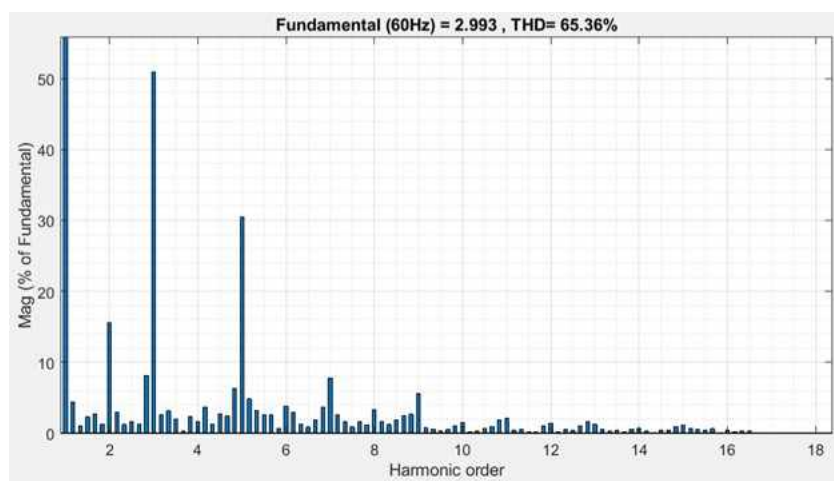
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 151 – Corrente em regime fase “b” experimental com 120% de carregamento.



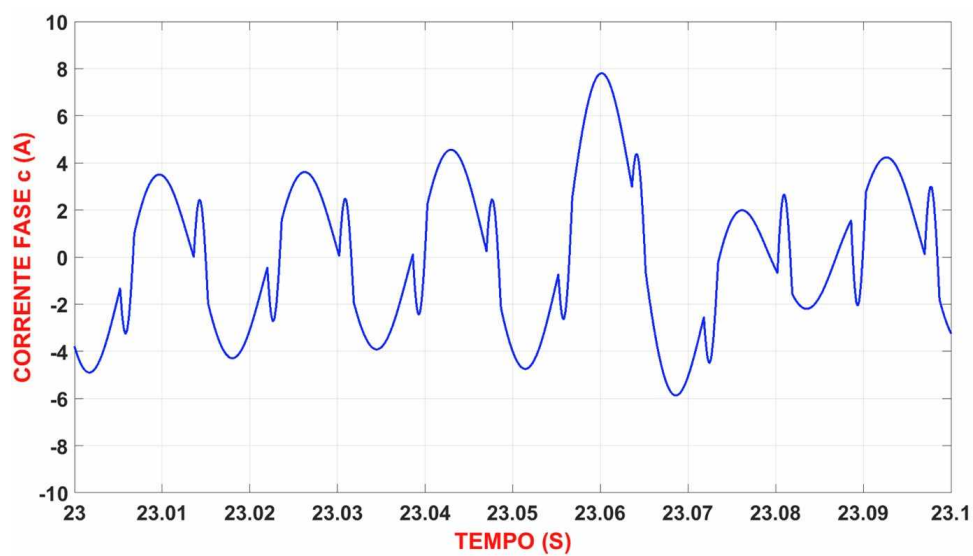
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 152 – Harmônico fase “b” experimental com 120% de carregamento.



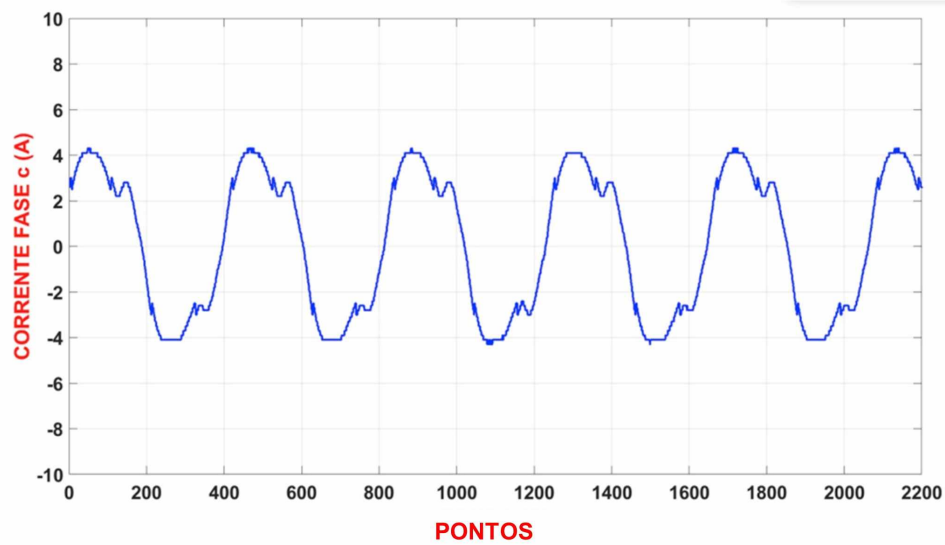
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 153 – Corrente em regime fase “c” simulada com 120% de carregamento.



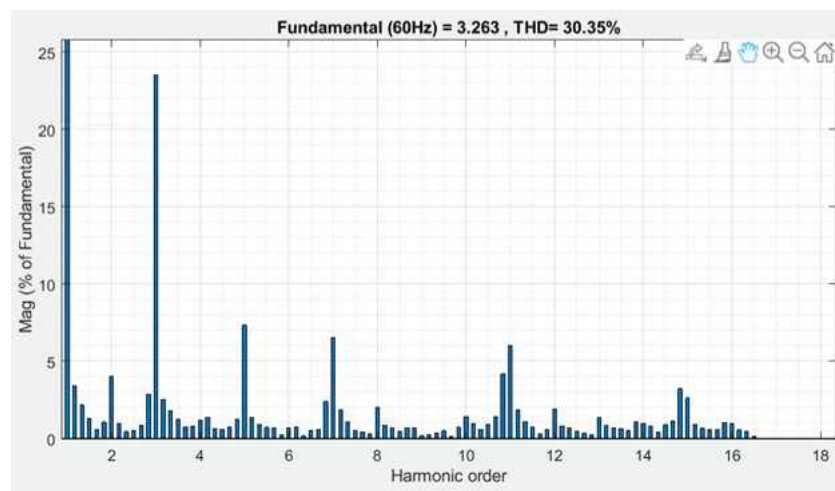
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 154 – Corrente em regime fase “c” experimental com 120% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 155 – Harmônico fase “c” experimental com 120% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 26 – Comparação dos valores de corrente RMS para carga de 120%.

Corrente	Simulado RMS	Experimental RMS
Ia	4,55 A	4,42 A
Ib	3,70 A	3,57 A
Ic	3,52 A	3,40 A

Quando o motor funciona com 120% de sua potência nominal, a Figura 156 registra uma velocidade de 1718,2 RPM.

Figura 156 – Velocidade em regime de 120% de carregamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A velocidade simulada para a condição de 120% da carga nominal apresentada na Tabela 14 foi de 1716,09 RPM, valor muito próximo ao obtido durante o procedimento de teste de carga, que foi de 1719,2 RPM, conforme descrito na Tabela 17. A diferença entre os valores é inferior a 1%, como evidenciado na Tabela 27. Essa discrepância marginal pode ser atribuída a variações normais inerentes à operação real, incluindo perdas mecânicas e pequenas oscilações no controle de carga.

Tabela 27 – Comparação valores de RPM para carga aplicada de 120%.

Carga	Velocidade Real do motor assimétrico	Velocidade simulada Tabela 14	Valores RPM teste de carga, Tabela 17	Erro entre RPM real e Tabela 14	Erro entre RPM real e Tabela 17
120%	1718,4	1716,09	1719,2	0,2%	-0,05%

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.4 Fator de Potência

O fator de potência de uma instalação elétrica é um parâmetro fundamental que está relacionado diretamente ao consumo de potência reativa, o que é necessário

para a magnetização dos núcleos magnéticos dos equipamentos presentes na instalação. A relevância desse fator se torna ainda mais evidente quando se considera que as consequências associadas a um fator de potência baixo são extremamente reconhecidas e discutidas na literatura acadêmica. Em função disso, qualquer iniciativa destinada a reduzir a circulação de potência reativa em alimentadores e transformadores.

Os motores de indução destacam-se como os principais consumidores de potência reativa, sendo, portanto, um dos principais responsáveis pela responsabilidade do fator de potência nas redes elétricas, assim como nas instalações industriais. Dentro desse contexto, torna-se necessário realizar uma avaliação detalhada do consumo de potência reativa por parte do motor trifásico assimétrico. Tal avaliação visa identificar oportunidades para melhorar a eficiência do processo de conversão de energia elétrica.

A Tabela 28 apresenta os valores de fator de potência tanto para o motor assimétrico trifásico alimentado por uma rede monofásica, como para o motor tradicional (enrolamento padrão de fábrica) para cada condição de carregamento dos motores.

Tabela 28 – Fator de potência.

Carregamento do Motor	Motor Assimétrico	Motor Tradicional
20%	0,89	0,53
50%	0,90	0,57
80%	0,92	0,70
100%	0,93	0,78
120%	0,95	0,80

Fonte: Elaborado pelo autor.

É evidente que, em todas as condições de carregamento comprovadas, o motor assimétrico apresenta um fator de potência superior ao normalmente encontrado em outros modelos de motores elétricos de potência equivalente. Essa constatação ressalta a importância de estratégias de otimização e correção do fator de potência, com o objetivo de melhorar a eficiência e a sustentabilidade.

Conclusões e Propostas

6.1 Conclusão da Simulação

Os resultados obtidos nas simulações dos Sistemas 1, 2 e 3 demonstraram, de forma clara e consistente, um comportamento inteiramente previsível conforme a teoria previamente desenvolvida, o que garante dois pontos cruciais:

A teoria desenvolvida com o objetivo de projetar um sistema de controle automático que correlaciona a carga aplicada ao motor e a capacitância ajustada mostrou-se plenamente válida. Essa constatação confirma que a metodologia proposta é eficaz e pode ser aplicada em futuros projetos de motores assimétricos, consolidando uma sistemática de projeto robusta para esse tipo de controle. Este é um dos resultados mais importantes deste trabalho, pois, a partir dele, torna-se possível o desenvolvimento de sistemas de controle para motores assimétricos de diferentes potências e classes de tensão de alimentação. A sistemática estabelecida fornece uma base sólida para a criação de motores com controle automatizado, garantindo flexibilidade e eficiência em diversas condições operacionais.

O motor assimétrico apresentou um desempenho altamente satisfatório quando aplicado na simulação do Sistema 3, que representa a parte central deste estudo. Neste cenário, foi implementado o chaveamento dinâmico do capacitor, tanto na condição nominal quanto na condição de partida. Na condição nominal, o motor foi capaz de fornecer uma potência útil de 2 CV, com um fator de potência próximo de 1 (unitário) o que demonstra ótimo desempenho do motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica.

Na condição de partida, embora o motor assimétrico tenha um tempo de partida maior em comparação ao motor trifásico tradicional, essa característica não representa um problema. Pelo contrário, em determinadas aplicações, um tempo de partida mais prolongado pode ser vantajoso, pois contribui para reduzir o afundamento de tensão durante a inicialização do motor. O chaveamento dinâmico do capacitor permite ajustar esse tempo de partida conforme necessário, podendo tanto aumentar quanto reduzir a

duração da partida, dependendo dos requisitos da aplicação. Além disso, o controle do tempo de partida pode ser otimizado para minimizar impactos na rede elétrica e melhorar o desempenho geral do sistema.

Dessa forma, os resultados das simulações confirmam a viabilidade da teoria desenvolvida e demonstram que o desempenho do motor assimétrico, especialmente sob a implementação do chaveamento dinâmico de capacitores, é tecnicamente satisfatório. Isso aponta para sua aplicabilidade em futuros projetos industriais, ampliando as possibilidades de uso em diferentes contextos e demandando controles automáticos precisos e eficientes.

6.2 Conclusão dos Testes Experimentais

Os testes realizados com o motor de indução trifásico assimétrico alimentado por uma fonte monofásica mostraram resultados satisfatórios tanto em termos de desempenho quanto de correlação entre os dados experimentais e as simulações. A análise das correntes em regime permanente e das velocidades obtidas nas diferentes condições de carga confirma a confiabilidade e a eficiência do sistema proposto.

Em condições de carga de 20%, 50%, 80%, 100% e 120% da potência nominal, as velocidades do motor apresentaram variações mínimas em relação aos valores simulados. Por exemplo, para 100% de carga, a velocidade experimental foi de 1727,4 RPM, enquanto a simulada foi de 1728 RPM, demonstrando uma diferença insignificante. Resultados semelhantes foram obtidos para todas as condições de carga avaliadas, reforçando a consistência do modelo de simulação e dos testes experimentais.

Adicionalmente, as correntes medidas em regime permanente indicam que o motor manteve um bom equilíbrio entre as fases, mesmo operando em condições assimétricas. Esse comportamento é essencial para prolongar a vida útil dos componentes e assegurar a estabilidade do sistema.

Por fim, a proposta de utilização de um motor trifásico assimétrico alimentado monofásica, com chaveamento dinâmico de capacitores, mostrou-se viável e eficiente. O sistema apresenta construção simplificada, baixos requisitos de manutenção e resultados operacionais compatíveis com motores trifásicos tradicionais, especialmente no contexto de aplicações em áreas rurais. Dessa forma, esta abordagem pode ser considerada uma alternativa promissora para a expansão do mercado de energia elétrica nessas regiões, oferecendo uma solução inovadora e de baixo custo para demandas específicas.

6.3 Propostas para Continuidade do Trabalho

- Desenvolver um motor assimétrico com alimentação monofásica com potencia 2cv, mas com a carcaça de um motor de 3 CV;
- Fazer um estudo sobre correntes harmônicas e reduzir seus valores.

Referências

- ABU-ELHAIJA, W. S.; MUETZE, A. Effect of the variation of the rotor impedance with slip on the performance of single-phase excited three-phase induction motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 25, n. 4, p. 1010–1020, 2010. DOI: <<https://doi.org/10.1109/TEC.2010.2043846>>.
- AHMED, K.; OSHEIBA, A.; RAHMAN, M. Dynamic performance of a three-phase induction motor fed from a single-phase supply. In: **Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**,. [S.l.: s.n.], 1989. p. 137–146 vol.1. DOI: <<https://doi.org/10.1109/IAS.1989.96643>>.
- AKTAIBI, A.; GHANIM, D.; RAHMAN, M. Dynamic simulation of a three-phase induction motor using matlab simulink. In: . [S.l.: s.n.], 2011. DOI: <<https://doi.org/10.13140/RG.2.1.2705.4243>>.
- AL-ISAWI, S.; ADEM, A. Dynamic and transient behaviour of a three phase induction motor supplied by one phase inverter. In: **39th International Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 533–537.
- ALWASH, J.; IKHWAN, S. Generalised approach to the analysis of asymmetrical three-phase induction motors. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 142, p. 87–96(9), March 1995. ISSN 1350-2352. DOI: <<https://doi.org/10.1049/ip-epa:19951591>>. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa-19951591>>.
- ANSARI, A. A.; DESHPANDE, D. M. Mathematical model of asynchronous machine in matlab simulink. In: . [s.n.], 2010. Disponível em: <<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:18406864>>.
- BADR, M.; ALOLAH, A.; ABDEL-HALIM, M. A capacitor start three phase induction motor. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 10, n. 4, p. 675–680, 1995. DOI: <<https://doi.org/10.1109/60.475838>>.
- BASHAW, T.; LIPO, T. B4 topology options for operating three phase induction machines on single phase grids. In: **Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005**. [S.l.: s.n.], 2005. v. 3, p. 1894–1902. DOI: <<https://doi.org/10.1109/APEC.2005.1453310>>.

- BROWN, J. E.; JHA, C. S. The starting of a 3-phase induction motor connected to a single-phase supply system. In: . [s.n.], 1959. DOI: <<https://doi.org/10.1049/pi-a.1959.0073>>. Disponível em: <<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:110422382>>.
- CARVALHO, G. B. de. **Dimensionamento e Simulação Hidráulica da Irrigação Localizada sob Condição Variável de Setores de Operação**. Dissertação (Mestrado) — Escola Superior de Agricultura Luiz de Queiroz, Universidade de São Paulo, 2004.
- CHAUHAN, Y. K.; JAIN, S.; SINGH, B. N. A prospective on voltage regulation of self-excited induction generators for industry applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, p. 720–730, 2010. DOI: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2039984>>. Disponível em: <<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:15759105>>.
- CHAVES, M. L. R. **Desenvolvimento e Construção de Sistemas Estáticos Para Alimentação de Cargas Trifásicas a Partir de Redes Monofásicas**. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, 1987.
- CORREA, M. et al. Adjustable-speed single-phase induction motor drive. In: **APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 770–776 vol.2. DOI: <<https://doi.org/10.1109/APEC.2002.989332>>.
- EL-MAGHRABY, M.; THEJEL, R.; IBRAHIM, M. New approach for the analysis of a three-phase induction motor of different ratings connected to a single-phase supply. **IEE Proceedings B (Electric Power Applications)**, v. 139, p. 145–154(9), May 1992. ISSN 0143-7038. DOI: <<https://doi.org/10.1049/ip-b.1992.0018>>. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-b.1992.0018>>.
- ELHAIJA, W. A. Effect of variable slip rotor impedance on the performance of singly excited three phase induction motor. 05 2009. DOI: <<https://doi.org/10.1109/TEC.2010.2043846>>.
- ENJETI, P.; SULISTYONO, W.; CHOI, S. A new direct phase converter to power three phase induction motor from a single phase supply. In: **Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC'94**. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 1173–1179 vol.2.
- FERREIRA, R. de C.; JUNIOR, R. A. B. Eletrificação rural em goiás: estudo de três casos. In: **Proceedings of the 3rd Encontro de Energia no Meio Rural**. [S.l.: s.n.], 2000.
- HEKMATI, P. et al. Adjustable capacitor for the single-phase im performance improvement. In: **The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 7–12. DOI: <<https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2014.6799335>>.
- LETTENMAIER, T.; NOVOTNY, D.; LIPO, T. Single phase induction motor with an electronically controlled capacitor. In: **Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 1988. p. 169–174 vol.1. DOI: <<https://doi.org/10.1109/IAS.1988.25058>>.
- LIU, T.-R.; WANG, P.-C. Adjustable switched capacitor control for a single-phase induction motor. In: **Proceedings of IECON '93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 1993. p. 1140–1145 vol.2. DOI: <<https://doi.org/10.1109/IECON.1993.339163>>.

- MABROUKA, L.; BECHIR, R.; MOHAMED, E. Improvement of start up torque of three phase induction motor operating with single phase supply. In: **International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. DOI: <<https://doi.org/10.1109/SSD.2012.6197923>>.
- MADAWALA, U.; BOYS, J. A self-calibrating technique for starting 3-phase cage induction machines on single phase supply lines. In: **The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 1188–1193 Vol.2. DOI: <<https://doi.org/10.1109/PEDS.2003.1283145>>.
- MARTINS, L. et al. Asymmetrical three-phase induction motors under single-phase feeding: Oscillating torque, theoretical and experimental analysis - harmonic effects. In: **ICEM'98, International Conference on Electrical Machines**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 3, p. 1489–1493.
- MENDONÇA, R. de; NETO, L.; CAMACHO, J. Three-phase asymmetrical induction motor fed by a single-phase distribution system-detailed mathematical model. In: **2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077)**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 313–318 vol.1. DOI: <<https://doi.org/10.1109/PESW.2000.849980>>.
- MENDONÇA, R. Gonçalves de. **Estudo dos Conjugados Oscilantes do Motor de Indução Trifásico Assimétrico Com Alimentação Monofásica – Para Efeito de Projeto**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, 1997.
- MURTHY, S. S. et al. Transient analysis of a three-phase induction motor with single phase supply. **IEEE Power Engineering Review**, PER-3, p. 25–26, 1983. DOI: <<https://doi.org/10.1109/MPER.1983.5519566>>. Disponível em: <<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:43096474>>.
- NETO, L. M. **Motor de Indução Assimétrico Funcionando Como Conversor de Número de Fases**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo – USP, 1980.
- NETO, L. M. Motor de indução trifásico assimétrico com alimentação monofásica. In: **I Seminário Internacional de Distribuição de Energia Elétrica - Belo Horizonte - MG**. [S.l.: s.n.], 1990.
- OLIVEIRA, J. E. A. et al. Modelagem de um motor de indução trifásico acionado com tensões desequilibradas por meio de redes neurais artificiais. In: **Proceedings of the 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**. [S.l.: s.n.], 2010. Paper code IO386.
- OLIVEIRA, S. de. Operation of three-phase induction motors connected to one-phase supply. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 5, n. 4, p. 713–718, 1990. DOI: <<https://doi.org/10.1109/60.63144>>.
- OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Simulink implementation of induction machine model - a modular approach. In: **Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 728–734. DOI: <<https://doi.org/10.1109/IEMDC.2003.1210317>>.

- PILLAY, P.; BRZEXINSKI, J. Induction motor performance when fed from single to three phase converters. In: **Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 1990. p. 45–50 vol.1. DOI: <<https://doi.org/10.1109/IAS.1990.152163>>.
- RIBEIRO, F. S. A eletrificação rural ao alcance de todos. In: SERAPHIM, O. J. (Ed.). **Tecnologia e Aplicação Racional de Energia Elétrica e de Fontes Renováveis na Agricultura**. Campina Grande: UFPB/SBEA, 1997. cap. 1, p. 1–29.
- SAKAMOTO, Y. et al. Three-phase parametric induction motor excited by a single-phase power supply. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 37, n. 4, p. 2837–2840, 2001. DOI: <<https://doi.org/10.1109/20.951322>>.
- SILVA, S. **Identificacao de Torque de Carga Em Motores de Inducao Usando A Abordagem Baseadas Em Sistemas Fuzzy**. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, Brasil, 2007.
- TOZUNE, A. Balanced operation of three-phase induction motor with asymmetrical stator windings connected to single-phase supply system. **IEE Proceedings B (Electric Power Applications)**, v. 138, p. 167–174(7), July 1991. ISSN 0143-7038. DOI: <<https://doi.org/10.1049/ip-b.1991.0021>>. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-b.1991.0021>>.
- WANG, Y.-J.; LEE, M.-H. Analytical modeling of the pulsation torque of an induction motor under steinmetz circuit. In: **2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1464–1468. DOI: <<https://doi.org/10.1109/ICIEA.2008.4582762>>.
- WANG, Y.-J.; ZHOU, H.-C. A new method for balancing a three-phase induction motor supplied by a single-phase source. In: **2011 International Conference & Utility Exhibition on Power and Energy Systems: Issues and Prospects for Asia (ICUE)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7. DOI: <<https://doi.org/10.1109/ICUEPES.2011.6497758>>.
- WEG S.A. **Motor Elétrico Monofásico W22**. [S.l.].
- _____. **WEG - Soluções em Energia e Automação**. 2025. Disponível em: <<https://www.weg.net/institutional/BR/pt/>>. Acesso em: 17 jan. 2025.
- WELLINGTON, P.; ROBERLAM, G. de M.; LUCIANO, M. N. Comparative performance analysis of a standard three-phase induction motor and an asymmetric three-phase induction motor fed from a single-phase network. **Electric Power Systems Research**, v. 125, p. 211–219, 2015. ISSN 0378-7796. DOI: <<https://doi.org/10.1016/j.epsr.2015.02.016>>. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779615000565>>.

Anexos

ANEXO **A**

Programa para encontrar valores de b, c e Cap

Fonte A.1 – Código-fonte do programa para encontrar valores de b, c e Cap.

```

1 % Este programa calcula as correntes de linha (Ia, Ib, Ic), as tensoes
  de fase
2 % (Va, Vb, Vc), as tensoes induzidas (Ea, Eb, Ec), % a potencia
  fornecida ao
3 % rotor (Pfr) a partir do modelo do motor assimetrico rotativo
  desequilibrado
4 % e desbalanceado (MASD).
5 % Os dados de entrada sao: as tensoes de linha (Vab, Vbc, Vca), b, c,
  alfa, s
6
7 clear;
8 clc;
9 format short
10 % Dados de entrada ***
11 disp('')
12 disp('')
13 disp('')
14 disp('')
15 disp(' Entrada de Dados ')
16 disp('')
17 disp('')
18 disp('')
19 disp('')
20
21 Vabrms=380;% input('Entre com o valor da tensao entre as fases " A e B "
  em V.  Vab=');
22 aab= 0;%input('Entre com o angulo da tensao Vab em graus.  =');
23 Vbcrms=380;%input('Entre com o valor da tensao entre as fases " B e C "
  em V.  Vbc= ');

```

```

24 abc= -120;%input('Entre com o angulo da tensao Vbc em graus. = ');
25 Vcarms=380;%input('Entre com o valor da tensao entre as fases " C e A "
    em V. Vca= ');
26 aca= 120;%input('Entre com o angulo da tensao Vca em graus. = ');
27 alffa= 120;%input('Entre com o valor do angulo alfa em graus = ');
28 b= input('Entre com o valor de b= Na/Nb = ');
29 ci=0.1;%input(' Entre com o Cinicial = Na/Nc - ci = ' );
30 cf=2;%input(' Entre com o Cfinal = Na/Nc - cf =' );
31 Ci=10e-6;%input(' Entre com o Capacitancia Inicial - Capi = ' );
32 Cf=50e-6;%input(' Entre com o Capacitancia Final - Capf = ' );
33 s=30/1800; %input('Entre com o valor do escorregamento = ');
34
35 c = [ci:0.1:cf];
36 Cap = [Ci:10e-6:Cf];
37
38 x=1;
39 y=1;
40
41 while y<=length(c)
42 while x<=length(Cap)
43
44 ra=3.80;%input('Entre com o valor da resistencia do estator da fase " A
    " em Ohms = ');
45 rb=3.80;
46 rc=3.80;
47
48 Lda= 0.00822;%input('Entre com o valor da indutancia de dispersao do
    estator em H = ');
49 Ldb= 0.00822;
50 Ldc= 0.00822;
51
52 Laa= 0.133;%input('Entre com o valor da indutancia propria do estator em
    H = ');
53
54 % ROTOR
55 rA= 3.80;
56 rB= 3.80;
57 rC= 3.80;
58 LdA= 0.00822;
59 LdB= 0.00822;
60 LdC= 0.00822;
61 f=60;
62 Np=4;
63
64 % Corpo do programa
65
66 modVab= Vabrms;

```

```

67 modVbc= Vbcrms;
68 modVca= Vcarms;
69 anVab= aab;
70 anVbc= abc;
71 anVca= aca;
72
73
74 %transformando em numeros complexos temos:
75
76 aaVab = modVab*cos(anVab.*(pi/180.));
77 bbVab = modVab*sin(anVab.*(pi/180.));
78 aaVbc = modVbc*cos(anVbc.*(pi/180.));
79 bbVbc = modVbc*sin(anVbc.*(pi/180.));
80 aaVca = modVca*cos(anVca.*(pi/180.));
81 bbVca = modVca*sin(anVca.*(pi/180.));
82
83 % tensoes aplicadas (V)
84
85 Vab = aaVab + i*(bbVab);
86 Vbc = aaVbc + i*(bbVbc);
87 Vca = aaVca + i*(bbVca);
88
89 vv=[380;0;0;0;0;0;0];
90
91 alfa=alfa*(pi/180);
92
93 ap=1*exp(j*alfa);
94 a=1*exp(j*(2*pi/3));
95 an=1*exp(j*(-alfa));
96
97 k1=1+2*cos(alfa-2*pi/3);
98 k2=1+2*cos(alfa+2*pi/3);
99 k3=(1+b*(a^2)+c(y)*a)/(1+b+c(y));
100 k4=(1+b*a+c(y)*(a^2))/(1+b+c(y));
101
102 for n=1:100
103
104     Sn(n)=((1+2*cos(alfa))/3)^n;
105
106 end
107 resul=sum(Sn);
108
109 w=2*pi*f;
110 Za=ra+j*w*Lda;
111 Zb=b*(rb+j*w*Ldb);
112 Zc(y)=c(y)*(rc+j*w*Ldc);
113 Zrp=(rA/s)+j*w*LdA;

```

```

114 Zrn=(rA/(2-s))+j*w*LdA;
115 Zcap(x)=j*(1/(w*Cap(x)));
116
117 Z11=Za-a*Zc(y) + j*(w*Laa/2)*(k1+k2-(k1/c(y))*ap-(k2/c(y))*an);
118 Z12=Za-(a^2)*Zc(y) + j*(w*Laa/2)*(k1+k2-(k2/c(y))*ap-(k1/c(y))*an);
119 Z13=Za*(1-2*resul)-Zc(y)*(1+resul);
120 Z14=j*(w*Laa/2)*k1*(1-ap/c(y));
121 Z15=j*(w*Laa/2)*k2*(1-ap/c(y));
122 Z16=j*(w*Laa/2)*k2*(1-an/c(y));
123 Z17=j*(w*Laa/2)*k1*(1-an/c(y));
124
125 Z21=(a^2)*Zb -a*Zc(y) + j*(w*Laa/2)*((k1/b)*an+(k2/b)*ap-(k1/c(y))*ap-(
      k2/c(y))*an)-(Zcap(x)*b*(a^2));
126 Z22= a*Zb -(a^2)*Zc(y) + j*(w*Laa/2)*((k2/b)*an+(k1/b)*ap-(k2/c(y))*ap-(
      k1/c(y))*an)-(Zcap(x)*b*a);
127 Z23=(1+resul)*(Zb-Zc(y))-(Zcap(x)*b);
128 Z24=j*(w*Laa/2)*k1*(an/b-ap/c(y));
129 Z25=j*(w*Laa/2)*k2*(an/b-ap/c(y));
130 Z26=j*(w*Laa/2)*k2*(ap/b-an/c(y));
131 Z27=j*(w*Laa/2)*k1*(ap/b-an/c(y));
132
133 Z31=k3;
134 Z32=k4;
135 Z33=1-resul*(k3+k4);
136 Z34=0;
137 Z35=0;
138 Z36=0;
139 Z37=0;
140
141 Z41=j*(w*Laa/2)*k1*(1-an);
142 Z42=j*(w*Laa/2)*k2*(1-an);
143 Z43=0;
144 Z44=Zrp*(1-(a^2)) + j*(w*Laa/2)*k1*(1-an);
145 Z45=Zrp*(1-a) + j*(w*Laa/2)*k2*(1-an);
146 Z46=0;
147 Z47=0;
148
149 Z51=j*(w*Laa/2)*k1*(an-ap);
150 Z52=j*(w*Laa/2)*k2*(an-ap);
151 Z53=0;
152 Z54=Zrp*((a^2)-a) + j*(w*Laa/2)*k1*(an-ap);
153 Z55=Zrp*(a-(a^2)) + j*(w*Laa/2)*k2*(an-ap);
154 Z56=0;
155 Z57=0;
156
157 Z61=j*(w*Laa/2)*k2*(1-ap);
158 Z62=j*(w*Laa/2)*k1*(1-ap);

```

```

159 Z63=0;
160 Z64=0;
161 Z65=0;
162 Z66=Zrn*(1-(a^2)) + j*(w*Laa/2)*k2*(1-ap);
163 Z67=Zrn*(1-a) + j*(w*Laa/2)*k1*(1-ap);
164
165 Z71=j*(w*Laa/2)*k2*(ap-an);
166 Z72=j*(w*Laa/2)*k1*(ap-an);
167 Z73=0;
168 Z74=0;
169 Z75=0;
170 Z76=Zrn*((a^2)-a) + j*(w*Laa/2)*k2*(ap-an);
171 Z77=Zrn*(a-(a^2)) + j*(w*Laa/2)*k1*(ap-an);
172
173
174 M = [Z11 Z12 Z13 Z14 Z15 Z16 Z17
175       Z21 Z22 Z23 Z24 Z25 Z26 Z27
176       Z31 Z32 Z33 Z34 Z35 Z36 Z37
177       Z41 Z42 Z43 Z44 Z45 Z46 Z47
178       Z51 Z52 Z53 Z54 Z55 Z56 Z57
179       Z61 Z62 Z63 Z64 Z65 Z66 Z67
180       Z71 Z72 Z73 Z74 Z75 Z76 Z77];
181
182
183 MM = inv(M);
184 corr = MM*vv;
185 Ita1 = corr(1);
186 Ita2 = corr(2);
187 Ia0 = corr(3);
188 IA1 = corr(4);
189 ItA2 = corr(5);
190 ItA1 = corr(6);
191 IA2 = corr(7);
192
193 Ia1=Ita1-resul*Ia0;
194 Ia2=Ita2-resul*Ia0;
195
196
197 % Calculo das correntes no sistema ABC
198
199 A=[1 1 1;1 (a^2) a;1 a (a^2)];
200 ISEQ=[Ia0;Ia1;Ia2];
201 i=A*ISEQ;
202 ia(y,x)=abs(i(1));
203 anga=angle(i(1))*180/pi;
204 ib(y,x)=abs(i(2))*b;
205 abgb=angle(i(2))*180/pi-360;

```

```

206 ic(y,x)=abs(i(3))*c(y);
207 angc=angle(i(3))*180/pi;
208 fpa(y,x)=cos(angc);
209
210
211 % Calculo das forcas contra-eletromotrizes (Ea, Eb e Ec)
212
213 Ela = j*w*Laa/2*(k1*(Ita1+IA1)+k2*(Ita2+ItA2));
214 E21a = j*w*Laa/2*(k1*(Ita2+IA2)+k2*(Ita1+ItA1));
215
216 Elb = (j*w*Laa/2*(k1*((Ita1+IA1)*an)+k2*((Ita2+ItA2)*an)))/b;
217 E21b = (j*w*Laa/2*(k1*((Ita2+IA2)*ap)+k2*((Ita1+ItA1)*ap)))/b;
218
219 Elc = (j*w*Laa/2*(k1*((Ita1+IA1)*ap)+k2*((Ita2+ItA2)*ap)))/c(y);
220 E21c = (j*w*Laa/2*(k1*((Ita2+IA2)*an)+k2*((Ita1+ItA1)*an)))/c(y);
221
222 Ea = Ela + E21a;
223 Eb = Elb + E21b;
224 Ec = Elc + E21c;
225
226 % Calculo das tensoes nas fases do estator (Va, Vb e Vc)
227
228 Va(y,x) = (ra+j*w*Lda)*i(1)+Ea;
229 Vb(y,x) = b*(rb+j*w*Ldb)*i(2)+Eb;
230 Vc(y,x) = c(y)*(rc+j*w*Ldc)*i(3)+Ec;
231
232
233 % Potencia fornecida ao rotor (Pfr), em Watts
234 Pfra=(rA/s)*((abs(IA1))^2+(abs(ItA2))^2)-(rA/(2-s))*((abs(IA2))^2+(abs(
    Ita1))^2);
235 Pfrb=(rA/s)*((abs((a^2)*IA1))^2+(abs(a*ItA2))^2)-(rA/(2-s))*((abs(a*IA2)
    )^2 +(abs((a^2)*ItA1))^2);
236 Pfrc=(rA/s)*((abs(a*IA1))^2+(abs((a^2)*ItA2))^2)-(rA/(2-s))*((abs((a^2)*
    IA2))^2+(abs(a*ItA1))^2);
237
238 Pfr(y,x)=Pfra+Pfrb+Pfrc;
239
240
241 Torque(y,x)=Pfr(y,x)/(4*pi*f/Np);
242
243
244 x=x+1;
245 end
246 x=1;
247 y=y+1;
248 end
249

```

```
250 figure(1)
251 plot(Cap*1e6,Torque)
252 xlabel('Capacitancia em (microF)')
253 ylabel('Conjugado (N.m)')
254 grid
255
256 figure(2)
257 plot(Cap*1e6,ia)
258 xlabel('Capacitancia em (microF)')
259 ylabel('Corrente Ia')
260 grid
261
262 figure(3)
263 plot(Cap*1e6,ib)
264 xlabel('Capacitancia em (microF)')
265 ylabel('Corrente Ib')
266 grid
267
268 figure(4)
269 plot(Cap*1e6,ic)
270 xlabel('Capacitancia em (microF)')
271 ylabel('Corrente Ic')
272 grid
```


ANEXO **B****Controle****Fonte B.1** – Código-fonte do programa para controle.

```

1 //=====
2 // Projeto : Controle de motor trifasico com acionamento por rede
3 // monofasico e capacitor;
4 // Controlador: ATMEGA256
5 // PlaBa: ROBOTDIN MEGA 2560 PRO
6 // Compilador: Visual Studio Code - Platformio
7 // Data : 23/01/2022
8 // Autor : WELLINGTON DO PRADO
9 // Versão: 1.0
10 //=====
11
12 #define vA_pin A7// Leitura tensão da fase;
13 #define vB_pin A5// Leitura tensão do capacitor;
14 #define aA_pin A0// Leitura corrente na fase A;
15 #define aB_pin A1// Leitura corrente na fase B;
16 #define aC_pin A2// Leitura corrente na fase C;
17 #define zF_pin 18// Detector de zero da fase de referência;
18 #define zC_pin 19// Detector de zero do capacitor;
19 #define capPin 13// Pino de controle de chaveamento do capacitor;
20 #define encA 2// Pino de sinal A do encoder;
21 #define encB 3// Pino de sinal B do encoder;
22
23 // Adição de bibliotecas -----
24 #include <Arduino.h>
25 #include <U8g2lib.h> // Biblioteca para uso de display;
26 #include <Keypad.h> // Biblioteca para teclado matricial;
27 #include <Encoder.h> // Biblioteca para uso do encoder rotativo;
28
29
30 // Configuração de hardware -----
31 // Configuração do encoder:

```

```

32 Encoder Enc(encA, encB);
33 unsigned long encoderTimer = 0;           // Timer do encoder;
34
35 // Configuração do display LCD 128x64 com controlador ST7920:
36 // (Enable, RW, RS, RESET)
37 U8G2_ST7920_128X64_F_SW_SPI LCD(U8G2_R0, 9, 7, 5, 11);
38
39 // Configuração do teclado matricial
40 const byte ROWS = 4;
41 const byte COLS = 4;
42 char hexaKeys[ROWS][COLS] = {
43     {'1', '2', '3', 'A'},
44     {'4', '5', '6', 'B'},
45     {'7', '8', '9', 'C'},
46     {'*', '0', '#', 'D'}};
47 byte rowPins[ROWS] = {46, 44, 42, 40}; // Pinout do teclado;
48 byte colPins[COLS] = {38, 36, 34, 32}; //
49 Keypad keypad = Keypad(makeKeymap(hexaKeys), rowPins, colPins, ROWS,
    COLS); //Inicializa o teclado;
50
51 // Fator de conversão da medida de tensão para o valor real:
52 const double vBonvert = 5 * (1 / 1023.0) * (470000.0 + 470000.0 +
    15000.0) / 15000.0;
53
54 // Número de amostras de medição armazenadas:
55 const int smpl = 5;
56
57 // Declaração de variáveis -----
58 // Variáveis de medição:
59 int vA[smpl], vB[smpl]; // Tensão da fase e do capacitor;
60 int aA[smpl], aB[smpl], aC[smpl]; // Corrente nas fases A, B e C;
61 double speed[smpl]; // Velocidade do motor;
62 double media_speed = 0; // Média móvel da velocidade;
63 long encoderPos, old_encoderPos = 0; // Posição do eixo do motor;
64
65 // Variáveis para o PID maCual:
66 double RPM_setpoint, Input, Output;
67 double Kp = 2.0, Ki = 5.0, Kd = 0.0;
68 double integral = 0.0, derivative = 0.0;
69 double error = 0.0, previous_error = 0.0;
70
71 // Momento de ocorrencia das amostras de tensao, corrente e
72 // velocidade;
73 unsigned long vA_t[smpl], vB_t[smpl];
74 unsigned long aA_t[smpl], aB_t[smpl], aC_t[smpl];
75 unsigned long speed_t[smpl];
76

```

```

77 // Variáveis de controle do capacitor:
78 unsigned int dispAng = 90; // Ângulo de disparo do TRIAC;
79 byte aux_dispAng = dispAng; // Auxiliar para alteração do dispAng;
80 volatile unsigned long cap_timer = 0; // Timer do capacitor;
81 volatile unsigned long capDelay = (dispAng/360)*(1e6/60); // Timer
82 // de disparo, em [uS];
83 volatile byte newPulse = 0; // Auxiliar para habilitar a emissão
84 // de um novo pulso;
85
86 // Variáveis para o keypad:
87 char keyAux = 0; // Recolhe a leitura atual do display;
88 char key = 0; // Armazena a tecla pressionada ou segurada;
89 KeyState state = IDLE; // Armazena o estado atual da tecla;
90
91 // Variáveis para o display:
92 char* menuOpt[3] = { // Opcoes a serem exibidas no menu;
93     "1. Medições\0",
94     "2. Ângulo de disparo\0",
95     "3. Configurar RPM\0"};
96
97 byte menuOptNum = 3; // Numero de opções disponíveis no menu;
98 byte menuConst = 1; // Valor de adicao para seleção da tela de menu
99 byte tela = menuConst + menuOptNum; // Indica a tela a ser exibida;
100 byte firstLoop = 1; // Auxiliar para captura de valores originais;
101
102 // Variáveis de temporização:
103 unsigned int displayUpdate = 50; // Tempo em [mS] para atualização
104 // do display;
105 unsigned int keypadUpdate = 50; // Tempo em [mS] para atualização do
    keypad;
106 unsigned long keypadTimer = 0L; // Timer de scheduling do keypad;
107 unsigned long displayTimer = 0L; // Timer de scheduling do keypad;
108 unsigned long dispAngTimer = 0L; // Timer para determinação da velocidade
    de incremento do ângulo de disparo na Tela 2;
109 unsigned long analogReadTimer = 0L; // Timer para intervalo entre a
    leitura dos valores analógicos;
110
111 // Variaveis para a configuracao de RPM:
112 double desiredRPM = 1500;
113 double aux_desiredRPM = 0;
114 unsigned long rpmUpdateTimer = 0L; // Timer específico para
    configuracao de RPM
115
116 // Variavel auxiliar para determinar o metodo de controle:
117 bool usePIDControl = false;
118
119 void keypadRead(){

```

```
120
121     keyAux = keypad.getKey();
122     switch (keypad.getState()){
123     case PRESSED:
124         if (keyAux != key && keyAux != '\0'){
125             key = keyAux;
126         }
127         state = PRESSED;
128         break;
129     case RELEASED:
130         key = '\0'; state = RELEASED;
131         break;
132     case HOLD:
133         key = key; state = HOLD;
134         break;
135     case IDLE:
136         key = '\0'; state = IDLE;
137         break;
138     }
139     keypadTimer = millis();
140 }
141
142 void showScreen(){
143     LCD.clearBuffer();
144     // Exibe a tela de medicoes analogicas:
145     if (tela == 1){
146         LCD.drawUTF8(0, 11, "----- Parâmetros -----");
147
148         // Medidas de tensao:
149         LCD.drawUTF8(0, 11*3, "vA=");
150         LCD.setCursor(20, 11*3); LCD.print(vA[0], 2);
151         LCD.drawUTF8(40, 11*3, "vB=");
152         LCD.setCursor(60, 11*3); LCD.print(vB[0], 2);
153
154         // Medidas de corrente:
155         LCD.drawUTF8(0, 11*4, "aA=");
156         LCD.setCursor(20, 11*4); LCD.print(aA[0], 2);
157         LCD.drawUTF8(40, 11*4, "aB=");
158         LCD.setCursor(60, 11*4); LCD.print(aB[0], 2);
159         LCD.drawUTF8(80, 11*4, "aC=");
160         LCD.setCursor(100, 11*4); LCD.print(aC[0], 2);
161
162         // Medidas de velocidade:
163         LCD.drawUTF8(0, 11*5, "Speed=");
164         LCD.setCursor(40, 11*5); LCD.print(media_speed, 0);
165     }
166 }
```

```

167 // Exibe a tela de configuracao do angulo de disparo:
168 else if (tela == 2){
169     LCD.drawUTF8(0, 11, "- Ângulo de disparo -");
170     LCD.drawUTF8(0, 11*4, "Ângulo = ");
171     LCD.setCursor(50, 11*4); LCD.print(aux_dispAng, 10);
172     LCD.drawUTF8(65, 11*4, "^o");
173 }
174
175 // Exibe a tela de configuracao da velocidade desejada do motor (RPM):
176 else if (tela == 3){
177     LCD.drawUTF8(0, 11, "- Configurar RPM -");
178     LCD.drawUTF8(0, 11*4, "RPM = ");
179     LCD.setCursor(50, 11*4); LCD.print(aux_desiredRPM, 0);
180 }
181
182 // Exibe a tela do menu inicial:
183 else if (tela == menuConst + menuOptNum){
184     for (short x = 0; x < menuOptNum; x++){
185         LCD.drawUTF8(0, (x + 1) * 11, menuOpt[x]);
186     }
187     LCD.drawUTF8(0, 47, "Posição:");
188     LCD.setCursor(70, 47); LCD.print(encoderPos, 10);
189     LCD.drawUTF8(0, 59, "Velocidade:");
190     LCD.setCursor(70, 59); LCD.print(media_speed, 0);
191
192     // Exibe o método de controle utilizado:
193     LCD.drawUTF8(0, 71, "Controle:");
194     LCD.setCursor(70, 71);
195     if (usePIDControl) {
196         LCD.print("Automático (PID)");
197     } else {
198         LCD.print("MaCual (Ângulo)");
199     }
200 }
201 LCD.sendBuffer();
202 }
203
204 // Funcao de interrupção do TIMER2:
205 // Utilizada para mudaCça de estado do pino de controle do TRIAC para
    HIGH;
206 ISR(TIMER2_COMPA_vect){
207     // Verifica se o atraso para energização do TRIAC se passou:
208     if ((micros() - cap_timer >= capDelay) && newPulse == 1){
209         PORTB = PORTB | B10000000; // Pino de controle do TRIAC em lógico
        HIGH;
210         delayMicroseconds(40);      // Duração do pulso;

```

```

211     PORTB = PORTB & B01111111; // Pino de controle do TRIAC em lógico
212     LOW;
213     newPulse = 0;
214 }
215
216 // Funcao associada a interrupcao externa de mudaCça de estado do pino
217 // zC_pin (19):
218 // Determina o atraso para a mudaCça para HIGH;
219 void capControl(){
220     cap_timer = micros();
221     capDelay = (unsigned long)(dispAng * 1000000) / (180 * 60 * 2); //
222     Atraso para energizar o TRIAC;
223     newPulse = 1;
224 }
225
226 void setup() {
227     // Configuração de entradas:
228     pinMode(zF_pin, INPUT);
229     pinMode(zC_pin, INPUT);
230     pinMode(capPin, OUTPUT);
231
232     LCD.begin(); // Inicializa o display;
233     LCD.setFont(u8g2_font_profont11_tf); // Configura a fonte de texto;
234     LCD.enableUTF8Print(); // Exibe os desenhos com pixels ligados
235
236     // Inicialização de variáveis:
237     for (int i = 0; i < smpl; i++){
238         vA[i] = 0; vA_t[i] = 0;
239         vB[i] = 0; vB_t[i] = 0;
240         aA[i] = 0; aA_t[i] = 0;
241         aB[i] = 0; aB_t[i] = 0;
242         aC[i] = 0; aC_t[i] = 0;
243         speed[i] = 0.0; speed_t[i] = 0;
244     }
245
246     // Configuração de interrupcao externa pelo detector de zeros:
247     attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(zF_pin), capControl, CHANGE);
248
249     TCCR2A = 0; // Configura todo o registrador TCCR2A em 0;
250     TCCR2B = 0; // Configura todo o registrador TCCR2B em 0;
251     TCNT2 = 0; // Inicializa o valor do contador em 0;
252     // Configura o registrador de comparação para interrupcoes com frequê
253     ncia de 5000Hz:
254     OCR2A = 99; // = 16000000 / (32 * 5000) - 1;
255     TCCR2B |= (1 << WGM21); // Liga o modo CTC;

```

```

253 // Configura os bits CS22, CS21 e CS20 para resultar num prescaler de
254 // 32:
255 TCCR2B |= (0 << CS22) | (1 << CS21) | (1 << CS20);
256 TIMSK2 |= (1 << OCIE2A); //Habilita a interrupção por comparação do
257 // TIMER2;.
258 sei();
259 }
260
261 void loop() {
262 // LEITURA DE ENCODER -----
263 // Lê a posição atual do encoder a cada 100 [ms] (aproximadamente):
264 if (millis() - encoderTimer >= 100){
265     for (int i = smpl - 1; i > 0; i--){
266         speed_t[i] = speed_t[i - 1];
267         speed[i] = speed[i - 1];
268     }
269
270     speed_t[0] = millis(); // Período entre pulsos do encoder;
271     encoderPos = Enc.read(); // Posição do encoder;
272
273     // Velocidade do motor em pulsos/s (2400 pulsos por volta):
274     speed[0] = (1000.0 * abs(encoderPos - old_encoderPos)) / (double)(
275         speed_t[0] - speed_t[1]);
276     // Velocidade em RPM:
277     speed[0] = speed[0] * 60.0 / 2400.0;
278
279     // Média móvel de velocidade:
280     media_speed = 0;
281     for(int i = 0; i < smpl; i++){
282         media_speed = media_speed + speed[i];
283     }
284     media_speed = media_speed / (double)smpl;
285
286     if (encoderPos != old_encoderPos) {
287         old_encoderPos = encoderPos;
288     }
289
290     encoderTimer = millis();
291 }
292
293 // Realiza a afericao dos valores analogicos a cada 40ms:
294 if (millis() - analogReadTimer >= 40){
295     // Offset de posicao da memoria de afericoes analogicas:
296     for (short a = smpl; a > 0; a--) {
297         vA[a] = vA[a - 1]; vA_t[a] = vA_t[a - 1];

```

```

297     vB[a] = vB[a - 1];  vB_t[a] = vB_t[a - 1];
298     aA[a] = aA[a - 1];  aA_t[a] = aA_t[a - 1];
299     aB[a] = aB[a - 1];  aB_t[a] = aB_t[a - 1];
300     aC[a] = aC[a - 1];  aC_t[a] = aC_t[a - 1];
301 }
302
303 // Medidas de tensão:
304 vA[0] = analogRead(vA_pin); vA_t[0] = micros();
305 vB[0] = analogRead(vB_pin); vB_t[0] = micros();
306
307 // Medidas de corrente:
308 aA[0] = analogRead(aA_pin); aA_t[0] = micros();
309 aB[0] = analogRead(aB_pin); aB_t[0] = micros();
310 aC[0] = analogRead(aC_pin); aC_t[0] = micros();
311 }
312
313 // LEITURA DE teclado -----
314 // Realiza a verificacao do teclado com o intervalo definido por
315 keypadUpdate;
316 if (millis() - keypadTimer >= keypadUpdate){
317     keypadRead();
318 }
319
320 // CONTROLE DE IHM -----
321 // Se estiver no menu, define a tela a ser exibida:
322 if (tela == menuOptNum + menuConst){
323     if (key == '1') tela = 1;
324     if (key == '2') tela = 2;
325     if (key == '3') tela = 3;
326 }
327 // Executa as funções de cada tela:
328 else if (tela >= 1 && tela <= menuOptNum){
329     // Em qualquer tela sendo exibida, retornara ao menu se o botão "*"
330     for pressionado:
331     if (key == '*'){
332         tela = menuOptNum + menuConst;
333         firstLoop = 1;
334     }
335
336 // Tela de configuração do angulo de disparo -----
337 if (tela == 2){
338     // Armazena o valor atual da variavel passiva de modificação na
339     tela;
340     if (firstLoop == 1){
341         aux_dispAng = dispAng;
342         firstLoop = 0;
343     }

```

```

341
342     // Aumenta o angulo caso o botão "C" seja pressionado:
343     if (key == 'C'){
344         // Se o botao apenas for pressionado, incrementa uma unidade a
cada 250[mS]:
345         if (state == PRESSED && (millis() - dispAngTimer >= 250) && (
aux_dispAng < 170)){
346             aux_dispAng++;
347             dispAngTimer = millis();
348         }
349         // Se o botao apenas for segurado, incrementa uma unidade a cada
100[mS]:
350         else if (state == HOLD && (millis() - dispAngTimer >= 100) && (
aux_dispAng < 170)){
351             aux_dispAng++;
352             dispAngTimer = millis();
353         }
354     }
355     // Reduz o angulo caso o botão "D" seja pressionado:
356     else if (key == 'D'){
357         // Se o botão apenas for pressionado, reduz uma unidade a cada
250[mS]:
358         if (state == PRESSED && (millis() - dispAngTimer >= 250) && (
aux_dispAng > 0)){
359             aux_dispAng--;
360             dispAngTimer = millis();
361         }
362         // Se o botao apenas for segurado, reduz uma unidade a cada 100[
mS]:
363         else if (state == HOLD && (millis() - dispAngTimer >= 100) && (
aux_dispAng > 0)){
364             aux_dispAng--;
365             dispAngTimer = millis();
366         }
367     }
368     // Se a tecla "#" for pressionada, salva a operação e retorna para
o menu;
369     else if (key == '#'){
370         dispAng = aux_dispAng;
371         usePIDControl = false;
372         tela = menuOptNum + menuConst;
373     }
374 }
375 // -----
376
377 // Tela de configuracao da velocidade desejada do motor (RPM):
378 if (tela == 3){

```

```

379 // Armazena o valor atual da variavel passiva de modificacao na
tela;
380 if (firstLoop == 1){
381     aux_desiredRPM = desiredRPM;
382     firstLoop = 0;
383 }
384
385 // Aumenta o RPM caso o botão "C" seja pressionado:
386 if (key == 'C'){
387     // Se o botão apenas for pressionado, incrementa uma unidade a
cada 250[mS]:
388     if (state == PRESSED && (millis() - rpmUpdateTimer >= 250)){
389         aux_desiredRPM++;
390         rpmUpdateTimer = millis();
391     }
392     // Se o botão apenas for segurado, incrementa dez unidades a
cada 100[mS]:
393     else if (state == HOLD && (millis() - rpmUpdateTimer >= 100)){
394         aux_desiredRPM+= 10;
395         rpmUpdateTimer = millis();
396     }
397 }
398 // Reduz o RPM caso o botao "D" seja pressionado:
399 else if (key == 'D'){
400     // Se o botão apenas for pressionado, reduz uma unidade a cada
250[mS]:
401     if (state == PRESSED && (millis() - rpmUpdateTimer >= 250) && (
aux_desiredRPM > 0)){
402         aux_desiredRPM--;
403         rpmUpdateTimer = millis();
404     }
405     // Se o botão apenas for segurado, reduz dez unidades a cada
100[mS]:
406     else if (state == HOLD && (millis() - rpmUpdateTimer >= 100) &&
(aux_desiredRPM > 0)){
407         aux_desiredRPM-= 10;
408         rpmUpdateTimer = millis();
409     }
410 }
411 // Se a tecla "#" for pressionada, salva a operação e retorna para
o menu;
412 else if (key == '#'){
413     desiredRPM = aux_desiredRPM;
414     RPM_setpoint = desiredRPM;
415     usePIDControl = true;
416     tela = menuOptNum + menuConst;
417 }

```

```
418     }
419 }
420
421 // Atualiza o display com o intervalo definido por displayUpdate;
422 if (millis() - displayTimer >= displayUpdate){
423     showScreen();
424     displayTimer = millis();
425 }
426
427 // Controle PID:
428 if (usePIDControl) {
429     error = RPM_setpoint - media_speed;
430     integral += error * (millis() - encoderTimer) / 1000.0;
431     derivative = (error - previous_error) / ((millis() - encoderTimer) /
432         1000.0);
433     Output = Kp * error + Ki * integral + Kd * derivative;
434     previous_error = error;
435
436     // Ajuste do angulo de disparo conforme a saida do PID:
437     dispAng = constrain(Output, 0, 170);
438     capDelay = (unsigned long)(dispAng * 1000000) / (180 * 60 * 2);
439 }
```