



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS

João Paulo Zomer Machado

**Análise experimental do efeito de estratégias de controle em características de
resposta de motores de corrente contínua sem escovas**

Florianópolis
2023

João Paulo Zomer Machado

Análise experimental do efeito de estratégias de controle em características de resposta de motores de corrente contínua sem escovas

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Rodolfo César Costa Flesch, Dr.

Florianópolis
2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Machado, João Paulo Zomer

Análise experimental do efeito de estratégias de controle em características de resposta de motores de corrente contínua sem escovas / João Paulo Zomer Machado ; orientador, Rodolfo César Costa Flesch, 2023.

169 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Motores de corrente contínua sem escovas. 3. Eficiência energética. 4. THD. 5. Análise de incertezas. I. Flesch, Rodolfo César Costa. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. III. Título.

João Paulo Zomer Machado

Análise experimental do efeito de estratégias de controle em características de resposta de motores de corrente contínua sem escovas

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Tiago Loureiro Figaro da Costa Pinto, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Nestor Roqueiro Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Coordenação do Programa de Pós-Graduação

Prof. Rodolfo César Costa Flesch, Dr.
Orientador

Florianópolis, 2023.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, Cleonir e Adriana, por tudo o que fizeram por mim. Pelo apoio, carinho, paciência, amizade, educação e suporte ao longo de toda a minha vida. Cada dia mais vejo o quanto vocês tiveram que abrir mão e se desdobrar pela educação dos filhos. Sou eternamente grato por tudo. Ao meu irmão Pedro Henrique, pela grande amizade que temos e por sua insubstituível companhia. Obrigado por me ajudar a sempre seguir em frente, e por compartilhar tantos momentos sinceros

À minha namorada, Rittieli, por todo o companheirismo e reciprocidade ao longo desses anos de relacionamento, especialmente durante o período do mestrado. Obrigado por ter trazido cor aos dias cinzentos, por ter sido música no meio do silêncio ensurdecedor e por ter me ajudado nos momentos em que eu nem sabia que precisava. Seu apoio e amor incondicionais foram fundamentais para que eu pudesse concluir essa etapa da minha vida com sucesso.

Ao meu grande amigo e irmão de longa data, Gabriel, por ter compartilhado comigo os dias intermináveis no laboratório, desde a correria para escrever artigos até as tardes de organização da oficina. Sua amizade foi fundamental para o andamento dessa pesquisa e para minha formação como pessoa. Também gostaria de agradecer aos meus amigos Jamal e Murilo, que mesmo estando longe, sempre se fazem presentes em minha vida. Sou grato por ter conhecido vocês durante a graduação e por podermos manter essa amizade forte e duradoura até hoje.

Ao Professor Rodolfo Flesch, que tem sido meu orientador desde a minha primeira experiência com pesquisa em 2015 até os dias de hoje. Foi um enorme privilégio trabalhar ao lado de um profissional tão competente e dedicado, e acredito que sua orientação foi fundamental para o meu crescimento como profissional e pesquisador. Espero que possamos continuar essa parceria por muitos anos mais.

Aos colegas pesquisadores do Laboratório de Instrumentação e Automação de Ensaio (LIAE), Ahryman Nascimento e Bernardo Schwedersky, pelo companheirismo dentro e fora do laboratório, pelas discussões proveitosas, e pelo auxílio nesta pesquisa e nos projetos realizados no laboratório. Ao pesquisador Antonio Luiz Pacheco do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), pelo profissionalismo e competência com que tem auxiliado o LIAE ano após ano. Agradeço também ao Maurício Schaefer, da Nidec Global Appliance, por manter a parceria com o LIAE e ajudar a valorizar o trabalho realizado.

Aos amigos da minha cidade natal, Criciúma, que sempre me receberam de braços abertos e trouxeram leveza aos meus finais de semana com suas conversas e risadas. Um agradecimento especial aos amigos Rodrigo, Luís Otávio e Gustavo, que tive o prazer de conhecer antes de iniciar minha jornada em Florianópolis, bem como aos amigos Alessandro, Francisco e Thales, com quem dividi momentos inesquecíveis na ilha.

Aos amigos, colegas da UFSC, professores, integrantes do LIAE, à Rosana do LabMETRO e à Lívia do PosAutomação, muito obrigado por tudo.

RESUMO

Esta dissertação de mestrado apresenta uma análise comparativa dos efeitos de diferentes estratégias de controle na resposta de motores de corrente contínua sem escovas, aplicados em compressores herméticos alternativos para refrigeração, buscando evidenciar vantagens e desvantagens nas combinações de parâmetros. Para realização dos ensaios, foi concebida uma bancada de dinamômetro capaz de controlar as condições de operação – torque e velocidade angular – do motor sob ensaio. Além dessas grandezas, foram realizadas medições de variáveis elétricas e de temperatura em diversos pontos, para averiguar a condição de ensaio. Após a montagem inicial da bancada, foi realizado um estudo buscando diminuir a influência das variações da bancada nos ensaios, no qual projetou-se um sistema de aquecimento em malha aberta para manutenção das condições de temperatura do motor e dos rolamentos empregados. Na bancada desenvolvida foram realizados ensaios em um motor de corrente contínua sem escovas operando em 3 diferentes modos de acionamento (H_PWM-L_ON, PWM-ON e ON_PWM) e 4 diferentes frequências de chaveamento (entre 2 kHz e 8 kHz). Cada combinação de parâmetros foi ensaiada em 9 pontos de torque e 3 pontos de velocidade angular, totalizando 324 ensaios. Dos ensaios, foram extraídos dados de eficiência do motor, do inversor e do conjunto. Além disso, os dados de formas de onda de corrente e tensão foram adquiridos para avaliação de distorção harmônica total e de distorção de forma de onda total. A avaliação das perdas de potência também foi realizada com base nestes dados. Para validar a comparação, a análise de incerteza das grandezas medidas e calculadas foi realizada. Devido a alta incerteza de medição e a proximidade dos resultados de eficiência nos ensaios comparativos, foi utilizado também um método de análise de incerteza da diferença entre resultados, considerando apenas as componentes aleatórias. Por fim, foram apresentados os pareceres sobre as vantagens e desvantagens de cada método.

Palavras-chave: Motores de corrente contínua sem escovas. Eficiência energética. THD. TWD. Análise de incertezas.

ABSTRACT

This master's thesis presents a comparative analysis of the effects of different control strategies on the response of brushless DC motors applied in hermetic reciprocating compressors for refrigeration, seeking to highlight advantages and disadvantages in the parameter combinations. To carry out the tests, a dynamometer test rig was designed to control the operating conditions – torque and angular speed – of the motor under test. In addition to these variables, measurements of electrical and temperature variables were taken at various points to verify the test conditions. After the initial assembly of the rig, a study was carried out to reduce the influence of bench variations on the tests, in which an open-loop heating system was designed to maintain the temperature conditions of the motor and bearings used. The developed bench was used to perform tests on a brushless DC motor operating in 3 different driving modes (H_PWM-L_ON, PWM-ON, and ON-PWM) and 4 different switching frequencies (between 2 kHz and 8 kHz). Each parameter combination was tested at 9 torque points and 3 angular speed points, totaling 324 tests. Efficiency data for the motor, inverter, and assembly were extracted from the tests. In addition, current and voltage waveforms were acquired to evaluate total harmonic distortion and total waveform distortion. Power loss evaluation was also carried out based on these data. To validate the comparison, the uncertainty analysis of the measured and calculated variables was performed. Due to the high measurement uncertainty and the proximity of the efficiency results in the comparative tests, an uncertainty analysis method of the difference between results was also used, considering only the random components. Finally, opinions on the advantages and disadvantages of each method were presented.

Keywords: Brushless DC motors. Energy efficiency. THD. TWD. Uncertainty analysis.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conexão das fases do motor: (a) Estrela; (b) Triângulo.	25
Figura 2 – Força contraeletromotriz do motor: (a) Trapezoidal; (b) Senoidal.	26
Figura 3 – Motor BLDC de três fases.	26
Figura 4 – Sequência de acionamento das fases do motor BLDC.	27
Figura 5 – Diagrama de blocos do conversor de frequência, juntamente com as formas de onda.	28
Figura 6 – Circuito simplificado do inversor de frequência.	29
Figura 7 – Operação do inversor de frequência durante o passo 1 apresentado na Tabela 1.	30
Figura 8 – Modos de chaveamento do inversor: (a) H_PWM-L_ON; (b) ON-PWM; (c) PWM-ON.	31
Figura 9 – Análise da resposta em frequência de um sinal PWM em diferentes razões cíclicas.	32
Figura 10 – Dinamômetro de modo passivo.	34
Figura 11 – Esquemático de ligação do wattímetro em carga trifásica.	36
Figura 12 – Elementos de um rolamento de uma carreira de esferas.	38
Figura 13 – Estrutura do transdutor de torque.	51
Figura 14 – Princípio de funcionamento do <i>encoder</i>	51
Figura 15 – Ganho de correção equivalente dependendo do tempo da janela de aquisição do <i>encoder</i>	52
Figura 16 – Estrutura do freio de histerese.	55
Figura 17 – Curva de histerese característica do freio AHB-1.	56
Figura 18 – Desalinhamentos que podem ocorrer na montagem de eixos: (a) Radial; (b) Angular; (c) Axial.	57
Figura 19 – Esquemático da bancada.	60
Figura 20 – Vista frontal da bancada completa.	61
Figura 21 – Vista superior do arranjo mecânico do dinamômetro.	61
Figura 22 – Malha de controle de velocidade angular.	62
Figura 23 – Ensaio realizado realizando degraus no comando de velocidade angular no inversor em três condições de corrente no freio: a) 110 mA; b) 167 mA; c) 222 mA.	63
Figura 24 – Resposta aos degraus dos sistemas identificados de velocidade angular.	64
Figura 25 – Resposta do sistema em malha fechada utilizando o controlador da Equação (41).	65
Figura 26 – Malha de controle de torque.	65
Figura 27 – Ensaio realizado realizando degraus de corrente na fonte controlada, em diferentes condições de velocidade angular: a) 1000 RPM; b) 2000 RPM; c) 3000 RPM.	66

Figura 28 – Resposta aos degraus dos sistemas identificados de torque.	67
Figura 29 – Resposta do sistema em malha fechada utilizando a estratégia de escalonamento de ganho, com os valores apresentados na Tabela 9.	68
Figura 30 – Variação nas medições de potência elétrica obtidas nos ensaios iniciais.	69
Figura 31 – Comportamento da potência elétrica em decorrência do trancamento do eixo: (a) dados adquiridos ao longo do ensaio total; (b) variação temporal da potência elétrica, chegando próximo à potência observada na Figura 30; (c) elevação da potência, seguido por diversas tentativas de partida do motor.	70
Figura 32 – Peça desenvolvida para servir como suporte dos rolamentos e garantir o alinhamento com o motor sob ensaio.	71
Figura 33 – Ensaios iniciais realizados com o novo suporte de rolamentos.	71
Figura 34 – Comportamento temporal dos ensaios do Dia 3 apresentados na Figura 33.	72
Figura 35 – Ensaios realizados com o novo suporte de rolamentos após o tempo de assentamento.	72
Figura 36 – Comportamento temporal dos ensaios do Dia 1 apresentados na Figura 35.	73
Figura 37 – Sistema de aquecimento instalado para garantir a repetibilidade de resultados: (a) instalação do resistor, envolvendo a peça que dá suporte ao rolamento; (b) resposta térmica do sistema, averiguada com emprego de uma câmera térmica.	74
Figura 38 – Resposta temporal da potência elétrica e temperatura média dos rolamentos. O ensaio foi realizado com carga fixa de 100 mN.m e 1000 RPM.	75
Figura 39 – Relação entre potência elétrica e temperatura dos rolamentos, com base nos dados da Figura 38.	75
Figura 40 – Comportamento das grandezas velocidade angular e torque, medidos no mesmo instante dos dados gerados na Figura 38.	76
Figura 41 – Assentamento de temperatura resultante do aquecimento do motor no ponto de carga: (a) Resposta das temperaturas dos rolamentos e das bobinas ao longo de todo o ensaio de aquecimento. A região em que as temperaturas estão em regime permanente está em destaque; (b) Detalhe do regime permanente das temperaturas dos rolamentos após aquecimento; (c) Detalhe do regime permanente das temperaturas das bobinas após aquecimento.	77
Figura 42 – <i>Boxplot</i> de resultados dos ensaios: (a) Medições de potência elétrica realizadas, nas quais é possível observar a diferença de valor médio em ensaios “S”; (b) Medições de potência elétrica realizadas com os dados centralizados para facilitar a visualização da diferença na dispersão.	78
Figura 43 – Esquemático da bancada após modificações.	79
Figura 44 – Procedimento para realização de um dia de ensaios.	83

Figura 45 – Curva dos valores de eficiência do motor, do conversor de frequência e do conjunto completo para os ensaios realizados: (a) ensaios em 1000 RPM; (b) ensaios em 2000 RPM; (c) ensaios em 3000 RPM.	84
Figura 46 – Comparativo dos valores de eficiência para ensaios realizados em 1000 RPM.	85
Figura 47 – Comparativo dos valores de eficiência para ensaios realizados em 2000 RPM.	86
Figura 48 – Comparativo dos valores de eficiência para ensaios realizados em 3000 RPM.	87
Figura 49 – Valores de THD da corrente elétrica, para os ensaios realizados com o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz.	89
Figura 50 – Valores de THD da tensão elétrica, para os ensaios realizados com o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz.	90
Figura 51 – Valores de TWD da corrente elétrica, para os ensaios realizados com o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz.	91
Figura 52 – Valores de TWD da tensão elétrica, para os ensaios realizados com o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz.	92
Figura 53 – Valores de THD da corrente elétrica: a) 2000 Hz em 1000 RPM; b) 2000 Hz em 3000 RPM; c) 8000 Hz em 1000 RPM. d) 8000 Hz em 3000 RPM.	93
Figura 54 – Valores de THD da tensão elétrica: a) 2000 Hz em 1000 RPM; b) 2000 Hz em 3000 RPM; c) 8000 Hz em 1000 RPM; d) 8000 Hz em 3000 RPM.	94
Figura 55 – Valores de TWD da corrente elétrica: a) 2000 Hz em 1000 RPM; b) 2000 Hz em 3000 RPM; c) 8000 Hz em 1000 RPM; d) 8000 Hz em 3000 RPM.	95
Figura 56 – Valores de TWD da tensão elétrica: a) 2000 Hz em 1000 RPM; b) 2000 Hz em 3000 RPM; c) 8000 Hz em 1000 RPM; d) 8000 Hz em 3000 RPM.	96
Figura 57 – Valores de TWD da corrente elétrica para o modo H_PWM-L_ON em diferentes velocidades angulares: a) 2000 Hz; b) 3600 Hz; c) 5000 Hz; d) 8000 Hz.	97
Figura 58 – Valores de TWD da tensão elétrica para o modo H_PWM-L_ON em diferentes velocidades angulares: a) 2000 Hz; b) 3600 Hz; c) 5000 Hz; d) 8000 Hz.	98
Figura 59 – Perdas na bobina analisadas na velocidade angular de 1000 RPM.	100
Figura 60 – Perdas na bobina analisadas na velocidade angular de 2000 RPM.	100
Figura 61 – Perdas na bobina analisadas na velocidade angular de 3000 RPM.	101
Figura 62 – Espectro de frequência das variáveis elétricas em uma das bobinas do motor.	111
Figura 63 – Espectro de frequência das variáveis elétricas na entrada do conversor de frequência.	113
Figura 64 – Incerteza expandida da eficiência do motor elétrico nos diferentes pontos de operação.	119
Figura 65 – Incerteza expandida da eficiência do conversor de frequência nos diferentes pontos de operação.	119
Figura 66 – Incerteza expandida da eficiência do conjunto completo nos diferentes pontos de operação.	120

Figura 67 – Medição diferencial de eficiências para o modo H_PWM_L_ON nas frequências de 2000 Hz e 8000 Hz. Na esquerda dos valores de eficiência está a incerteza da medição absoluta, e na direita a incerteza da medição diferencial.	120
Figura 68 – Eficiências calculadas para o modo H_PWM-L_ON, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	135
Figura 69 – Eficiências calculadas para o modo H_PWM-L_ON, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	136
Figura 70 – Eficiências calculadas para o modo H_PWM-L_ON, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	137
Figura 71 – Eficiências calculadas para o modo ON-PWM, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	138
Figura 72 – Eficiências calculadas para o modo ON-PWM, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	139
Figura 73 – Eficiências calculadas para o modo ON-PWM, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	140
Figura 74 – Eficiências calculadas para o modo PWM-ON, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	141
Figura 75 – Eficiências calculadas para o modo PWM-ON, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	142
Figura 76 – Eficiências calculadas para o modo PWM-ON, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	143

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Sequência de acionamento de chaves em um inversor, para rotação em um certo sentido.	30
Tabela 2 – Divisores relacionados com suas distribuições de probabilidades.	40
Tabela 3 – Especificação do transdutor TMHS303.	50
Tabela 4 – Especificação do freio de histerese AHB-1.	54
Tabela 5 – Especificação do acoplamento BSD 965-37-000.	56
Tabela 6 – Especificação da fonte GEN 600-1,3 no modo de controle de corrente. . . .	57
Tabela 7 – Especificação do analisador de potência PZ4000 equipado com módulo 253752.	58
Tabela 8 – Especificação das entradas analógicas da placa de aquisição USB6431. . . .	59
Tabela 9 – Parâmetros dos controladores utilizados para a estratégia de escalonamento de ganhos.	68
Tabela 10 – Valores do ensaio em regime permanente.	77
Tabela 11 – Resultados dos ensaios.	78
Tabela 12 – Potência mecânica estimada para os pontos de carga elencados.	82
Tabela 13 – Valores de potência dissipada por efeito Joule no modo H_PWM-L_ON e frequência de chaveamento de 5000 Hz, utilizados como base para a análise comparativa.	99
Tabela 14 – Valores médios obtidos nos ensaios para avaliação de incertezas.	104
Tabela 15 – Valores de eficiência calculados a partir dos dados obtidos nos ensaios para avaliação de incertezas.	104
Tabela 16 – Incertezas catalogadas do transdutor TMHS303.	105
Tabela 17 – Parâmetros utilizados para avaliação de incerteza da placa de aquisição. . .	106
Tabela 18 – Incertezas para medição de torque.	107
Tabela 19 – Cálculo da incerteza da grandeza torque.	107
Tabela 20 – Incertezas para medição de velocidade angular.	109
Tabela 21 – Cálculo da incerteza da grandeza velocidade angular.	109
Tabela 22 – Incertezas para medição de potência do PZ4000.	110
Tabela 23 – Incertezas para medição de potência elétrica, do motor elétrico.	112
Tabela 24 – Cálculo da incerteza da grandeza potência elétrica, do motor elétrico. . . .	112
Tabela 25 – Incertezas para medição de potência elétrica, do inversor de frequência. . .	113
Tabela 26 – Cálculo da incerteza da grandeza potência elétrica, do inversor de frequência. 114	
Tabela 27 – Incertezas para cálculo de eficiência do motor.	114
Tabela 28 – Cálculo da incerteza expandida da eficiência do motor.	115
Tabela 29 – Incertezas para cálculo de eficiência do conversor de frequência.	115
Tabela 30 – Cálculo da incerteza expandida da eficiência do conversor de frequência.. .	116
Tabela 31 – Incertezas para cálculo de eficiência do conjunto completo.	116

Tabela 32 – Cálculo da incerteza expandida da eficiência do conjunto completo.	117
Tabela 33 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. . . .	144
Tabela 34 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. . . .	144
Tabela 35 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. . . .	144
Tabela 36 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. . . .	145
Tabela 37 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. . . .	145
Tabela 38 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. . . .	145
Tabela 39 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. . . .	146
Tabela 40 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. . . .	146
Tabela 41 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. . . .	146
Tabela 42 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. . . .	147
Tabela 43 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. . . .	147
Tabela 44 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. . . .	147
Tabela 45 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	148
Tabela 46 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	148
Tabela 47 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	148
Tabela 48 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	149
Tabela 49 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	149
Tabela 50 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	149
Tabela 51 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	150

Tabela 52 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	150
Tabela 53 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	150
Tabela 54 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	151
Tabela 55 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	151
Tabela 56 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	151
Tabela 57 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	152
Tabela 58 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	152
Tabela 59 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	152
Tabela 60 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	153
Tabela 61 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	153
Tabela 62 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	153
Tabela 63 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	154
Tabela 64 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	154
Tabela 65 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	154
Tabela 66 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	155
Tabela 67 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	155
Tabela 68 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	155
Tabela 69 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	156
Tabela 70 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	156

Tabela 71 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	157
Tabela 72 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	157
Tabela 73 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	157
Tabela 74 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	158
Tabela 75 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	158
Tabela 76 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	158
Tabela 77 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	159
Tabela 78 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	159
Tabela 79 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	159
Tabela 80 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	160
Tabela 81 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	160
Tabela 82 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	160
Tabela 83 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	161
Tabela 84 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	161
Tabela 85 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	161
Tabela 86 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	162
Tabela 87 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.	162
Tabela 88 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.	162
Tabela 89 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.	163

- Tabela 90 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. 163
- Tabela 91 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. 163
- Tabela 92 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. 164
- Tabela 93 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. 164
- Tabela 94 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. 164
- Tabela 95 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. 165
- Tabela 96 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. 165
- Tabela 97 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. 165
- Tabela 98 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. 166
- Tabela 99 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. 166
- Tabela 100 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. 166
- Tabela 101 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. 167
- Tabela 102 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM. 167
- Tabela 103 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM. 167
- Tabela 104 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM. 168

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BLDC	Corrente contínua sem escovas (do inglês <i>Brushless Direct Current</i>)
FCEM	força contraeletromotriz
FFT	Transformada rápida de Fourier (do inglês <i>Fast Fourier Transform</i>)
FOC	Controle por campo orientado (do inglês <i>Field Oriented Control</i>)
GPIB	Barramento de interface de uso geral (tradução livre do inglês <i>General Purpose Interface Bus</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>)
RMS	Raiz do valor quadrático médio (do inglês <i>Root mean square</i>)
THD	Distorção harmônica total (do inglês <i>Total harmonic distortion</i>)
TWD	Distorção total da forma de onda (do inglês <i>Total waveform distortion</i>)
USB	Porta serial universal (do inglês <i>Universal Serial Bus</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

ω	Velocidade angular
τ	Torque
η_m	Eficiência elétrica do motor elétrico
P_m	Potência elétrica do motor elétrico
η_c	Eficiência elétrica do conversor de frequência
P_c	Potência elétrica do conversor de frequência
η_c	Eficiência elétrica do conjunto
u	Incerteza
σ	Desvio padrão
F_S	Fundo de escala
V_M	Valor medido
f_o	Frequência da forma de onda
f_c	Frequência de chaveamento do conversor de frequência
U	Incerteza padrão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	PROBLEMA DE PESQUISA E SOLUÇÃO PROPOSTA	21
1.2	OBJETIVOS	22
1.2.1	Objetivo Geral	22
1.2.2	Objetivos Específicos	22
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	22
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	24
2.1	MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS	24
2.2	CONVERSORES DE FREQUÊNCIA	28
2.3	DINAMÔMETROS E ENSAIOS EM MOTORES	33
2.4	DISTORÇÃO NAS FORMAS DE ONDA	36
2.5	MANCAIS DE ELEMENTOS ROLANTES	37
2.6	GUIA PARA EXPRESSÃO DA INCERTEZA DE MEDIÇÃO	39
2.7	CONSIDERAÇÕES	41
3	REVISÃO DA LITERATURA	42
3.1	PANORAMA GERAL	42
3.2	COMPARATIVO DE MÉTODOS DE ACIONAMENTO	44
3.3	ENSAIOS E PADRONIZAÇÕES	46
3.4	CONSIDERAÇÕES	47
4	DESENVOLVIMENTO DA BANCADA	49
4.1	DETALHAMENTO DA BANCADA	49
4.1.1	Transdutor de Torque e Velocidade Angular	50
4.1.2	Freio	54
4.1.3	Acoplamentos Mecânicos	55
4.1.4	Fonte de Corrente Contínua	56
4.1.5	Analisador de Potência	58
4.1.6	Placa de Aquisição	59
4.1.7	Medição de Temperatura	59
4.1.8	Bancada Experimental	60
4.2	PROJETO DOS CONTROLADORES	62
4.2.1	Controlador de Velocidade Angular	62
4.2.2	Controlador de Torque	65
4.3	REDUÇÃO DE VARIABILIDADE	68
4.3.1	Mancal de Rolamento	70
4.3.2	Sistema de Aquecimento	73
4.4	CONSIDERAÇÕES	79
5	ENSAIOS E ANÁLISES	81

5.1	PROCEDIMENTO DE ENSAIO	81
5.2	ANÁLISE DE EFICIÊNCIA	83
5.3	ANÁLISE DE DISTORÇÃO HARMÔNICA	88
5.4	ANÁLISE DE PERDAS NA BOBINA	99
5.5	CONSIDERAÇÕES	101
6	AVALIAÇÃO DE INCERTEZAS	104
6.1	TORQUE	105
6.2	VELOCIDADE ANGULAR	108
6.3	POTÊNCIA ELÉTRICA	109
6.3.1	Motor	110
6.3.2	Conversor de Frequência	112
6.4	EFICIÊNCIA ELÉTRICA	114
6.4.1	Motor	114
6.4.2	Conversor de Frequência	115
6.4.3	Conjunto Completo	116
6.5	INCERTEZA DA DIFERENÇA	117
6.6	CONSIDERAÇÕES	122
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	123
7.1	CONCLUSÕES	123
7.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	125
	REFERÊNCIAS	127
	APÊNDICE A – COMPARAÇÃO DE EFICIÊNCIA DOS ENSAIOS	135
	APÊNDICE B – AVALIAÇÃO DE INCERTEZAS DOS ENSAIOS	144
	APÊNDICE C – VALORES DE DISTORÇÃO DE ONDA	156

1 INTRODUÇÃO

Com o aumento da demanda por energia em todo o mundo e a elevação contínua dos custos de energia, muitos países têm concentrado seus esforços em economizar energia e reduzir o consumo. Essa busca por maior eficiência energética é frequentemente alcançada por meio da produção de máquinas mais eficientes ou da adoção de tecnologias avançadas (FERREIRA; ALMEIDA, 2018). Nos últimos anos, houve um grande avanço no desempenho dos acionamentos elétricos em termos de custos de produção e de gerenciamento, bem como em sua adaptabilidade às diferentes condições operacionais. Como resultado, esses acionamentos são amplamente utilizados em diversos setores. De acordo com estudos recentes, cerca de 67% do consumo global de energia elétrica em aplicações industriais é devido aos acionamentos elétricos. Além disso, tanto a indústria automotiva quanto as aplicações domésticas estão cada vez mais recorrendo a esses sistemas. Assim, os acionamentos elétricos são responsáveis pelo uso de 46% da produção mundial de energia elétrica atualmente (CARUSO *et al.*, 2021).

Dentre os tipos de motores elétricos, os motores de corrente contínua sem escovas (BLDC, do inglês *Brushless Direct Current*) têm sido empregados em um grande espectro de aplicações, desde refrigeração até a indústria aeroespacial, por conta da alta eficiência energética, da alta razão de torque por unidade de corrente, da resposta dinâmica rápida, da baixa necessidade de manutenção e da alta durabilidade que apresentam (ZIAEINEJAD; SANGSEFIDI; SHOULAIE, 2011). O motor BLDC também proporciona maior confiabilidade e disponibilidade em comparação com o motor de corrente contínua convencional, devido à comutação eletrônica, realizada por um conversor de frequência (XINTONG *et al.*, 2009). É devido à comutação eletrônica que surge a possibilidade de aplicar diferentes estratégias de controle no motor, otimizadas para cada aplicação.

Nos estudos de otimização energética de motores BLDC, um dos aspectos de interesse é a avaliação das ondulações de torque, visto que estas podem afetar de maneiras diferentes os motores BLDC dependendo da aplicação a qual estão submetidos. As variações de torque podem causar problemas como oscilações na velocidade, que ocasionam uma diminuição do desempenho e podem causar ressonância na parte mecânica do sistema, produzindo também ruídos acústicos e danificação precoce de partes mecânicas (N'DIAYE; ESPANET; MIRAOU, 2004). As causas dessas ondulações podem ser divididas em três grupos: o projeto do motor, a topologia do sistema de acionamento e o modo de controle (JAHNS; SOONG, 1996).

Dentre as oscilações relacionadas com o projeto do motor, está o *cogging torque*, resultado da interação entre os ímãs permanentes e as ranhuras do motor (LIU; ZHU; HOWE, 2006). O trabalho de Xintong *et al.* (2009) demonstra, por exemplo, a influência das dimensões do motor e a relação entre ranhura e polos no *cogging torque* em motores com dentes uniformes e não uniformes. Tais variações podem ser contornadas no estágio de projeto do motor, como demonstrado pela otimização de dimensões por enxame de partículas por Duan, Harley e Habetler (2009) ou pela modificação do projeto do estador para alteração do fluxo magnético

por Kiyoumars e Moallem (2005). Outra frente da redução da oscilação consiste na alteração do hardware dos conversores de frequência convencionais de dois níveis, tomando como exemplo a utilização de três níveis por Viswanathan e Jeevananthan (2014), que demonstra que o aumento do número de níveis no circuito inversor levou a redução na ondulação do torque e aumento de eficiência energética. Outro exemplo está no uso de um controlador de corrente por banda de histerese durante o período de comutação por Lee (2019), proveniente de uma adaptação no circuito intermediário do conversor de frequência.

A redução da ondulação de torque com base nas modificações de projeto do motor e topologia do sistema de acionamento requer um reprojeto dos mesmos, gerando custos adicionais. Para arquiteturas já estabelecidas de motores BLDC e conversores de frequência, o último passo da redução da oscilação está na análise de parâmetros de controle, o que é discutido, por exemplo, no comparativo entre diferentes topologias de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *pulse width modulation*) por Liu, Guo e Song (2012). Na literatura, diversos trabalhos focando nos modos de controle têm concentrado seus esforços na minimização das ondulações de torque. A maioria dos trabalhos ou estuda as relações matemáticas para comparação de métodos ou realiza essa comparação por meio de simulações, utilizando modelos ideais. Para os trabalhos que realizam efetivamente os ensaios comparativos, entretanto, o foco principal é a quantificação da ondulação em si, seja no sinal de torque ou na corrente das fases do motor. A análise dos ganhos em termos de eficiência energética, é um campo escasso na literatura, dado as respostas individuais dos motores e as preocupações com qualidade metrológica dos resultados.

Com os motores BLDC cada vez mais eficientes, as incertezas do sistema de medição devem ser cada vez mais baixas para a correta caracterização dos ganhos obtidos. Neste patamar, as próprias variabilidades do sistema de medição acabam prejudicando de maneira ainda mais significativa nas medições ao tentar comparar os pequenos ganhos provenientes de aprimoramentos. Além disso, nas pesquisas citadas e na literatura em geral, a avaliação dos métodos de controle feita de modo experimental acarreta uma não padronização dos ensaios, visto que são utilizados motores, instrumentos e implementações diferentes. Assim, faltam comparações e análises das diferentes estratégias de controle considerando um mesmo motor e um mesmo sistema de medição.

1.1 PROBLEMA DE PESQUISA E SOLUÇÃO PROPOSTA

Como a avaliação do impacto de estratégias de controle em parâmetros de operação de motores BLDC é tipicamente feita caso a caso na literatura, ela é baseada em experimentos realizados em diferentes motores, conversores de frequência, condições de operação e sistemas de medição. Além do número escasso de trabalhos experimentais, a literatura apresenta os resultados sem uma análise do sistema de medição do ponto de vista metrológico. A combinação desses fatores torna complexa a comparação de resultados de diferentes estratégias, além de dificultar a quantificação dos ganhos de desempenho entre diferentes métodos.

Para possibilitar a análise de características do motor, propõe-se o desenvolvimento de uma bancada de dinamômetro capaz de controlar a carga imposta no motor sob ensaio, para obtenção de dados relativos a grandezas de interesse em diferentes pontos de carga. A partir de tais dados, foram realizadas análises para caracterizar a relação entre as grandezas medidas nas diferentes combinações de parâmetros de controle do conversor e condições de operação do motor. Assim, essas relações poderão ser utilizadas para avaliar de maneira padronizada as técnicas de controle do inversor. Além disso, a criação de um sistema de medição confiável pode auxiliar o projeto de novas estratégias de controle e guiar projetos futuros.

1.2 OBJETIVOS

Esta seção formaliza os objetivos do trabalho, conforme descrito a seguir.

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral desta dissertação é avaliar experimentalmente o desempenho, a distorção das formas de onda e as perdas na bobina de motores BLDC quando acionados com diferentes parâmetros e estratégias de controle.

1.2.2 Objetivos Específicos

Com o intuito de aliar o escopo principal às atividades operacionais, foram elencados alguns objetivos específicos:

- projetar e montar uma bancada para medição e controle das grandezas necessárias, como torque, velocidade angular, corrente e tensão;
- realizar ensaios no motor com diferentes modos de acionamento e frequência de chaveamento, em diferentes condições de torque e velocidade angular, para gerar dados;
- analisar os dados obtidos nos ensaios;
- relacionar os dados obtidos com os resultados presentes na literatura.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Esta dissertação se estrutura em 7 capítulos.

O Capítulo 2 descreve a fundamentação teórica utilizada no desenvolvimento deste trabalho, como o tipo de motor ensaiado, seu acionamento e técnicas para medição de seus parâmetros.

O Capítulo 3 traz uma revisão de trabalhos na literatura que trataram do estudo de otimização do desempenho de motores BLDC em diferentes frentes, com foco na otimização por meio de parâmetros de acionamento e suas implicações.

O Capítulo 4 apresenta o desenvolvimento experimental do trabalho, incluindo a descrição dos equipamentos e da bancada de ensaios desenvolvida para o projeto. São apresentados, também, a síntese dos controladores e os problemas encontrados para redução da variabilidade entre ensaios.

No Capítulo 5, inicialmente, é apresentada uma padronização do procedimento para realização dos ensaios. No restante do capítulo são realizadas as análises em relação à eficiência do motor, do conversor de frequência e do conjunto completo. São realizadas, também, análises relacionadas com a distorção da forma de onda e das perdas na bobina por efeito Joule.

O Capítulo 6 apresenta a avaliação de incerteza das grandezas medidas durante os ensaios. Com os resultados de incerteza, é apresentado também um método que permite avaliar de maneira comparativa resultados obtidos no mesmo sistema de medição.

O Capítulo 7 traz as considerações do autor acerca do trabalho desenvolvido e dos resultados obtidos, sugerindo trabalhos futuros que possam somar ao tema.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo introduz os temas que constroem a base desta dissertação, apresentando conceitos necessários das áreas relacionadas com o desenvolvimento deste trabalho, agrupados em seções de acordo com a temática. Na Seção 2.1 são abordados a construção e o funcionamento do objeto de estudo desta dissertação, o motor de corrente contínua sem escovas. Na Seção 2.2 é abordado o conversor de frequência, elemento utilizado para o acionamento dos motores empregados nesta dissertação. A Seção 2.3 apresenta uma revisão sobre os sistemas denominados dinamômetros, utilizado em ensaios de motores, e sobre os detalhes das medições de potências mecânica e elétrica nesse tipo de dispositivo. Na Seção 2.4 são apresentados os conceitos relacionados com distorção em formas de onda, sua causa e consequências para os motores elétricos, e as métricas para análise. A Seção 2.5 aborda a mancalização por elementos rolantes, bem como o equacionamento necessário para o entendimento do impacto destes nos ensaios realizados neste trabalho. Na Seção 2.6 são apresentados conceitos relacionados com incerteza de medição. Por fim, na Seção 2.7 são apresentadas algumas considerações finais sobre os conceitos e ferramentas abordados no capítulo.

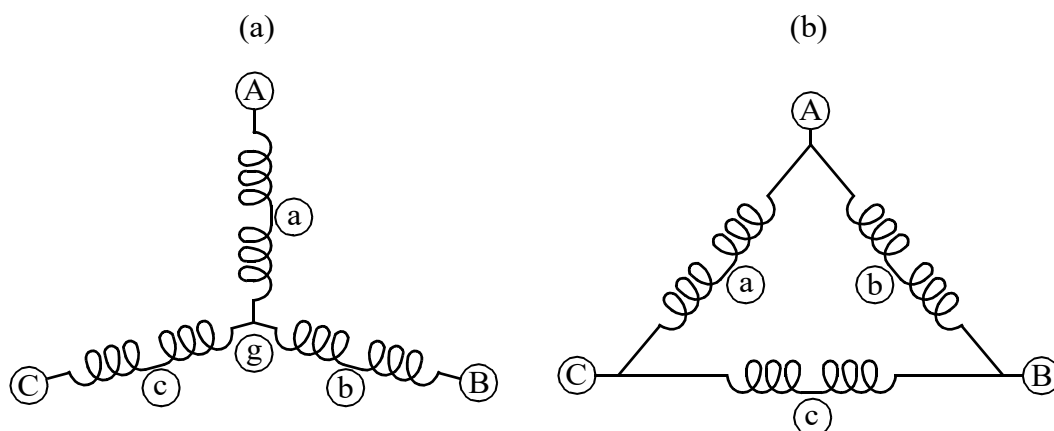
2.1 MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS

Os motores de corrente contínua sem escovas (BLDC) são um tipo de motor síncrono de corrente alternada, que recebem essa denominação devido à analogia construtiva com os motores de corrente contínua com escovas (FITZGERALD; JR.; UMANS, 2006). Em ambos os tipos de motores, o acionamento é realizado mediante a comutação de uma fonte de alimentação, energizando os enrolamentos das fases em função da posição do rotor. Nos motores de corrente contínua com escovas, a comutação é feita de maneira mecânica, mediante a utilização de escovas para contato elétrico do rotor e geração do campo magnético. Já nos motores BLDC, o campo magnético do rotor é estabelecido sem necessidade de contatos elétricos por ímãs permanentes, e a sequência de comutação nos motores é realizada eletronicamente por meio de um conversor de frequência. Devido a sua construção, os motores BLDC apresentam como vantagens alta eficiência energética, alta razão de torque por unidade de corrente, resposta dinâmica rápida, baixa necessidade de manutenção e alta durabilidade (ZIAEINEJAD; SANGSEFIDI; SHOULAIE, 2011).

O estator, nos motores BLDC, é composto por lâminas de aço sobrepostas, com as ranhuras axiais da superfície interna entrelaçadas pelos enrolamentos de fase. A conexão elétrica dos enrolamentos pode ser feita em duas configurações distintas, triângulo ou estrela, apresentadas na Figura 1. Na ligação triângulo, as três fases são acionadas de forma simultânea, com a corrente se dividindo em dois caminhos possíveis, sendo um deles a passagem por uma das fases, e no outro a passagem pelas fases restantes em série. Na ligação estrela, apenas duas fases são acionadas de forma simultânea. Assim, a corrente de acionamento do motor percorre majoritariamente o caminho entre duas fases apenas, com a terceira desativada ou

com baixa condução devido à presença do diodo de roda livre no acionamento.

Figura 1 – Conexão das fases do motor: (a) Estrela; (b) Triângulo.



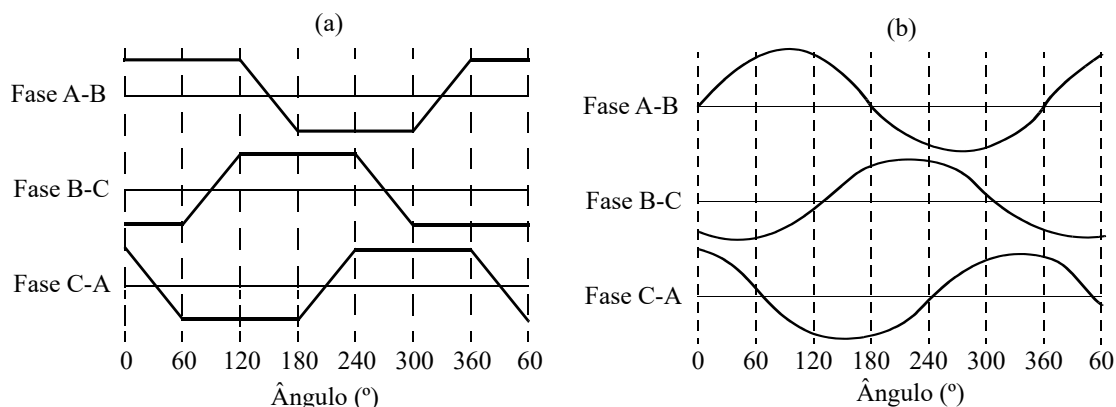
Fonte: adaptado de (YEDAMALE, 2003).

Cada um dos enrolamentos nos motores BLDC é composto por uma ou mais bobinas interconectadas, sendo distribuídos pelas ranhuras para formar um número par de polos (BROWN, 2002). Tomando como base a ligação estrela, apresentada na Figura 1(a), são apresentados três enrolamentos de fase, denotados por (a), (b) e (c). No exemplo da figura, cada um desses enrolamentos é dividido em duas bobinas. O enrolamento (A) é dividido em duas bobinas: uma entre os pontos (a) e (A), e outra entre os pontos (a) e (g), sendo (g) o ponto comum dos três enrolamentos. A mesma divisão acontece nas bobinas (b) e (c), de modo a formar o número par de polos opostos em regiões opostas do motor.

No caso dos motores BLDC, as bobinas dos enrolamentos podem ser interligadas de maneiras diferentes, fazendo com que a força contraeletromotriz (FCEM) e a fase da corrente apresentem um formato específico. Neste trabalho, a conexão resultante faz com que o motor apresente um comportamento trapezoidal, conforme apresentado na Figura 2(a). Os motores elétricos também podem ser ligados de forma a apresentar uma FCEM senoidal, conforme a Figura 2(b). Dessa forma, o motor apresenta um binário de saída mais suave se comparado ao trapezoidal, porém com custo de produção mais elevado devido à distribuição de bobinas no estator e ao maior uso do material relacionado com os enrolamentos (YEDAMALE, 2003).

No motor BLDC, o rotor é composto por pares de ímãs permanentes posicionados de maneira alternada, alocados internamente na estrutura ou na circunferência externa. A escolha do material magnético é realizada com base na especificação da densidade de campo magnético necessária. Ímãs de materiais ferromagnéticos apresentam custo mais baixo, porém possuem como desvantagem a baixa densidade de fluxo magnético por volume. Como alternativa, podem ser utilizados ímãs de liga de terras raras, como Neodímio (Nd), Samário-Cobalto (SmCo) e Neodímio-Ferrite-Boro (NdFeB), que apresentam uma maior densidade de fluxo magnético por volume, possibilitando obter um mesmo torque de saída mesmo com dimensão reduzida do rotor (SINGH; SINGH, 2009).

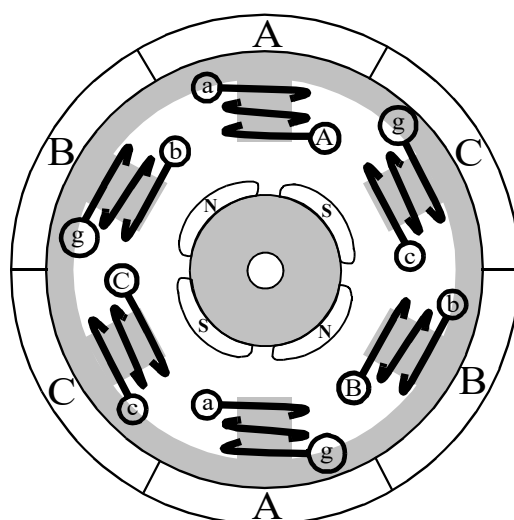
Figura 2 – Força contraeletromotriz do motor: (a) Trapezoidal; (b) Senoidal.



Fonte: (YEDAMALE, 2003).

Neste trabalho, o motor utilizado para os ensaios possui suas bobinas em ligação estrela, com as conexões apresentadas conforme a Figura 1. O rotor utilizado possui dois pares de polos, alocados no exterior do rotor, com ímãs compostos de ferrite. Essa construção é melhor evidenciada na Figura 3. A alocação das bobinas no motor BLDC apresentado na figura faz com que, no acionamento de cada enrolamento de fase, as bobinas opostas apresentem a mesma polaridade magnética na região mais interna do motor. Dessa forma, as bobinas interagem magneticamente com os ímãs do rotor, que também apresentam polaridades magnéticas iguais em seus opostos.

Figura 3 – Motor BLDC de três fases.



Fonte: adaptado de (BROWN, 2002).

Nos motores elétricos, a posição mecânica está relacionada com o movimento realizado no eixo. Dessa forma, o eixo deve rotacionar 360° para completar uma rotação e voltar ao lugar inicial. Para a posição eletromagnética, a definição é feita em relação à orientação magnética. No rotor apresentado na Figura 3, devido à simetria construtiva na alocação dos ímãs, basta

aplicar uma rotação mecânica de 180° para que a disposição espacial dos ímãs seja a mesma da posição inicial. De maneira geral, a relação entre posição angular eletromagnética e posição mecânica pode ser obtida por (HANSELMAN, 2003):

$$\theta_e = \frac{N_m \theta_m}{2}, \quad (1)$$

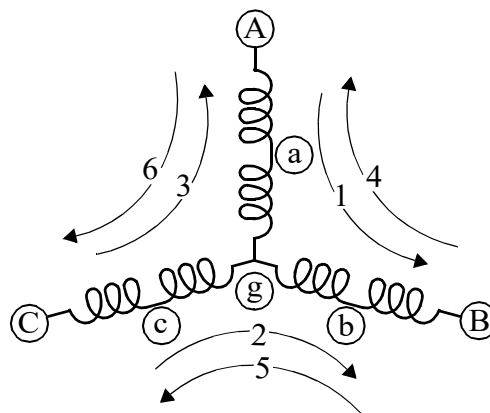
sendo θ_e a posição eletromagnética do rotor, N_m o número de polos magnéticos do rotor e θ_m a posição mecânica do rotor. A relação entre velocidade mecânica e velocidade eletromagnética pode ser obtida derivando a Equação (1) no tempo, resultando em:

$$\omega_e = \frac{N_m \omega_m}{2}, \quad (2)$$

sendo ω_e a velocidade eletromagnética do rotor, N_m o número de polos magnéticos do rotor e ω_m a velocidade mecânica do rotor.

Para manter o motor em funcionamento, o campo produzido pelas bobinas deve mudar constantemente de posição à medida que o rotor se movimenta para alinhar o campo magnético. Além de garantir o movimento rotacional, a variação do campo mediante comutação da alimentação garante a geração de torque, visto que o pico do conjugado ocorre quando há uma certa defasagem entre os campos, decaindo à medida que se aproximam (YEDAMALE, 2003). A comutação da alimentação nos enrolamentos das fases é feita tipicamente com o uso de conversores de frequência. Essa sequência de comutação é definida eletronicamente, com cada passo da comutação energizando, de maneira ideal, uma fase positivamente e outra negativamente, produzindo um campo magnético no estator conforme a posição do rotor (HANSELMAN, 2003). No caso do motor apresentado na Figura 3, a sequência de acionamento pode ser feita conforme a Figura 4, na qual as setas apresentam o caminho percorrido pela corrente de acionamento, enquanto os números de 1 a 6 representam a sequência na qual essas correntes são manifestadas.

Figura 4 – Sequência de acionamento das fases do motor BLDC.



Fonte: adaptado de (YEDAMALE, 2003).

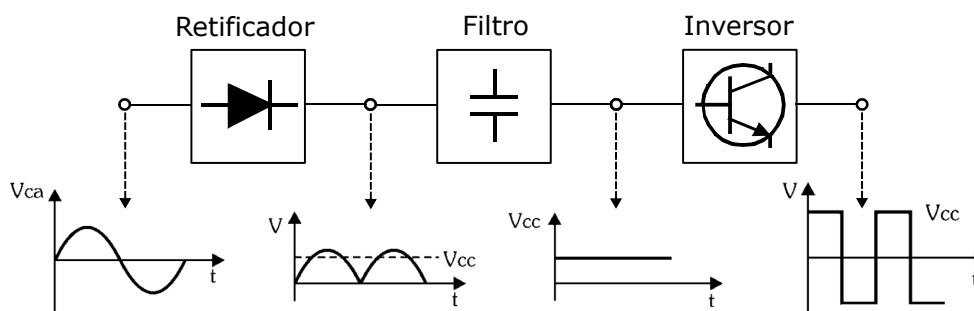
Para utilização do conversor de frequência, é necessário conhecer a posição do rotor para que seja feito o controle do acionamento de fases. Podem ser utilizados sensores de posição de

diferentes tipos, como sensores Hall, *resolvers* e *encoders* (YEDAMALE, 2003; FITZGERALD; JR.; UMANS, 2006). Outra técnica disponível é o controle de posição *sensorless*, no qual a posição é determinada por meio de informações de variáveis do motor, como tensão e corrente nos terminais. Com isso, pode-se estimar a posição do rotor por meio da variação da indutância no enrolamento, da estimação do fluxo magnético e da FCEM, sendo esta a mais difundida (SINGH; SINGH, 2009).

2.2 CONVERSORES DE FREQUÊNCIA

A comutação da alimentação nos enrolamentos das fases em função da posição do rotor é realizada eletronicamente por meio de um conversor de frequência. É por meio do processo de comutação que os conversores de frequência são capazes de ceder ao motor uma alimentação com tensão e frequência variáveis, a partir de uma alimentação com parâmetros fixos, como a rede elétrica, tornando possível o controle de velocidade angular e torque. O resultado é obtido mediante conversão CA-CC e CC-CA, utilizando os três blocos de circuito presentes nos conversores de frequência: o retificador, o intermediário e o inversor, apresentados na Figura 5.

Figura 5 – Diagrama de blocos do conversor de frequência, juntamente com as formas de onda.



Fonte: adaptado de (FRANCHI, 2009).

O circuito retificador é responsável por transformar o sinal alternado de entrada, proveniente da rede elétrica, em uma onda retificada CC, com um eventual valor pulsante. Para realizar isto, os retificadores tipicamente utilizam diodos, tiristores ou transistores. Dentre as topologias disponíveis, os retificadores podem ser do tipo não controlado, ao utilizar apenas diodos; controlado, ao utilizar somente tiristores ou transistores; e semi-controlado, ao utilizar uma combinação de ambos. A utilização de retificadores controlados tipicamente resulta em maiores perdas no circuito e em injeção de conteúdo harmônico na rede de alimentação, se comparado aos uso de não controlados, por conta dos chaveamentos. A vantagem do uso de retificadores controlados é que eles permitem que a energia de frenagem regenerativa do motor seja alimentada de volta à rede de alimentação.

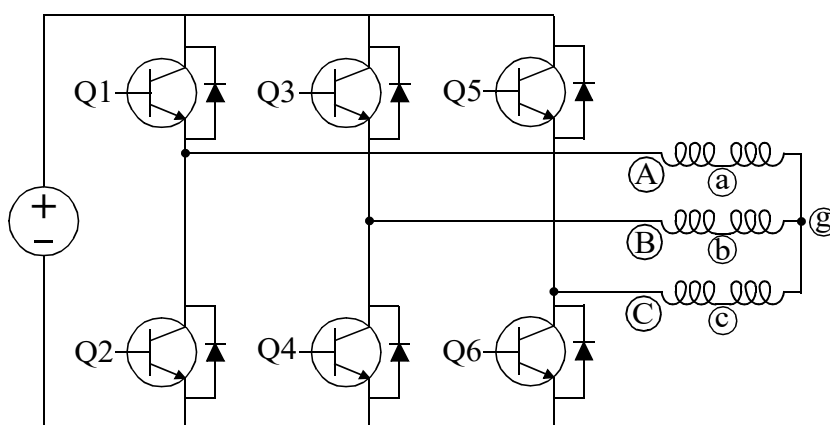
Entre a saída do retificador e a entrada do inversor está o circuito intermediário. Nele está presente um capacitor, responsável por atenuar as oscilações da saída do circuito retificador, servindo também como um *buffer* de energia para suprir demandas causadas por picos de

carga intermitentes, ou acumular energia do motor nos casos de frenagem regenerativa. O circuito intermediário pode contar, também, com um filtro, tipicamente em configuração LC, para evitar que os transientes de chaveamento do circuito inversor introduzam componentes harmônicas que acabem interferindo na rede elétrica. O desacoplamento também serve para as componentes harmônicas da rede elétrica que possam afetar o motor.

Entre o circuito intermediário e a carga está o circuito inversor. Este elemento é responsável por transformar a tensão constante da saída do circuito intermediário em uma tensão alternada e controlada, mediante a utilização de um circuito de chaveamento, permitindo o funcionamento do motor elétrico com valores de tensão e frequência diferentes do que é fornecido pela rede. Embora existam diferentes topologias de circuitos inversores, eles operam de maneira semelhante, utilizando transistores controlados eletronicamente para o acionamento correto das fases do motor.

Por se tratar do foco deste trabalho, a etapa relacionada com o circuito inversor da Figura 5 é melhor apresentada na Figura 6. As etapas dos circuitos anteriores, que serviram para transformar a alimentação alternada de rede em uma tensão contínua, foram condensadas e representadas como uma fonte de tensão constante na figura. Na figura, é apresentado um inversor composto por seis transistores, alocados em pares para cada uma das fases do motor elétrico. Os transistores Q1 e Q2 são responsáveis pelo acionamento da fase A, os transistores Q3 e Q4 pela fase B e os transistores Q5 e Q6 pela fase C. A utilização de diodos de roda livre, conectados em paralelo com cada transistor, se deve à tensão induzida por conta da característica indutiva do motor. Esses diodos servem para fazer com que a corrente do motor continue circulando por um caminho disponível, protegendo o circuito de acionamento contra tensões induzidas.

Figura 6 – Circuito simplificado do inversor de frequência.



Fonte: autor.

Para que o acionamento dos transistores seja feito de modo correto e coordenado, seguindo a sequência apresentada na Figura 4, os transistores devem ser ativados em pares. Desse modo, apenas duas fases são energizadas por vez. As combinações de acionamento dos

transistores em cada passo é apresentada na Tabela 1. Vale ressaltar que o seguimento dos passos descritos na Tabela 1 de forma sequencial crescente resulta na rotação em um certo sentido, enquanto que de forma decrescente resulta na rotação em sentido oposto.

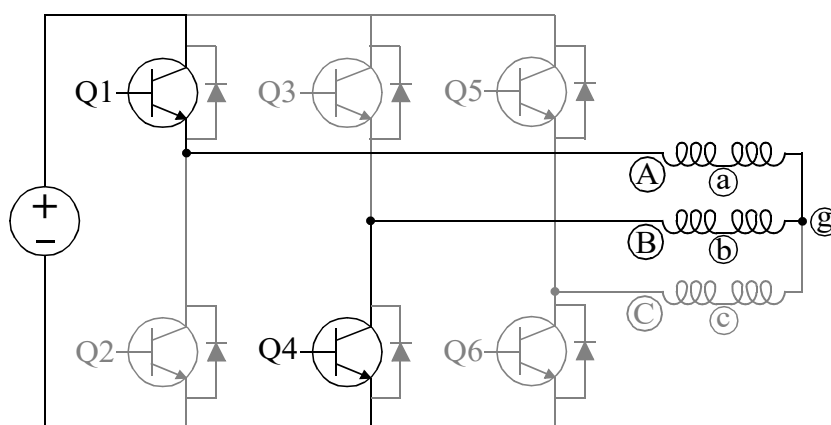
Tabela 1 – Sequência de acionamento de chaves em um inversor, para rotação em um certo sentido.

Passo	Caminho	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
1	A → B	1	0	0	1	0	0
2	C → B	0	0	0	1	1	0
3	C → A	0	1	0	0	1	0
4	B → A	0	1	1	0	0	0
5	B → C	0	0	1	0	0	1
6	A → C	1	0	0	0	0	1

Fonte: adaptado de (MASMOUDI; BADSI; MASMOUDI, 2014).

Para ilustrar melhor o acionamento, a Figura 6 foi modificada com base no passo 1 apresentado na Tabela 1, resultando na configuração apresentada na Figura 7. Nela, as chaves Q1 e Q4 estão ativadas. Isso significa que a corrente percorre a fase A, passando pelo ponto comum, para depois passar pela fase B. Caso a sequência fosse seguida, no próximo passo a chave Q1 seria desativada, enquanto a chave Q5 seria ativada. É importante ressaltar que, embora no passo 4 a corrente também percorra as fases A e B, o sentido da corrente nas fases A e B é o oposto do passo 1, gerando um campo eletromagnético em outro sentido. Tal distinção ocorre para que o campo eletromagnético seja condizente com a polaridade do ímã permanente do rotor que está passando pela mesma posição.

Figura 7 – Operação do inversor de frequência durante o passo 1 apresentado na Tabela 1.



Fonte: autor.

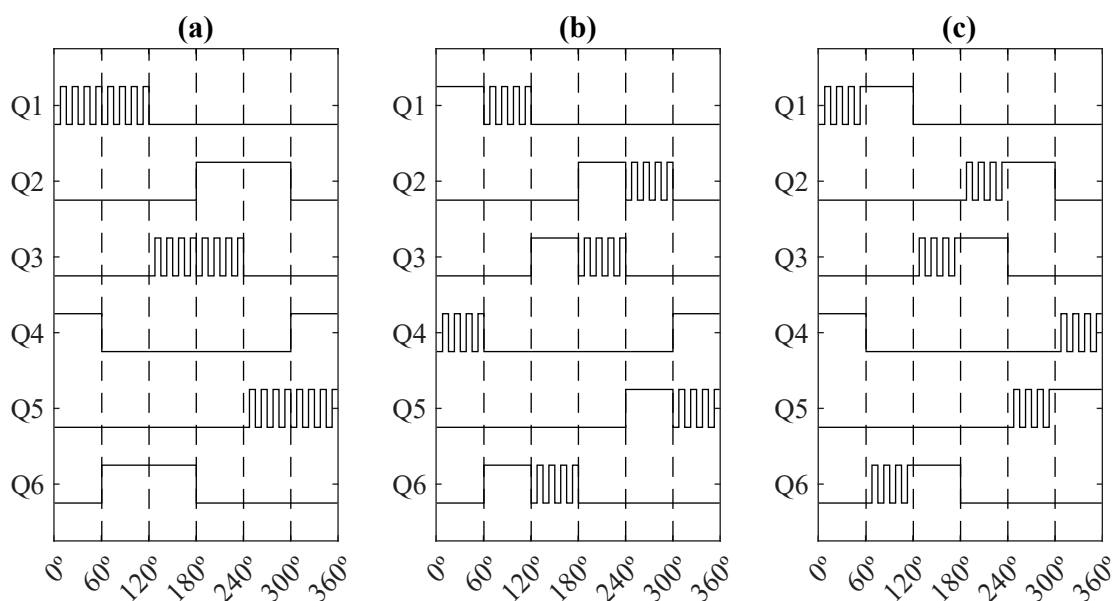
O instante de comutação, que pode ser compreendido como o instante de troca de uma linha para outra na Tabela 1, é definida a partir de algoritmos de processamento, para determinação dos instantes corretos. Para isso, é necessário saber o posicionamento do rotor,

conforme já explicado na Seção 2.1. Essa informação de posição do rotor é repassada para um microcontrolador, que realiza o acionamento correto das chaves.

Os transistores, em um inversor de frequência, por serem acionados eletronicamente por um microcontrolador podem ser controlados utilizando PWM, uma técnica de controle digital baseada na variação da largura de pulso. Assim, é possível controlar a potência transferida de acordo com a razão cíclica do PWM, ou seja, a proporção de tempo na qual o sinal fica em nível lógico alto (HOLMES; LIPO, 2003). O uso da alimentação controlada por PWM tem como vantagem a economia de energia, visto que quando as chaves estão desativadas a potência dissipada é idealmente nula, e nos momentos de condução a queda de tensão é baixa, apesar da alta corrente. Como resultado, há uma redução do aquecimento dos componentes eletrônicos e isso permite placas de circuito menores, visto que ao alimentar por um amplificador linear, a potência seria dissipada continuamente e em valor maior que o da operação chaveada, provocando o aumento de temperatura dos componentes (BOUAT, 2021).

Para o controle das chaves do inversor e acionamento do BLDC, podem ser utilizados diferentes tipos de PWM, como H_PWM-L_ON, ON-PWM e PWM-ON (MINGJI; HANJIN; MEIHONG, 2012), apresentados na Figura 8. No modo H_PWM-L_ON, as chaves altas são moduladas por PWM no período de condução, enquanto as chaves baixas são mantidas ligadas durante o mesmo período. No modo ON-PWM, todas as chaves, no período de condução, são mantidas ligadas na primeira metade do tempo, e moduladas por PWM na segunda metade. No modo ON-PWM, todas as chaves, no período de condução, são moduladas por PWM na primeira metade do tempo, e mantidas ligadas na segunda metade.

Figura 8 – Modos de chaveamento do inversor: (a) H_PWM-L_ON; (b) ON-PWM; (c) PWM-ON.



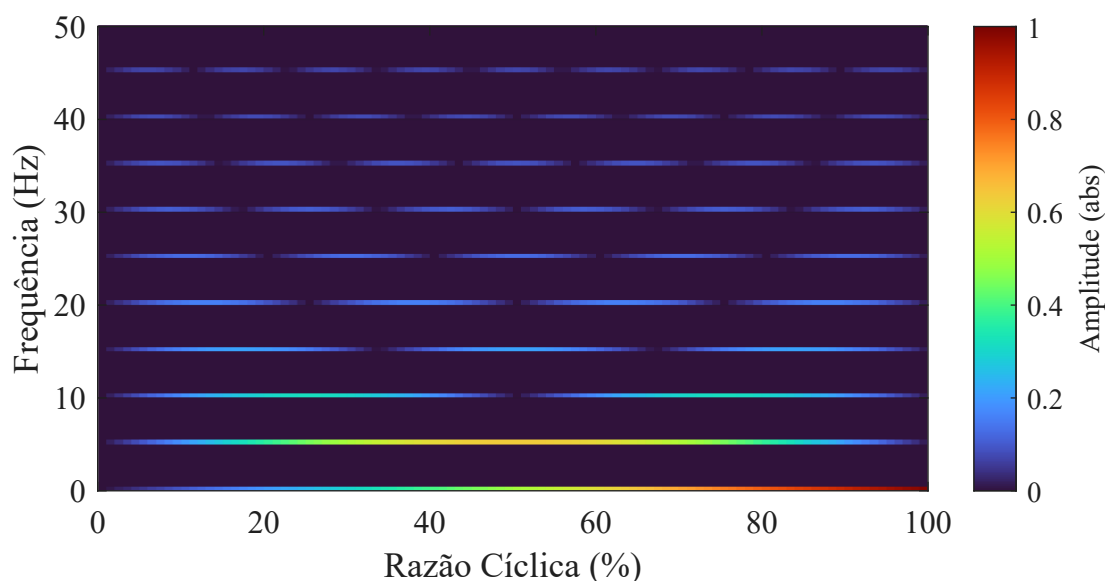
Fonte: autor.

Além do modo de chaveamento, os inversores de frequência têm outro parâmetro

livre relacionado com o acionamento: a frequência de chaveamento. A sua escolha depende da operação do motor em questão, e do balanço entre perdas no motor elétrico e perdas no inversor de frequência. Em frequências menores, as perdas no motor são mais elevadas devido à qualidade da onda de saída, porém a escolha colabora com a redução das emissões eletromagnéticas do inversor (FRANCHI, 2009). Com o aumento da frequência de chaveamento, as perdas do motor são reduzidas, porém há um aumento nas perdas do inversor de frequência devido ao aumento do número de comutações nos transistores (VALLADOLID *et al.*, 2020), aumentando também a temperatura dos componentes. Além disso, frequências de chaveamento altas implicam menor ruído acústico no motor (FRANCHI, 2009).

A utilização de técnicas de modulação nos inversores de frequência, entretanto, acaba produzindo harmônicos nas ondas de tensão e corrente do motor elétrico (CHAUDHARI; PATIL, 2018). Para evidenciar os efeitos do PWM no domínio da frequência, foi realizada uma simulação de um sinal de amplitude unitária e frequência de 5 Hz, conforme apresentado na Figura 9. No eixo horizontal é apresentada a razão cíclica, e no eixo vertical a frequência. A amplitude, para cada ponto de razão cíclica e frequência, é dada com base na escala de cor presente na lateral direita da figura.

Figura 9 – Análise da resposta em frequência de um sinal PWM em diferentes razões cíclicas.



Fonte: autor.

Pela Figura 9 é possível perceber que, ao variar a razão cíclica do acionamento, as amplitudes das harmônicas da onda quadrada variam, podendo até ser nulas em alguns casos. Pode-se ainda perceber que a amplitude na frequência zero, representando o nível CC, é de valor igual à razão cíclica aplicada. É importante ressaltar que, como o PWM é realizado na tensão, esta acaba apresentando maior conteúdo harmônico em relação à corrente. Isto se deve à característica indutiva do motor elétrico, que acaba filtrando as variações de corrente.

A distorção das formas de onda de tensão e corrente pode causar no motor variações no torque e na velocidade angular (MINGJI; HANJIN; MEIHONG, 2012). Embora a tensão seja a grandeza manipulada no sistema, a corrente é frequentemente a grandeza de interesse para análises, visto que é a controlada e está relacionada com as perdas e potência de saída (HOLMES; LIPO, 2003). As ondulações no sinal de corrente causam aquecimento desnecessário, por meio de dois mecanismos de perdas: por efeito Joule e por perdas no ferro. Para o efeito Joule, as ondulações da corrente aumentam o valor RMS (do inglês *root mean square*) da onda sem aumentar o valor médio, gerando calor adicional sem aumento do torque. Para as perdas no ferro, a variação do campo magnético em materiais condutores acaba gerando correntes parasitas, resultando em perdas proporcionais ao quadrado da corrente induzida no ferro (BOUAT, 2021). A distorção causada pelo acionamento pode prejudicar também o controle do microcontrolador durante o acionamento e o offset em sensores de corrente (IEEE. . . , 2015).

2.3 DINAMÔMETROS E ENSAIOS EM MOTORES

Nos esforços para projeto e desenvolvimento de motores, frequentemente são utilizados ensaios de protótipos, uma etapa importante para garantir o desempenho do motor desenvolvido. Para isso, existe uma variedade de ensaios que deve ser conduzida em diferentes condições de operação. Por meio desses ensaios é possível analisar as variáveis relacionadas à carga, como torque e velocidade angular, às variáveis elétricas, como tensão, corrente, indutância e resistência, e às características de projeto do motor, como distribuição de temperatura e análise de resfriamento (RODIČ; JEZERNIK, 2003; TONG, 2014).

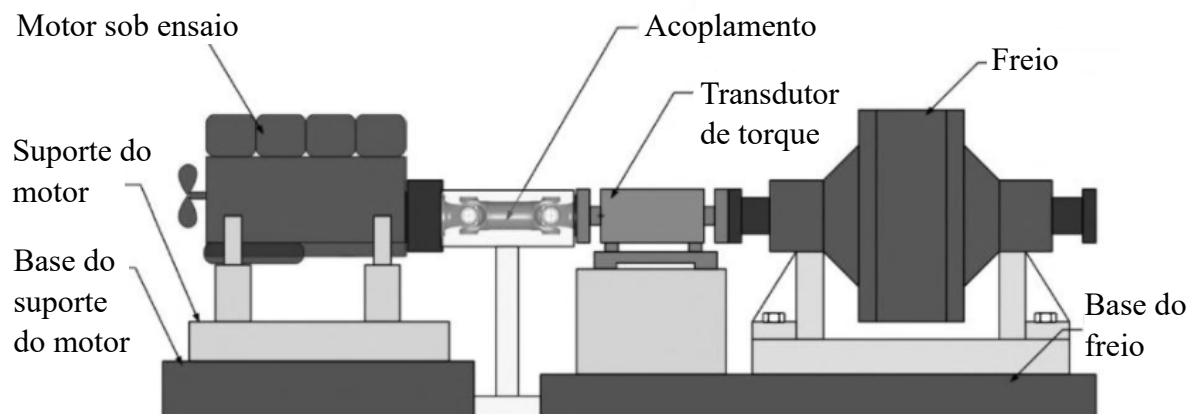
Para a realização de certos ensaios que exijam uma condição de operação específica no motor elétrico, são utilizados os sistemas denominados dinamômetros. Tais sistemas consistem na combinação de hardware e software para simular uma carga, operando o motor sob ensaio em uma determinada condição, para que possam ser feitas análises do seu funcionamento. Seu funcionamento pode ser dividido em dois modos básicos: modo de acionamento (também chamado de modo ativo) e o modo absorção (também chamado de modo passivo). Os dinamômetros que operam nos dois modos são referidos como dinamômetros universais (KILLEDAR, 2012).

Os dinamômetros ativos são aqueles em que a geração de torque controlável é baseada no torque ativo, ou seja, o dinamômetro aciona o motor sob ensaio para determinar o torque e a potência necessários para operação. Para isso, são utilizados geradores ou motores elétricos. Neste modo, o torque e a velocidade são controlados pelo ajuste das correntes de campo e armadura individualmente. Os exemplos de dinamômetros ativos são os de motor/gerador elétrico e dinamômetro de chassi, amplamente utilizado na indústria automobilística (WEBSTER; EREN, 2014).

A operação dos dinamômetros passivos é baseada na geração de um torque de arrasto controlado. O torque de arrasto, diferentemente do torque ativo, serve apenas para restringir

movimento rotacional, não iniciando a rotação. Por essa característica, esse tipo de dinamômetro também é chamado de freio. Uma das formas de obtenção do torque de arrasto é a conversão de trabalho mecânico em calor, por meio de processos inerentemente dissipativos, como o atrito entre superfícies de fricção, a turbulência em líquidos viscosos e a histerese magnética. O calor gerado durante o processo de frenagem, nos casos em que há conversão de trabalho em calor, é dissipado mediante um fluido em movimento, sendo tipicamente utilizados ar ou água (WEBSTER; EREN, 2014). O torque de arrasto também pode ser realizado eletronicamente, acumulando energia em um capacitor ou injetando-a de volta na rede elétrica, evitando, assim, o aquecimento. Exemplos de dinamômetros passivos são os dinamômetros de freio em pó, freio de histerese, freio mecânico de fricção e freio de inércia (TONG, 2014). Na Figura 10 está exemplificado um dinamômetro operando em modo passivo, topologia escolhida para este trabalho. Nesta figura é possível perceber que o motor rotaciona o eixo enquanto o freio impõe a carga no sistema, com o torque sendo medido na linha do eixo.

Figura 10 – Dinamômetro de modo passivo.



Fonte: adaptado de (KILLEDAR, 2012).

Dentre as possibilidades de ensaios realizados nos dinamômetros, os ensaios para determinação de eficiência do motor elétrico são amplamente realizados, motivados pela crescente demanda por redução de consumo em função da preocupação com impactos ambientais, das políticas e regulamentações nos países e do aumento de custos de energia (TONG, 2014). A norma IEEE-115 (IEEE. . . , 2020) exprime que a eficiência se dá como a razão entre a potência de entrada (P_e) a potência de saída (P_s), em condições específicas, conforme:

$$\eta = \frac{P_s}{P_e}. \quad (3)$$

Em máquinas elétricas pequenas, como é o caso do motor elétrico de estudo neste trabalho, esses valores podem ser medidos diretamente. Em equipamentos maiores, em que a potência mecânica não pode ser medida precisamente, o cálculo da eficiência é realizado com base na segregação de perdas (IEEE. . . , 2020). Embora a potência mecânica não possa

ser diretamente mensurada, devido à inexistência de um transdutor específico para tal fim, esta pode ser determinada de forma indireta, por meio da medição das grandezas torque e velocidade angular (WEBSTER; EREN, 2014). Se durante um tempo de aplicação de torque há um deslocamento angular, o comportamento pode ser definido conforme:

$$W = \int \tau d\theta, \quad (4)$$

sendo W o trabalho mecânico, τ o torque e θ o deslocamento angular. Como a potência é uma grandeza que relaciona o trabalho com o tempo, a potência instantânea pode ser calculada como:

$$P = \frac{dW}{dt}, \quad (5)$$

sendo P a potência mecânica instantânea e $\frac{dW}{dt}$ a derivada do trabalho mecânico definido em (4) no tempo. Ao derivar ambos os lados da igualdade apresentada na Equação (4) no tempo e considerando o torque τ fixo, espera-se que haja um deslocamento angular denotado por θ , resultando em:

$$\frac{dW}{dt} = \tau \frac{d\theta}{dt}. \quad (6)$$

Como a velocidade angular é definida pelo deslocamento angular em um certo tempo, ao combinar as equações (5) e (6), obtém-se:

$$P = \tau \omega, \quad (7)$$

sendo P a potência mecânica, τ o torque e ω a velocidade angular.

Para a medição de potência elétrica trifásica em motores elétricos, um dos métodos mais utilizados é o método dos dois wattímetros (ALEXANDER; SADIKU, 2013). Tal método pode ser aplicado em circuitos trifásicos com configuração estrela (Y) ou triângulo (Δ), independentemente de estarem equilibrados ou não (sem circulação de corrente no neutro), realizando a medição nos três fios de fase (MEDEIROS FILHO, 1997; BOYLESTAD; VIEIRA; RITTER, 2012).

A medição de potência trifásica por dois wattímetros respeita o teorema de Blondel, que afirma que o número de wattímetros necessários é igual ao número de fios da carga menos um (BLONDEL, 1894). O esquemático para realização da medição empregando essa técnica pode ser visto na Figura 11, com a bobina de tensão em paralelo com a carga, medindo a tensão entre fases, e a bobina de corrente em série com as fases, medindo a corrente de linha. A potência nos dois wattímetros é descrita como:

$$\begin{aligned} P_1 &= i_a(v_{ab}) = i_a(v_a - v_b) \text{ e} \\ P_2 &= i_c(v_{cb}) = i_c(v_c - v_b), \end{aligned} \quad (8)$$

sendo i_k a corrente na fase k , v_k a tensão da fase k e v_{kj} a tensão de linha entre as fases k e j . A soma algébrica das potências P_1 e P_2 é calculada como:

$$\begin{aligned} P_1 + P_2 &= i_a v_a - i_a v_b + i_c v_c - i_c v_b \\ &= i_a v_a - (i_a + i_c) v_b + i_c v_c. \end{aligned} \quad (9)$$

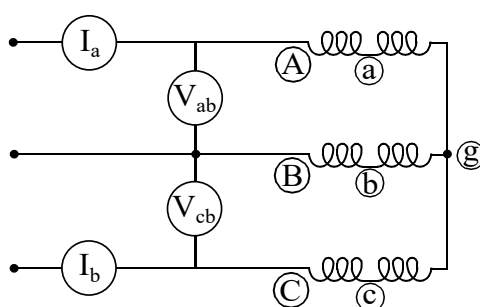
Pela primeira lei de Kirchoff, como não há acumulação de carga nos nós, respeitando a conservação de carga total existente no circuito (ALEXANDER; SADIKU, 2013), é correto afirmar que:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \implies i_a + i_c = -i_b. \quad (10)$$

Substituindo o resultado da Equação (10) na Equação (9), é confirmada a igualdade da soma algébrica das potências P_1 e P_2 com a potência ativa do sistema trifásico, conforme:

$$P_1 + P_2 = i_a v_a + i_b v_b + i_c v_c. \quad (11)$$

Figura 11 – Esquemático de ligação do wattímetro em carga trifásica.



Fonte: autor.

2.4 DISTORÇÃO NAS FORMAS DE ONDA

Em decorrência do emprego do inversor de frequência e da utilização do PWM para acionamento das fases do motor elétrico, as variáveis elétricas do motor acabam sendo distorcidas, apresentando conteúdo harmônico e inter-harmônico (SANTOSO; BEATY, 2017). As harmônicas são as componentes de frequência múltiplas inteiras da frequência base, relacionada com a velocidade rotacional do motor, enquanto as inter-harmônicas são componentes múltiplas não inteiras, relacionadas com o chaveamento do inversor. As inter-harmônicas podem aparecer tanto como frequências discretas como espectro de banda (IEC, 1990).

Nos motores elétricos, a introdução de componentes de frequência diferentes da fundamental pode ocasionar a redução da expectativa de vida do motor, danificando rolamentos, enfraquecendo o enrolamento do estator, produzindo ruídos durante o funcionamento e gerando oscilações de torque eletromagnético além dos limites aceitáveis (CHAUDHARI; PATIL, 2018). Uma das maneiras de avaliar a qualidade de um sistema elétrico sistematicamente e de maneira comparável é a realização do cálculo da distorção harmônica total (THD, do inglês *Total Harmonic Distortion*). A IEEE 519-1992 define a THD como a razão entre o conteúdo harmônico presente no sinal e o valor da frequência fundamental. Seu cálculo retorna um valor percentual da diferença da energia do sinal para a frequência fundamental, visto que a fundamental normalmente é predominante em sistemas elétricos (ARRANZ-GIMON *et al.*,

2021). Dessa forma, a THD pode ser calculado para a tensão conforme:

$$V_{THD} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1}, \quad (12)$$

sendo V_{THD} a distorção harmônica total da tensão (em %), V_n o valor eficaz de tensão da n -ésima harmônica e V_1 o valor eficaz da tensão fundamental. Analogamente, o THD pode ser calculado para a corrente conforme:

$$I_{THD} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}, \quad (13)$$

sendo I_{THD} a distorção harmônica total da corrente (em %), I_n o valor eficaz de corrente da n -ésima harmônica e I_1 o valor eficaz da corrente fundamental.

Embora seja amplamente utilizado, a THD não leva em consideração a distorção causada por componentes que não sejam múltiplas inteiras da frequência fundamental. Desse modo, a análise da distorção pode ser expandida ao utilizar a distorção total da forma de onda (TWD, do inglês *Total waveform distortion*), levando em consideração todo o espectro para análise (ARRANZ-GIMON *et al.*, 2021). Dessa forma, a TWD pode ser calculado para a tensão conforme:

$$V_{TWD} = 100 \frac{\sqrt{\left(\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2\right) - V_1^2}}{V_1}, \quad (14)$$

sendo V_{TWD} a distorção total da forma de onda da tensão (em %), V_n o valor eficaz de tensão da n -ésima componente e V_1 o valor eficaz da tensão fundamental. Analogamente, a TWD pode ser calculado para a corrente conforme:

$$I_{TWD} = 100 \frac{\sqrt{\left(\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2\right) - I_1^2}}{I_1}, \quad (15)$$

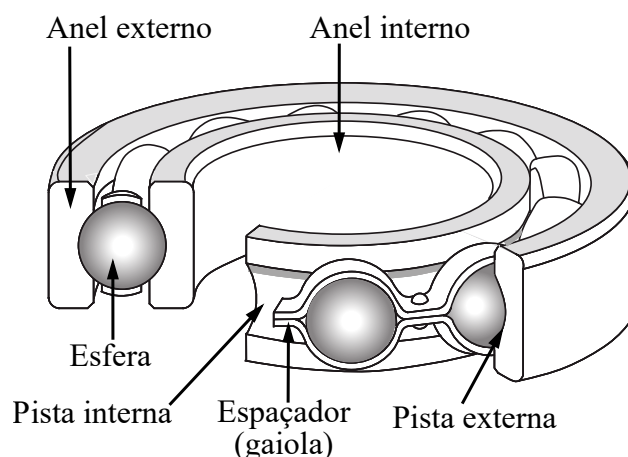
sendo I_{TWD} a distorção total da forma de onda da corrente (em %), I_n o valor eficaz de corrente da n -ésima componente e I_1 o valor eficaz da corrente fundamental.

2.5 MANCAIS DE ELEMENTOS ROLANTES

Os mancais de elementos rolantes, também conhecidos como rolamentos, são um dos elementos de máquinas mais utilizados, amplamente presentes em máquinas industriais e domésticas (SHAH; PATEL, 2014). Eles possuem como principal função a transmissão do movimento rotativo com baixo atrito. Nos motores elétricos, os rolamentos têm como função

apoiar e localizar o rotor tanto no sentido radial como axial, mantendo um espaçamento uniforme entre o rotor e o estator, reduzindo o atrito e o desgaste entre os componentes rotativos e estacionários ao transferir as cargas do eixo (TONG, 2014). Os elementos que compõem um mancal de elemento rolante, especificamente de esferas, são apresentados na Figura 12.

Figura 12 – Elementos de um rolamento de uma carreira de esferas.



Fonte: adaptado de (TONG, 2014).

Na Figura 12, o rolamento consiste em um número de esferas rolantes e dois anéis concêntricos. Cada um desses anéis possui uma pista, na qual as esferas rolam, permitindo o movimento rotativo entre os anéis. O espaçador, também chamado de gaiola, serve para separar as esferas. Para proteger contra contaminação, os rolamentos podem ser selados com tampas nas superfícies laterais, entre os anéis interno e externo (TONG, 2014).

Para reduzir o atrito e o desgaste nos contatos, é feito o uso de lubrificantes. A maioria dos rolamentos opera com lubrificantes de viscosidade média, como os óleos, podendo ser aplicados em sua forma líquida, ou de maneira indireta na forma de graxa. O atrito no rolamento possui um comportamento irregular, visto que muitos dos fatores são variáveis e dependem da temperatura dos componentes do mancal, da posição na superfície de contato e do tempo de uso dos rolamentos.

Embora os rolamentos de esferas apresentem menor atrito, se comparados a outros como mancais de deslizamento, ainda ocorre geração de calor e perda de potência, representando, assim, um problema (CAMPANHA, 2008). A perda de potência por atrito no rolamento ($P_{\text{rolamento}}$) pode ser calculada segundo o modelo SKF (SKF, 2018a) por:

$$P_{\text{rolamento}} = 1,045 \times 10^{-4} M \omega, \quad (16)$$

caso o momento de atrito total M seja conhecido. Nos rolamentos, o atrito é inferido a partir a resistência do rolamento ao movimento, definido como a soma dos atritos rolante e deslizante do mecanismo com o atrito do lubrificante (KIM, K. S. *et al.*, 2015). Seu equacionamento é

dado por:

$$M = M_{rr} + M_{sl} + M_{vedação} + M_{arraste}, \quad (17)$$

sendo M o momento de atrito total, M_{rr} o momento de atrito, que considera efeitos da quantidade de lubrificante e aquecimento por cisalhamento de entrada, M_{sl} o momento de atrito deslizante, que contabiliza os efeitos da qualidade e condição da lubrificação, $M_{vedação}$ o momento de atrito das vedações e $M_{arraste}$ o momento de atrito por perdas de arraste e agitação no lubrificante. Além disso, conhecendo o momento de atrito total, a geração de calor pode ser calculada por:

$$Q_f = \frac{2\pi\omega}{60}M, \quad (18)$$

sendo M o momento de atrito total definido em (17) e ω a velocidade angular (TAKABI; KHONSARI, 2013).

2.6 GUIA PARA EXPRESSÃO DA INCERTEZA DE MEDIÇÃO

A quantificação da qualidade de uma medição deve ser realizada para que seus resultados possam ser comparados com outros, ou com normas estabelecidas. Para isto, o Guia para Expressão da Incerteza de Medição (GUM, do inglês *Guide for the Expression of Uncertainty in Measurements*) apresenta um método baseado na propagação de incertezas, que tem como objetivo a modelagem estatística do sistema de medição (ISO, 2008).

Em um sistema de medição, nem sempre uma grandeza pode ser medida diretamente, sendo, então, determinada em função de outras grandezas. Tal comportamento é exemplificado por:

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n) \quad (19)$$

onde a função f define a relação matemática entre o valor das grandezas de entrada, denotadas por X_i , e o valor da grandeza de saída Y . Como a grandeza de saída é dependente das grandezas de entrada, o cálculo de incerteza segue a lei da propagação das incertezas, na qual a incerteza de cada componente é propagada para obtenção da incerteza final. Para cada uma das grandezas de entrada X_i existe uma função associada à sua distribuição de probabilidade, a fim de caracterizar aproximadamente seu comportamento. A estimativa da incerteza dessas componentes pode ser realizada de duas formas distintas: avaliação do tipo A ou do tipo B (INMETRO, 2012).

A avaliação de incerteza do tipo A consiste em uma avaliação por análise estatística de uma série de observações independentes e na mesma condição (INMETRO, 2012). A incerteza padrão da média de n medições é calculada conforme:

$$u_A(x_i) = \frac{s(x_i)}{\sqrt{n}}, \quad (20)$$

sendo $u_A(x_i)$ a incerteza padrão da média de observações do tipo A, n o número de observações e $s(x_i)$ o desvio-padrão correspondente às n observações.

A avaliação de incerteza do tipo B utiliza outros meios que não a análise estatística de medições realizadas. Para isso, são considerados a distribuição de dados proveniente de certificados de calibração, dados de catálogo, resolução dos instrumentos, curva de linearização, entre outros. A incerteza é calculada conforme:

$$u_B(x_i) = \frac{d(x_i)}{k}, \quad (21)$$

sendo $u_B(x_i)$ a incerteza padrão, $d(x_i)$ a estimativa da incerteza e k o divisor. Em (21), a distribuição de dados $d(x_i)$ e o divisor k são obtidos de maneiras diferentes com base do tipo de distribuição, sendo utilizados para obter um desvio-padrão equivalente de uma distribuição normal, possibilitando combinar os diferentes fatores. O divisor k pode assumir os valores descritos na Tabela 2, com base no formato da distribuição de dados $d(x_i)$.

Tabela 2 – Divisores relacionados com suas distribuições de probabilidades.

Distribuição	Divisor
Retangular	$\sqrt{3}$
Triangular	$\sqrt{6}$
Em forma de U	$\sqrt{2}$

Fonte: (ISO, 2008).

A incerteza do mensurando y é obtida pela combinação das incertezas padrão das entradas x_i . Para grandezas de entrada não correlacionadas, a avaliação da incerteza é feita por:

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^N \left[(c_i u(x_i))^2 \right], \quad (22)$$

sendo $u_c(y)$ a incerteza padrão combinada, $u(x_i)$ a incerteza padrão da grandeza de entrada x_i e c_i o coeficiente de sensibilidade, dado por:

$$c_i = \frac{\partial y}{\partial x_i}. \quad (23)$$

Embora a incerteza combinada possa ser utilizada para expressar a incerteza do resultado de medição, é comum a apresentação de uma medida de incerteza que defina um intervalo sobre o resultado da medição, conforme:

$$U = k_p u_c(y), \quad (24)$$

sendo U a incerteza expandida, k_p o fator de abrangência e $u_c(y)$ a incerteza combinada.

Para infinitos graus de liberdade, geralmente adotam-se fatores de abrangência $k_p = 2$ ou $k_p = 3$, resultando em intervalos de confiabilidade de 95,45% e 99,73% respectivamente. Entretanto, caso o número de graus de liberdade seja limitado, são necessários fatores de abrangência maiores para o mesmo intervalo de confiança. Nesses casos, o cálculo do k_p deve

ser baseado na distribuição t-Student, buscando determinar a incerteza expandida com base num número reduzido de amostras (SOUZA, 2009).

Para consulta à tabela t-Student, é necessário o conhecimento dos graus de liberdade. O método ISO GUM recomenda o uso da equação de Welch-Satterthwaite para calcular os graus de liberdade efetivos, V_{eff} , tomando como base os graus de liberdade de cada fonte de incerteza. O cálculo é realizado como:

$$V_{eff} = \frac{u_c^4(y)}{\sum_{i=1}^N \frac{u_i^4(y)}{v_i}} = \frac{u_c^4(y)}{\sum_{i=1}^N \frac{(u(x_i)c_i)^4}{v_i}}, \quad (25)$$

sendo N o número de fontes de entrada, v_i o número de graus de liberdade referente a cada fonte de entrada, $u_i(y)$ a incerteza-padrão da fonte de entrada na unidade do mensurando, $u_i(x_i)$ a incerteza padrão da fonte de entrada e c_i o coeficiente de sensibilidade referente a cada fonte de entrada definido em (23).

2.7 CONSIDERAÇÕES

Os conceitos apresentados neste capítulo formam a base para o entendimento desta dissertação. A explicação do funcionamento dos motores BLDC e dos conversores de frequência é necessária para entender as implicações do uso de diferentes padrões de acionamento e frequências de chaveamento, servindo especialmente como base para o Capítulo 3. Em relação à execução de ensaios, as descrições do equipamento dinamômetro e do método para obtenção da potência total trifásica servem para situar o leitor previamente daquilo que é abordado na etapa de execução do trabalho, principalmente na construção da bancada, demonstrada no Capítulo 4. As definições de THD e TWD servem como base para parte das análises realizadas no Capítulo 5. A apresentação e o equacionamento relacionados com mancais de elementos rolantes servem como base para entender os percalços na construção da bancada apresentados no Capítulo 4, principalmente ao reduzir a variabilidade dos ensaios. Por fim, os equacionamentos relacionados com incerteza de medição apresentados neste capítulo servem como base matemática para a avaliação de incertezas das grandezas medidas, conforme apresentado no Capítulo 6.

3 REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo introduz os temas que constroem a base desta dissertação, apresentando trabalhos relevantes que abordam avaliação de modos acionamento em motores BLDC. A Seção 3.1 traz um panorama geral sobre os fatores que causam variações no desempenho de motores BLDC. Na Seção 3.2 são apresentados trabalhos que avaliaram diferentes métodos de acionamento, mostrando suas vantagens e desvantagens. A Seção 3.3 demonstra a aplicação deste tema ao relacionar com padronizações. Por fim, na Seção 3.4 são apresentadas as considerações finais.

3.1 PANORAMA GERAL

Com o objetivo de minimizar as perdas e aumentar a economia de energia, pesquisadores têm direcionado seus esforços para a otimização dos elementos que compõem os acionamentos elétricos, como, neste caso, os motores elétricos, a eletrônica de potência e o software que controla as operações dos acionamentos (CARUSO *et al.*, 2021). Um dos aspectos de interesse nessa otimização é o controle da ondulação de torque, principalmente em sistemas de alto desempenho, buscando minimizar perturbações, como ruído acústico, vibração dos componentes, variação da velocidade e outras que resultem em queda de desempenho (SHAFIEI *et al.*, 2015). Tal ondulação pode ser dividida em três subgrupos causadores: o primeiro relacionado com o projeto do motor, o segundo relacionado com a topologia do sistema de acionamento e o terceiro relacionado com a forma como é feito o controle.

A parcela relacionada com o projeto do motor é um resultado da interação entre os ímãs permanentes do rotor e os dentes e as ranhuras do estator (CHUANG; KE; CHUANG, 2009). Com essa interação, as flutuações parasitas do torque geradas pelo projeto causam distorção da FCEM em relação à sua forma de onda ideal. A melhoria das características de projeto pode ser realizada pela correção da geometria do motor, por meio de métodos como inclinação dos dentes do estator ou dos polos magnéticos do rotor, entalhes nos dentes, deslocamento dos polos magnéticos e otimização da relação entre o arco do polo e o passo do polo (ZHU *et al.*, 2003; ISLAM; MIR; SEBASTIAN, 2004). Embora sejam efetivos para redução da ondulação do torque, os métodos de alteração de projeto do motor não são suficientes para reduzir por completo a ondulação (SHAFIEI *et al.*, 2015).

A utilização de diferentes topologias para acionamento do motor elétrico acaba influenciando também o seu desempenho. De maneira geral, os motores BLDC são acionados utilizando inversores trifásicos de ponte completa (FENG; LIU; WANG, 2018). Em aplicações de baixa e média potência, comumente é feita a escolha da topologia com saída em dois níveis (VISWANATHAN; SEENITHANGOM, 2018). Tal combinação, ao realizar o acionamento por PWM das fases, acaba induzindo quantidades expressivas de ondulação na corrente e no torque devido à combinação entre baixa indutância encontrada nos motores e alta distorção harmônica do sinal de tensão aplicado em relação a uma senoide (FENG; LIU; WANG, 2018).

Para combater isto, diferentes combinações de circuitos foram investigados na literatura para aprimorar o desempenho desses acionamentos.

Em Lee (2019) a oscilação do torque na comutação é ativamente controlada por meio do ajuste da tensão CC do barramento. No trabalho, o erro entre as correntes de fases medidas e as correntes de referência geradas é alimentado individualmente em um comparador com uma banda de histerese pré-definida. Quando o erro de corrente fica acima o valor superior da banda, o controlador realiza um degrau decrescente na tensão de alimentação, forçando que a corrente fique próxima ao ponto de operação. De maneira análoga, quando a corrente cai abaixo do limite inferior da banda, o controlador realiza um degrau crescente na tensão de alimentação, causando um aumento da corrente. Estreitando a banda utilizada para comparação reduz-se a ondulação do torque, porém aumenta-se as perdas relacionadas com chaveamento devido ao elevado número de operações realizadas. Após ajuste de parâmetros, como resultado, a forma da corrente medida ficou mais próxima à referência de corrente, resultando em uma redução de mais de 60% na oscilação de torque. Em Xiaofeng e Zhengyu (2006) foi utilizado um conversor Buck entre a alimentação CC e o inversor de dois níveis, reduzindo de maneira significativa a ondulação do torque em velocidades mais baixas. Em Chen, Xia e Xue (2008) foi realizado um trabalho semelhante, porém utilizando um conversor Luo no lugar, ajustando a tensão necessária para suprimir a ondulação em velocidades elevadas. A utilização de circuitos intermediários, entretanto, aumenta os custos de produção devido aos componentes extras.

A utilização de inversores multiníveis, no lugar dos tradicionais de dois níveis, permite operar em frequências de chaveamento elevadas com maior eficiência e menor estresse por derivada de tensão, aumentando a vida útil dos componentes. Além disso, com a utilização de mais níveis de tensão, o sinal de saída do inversor fica mais próximo de uma senoide, apresentando menos distorção. Em Viswanathan e Jeevananthan (2014) é feita uma comparação entre a utilização de inversores de dois níveis e três níveis, sendo demonstrado que o aumento do número de níveis de tensão do inversor levou a redução na ondulação do torque e da potência elétrica consumida. Os autores apresentaram, também, a redução do conteúdo harmônico da tensão de saída do inversor e, conseqüentemente, da corrente consumida pelo motor. O aumento do número de níveis, entretanto, acarreta maior custo de produção para baixas potências e tensões, devido ao aumento do número de componentes e à reformulação eletrônica do inversor de frequência.

Por fim, a ondulação no torque também está relacionada com a forma do controle, especificamente durante o processo de comutação. Neste período, a corrente da fase que está sendo desativada (de saída) e a corrente da fase que está sendo ativada (de entrada) devem ter a mesma inclinação a fim de não gerar nenhum efeito sobre a corrente da fase não comutante. Quando as correntes de saída e de entrada apresentam inclinações diferentes, a corrente da fase não comutante não é mais constante e sua magnitude aumenta ou diminui. Durante a operação de alta velocidade, a inclinação da corrente de saída é mais acentuada do que a inclinação da corrente de entrada, causando um pico de corrente na fase não comutada. Na

operação de baixa velocidade, a inclinação da corrente de entrada é mais íngreme do que a inclinação da corrente de saída, causando uma queda de corrente na fase não comutada. Tal efeito se manifesta de maneira diferente ao utilizar modos de PWM diferentes (CHUANG; KE; CHUANG, 2009).

3.2 COMPARATIVO DE MÉTODOS DE ACIONAMENTO

Os métodos de acionamento na literatura são classificados como o unipolar ou bipolar. Para o acionamento unipolar, apenas uma das chaves (alta ou baixa) é modulada por PWM, enquanto a chave complementar é mantida ligada durante o mesmo período. Os modos unipolares descritos na literatura são H_PWM-L_ON, H_ON-L_PWM, PWM-ON, ON-PWM e PWM-ON-PWM. A nomenclatura dos modos está diretamente ligada com a sua característica de operação. No modo H_PWM-L_ON, as chaves altas (H) são moduladas por PWM, enquanto as chaves baixas (L) são mantidas ligadas. Já no modo PWM-ON, por exemplo, todas as chaves no seu respectivo período de condução passam a primeira metade do tempo moduladas por PWM e a segunda metade ligadas. Embora nesse caso todas as chaves sejam moduladas, isso ocorre em apenas uma por vez. Para o modo bipolar, as chaves altas e baixas são moduladas por PWM no período de condução. Como exemplo, a literatura descreve o modo H_PWM-L_PWM. Como características gerais, o modo unipolar apresenta menor grau de complexidade para implementação em microcontroladores. Já o modo bipolar é o mais fácil para implementar um algoritmo de comutação *sensorless* usando a FCEM (TRIFA; BREZEAU; CEUCA, 2020). Em um típico sistema de controle de motores BLDC, apenas um método PWM é usado independentemente da região de operação (PINDORIYA *et al.*, 2018). Entretanto, cada método tem vantagens e desvantagens diferentes, dependendo da condição de operação (HUH *et al.*, 2019).

Para a área de motores BLDC, trabalhos sobre diversos temas que englobam a diferença entre modos de acionamento são discutidos na literatura, como ondulação de torque, controle eficiente de harmônicas, estratégias de controle de velocidade e implementações tolerantes a falhas (XIA *et al.*, 2014; CHINMAYA; SINGH, 2018). A maioria dos estudos na literatura acaba focando nas ondulações de torque, desde a sua formulação até estratégias para sua minimização (KIM, H.-W. *et al.*, 2011; SALAH; ISHAK; HAMMADI, 2011).

A comparação dos métodos H_PWM-L_ON, H_ON-L_PWM, PWM-ON e ON-PWM foi realizada por Chuang, Ke e Chuang (2009). No trabalho, as quatro técnicas de modulação foram comparadas com o motor operando em velocidade angular fixa de 4330 RPM e 80% de razão cíclica para a carga. Constatou-se que no método H_PWM-L_ON ocorre maior ondulação no torque quando há a comutação das fases relacionadas com as chaves superiores, que são moduladas por PWM. Para o método H_ON-L_PWM acontece o oposto, com maior ondulação quando há comutação das chaves inferiores. Os métodos PWM-ON e ON-PWM apresentaram ondulação parecida em ambos os casos. Constatou-se, também, que o método PWM-ON apresentou menor ondulação no torque. Embora tenha resultados conclusivos, o

trabalho apresentado por Chuang, Ke e Chuang (2009) carece de análise do comportamento da corrente da fase não comutante, pois ao operar em uma condição de torque elevado, os efeitos não são visíveis graficamente. Além disso, embora tenha sido desenvolvido experimentalmente, o trabalho não apresenta um comparativo do desempenho em termos de variação de eficiência elétrica com as diferentes técnicas de chaveamento.

A comparação de métodos de acionamento realizada por Li, Huang e Yin (2008) constatou que o modo H_PWM-L_PWM, por acionar ambas as chaves, possui quase o dobro das perdas por chaveamento do que os outros métodos. Além disso, tal método apresentou maior pulsação na corrente e maiores perdas harmônicas. Em Hag-Wone Kim *et al.* (2011) foi proposta uma adaptação do método bipolar H_PWM-L_PWM capaz de reduzir a pulsação da corrente e, como consequência, as emissões sonoras. Percebeu-se uma redução também nas correntes parasitas, reduzindo as perdas por histerese. O trabalho, entretanto, não quantificou os ganhos em eficiência energética da adaptação do método de chaveamento.

A análise dessas formas de controle pode tomar diferentes rumos, visto que cada técnica pode apresentar comportamentos diferentes relacionadas com o processo de comutação devido ao acionamento PWM, como a perda térmica devido à histerese magnética (MUSIL, 2006), e fatores dependentes da condição de operação, como as perdas no ferro e nas bobinas dos métodos em diferentes faixas de velocidade (CUI; LIU; WANG, 2015). De fato, as perdas resultantes em máquinas elétricas dependem fortemente de suas estratégias de controle (PIAZZA; PUCCI, 2016). A análise e redução da perdas do sistema de acionamento, portanto, é fundamental para aprimorar o desempenho do sistema em termos de eficiência e a análise comparativa dos desempenhos de eficiência em diferentes estratégias de controle deve ser realizada para cada caso específico, visto que a mudança de topologia e condição de aplicação podem alterar o resultado (SHAFIEI *et al.*, 2015).

Conforme comentado na Seção 2.2, o sinal de corrente de acionamento dos motores BLDC é de interesse, visto que a grandeza pode ser relacionada com as perdas e com a potência de saída. Um dos fatores que pode ser analisado com relação à corrente é a magnitude das perdas no enrolamento da bobina em função da resistência, conforme:

$$P_c = RI^2, \quad (26)$$

sendo R a resistência elétrica do enrolamento e I o valor RMS da corrente elétrica. Desse modo, a minimização do conteúdo harmônico, promovendo a redução do valor RMS da corrente para uma mesma condição de torque e velocidade angular, garante que as perdas no enrolamento sejam menores (N'DIAYE; ESPANET; MIRAOU, 2004). Para a correta utilização da Equação (26), a norma IEEE 112 (IEEE... , 2017) define que a resistência da bobina deve ser corrigida de acordo com a sua variação de temperatura, conforme:

$$R = R_0(1 + \alpha(T - T_0)), \quad (27)$$

sendo R o valor de resistência corrigida, T o valor de temperatura, R_0 o valor de resistência conhecido na temperatura de referência T_0 , e α o coeficiente de temperatura, que é uma

propriedade térmica do material condutor utilizado na bobina (KASAP, 2006). Para materiais normalmente utilizados em condutores, cobre ou alumínio, a alteração da resistividade em função da temperatura é considerada aproximadamente linear para valores em torno da temperatura ambiente (HOC; TINH; HIEN, 2020; STARRETT *et al.*, 2020). A condição conhecida de temperatura, caracterizada por R_0 e T_0 , pode ser obtida por meio de medições de resistência do motor elétrico após um período de equalização térmica.

Além disso, dado que existe uma relação direta entre corrente e torque, resultante do formato trapezoidal da FCEM em motores BLDC (JAHNS; BECERRA; EHSANI, 1991), a grandeza torque fica suscetível à ondulação e oscilação da corrente. Desse modo, além do impacto causado pelo modo de chaveamento no comportamento, há também uma contribuição de pulsação causada pela frequência de chaveamento (LI; HUANG; YIN, 2008).

3.3 ENSAIOS E PADRONIZAÇÕES

Juntamente com esses esforços em pesquisa, os órgãos de padronização lançam normas relativas à medição das perdas de energia e eficiência dos motores elétricos. Exemplos de normas abordando esse tópico são as IEC 61800-9-1 (IEC, 2017a) e IEC 61800-9-2 (IEC, 2017b), que estabelecem os padrões de eficiência energética e definem os indicadores de eficiência energética. Para garantir uma classificação correta nas classes de eficiência definidas nas normas, é importante que a aquisição de dados seja feita com instrumentos com baixas incertezas e que apliquem métodos corretos (KÄRKKÄINEN *et al.*, 2018). Entretanto, ao utilizar instrumentos com baixa incerteza e pessoal especializado, tem-se um aumento dos custos. Durante a fase de projeto, a medição do valor absoluto das perdas de energia nem sempre é necessária. De fato, muitas vezes, para validar a eficácia de uma modificação no hardware ou software do inversor de frequência, basta avaliar as variações das perdas de potência causadas por meio de uma medição diferencial (SPATARO *et al.*, 2020).

Com o objetivo de verificar a possibilidade de reduzir a incerteza de medição por meio da medição diferencial, uma estratégia foi elaborada em Caruso *et al.* (2021) para realização de ensaios em motores síncronos de ímãs permanentes. Uma estratégia de controle por orientação de campo (FOC, do inglês *Field Oriented Control*) foi implementada para permitir alterar o valor do componente de corrente direta do eixo “d” da Transformada de Park entre três valores (0 A, 1 A e -1 A), definindo assim três modos de controle distintos. Os ensaios no motor foram realizados em três sistemas de medição diferentes, denominados “A”, “B” e “C”, diferenciados por sua incerteza e preço. O sistema de medição “A” se enquadra como um equipamento de menor incerteza, devidamente calibrado e em condições laboratoriais controladas, resultando em incertezas de 0,13% para a potência elétrica e 0,20% para a potência mecânica, cumprindo os requisitos da norma IEC 61800 para ser usado para a classificação de sistemas de acionamento elétricos. Para os sistemas de medição “B” e “C”, não foi realizada calibração, e a temperatura e umidade da sala de ensaios não foi controlada. O sistema de medição “B” apresentou incerteza de medição de 4% para a potência elétrica e 3% para a potência mecânica. O sistemas de

medição “C” apresentou incerteza de medição de 1% para a potência elétrica e 3% para a potência mecânica.

Os ensaios em Caruso *et al.* (2021) foram realizados em diversas condições de torque e velocidade angular. Com base nos dados dos ensaios, constatou-se que os erros de medição cometidos pelos sistemas “B” e “C”, considerando o sistema “A” como referência, não são desprezíveis. Em alguns casos, as perdas de energia são mais de 10% maiores (18,43 W no pior caso) para o sistema “B” e mais de 4% maiores (7,73 W no pior caso) para o sistema “C”, demonstrando novamente que estes são inadequados para uma classificação conforme o padrão IEC 61800. Posteriormente, ao realizar a diferença entre os valores obtidos com os diferentes valores de corrente direta do eixo “d” da Transformada de Park, constatou-se que a diferença entre as medições realizadas utilizando os três sistemas é insignificante. Considerando o sistema “A” como referência, a diferença de pior caso é de 0,37 W para o sistema “B” e 0,30 W para o sistema “C”. Além disso, considerando que a repetibilidade a curto prazo dos três sistemas de medição é muito semelhante e considerando que os componentes de incerteza relacionados aos efeitos sistemáticos são desprezíveis, pode-se afirmar que eles garantem a mesma incerteza quando usados para medir as variações de perda de potência.

3.4 CONSIDERAÇÕES

Os estudos de otimização energética de motores BLDC são uma preocupação recorrente dentre pesquisadores, motivados pelo amplo uso desses equipamentos em diversos segmentos de mercado. Um dos aspectos de interesse na otimização é a avaliação das ondulações de torque, visto que estas causam degradação de desempenho, ruído acústico e vibração de componentes. As causas dessas ondulações podem ser divididas em três grupos: o projeto do motor, a topologia do sistema de acionamento e o modo de controle.

A redução da ondulação de torque com base nas modificações de projeto do motor e topologia do sistema de acionamento requerem um reprojeto dos mesmos. Na literatura, são apresentados diversos estudos em relação à geometria ideal no projeto de motores BLDC, alterando itens como inclinação de dentes do estator, entalhes, deslocamento de polos, dentre outros. Para o sistema de acionamento, são demonstrados os ganhos obtidos na substituição do circuito intermediário, e também ao adicionar mais níveis de tensão na etapa inversora de frequência. Essas estratégias, entretanto, geram custos de reprojeto. Para arquiteturas já estabelecidas de motores BLDC e conversores de frequência, o último passo da redução da oscilação está na análise de parâmetros de controle.

Na literatura, diversos trabalhos focando nos modos de controle têm concentrado seus esforços na minimização das ondulações de torque. A maioria dos trabalhos ou estuda as relações matemáticas para comparação de métodos ou realiza essa comparação por meio de simulações, utilizando modelos ideais. Para os trabalhos que realizam efetivamente os ensaios comparativos, entretanto, o foco principal é a quantificação da ondulação em si, seja no sinal torque ou na corrente das fases do motor. A análise dos ganhos, em termos de eficiência energética, é um

tema de difícil quantificação, dadas as preocupações com qualidade metrológica dos resultados.

Com os motores BLDC cada vez mais eficientes, as incertezas do sistema de medição devem ser cada vez mais baixas, para a correta caracterização dos ganhos obtidos. Na literatura, entretanto, encontrou-se uma solução para a caracterização dos ganhos. Embora a avaliação dos resultados em termos absolutos seja prejudicada, é possível avaliar os ganhos entre métodos por meio da medição diferencial, reduzindo a incerteza de medição.

4 DESENVOLVIMENTO DA BANCADA

Este capítulo descreve o procedimento para construção da bancada de dinamômetro utilizada para avaliar experimentalmente o impacto dos parâmetros do inversor em motores de corrente contínua sem escovas. A Seção 4.1 descreve os componentes escolhidos para composição da bancada. Na Seção 4.3 são apresentadas estratégias para minimizar a variação de resultados encontrada ao longo do desenvolvimento da bancada. A Seção 4.2 demonstra o projeto dos controladores das variáveis de interesse presentes na bancada.

4.1 DETALHAMENTO DA BANCADA

Como o intuito é testar os motores de corrente contínua sem escovas aplicados em compressores herméticos para refrigeração, foram elencados requisitos para a construção da bancada de modo a atender especificamente as necessidades desses ensaios. Quando o motor está instalado no compressor, o rotor é acoplado ao sistema de compressão de fluido refrigerante e tem seu próprio mancal na estrutura do compressor. Assim, para a realização dos ensaios no dinamômetro, se faz necessário o uso de uma mancalização auxiliar que permita o seu funcionamento padrão.

Outro ponto do motor é a necessidade de utilização do inversor de frequência específico, que controla a velocidade angular do rotor mediante comandos enviados via interface serial. Desse modo, há apenas a possibilidade de utilização do dinamômetro em modo passivo.

Com a escolha do dinamômetro em modo passivo, foram elencados os demais componentes necessários para a construção da bancada. Como o motor sob ensaios impõe a velocidade angular do eixo, faz-se necessário o uso de um elemento externo para imposição de carga controlada no sistema. Além disso, para o cálculo da potência mecânica gerada pelo motor, são necessárias medições de torque e velocidade angular, conforme descrito na Seção 2.3.

Para flexibilizar as condições de operação, decidiu-se que a bancada deve ser capaz de operar em uma ampla faixa de condições de torque, em rotações definidas. Sendo assim, elencou-se como característica da bancada a capacidade de realizar ensaios operando com velocidade angular até 3600 RPM e torque até 500 mN.m.

Conforme apresentado na Seção 2.3, para cálculo da potência trifásica total consumida por um motor, são necessários apenas dois canais de medição. Além de dois canais, elencou-se a necessidade de um terceiro canal, para medir também a potência de entrada do inversor. Desse modo, é necessário que o analisador de potência possua no mínimo três canais. Outras características desejadas do analisador de potência são a capacidade de aquisição das formas de onda dos canais, para medição da distorção da onda em diferentes configurações, e uma alta taxa de aquisição de dados, visto que são esperadas harmônicas de alta ordem provenientes do chaveamento em alta frequência que ocorre no inversor.

Para os elementos da bancada de modo geral, é necessário que exista a possibilidade de obtenção de dados e controle das variáveis de interesse. Além disso, é desejável a instalação

de elementos auxiliares que possibilitem a execução e monitoramento dos ensaios de maneira remota, em razão das políticas de limitação de acesso ao laboratório impostas pela pandemia da COVID-19.

4.1.1 Transdutor de Torque e Velocidade Angular

Para a medição do torque, foram elencadas como características desejáveis um torque nominal de 500 mN.m, a saída do transdutor em tensão ou digital para facilitar a automação do processo de medição, e a topologia de medição de torque em linha, visto que foi escolhida a topologia de dinamômetro em modo passivo. Além disso, foi elencado como requisito que o transdutor de torque apresente juntamente a medição da velocidade angular. Assim, após feita uma análise entre opções disponíveis, optou-se por utilizar o transdutor modelo TMHS303 da fabricante Magtrol, no qual a saída em tensão é proporcional ao torque medido de forma in-line. O transdutor possibilita também a medição da frequência rotacional, por meio de um *encoder* embarcado. As especificações do transdutor são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Especificação do transdutor TMHS303.

Especificação	Valor
Intervalo de medição de torque	500 mN.m
Saída do sinal de torque	± 5 V
Faixa de medição da velocidade angular	40 000 RPM
Resolução do <i>encoder</i>	60 pulsos/rev

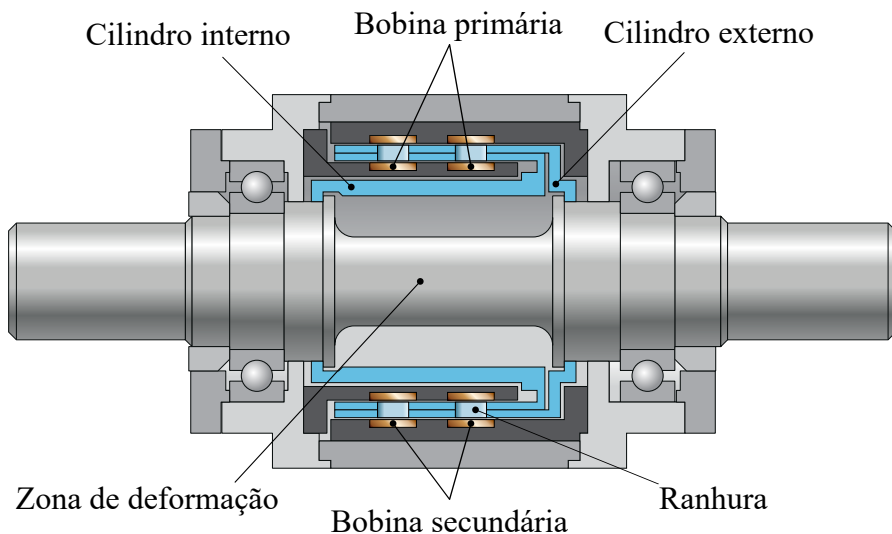
Fonte: (MAGTROL, 2021).

A parte de medição de torque no transdutor TMHS303 é composta por três elementos: um eixo com zona de deformação, um par de bobinas e dois cilindros metálicos (interno e externo). O princípio de medição utilizado é o da variação, na qual o torque é proporcional ao acoplamento do transformador resultante entre as bobinas.

O transformador em questão, composto pelas bobinas primária e secundária, está separado por dois cilindros concêntricos de alumínio conectados ao eixo de medição de torque, sendo cada um deles ligado a um lado da zona de deformação. Os cilindros possuem ranhuras, porém na condição em que não há torque aplicado ao eixo, os cilindros ficam posicionados de tal forma que não há sobreposição de ranhuras. Assim, como o alumínio dos cilindros é um material não magnético, praticamente não há indução da bobina primária na secundária. Para o caso em que há torque aplicado no eixo, a zona de deformação é submetida a um aumento de deslocamento angular. Nesse caso, há aumento da sobreposição entre as ranhuras, criando uma abertura para o fluxo magnético. Nesse sistema, a quantidade de indução entre as bobinas é proporcional ao torque aplicado.

Por se tratar de um transformador, a bobina primária deve ser excitada por uma fonte alternada. No transdutor em questão, a excitação é feita em corrente alternada com frequência

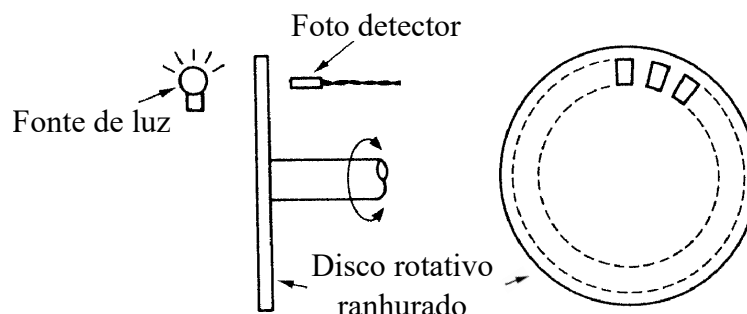
Figura 13 – Estrutura do transdutor de torque.



Fonte: adaptado de (MAGTROL, 2021).

de 20 kHz, proveniente da eletrônica embarcada no transdutor. Além de gerar a frequência necessária, uma corrente constante é fornecida pela eletrônica embarcada à bobina primária, de modo a determinar a temperatura do transdutor e compensar o efeito de temperatura. A bobina primária é constituída de dois enrolamentos iguais em série, enquanto a bobina secundária é composta por dois enrolamentos com oposição de fase, resultando em uma medição diferencial.

A medição da velocidade angular, por sua vez, é feita por meio de um *encoder*. Esse tipo de transdutor é composto por um fotoemissor, um fotodetector e um disco de baixo momento de inércia. O sinal de saída do transdutor é dado em pulsos, gerados através do bloqueio e do desbloqueio da luz através de um disco ranhurado, disposto entre a fonte de luz e o fotodetector. O princípio de funcionamento pode ser visto na Figura 14, em que um disco rotativo ranhurado é utilizado para interromper a passagem de luz da fonte até o receptor.

Figura 14 – Princípio de funcionamento do *encoder*.

Fonte: adaptado de (MORRIS, 2001).

No transdutor de torque escolhido, um sensor óptico lê a velocidade angular em um disco acoplado ao eixo de rotação. O condicionador eletrônico emite, então, um sinal de frequência proporcional à velocidade angular do eixo. Para a utilização desse transdutor, o

sistema de aquisição deve ser compatível com a lógica de contador, para contar o número de pulsos gerados pelo sensor. A velocidade angular pode ser calculada como:

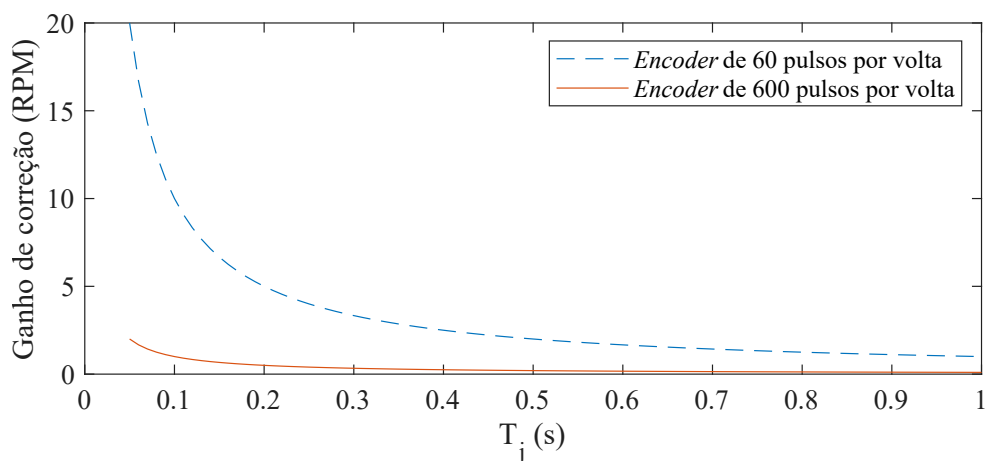
$$\omega = \frac{N_p}{T_j m}, \quad (28)$$

sendo ω a velocidade angular (em hertz), T_j o intervalo de tempo (em segundo), N_p o número de pulsos detectados durante o tempo de janela T_j e m o número de pulsos em uma volta. Entretanto, devido ao baixo número de pulsos por revolução apresentado na Tabela 3, tal método pode acabar gerando alta variação de resultados. Analisando a Equação (28), tem-se que, para transformar o resultado de hertz para rotações por minuto, deve-se multiplicar ambos os lados da equação por 60. Aplicando isto, e separando os termos da equação para que ω seja uma função de N_p , tem-se que os membros restantes da equação são agrupados em um ganho de correção G_e , conforme a Equação (29).

$$G_e = \frac{60}{T_j m} \quad (29)$$

O ganho calculado na Equação (29) significa que, para cada pulso a mais ou a menos, a velocidade calculada varia em G_e , como se fosse uma resolução. Feito isto, na Figura 15 foram simulados dois tipos de *encoder* baseados na Equação (29): um com 60 pulsos por volta, resultando em uma resolução semelhante à especificada no transdutor escolhido, e outro com 600 pulsos por volta, propondo avaliar o impacto causado.

Figura 15 – Ganho de correção equivalente dependendo do tempo da janela de aquisição do *encoder*.



Fonte: autor.

Para fins de comparação dos *encoders*, foi escolhida a velocidade angular base de 1000 RPM, visto que se trata do limite inferior de operação do conversor de frequência. Foi definida como resolução interessante um valor abaixo de 0,5% desse pior caso, resultando em 5 RPM. Percebeu-se pela Figura 15 que, para que o *encoder* de 60 pulsos por volta obtenha a resolução desejada, o tempo de aquisição deve ser elevado. Como a velocidade angular é um

parâmetro que deve ser controlado, elevar o tempo de aquisição faz com que menos amostras sejam adquiridas, prejudicando o desempenho da malha de controle. Para fins comparativos, considerando uma janela de 0,05 s enquanto o *encoder* de 60 pulsos opera em uma resolução de 20 RPM, o *encoder* de 600 pulsos atinge uma resolução de 2 RPM.

Em função da baixa resolução resultante do *encoder* para a situação real de 60 pulsos por revolução, decidiu-se alterar o método de cálculo da frequência rotacional. No lugar do contador de pulsos, amplamente utilizado, será medido o tempo entre pulsos, calculando a frequência equivalente e realizando a média das frequências de todos os pulsos na janela de aquisição.

De forma análoga à Equação (28), em que a velocidade angular é calculada com base no número de pulsos detectados durante uma janela de tempo, o cálculo da velocidade angular com base no tempo de um pulso é dado por:

$$\omega = \frac{60}{T_p m}, \quad (30)$$

sendo ω a velocidade angular (em rotações por minuto), T_p o intervalo de tempo do pulso (em segundo), e m o número de pulsos em uma volta. O numerador 60 serve para realizar a conversão do valor obtido de hertz para rotações por minuto. O valor de m , para o caso do *encoder* utilizado, adquire o valor de 60 pulsos por revolução, conforme a Tabela 3. Desta forma, a Equação (30) pode ser reescrita como:

$$\omega = \frac{1}{T_p}. \quad (31)$$

Para avaliar o método de cálculo envolvendo o tempo do pulso, uma informação necessária é o número de amostras adquiridas nesse pulso, dado por:

$$S_p = f_s T_p, \quad (32)$$

sendo S_p o número de amostras por pulso, f_s a frequência de aquisição e T_p o tempo entre pulsos. Combinando as Equações (31) e (32), é possível calcular o número de amostras por pulso com base na velocidade angular, conforme:

$$S_p = \frac{f_s}{\omega}. \quad (33)$$

O cálculo da resolução percebida pelo método está relacionado com o número de amostras que se pode ter em um pulso. Assim, a resolução pode ser entendida como a variação mínima de uma grandeza. Partindo do princípio que a variação de S_p é proporcional à variação de ω , tem-se que:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{\Delta S_p}{S_p}, \quad (34)$$

sendo ΔS_p o incremento mínimo de S_p , S_p número de amostras por pulso definido anteriormente em (32), $\Delta \omega$ o incremento mínimo de ω e ω a velocidade angular. O incremento mínimo da

velocidade angular, $\Delta\omega$, também pode ser descrito como resolução do método. Já o incremento mínimo do número de amostras, ΔS_p , é fixo em 1, visto que o número de amostras pode ser somente valores inteiros positivos. Dessa forma, ao combinar as equações (33) e (34), tem-se:

$$\Delta\omega = \frac{\omega^2}{f_s}. \quad (35)$$

O cálculo de $\Delta\omega$ realizado acima foi feito somente para um pulso. Entretanto, os resultados podem ser melhorados ao utilizar mais pulsos, que podem ser calculados conforme:

$$n_p = \frac{T_j}{T_p}, \quad (36)$$

sendo n_p o número total de pulsos medidos, T_j o tempo da janela de aquisição e T_p o tempo entre pulsos. Assim, pode ser feita uma média de todos os pulsos na aquisição, conforme:

$$\overline{\Delta\omega} = \frac{\Delta\omega}{n_p}. \quad (37)$$

4.1.2 Freio

Para aplicação de carga mecânica no motor, foi especificado um freio com controle elétrico da potência, que apresentasse como características desejadas velocidade angular compatível com o transdutor de torque, rápida resposta dinâmica, fácil operabilidade, alta repetitividade de torque e longa vida útil. Após análise das opções disponíveis, optou-se pela utilização do freio de histerese AHB-1, da fabricante Magtrol, por possuir um torque suave, de fácil controle e independente da velocidade angular. As especificações do freio de histerese são apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Especificação do freio de histerese AHB-1.

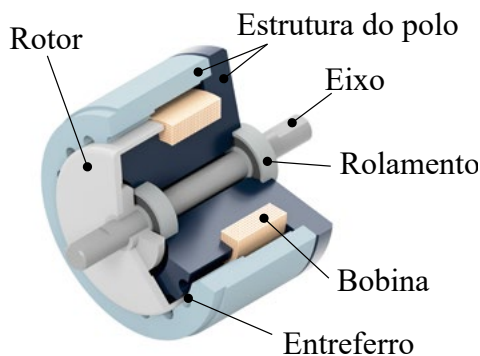
Especificação	Valor
Torque mínimo na corrente nominal	1 N.m
Velocidade angular máxima	25000 rpm
Momento de inércia externa	0,876 kg.cm ²
Alimentação	24 V
Corrente nominal	400 mA
Potência	9,6 W
Temperatura de operação	-40 °C a +85 °C

Fonte: (MAGTROL, 2022).

O freio de histerese é o elemento responsável pela imposição de carga no eixo do motor sob ensaio. O efeito da histerese é aplicado ao controle de torque mediante utilização de dois componentes: uma estrutura de polo reticulado e um conjunto rotor/eixo fixados juntos, porém sem contato físico. Enquanto a bobina estiver desenergizada, o rotor gira livremente sobre

os rolamentos de esfera presentes no freio. No momento em que uma força magnetizante é aplicada à estrutura do polo, o entreferro se torna um concentrador de linhas de fluxo magnético. Dessa forma, o rotor é magneticamente limitado, proporcionando uma ação de frenagem no eixo. Os elementos presentes no freio de histerese são apresentados na Figura 16.

Figura 16 – Estrutura do freio de histerese.



Fonte: (MAGTROL, 2022).

Já que o torque é produzido através do entreferro, sem o uso de fricção ou forças de cisalhamento, o freio de histerese é capaz de fornecer cargas de torque suaves, facilmente controláveis e independentes da velocidade, operando sem contato físico entre os elementos. Com essa construção, os únicos pontos sujeitos a desgaste mecânico são os rolamentos do eixo.

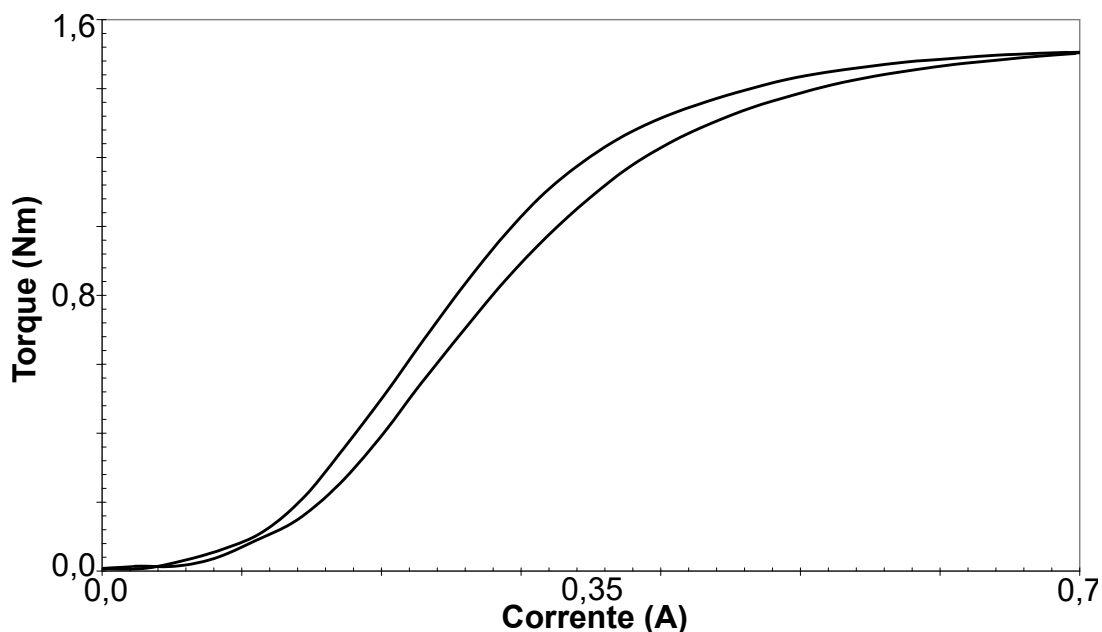
No freio utilizado, o torque aplicado no eixo é ajustado através da corrente contínua em uma bobina de campo presente no freio, responsável por magnetizar a estrutura do polo. A relação entre corrente e torque produzido é apresentada na Figura 17, por uma curva de histerese. Na curva apresentada, para valores crescentes e decrescentes de corrente, o comportamento do torque varia. A fabricante recomenda, para melhor utilização do freio, uma fonte de corrente contínua com regulação de corrente, de modo a minimizar o desvio de torque relativo a mudanças de temperatura na bobina e pela variação da tensão de linha.

4.1.3 Acoplamentos Mecânicos

Devido à necessidade de acoplar o eixo do transdutor de torque aos eixos do motor sob ensaio e do freio de histerese, fez-se necessário o uso de acoplamentos mecânicos. Com base nas especificações dos elementos anteriores, foram elencadas como características desejáveis: elevada rigidez à torção, torque nominal suportado superior ao admissível pelo transdutor de torque, frequência rotacional compatível com a do transdutor de torque e que o acoplamento consiga admitir desalinhamentos angulares, paralelos e axiais. Através de uma análise comparativa entre modelos disponíveis, optou-se por utilizar acoplamentos de modelo BSD 965-37-000, da empresa Magtrol. As especificações dos acoplamentos são apresentadas na Tabela 5.

Quando um acoplamento é empregado entre dois eixos desalinhados, ele tende a se deformar, compensando o desalinhamento. A escolha do acoplamento de disco duplo se deu

Figura 17 – Curva de histerese característica do freio AHB-1.



Fonte: adaptado de (MAGTROL, 2023).

Tabela 5 – Especificação do acoplamento BSD 965-37-000.

Especificação	Valor
Torque máximo	1,56 N.m
Frequência rotacional máxima	44000 RPM
Momento de inércia	$14,01 \times 10^{-6} \text{ kg.m}^2$
Rigidez torcional	$2598,6 \text{ N.m.rad}^{-1}$
Desalinhamento radial	$\pm 0,8 \text{ mm}$
Desalinhamento paralelo	0,7 mm
Desalinhamento angular	$1,5^\circ$

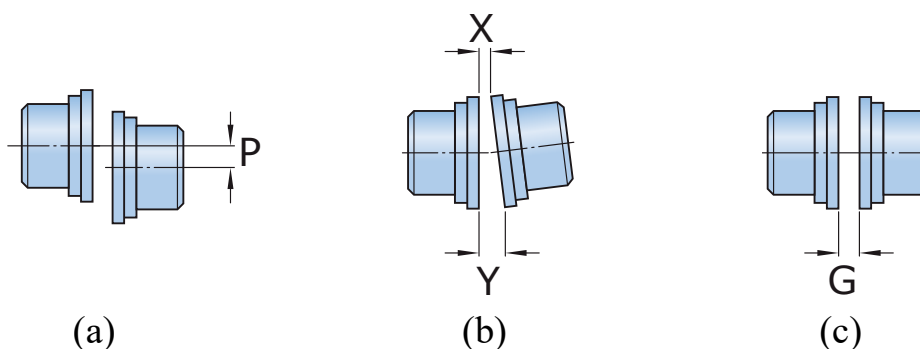
Fonte: (MAGTROL, 2009).

peço fato de estes compensarem, além dos desalinhamentos angular e paralelo compensados por disco simples, o desalinhamento radial. Os três tipos de desalinhamento são apresentados na Figura 18.

4.1.4 Fonte de Corrente Contínua

Para o acionamento e controle do freio, foram elencadas como características desejáveis baixo *ripple*, faixa nominal de corrente compatível com o freio, alta resolução nas saídas de tensão e corrente e interface de comunicação para controle via computador. A partir da análise de opções disponíveis, escolheu-se utilizar a fonte GEN 600-1,3 da fabricante TDK-Lambda. As especificações da fonte de corrente contínua são apresentadas na Tabela 6.

Figura 18 – Desalinhamentos que podem ocorrer na montagem de eixos: (a) Radial; (b) Angular; (c) Axial.



Fonte: adaptado de (SKF, 2018b).

Tabela 6 – Especificação da fonte GEN 600-1,3 no modo de controle de corrente.

Especificação	Valor
Tensão máxima	600 V
Corrente máxima	1,3 A
Tempo de resposta	2 ms
Ripple (5 Hz a 1 MHz)	8 mA rms
Resolução (programação)	156 μ A
Exatidão (programação)	2,6 mA
Resolução (leitura)	156 μ A
Exatidão (leitura)	5,2 mA

Fonte: (TDK-LAMBDA, 2007).

A fabricante disponibiliza as fontes com potência máxima fixa, sendo que as diferentes configurações são obtidas variando o par tensão máxima e corrente máxima. Mesmo podendo operar com tensão máxima de saída de 600 V, o modelo com essa configuração foi escolhido por apresentar a menor corrente de saída. Desse modo, é possível obter uma resolução de 72 mV para a tensão e de 156 μ A para a corrente, proporcionando melhor controle do freio.

Além da resolução de adequada para o controle do freio, a fonte de corrente contínua escolhida também apresentou outros aspectos importantes. O *ripple* que afeta a saída de corrente foi o menor entre as fontes da mesma fabricante. A fonte também apresentou um tempo de resposta abaixo do valor entregue por outras fabricantes, possibilitando uma dinâmica do mais rápida no acionamento.

Outra característica de interesse relacionada com a fonte é a possibilidade de comunicação direta com o computador, utilizando a interface de comunicação GPIB (barramento de interface de uso geral, tradução livre do inglês *General Purpose Interface Bus*). Desse modo, é possível automatizar a malha de controle do torque, juntamente com a leitura do transdutor de torque.

4.1.5 Analisador de Potência

Para a medição das variáveis elétricas, foram elencadas como características desejáveis alta taxa de amostragem, pelo menos três módulos para medição de tensão e corrente e interface de comunicação para controle via computador. A partir da análise de opções disponíveis, escolheu-se utilizar o analisador de potência PZ4000 da fabricante Yokogawa. As especificações do analisador de potência são apresentadas na Tabela 7. O analisador de potência escolhido conta com quatro canais, que foram equipados com módulos 253752 para medição de potência. Dessa forma, é possível medir a corrente e tensão das fases do motor sob ensaio, e também a potência de entrada do inversor.

Tabela 7 – Especificação do analisador de potência PZ4000 equipado com módulo 253752.

Especificação	Valor
Faixa de medição de tensão	30/60/120/200/300/600/1200/2000 V
Faixa de medição de corrente (entrada 5 A)	0,1/0,2/0,4/1/2/4/10 A
Faixa de medição de corrente (entrada 20 A)	1/2/4/10/20/40/100 A
Faixa de frequência	CC, (0,1 Hz até 2 MHz)
Taxa de aquisição	até 5 MHz
Número de pontos por canal	100000 pontos
Resolução	12 bits

Fonte: (YOKOGAWA, 2009).

Pela Tabela 7, é possível perceber que o analisador de potência possui elevada banda de frequência, possibilitando a medição de sinais alternados de até 2 MHz. Possui também alta taxa de aquisição, que embora apresentada como até 5 MHz, depende da janela de observação, conforme:

$$f_s = \frac{n_p}{T_j}, \quad (38)$$

sendo f_s a taxa de aquisição, n_p o número de pontos (específico do modelo, fixo em 100000 pontos) e T_j o tempo da janela de observação. Desse modo, ao selecionar o tamanho da janela entre as opções disponíveis, a taxa de aquisição varia. Para janelas de observação de 40 ms até 1000 s, a Equação (38) é respeitada. Para janelas de observação abaixo de 40 ms, a taxa de aquisição é limitada pelo valor máximo de 5 MHz.

O analisador de potência, assim como a fonte de corrente contínua, se comunica com o computador utilizando a interface GPIB. Desse modo, é possível realizar a automação da coleta de dados. Além disso, o equipamento possui visor para avaliação da forma de onda dos sinais adquiridos e dos valores numéricos ao longo do ensaio.

4.1.6 Placa de Aquisição

Para aquisição dos sinais de torque e velocidade angular, provenientes do transdutor de torque, é necessária a utilização de uma placa de aquisição de sinais. Com isso, optou-se por utilizar a placa USB6431 da fabricante National Instruments. As especificações da placa de aquisição são apresentadas na Tabela 8. Vale ressaltar que, como o transdutor de torque apresenta baixa resolução na saída da velocidade angular, não será feita aquisição pela entrada de contador da placa, e sim a entrada analógica, conforme definido anteriormente na Seção 4.1.1. Além das entradas analógicas, serão utilizadas saídas digitais no sistema, para acionamento de elementos auxiliares na bancada.

Tabela 8 – Especificação das entradas analógicas da placa de aquisição USB6431.

Especificação	Valor
Número de canais	16 simples/8 diferencial
Resolução do conversor	16 bits
Taxa de aquisição	500 kHz
Resolução do temporizador	10 ns
Exatidão do temporizador	50 ppm da taxa de aquisição

Fonte: (INSTRUMENTS, 2016).

4.1.7 Medição de Temperatura

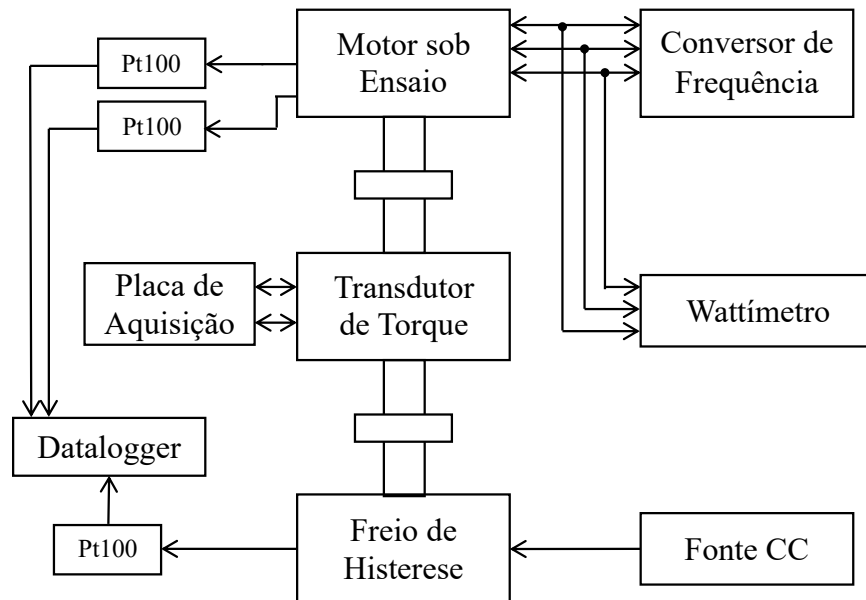
Além dos dispositivos primordiais para operação da bancada de dinamômetro, percebeu-se a necessidade de medir a temperatura em alguns pontos da bancada, como as bobinas do motor, o freio de histerese e o transdutor de torque, além da temperatura ambiente, com o intuito de melhor conhecer as condições do ensaio. A partir da análise de opções, escolheu-se utilizar o *datalogger* 34972A da fabricante Keysight, juntamente com o módulo multiplexador 34901A para medição dos canais (TECHNOLOGIES, 2020). Como elemento sensor da temperatura, decidiu-se utilizar termorresistores do tipo Pt100.

O *datalogger* utilizado é capaz de realizar as medições em uma resolução de seis dígitos e meio. Com isso, ao realizar a medição do Pt100 com a técnica da medição a quatro fios, é possível chegar em uma exatidão de 0,06 °C do ponto de vista do sistema de aquisição (sem considerar a incerteza do próprio transdutor). O equipamento demonstrou-se interessante também devido a sua escalabilidade na utilização do módulo multiplexador que possui 20 canais, caso seja necessário medir outros pontos de temperatura. A conexão do instrumento com o computador é feita via USB (porta serial universal, do inglês *Universal Serial Bus*), facilitando a coleta de dados.

4.1.8 Bancada Experimental

O esquemático da bancada é apresentado na Figura 19.

Figura 19 – Esquemático da bancada.

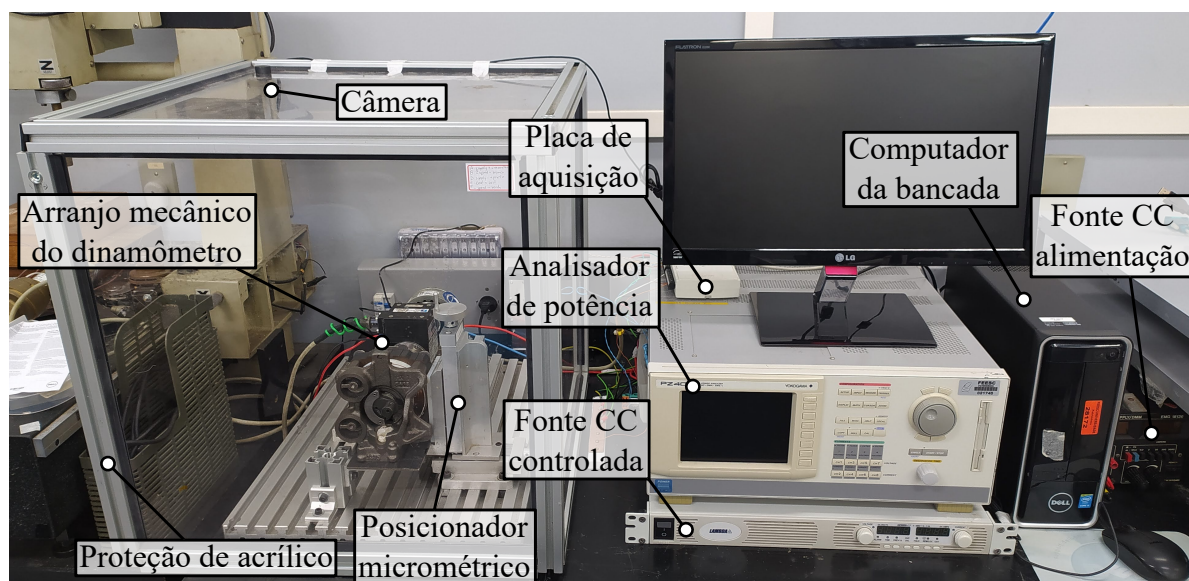


Fonte: autor.

Na Figura 19 é possível perceber a ligação entre os eixos do motor sob ensaio, do transdutor de torque e do freio de histerese, realizada por meio dos acoplamentos flexíveis. Para a medição de potência elétrica, estão explícitas as conexões do wattímetro entre o motor sob ensaio e o conversor de frequência. Também são apresentados os pontos de medição de temperatura, as placas de aquisição e a fonte para controle do freio de histerese. A montagem da bancada completa é apresentada na Figura 20, enquanto a montagem do dinamômetro em si pode ser vista na Figura 21.

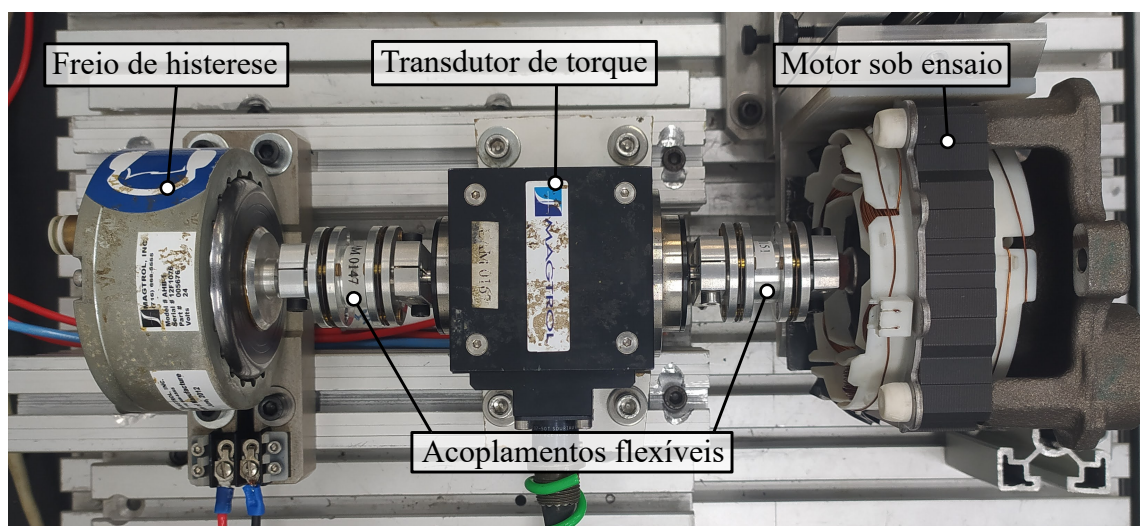
Além dos equipamentos elencados anteriormente e apresentados no esquemático, foi utilizada também uma mesa micrométrica para ajustar manualmente o alinhamento entre os elementos. Para viabilizar a realização de ensaios remotos, foram adicionados também uma câmera para visualização do ensaio, um relé de estado sólido na alimentação do inversor, uma válvula pneumática para resfriamento do freio e um relé para iluminação auxiliar da bancada. Por motivos de segurança optou-se por utilizar uma proteção de acrílico em volta da parte mecânica do sistema.

Figura 20 – Vista frontal da bancada completa.



Fonte: autor.

Figura 21 – Vista superior do arranjo mecânico do dinamômetro.



Fonte: autor.

4.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

Para seguir com as análises, foi necessário projetar os controladores para as variáveis torque e velocidade angular, de modo a possibilitar a automação das condições de ensaio. Desse modo, houve a necessidade de realizar previamente uma modelagem dos sistemas, seguido pelo projeto do controlador do tipo PI, de forma:

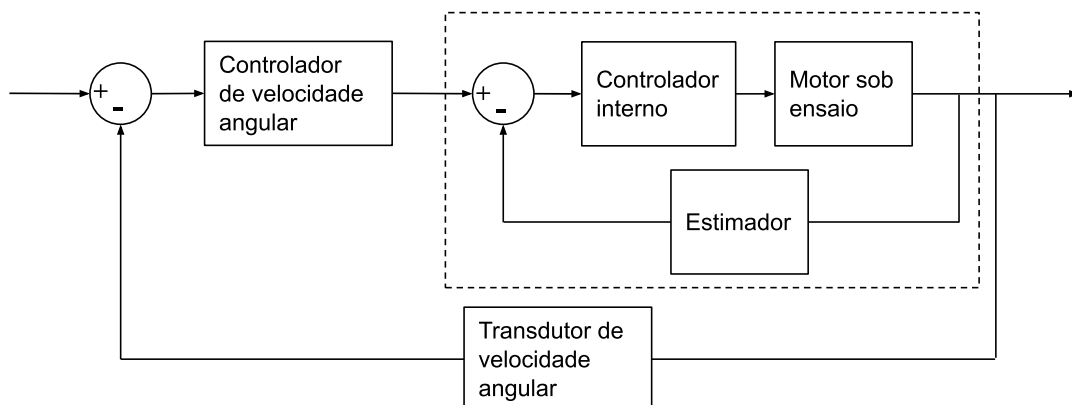
$$C = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right), \quad (39)$$

sendo K_p o ganho proporcional e T_i o tempo integral, parâmetros ajustáveis do controlador. Na Seção 4.2.1 é apresentado o projeto do controlador de velocidade angular, enquanto na Seção 4.2.2 é apresentado o projeto do controlador de torque.

4.2.1 Controlador de Velocidade Angular

Para projetar o controlador da velocidade angular, é necessário compreender a dinâmica do sistema. Sendo assim, a estrutura de controle proposta é apresentada na Figura 22.

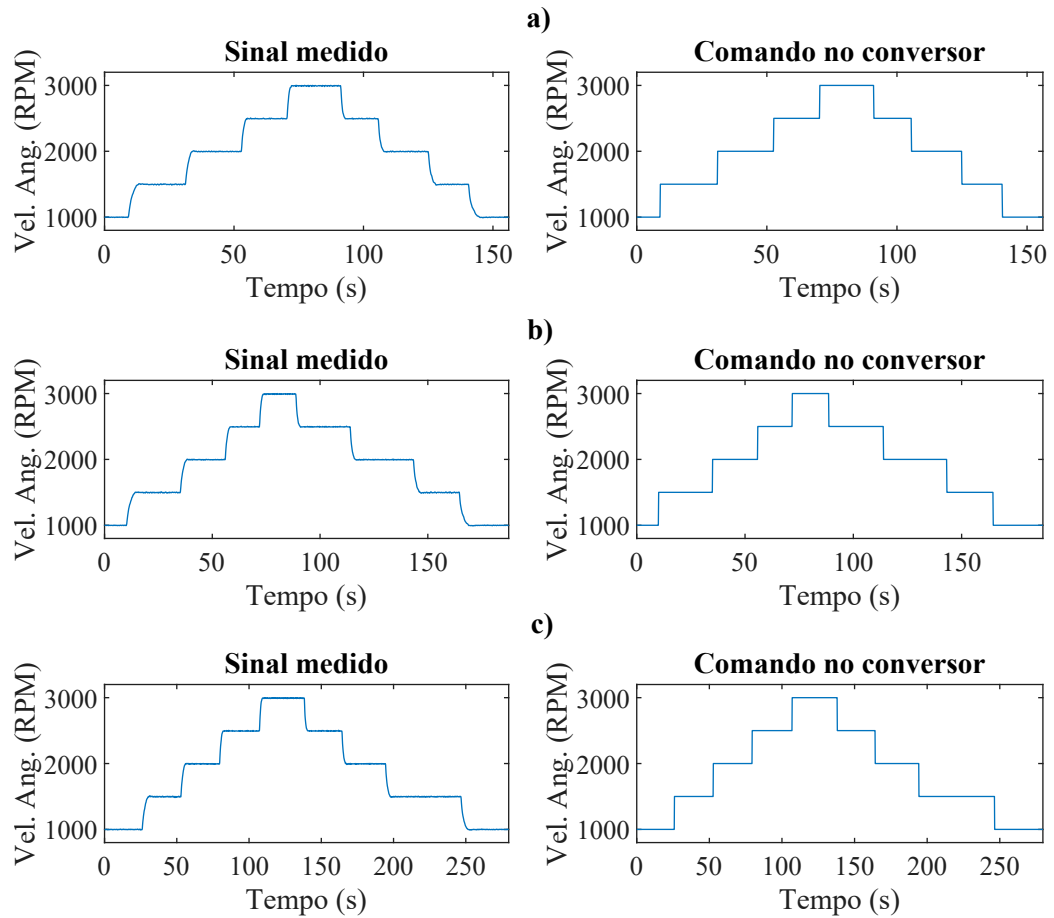
Figura 22 – Malha de controle de velocidade angular.



Fonte: autor.

O conversor de frequência já possui uma malha de controle, visto que basta enviar o comando serial com a velocidade para que o motor chegue próximo dessa condição. Para averiguar o comportamento da malha de controle interna, que será modelada como uma planta a ser controlada, foram realizados ensaios aplicando degrau de velocidade angular no conversor, com diferentes valores de corrente no freio de histerese, propondo diversas condições de torque. Esses ensaios são apresentados na Figura 23.

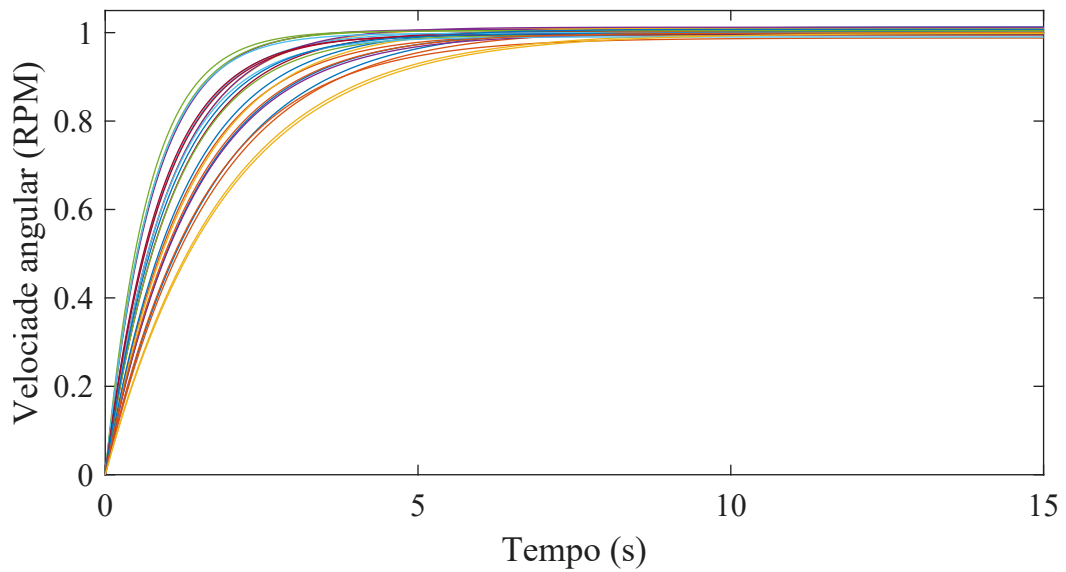
Figura 23 – Ensaios realizados realizando degraus no comando de velocidade angular no inversor em três condições de corrente no freio: a) 110 mA; b) 167 mA; c) 222 mA.



Fonte: autor.

Ao todo, foram realizados 24 degraus de velocidade angular. Com os dados em mãos, foi utilizada a ferramenta Matlab para identificação da resposta de cada um dos degraus, considerando uma planta com um polo. As respostas ao degrau unitário são apresentadas na Figura 24.

Figura 24 – Resposta aos degraus dos sistemas identificados de velocidade angular.



Fonte: autor.

Como não foi percebida variação significativa do tempo de resposta, e os ganhos são próximos de 1, optou-se por generalizar a planta como a média entre todas. Assim, a planta resultante G_ω é descrita como:

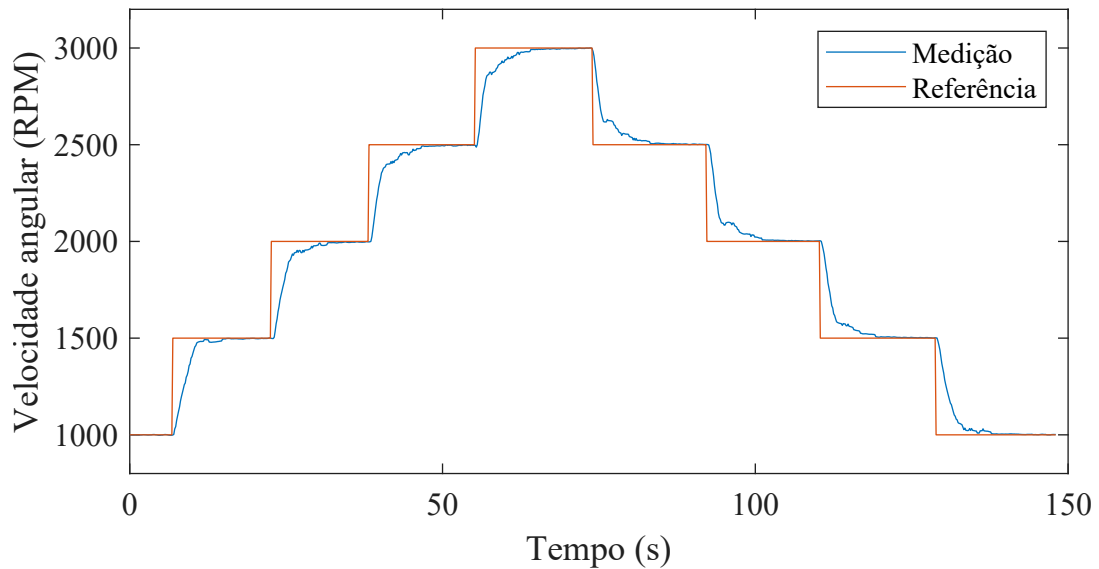
$$G_\omega = \frac{0,9299}{s+0,9213}. \quad (40)$$

Utilizando a ferramenta Matlab para sintonia de controladores e levando em consideração a resposta da planta da Equação (40), foram escolhidos como característica para a resposta a ausência de sobressinal e tempo de assentamento de 5 s. Com essas restrições, o controlador obtido foi:

$$C = 0,433 \cdot \left(1 + \frac{1}{0,0181 \cdot s}\right). \quad (41)$$

Após implementar o controlador no software de ensaios, obteve-se a resposta em malha fechada apresentada na Figura 25.

Figura 25 – Resposta do sistema em malha fechada utilizando o controlador da Equação (41).



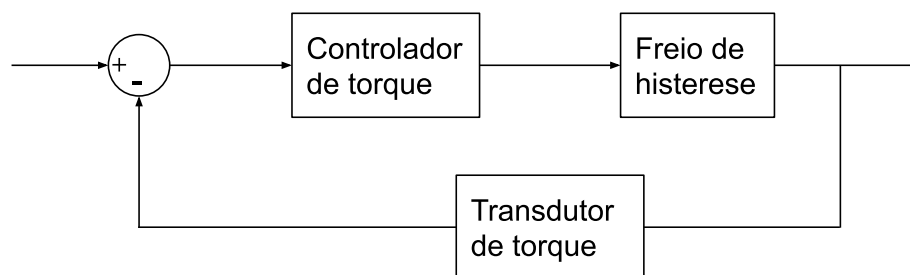
Fonte: autor.

Analisando o resultado da Figura 25, constatou-se que o controlador atende os requisitos desejados. Dessa forma, foi mantida a implementação no software de ensaios.

4.2.2 Controlador de Torque

O projeto do controlador de torque seguiu o mesmo procedimento utilizado para o projeto do controlador de velocidade angular. Sendo assim, a estrutura de controle proposta é apresentada na Figura 26.

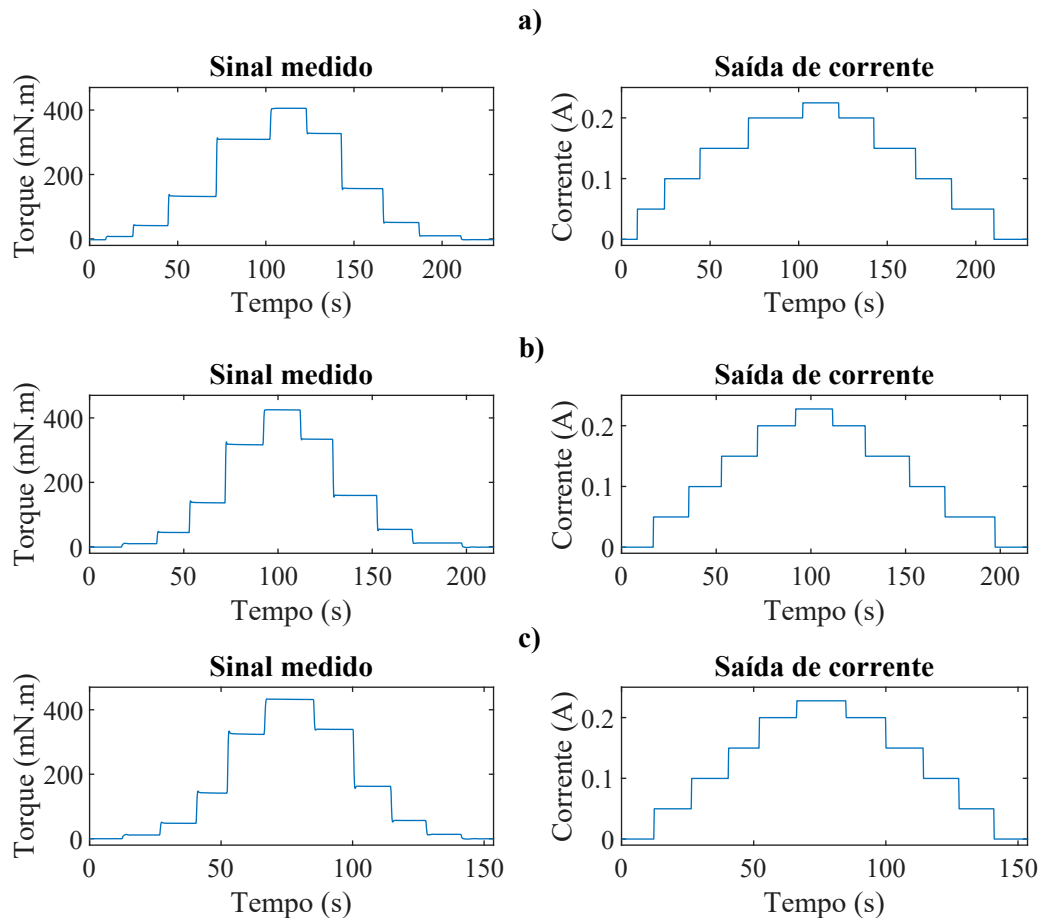
Figura 26 – Malha de controle de torque.



Fonte: autor.

Para averiguar o comportamento da planta que relaciona a corrente elétrica da fonte com o torque gerado, foram realizados ensaios aplicando degraus de corrente no freio, em diferentes condições de velocidade angular. Esses ensaios são apresentados na Figura 27.

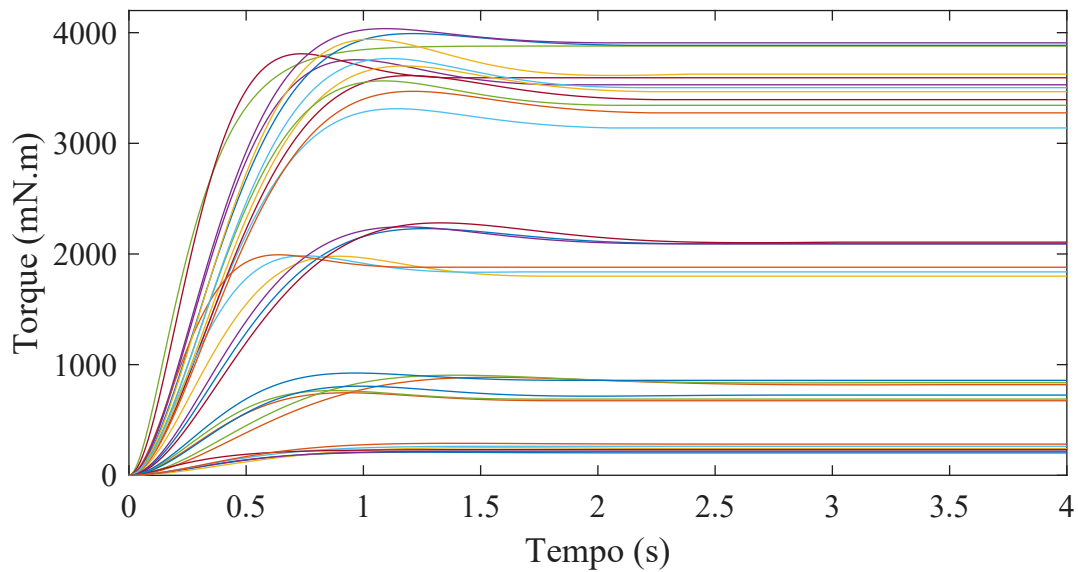
Figura 27 – Ensaios realizados realizando degraus de corrente na fonte controlada, em diferentes condições de velocidade angular: a) 1000 RPM; b) 2000 RPM; c) 3000 RPM.



Fonte: autor.

Ao todo, foram realizados 30 degraus de corrente. Com os dados, foi utilizada a ferramenta Matlab para identificação da resposta de cada um dos degraus, considerando uma planta com dois polos. As respostas ao degrau unitário são apresentadas na Figura 28.

Figura 28 – Resposta aos degraus dos sistemas identificados de torque.



Fonte: autor.

Analisando as respostas obtidas na Figura 28 é possível perceber que há diferentes ganhos para as diferentes condições de operação, conforme previsto na curva de histerese da Figura 17. Assim, como estratégia de controle, foi proposto a utilização da escalonamento de ganho, com um controlador independente para cada ponto de operação. Desse modo foram identificadas quatro regiões compostas pelas plantas:

$$G1_{\tau} = \frac{12032}{s^2 + 5,02s + 17,69}, \quad (42)$$

na região próxima de 50 mA de corrente no freio resultando em um torque de aproximadamente 10 mN.m,

$$G2_{\tau} = \frac{35457}{s^2 + 5,36s + 19,54}, \quad (43)$$

na região próxima de 100 mA de corrente no freio resultando em um torque de aproximadamente 50 mN.m,

$$G3_{\tau} = \frac{66968}{s^2 + 5,78s + 18,92}, \quad (44)$$

na região próxima de 150 mA de corrente no freio resultando em um torque de aproximadamente 150 mN.m,

$$G4_{\tau} = \frac{186173}{s^2 + 13,95s + 47,99}, \quad (45)$$

na região próxima de 200 mA de corrente no freio resultando em um torque de aproximadamente 300 mN.m. Assim, com as plantas identificadas, foi utilizada a ferramenta Matlab para sintonia dos controladores, escolhendo como característica de resposta a ausência de sobressinal e tempo de assentamento de 5 s. Com isto, os parâmetros dos controladores ajustados são apresentados na Tabela 9.

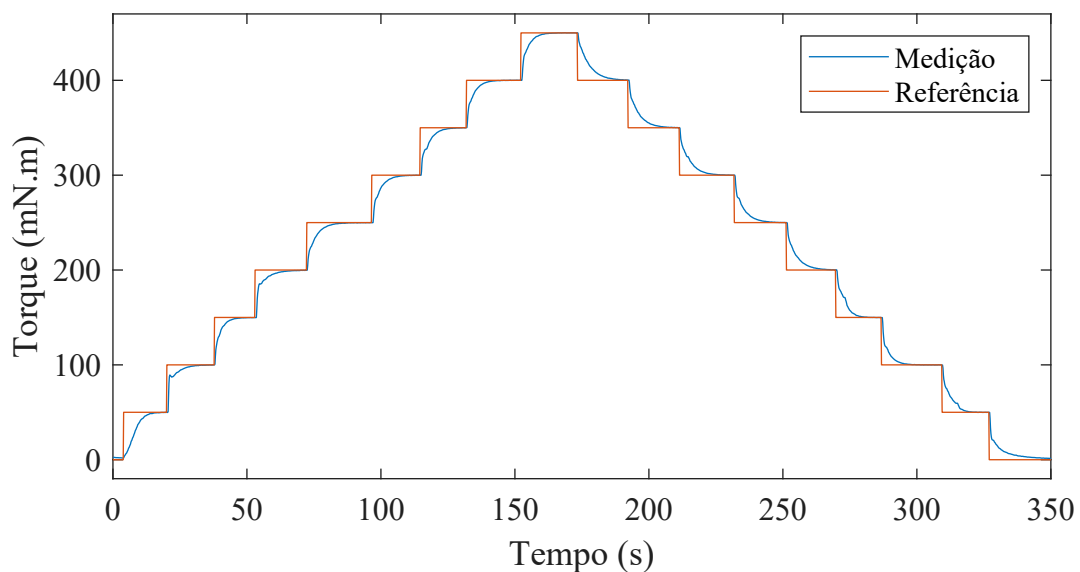
Tabela 9 – Parâmetros dos controladores utilizados para a estratégia de escalonamento de ganhos.

Planta utilizada	K_p	T_i
$G1_\tau$	0,000334	0,0049
$G2_\tau$	0,000121	0,0047
$G3_\tau$	0,000069	0,0053
$G4_\tau$	0,000059	0,0049

Fonte: autor.

Após implementação inicial dos parâmetros dos controladores calculados, foram feitos ajustes nas regiões em que cada controlador é utilizado. O controlador C1 foi utilizado para valores de torque menores do que 60 mN.m, o controlador C2 para valores entre 60 mN.m e 175 mN.m, o controlador C3 para valores entre 175 mN.m e 325 mN.m, e o controlador C4 para valores acima de 325 mN.m. Com isto, foi possível obter a resposta apresentada na Figura 29

Figura 29 – Resposta do sistema em malha fechada utilizando a estratégia de escalonamento de ganho, com os valores apresentados na Tabela 9.

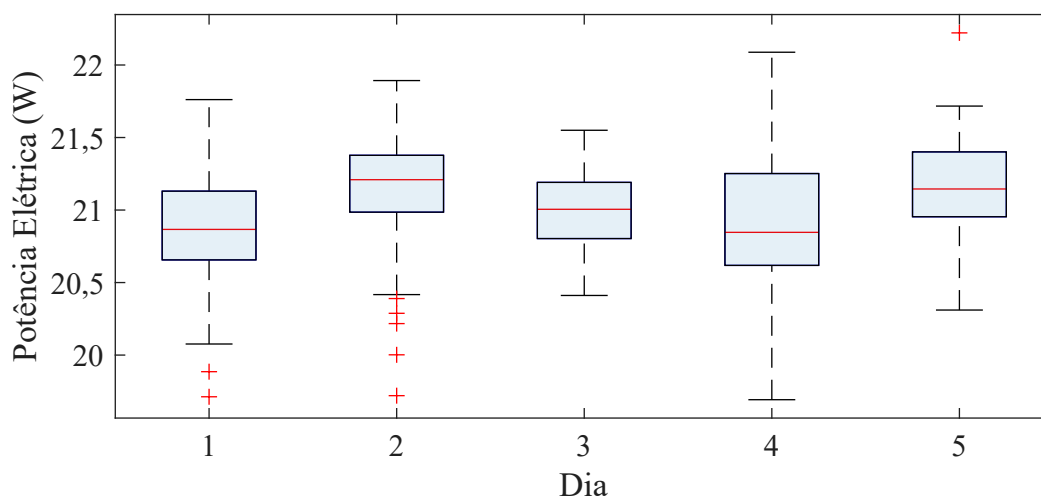


Fonte: autor.

4.3 REDUÇÃO DE VARIABILIDADE

Após a montagem inicial da bancada, foram propostos ensaios para avaliar a variação das grandezas que determinam diretamente os resultados dos ensaios: torque, velocidade angular e potência elétrica. Foram realizados ensaios em diferentes dias, em condição fixa de 100 mN.m e 1000 RPM. Nos cinco ensaios realizados, as variáveis torque e velocidade angular foram controladas e mantidas em uma faixa de $\pm 0,5\%$ no entorno das respectivas referências. Com isso, foram adquiridos os dados de potência elétrica apresentados na Figura 30.

Figura 30 – Variação nas medições de potência elétrica obtidas nos ensaios iniciais.



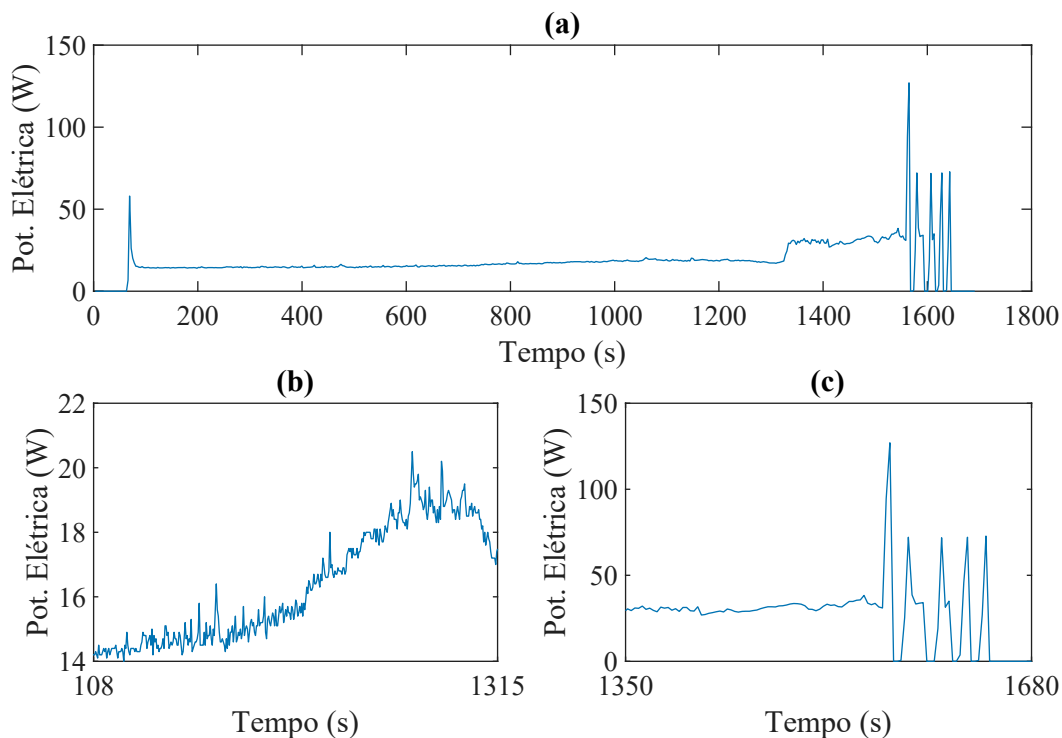
Fonte: autor.

Analisando os dados apresentados na Figura 30, percebeu-se uma alta variação nas medições da potência elétrica em todos os dias. No ensaio realizado no dia 4, que apresentou maior variação, a variação máxima entre medições de potência foi de 12,2%, apresentando um desvio-padrão de 0,52 W. Ao comparar os dias diferentes, obteve-se uma diferença máxima de 0,43 W do valor médio do ensaio. Além disso, ao analisar os valores de eficiência, constatou-se que esta se apresentou abaixo do esperado, na faixa de 50%.

Inicialmente suspeitou-se da falta de lubrificação do eixo do motor, visto que na operação normal dentro do compressor hermético para refrigeração, os componentes mecânicos são banhados em óleo, para garantir o funcionamento adequado. Com isso, foram realizados ensaios utilizando óleo para lubrificação do eixo. No início, percebe-se uma redução no valor médio da potência elétrica no ensaio, para o mesmo ponto de carga anterior, confirmando a redução do atrito do eixo. Ao realizar mais ensaios para avaliar melhor a solução encontrada, o conjunto mecânico do eixo instalado no motor começou a apresentar ruídos mecânicos, seguido pela posterior falha. Esse comportamento é apresentado na Figura 31.

Na Figura 31(a) é apresentado o ensaio total realizado. Após o momento de partida, o motor apresentou uma potência elétrica de cerca de 5 W abaixo dos valores apresentados na Figura 30. Na Figura 31(b) pode-se perceber a variação do valor de potência elétrica ao longo do tempo. A tendência de aumento do valor com a condição de torque e velocidade angular controlados evidencia o aumento do atrito no eixo. Após esse período, há uma elevação da potência elétrica para a região dos 30 W, conforme apresentado na Figura 31(c). Após isso, é observado um pico de consumo de mais de 100 W, seguido da potência nula, causada pelo travamento do eixo do motor. Na sequência, o motor tenta partir diversas vezes, com uma potência de partida maior do que a apresentada no momento da partida no início do ensaio, sem sucesso.

Figura 31 – Comportamento da potência elétrica em decorrência do trancamento do eixo: (a) dados adquiridos ao longo do ensaio total; (b) variação temporal da potência elétrica, chegando próximo à potência observada na Figura 30; (c) elevação da potência, seguido por diversas tentativas de partida do motor.



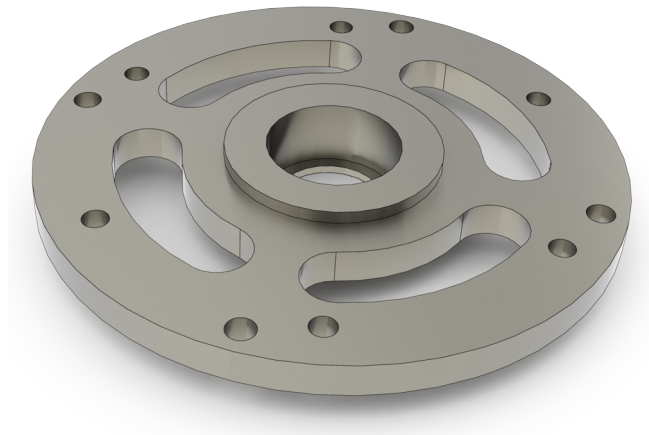
Fonte: autor.

Ao desmontar o conjunto mecânico do motor, percebeu-se que o eixo estava desgastado, como resultado da abrasão mecânica dos componentes. Formulou-se então a hipótese de que a mancalização utilizada não era a ideal, visto que o motor de corrente contínua sem escovas estava instalado em uma posição diferente daquela em que opera no compressor, resultando em um esforço no eixo diferente daquele para qual foi projetado. Tal comportamento pode também ter sido agravado pela falta de lubrificação, conforme mencionado anteriormente. Com isso, foi necessário elaborar uma maneira garantir o alinhamento entre o rotor e o estator, fixando a posição do conjunto enquanto mantém o movimento livre do eixo de rotação.

4.3.1 Mancal de Rolamento

Conforme apresentado no início da Seção 4.3, após o desgaste do eixo do motor utilizado, foi necessária uma solução mecânica para o problema. Como sistema de mancalização, decidiu-se por utilizar rolamentos, devido à simplicidade da instalação e por garantirem o movimento livre do eixo de rotação. Para comportar os rolamentos e ao mesmo tempo garantir o alinhamento do rotor com o estator, foram feitas duas peças, conforme o modelo apresentado na Figura 32. As peças foram, então, instaladas na parte frontal e traseira do motor, para que as análises pudessem continuar.

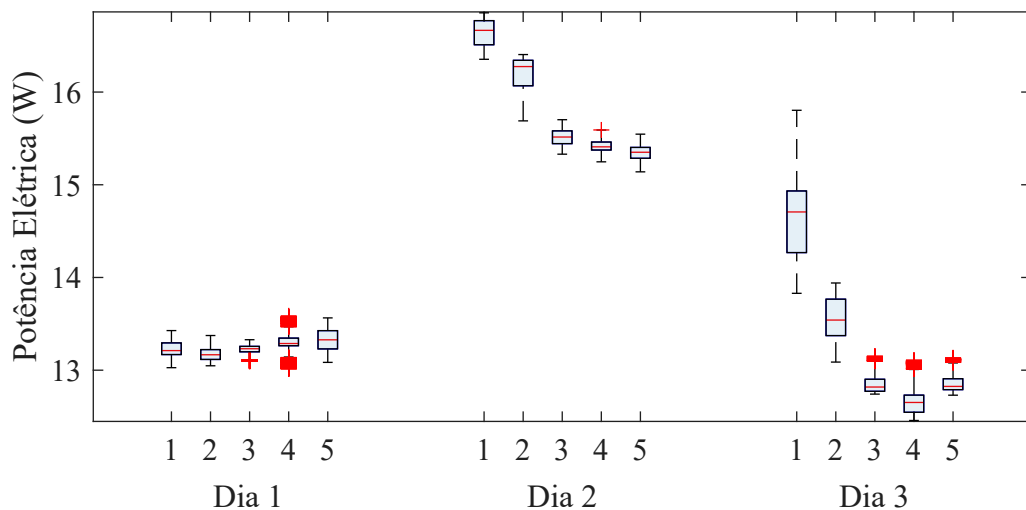
Figura 32 – Peça desenvolvida para servir como suporte dos rolamentos e garantir o alinhamento com o motor sob ensaio.



Fonte: autor.

Com a peça instalada na bancada, optou-se por realizar os ensaios na mesma condição descrita no início da Seção 4.3, em 100 mN.m e 1000 RPM. Com isso, foram realizados cinco ensaios sequenciais em três dias diferentes. Os dados dos ensaios são apresentados na Figura 33.

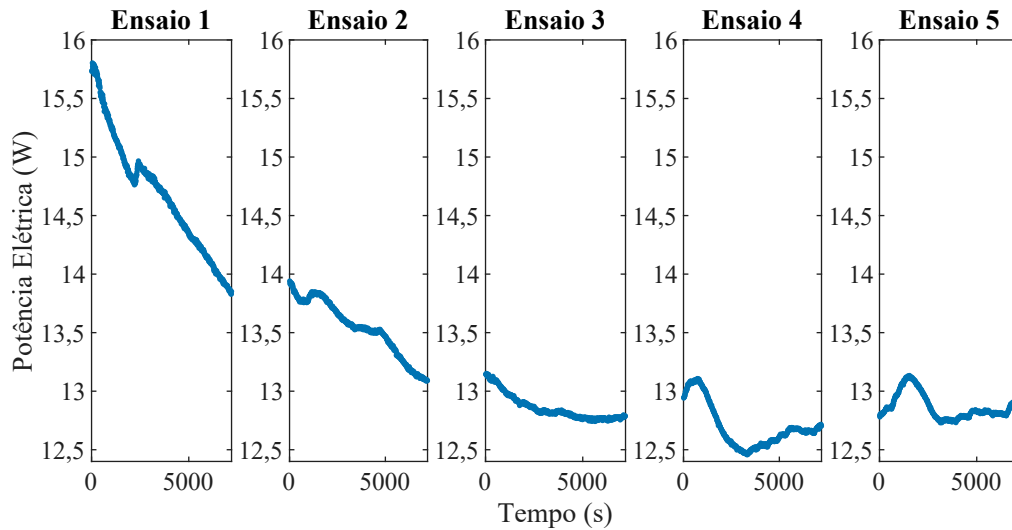
Figura 33 – Ensaios iniciais realizados com o novo suporte de rolamentos.



Fonte: autor.

De modo geral, na Figura 33 observa-se uma redução na potência elétrica necessária para o ponto de carga especificado, se comparado com a Figura 30. Embora o primeiro dia tenha apresentado resultados satisfatórios, no segundo dia de ensaios houve um aumento do valor da potência elétrica. No terceiro dia, a potência elétrica reduziu novamente. Para analisar o comportamento temporal da potência, na Figura 34 são apresentados os dados do terceiro dia de ensaios.

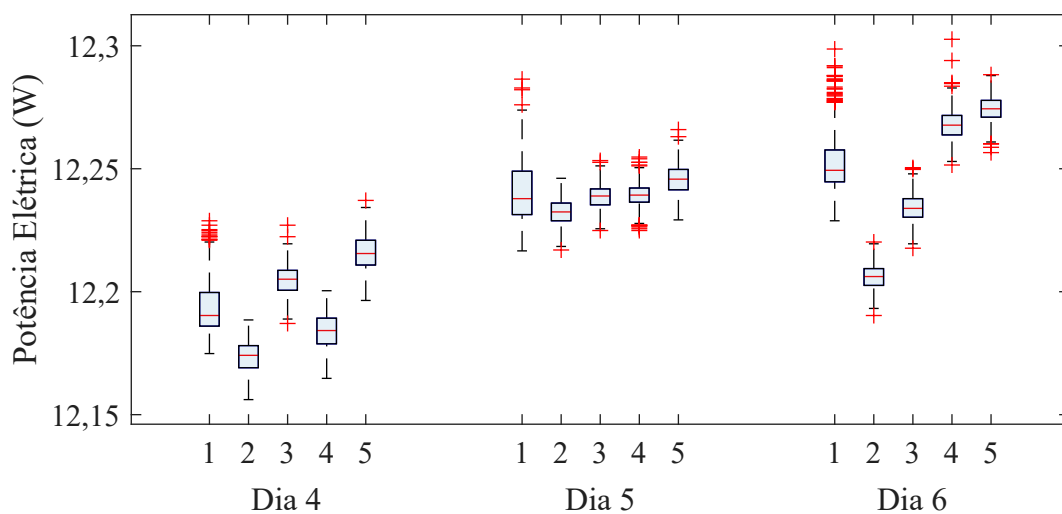
Figura 34 – Comportamento temporal dos ensaios do Dia 3 apresentados na Figura 33.



Fonte: autor.

Analisando o comportamento da potência elétrica apresentado na Figura 34, percebeu-se um certo assentamento da condição de operação. Embora a variação entre ensaios tenha reduzido, o comportamento ainda é incerto, conforme demonstrado no ensaio 4. Ao considerar o fenômeno de assentamento das propriedades do rolamento, optou-se por realizar uma nova batelada de ensaios, na mesma condição, porém operando o motor na condição por 2 h, para que tanto o motor quanto os rolamentos aqueçam. Os resultados são apresentados na Figura 35.

Figura 35 – Ensaios realizados com o novo suporte de rolamentos após o tempo de assentamento.

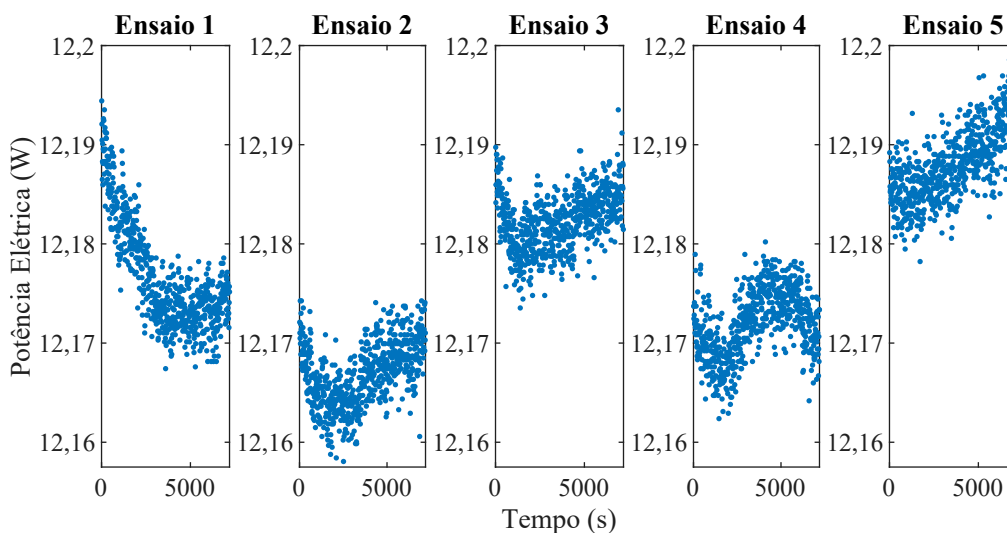


Fonte: autor.

Comparando os resultados obtidos na Figura 35 com os dados apresentados na Figura 33, fica evidente o impacto causado pela espera na hora de realizar o ensaio. A comparação da

nova técnica é feita com base no dia 1 da Figura 33, pois apresentou-se como melhor resultado sem espera do tempo de assentamento. Após o tempo de assentamento, foi possível reduzir a parcela de potência relacionada com os rolamentos, evidenciado pela redução de até 8% da potência elétrica. Para analisar o comportamento temporal da potência, na Figura 36 são apresentados os dados do primeiro dia de ensaios.

Figura 36 – Comportamento temporal dos ensaios do Dia 1 apresentados na Figura 35.



Fonte: autor.

Pela Figura 36 é possível perceber que, embora a oscilação presente nos resultados apresentados esperando o tempo de assentamento tenha reduzido em relação aos dados apresentados na Figura 34, ela ainda acontece em menor escala. Nos ensaios individuais, foram observadas variações de potência elétrica de 0,04 W entre máximo e mínimo, contra uma variação média de 0,4 W do sistema sem assentamento e 2 W do mancal original do motor elétrico.

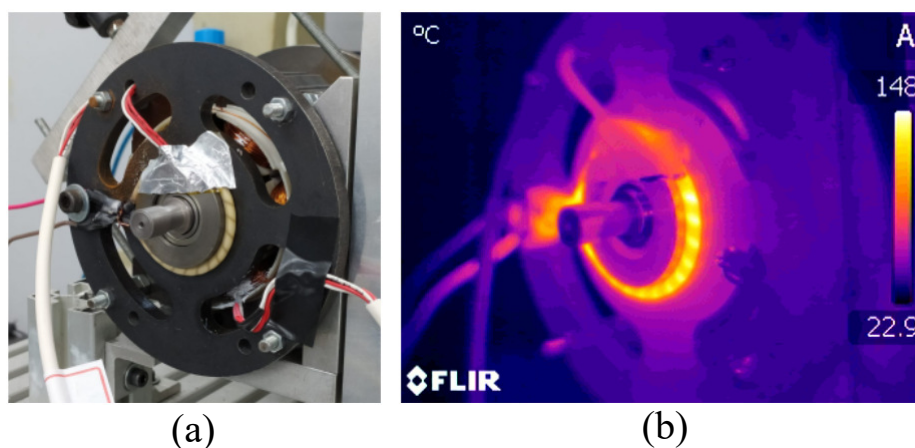
4.3.2 Sistema de Aquecimento

Conforme apresentado na Seção 4.3.1, o tempo de assentamento das características dos rolamentos apresenta um fator decisivo na realização dos ensaios. Dessa forma, o controle da temperatura dos rolamentos buscando manter a mesma condição entre ensaios é necessário.

Para controlar a temperatura dos rolamentos, foram utilizados resistores de aquecimento, fixados no suporte desenvolvido que garante o alinhamento entre rotor, estator e rolamentos. O acionamento é feito por PWM para controle em malha aberta do valor médio de uma fonte de alimentação. Foram empregados dois resistores de aquecimento, um para cada rolamento, sendo acionados pelo mesmo sinal de PWM. A instalação do sistema de aquecimento na bancada é apresentada na Figura 37. Na Figura 37(a) é possível perceber o resistor de aquecimento envolvendo o suporte metálico onde está alojado um dos rolamentos, bem como um dos pontos

de medição por Pt100 adicionados para medição da temperatura próxima ao rolamento. A Figura 37(b) se trata da mesma perspectiva da Figura 37(a), porém a aquisição foi feita com uma câmera térmica. É possível perceber pela escala térmica que o resistor de aquecimento atinge cerca de 150 °C e transfere calor para os rolamentos indiretamente por meio do contato com o suporte metálico.

Figura 37 – Sistema de aquecimento instalado para garantir a repetibilidade de resultados: (a) instalação do resistor, envolvendo a peça que dá suporte ao rolamento; (b) resposta térmica do sistema, averiguada com emprego de uma câmera térmica.



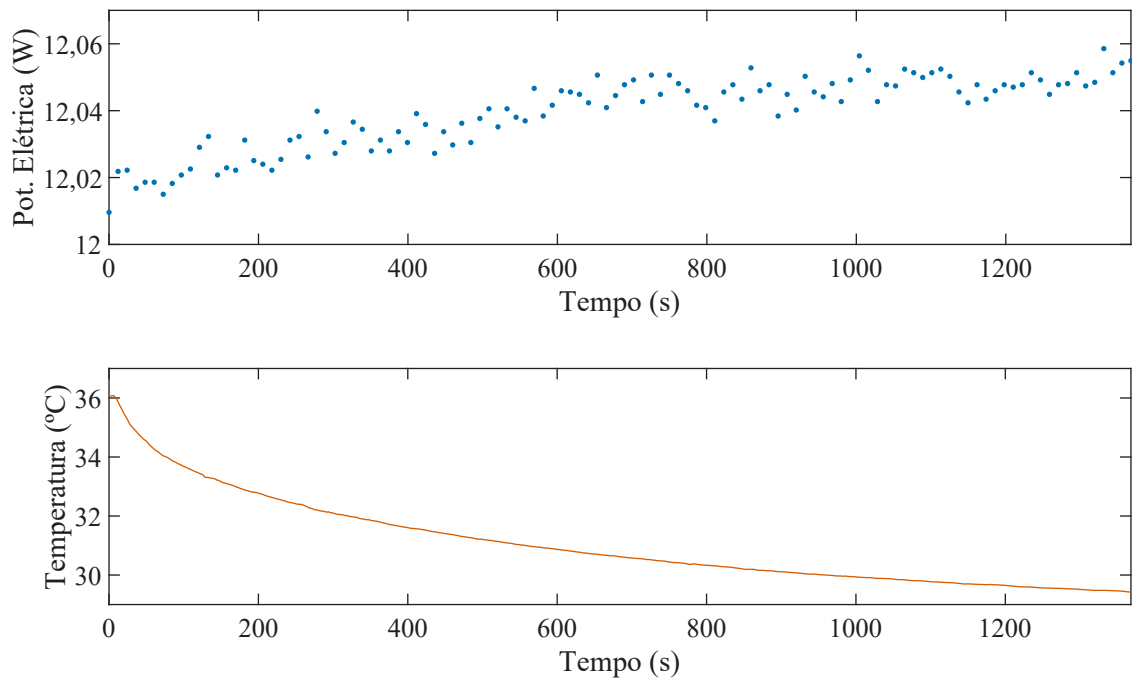
Fonte: autor.

Para avaliar o impacto da temperatura dos rolamentos na potência elétrica, foi realizado um ensaio aquecendo os rolamentos de mancalização de um motor por meio do sistema de aquecimento instalado. Após certo tempo de assentamento da temperatura, o aquecimento foi cessado e a resposta do sistema foi avaliada, com o motor elétrico em operação no ponto de carga. O comportamento temporal da temperatura do enrolamento e da potência elétrica são apresentados na Figura 38. Na figura, cada ponto de medição de potência elétrica apresentado corresponde à média das amostras no período.

Com base nos dados apresentados na Figura 38, é possível perceber a relação entre potência elétrica e temperatura do rolamento. Com o resfriamento do rolamento, há um aumento do torque de atrito e, conseqüentemente, o aumento da potência consumida pelo motor elétrico para se manter no mesmo ponto de carga. A relação entre temperatura do rolamento e potência elétrica pode ser mais claramente observada na Figura 39. Pelos dados, é possível calcular que uma queda de potência elétrica de 0,3% é esperada para um aumento de temperatura de cerca de 5 °C.

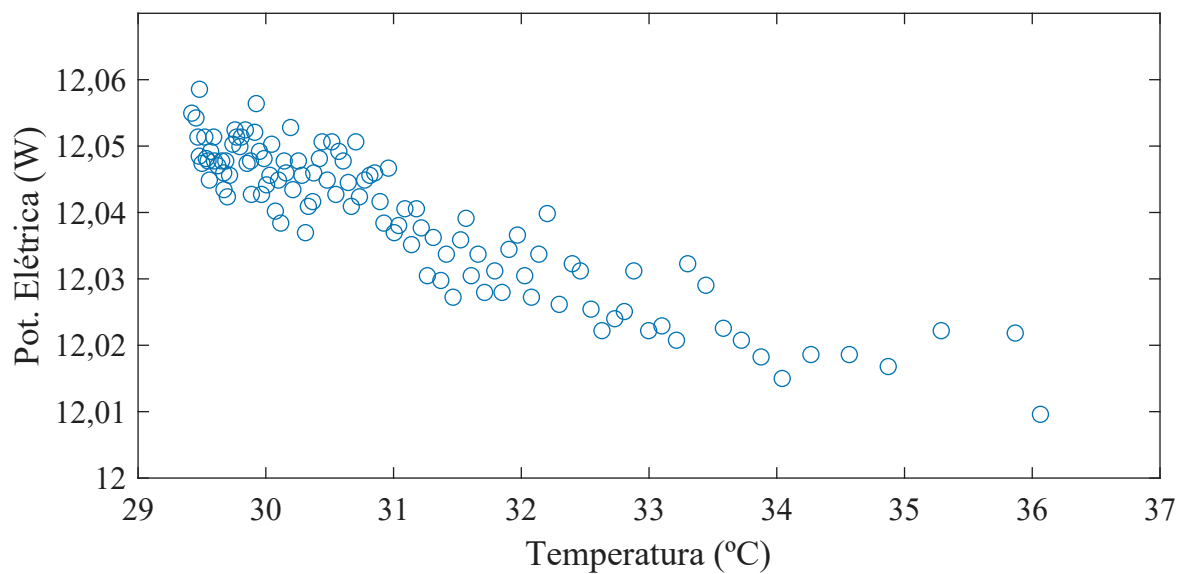
Vale ressaltar que, embora aconteça variação de temperatura tanto nos rolamentos como nas bobinas, esses efeitos não são refletidos nas medições de torque e velocidade angular durante o ensaio. Tal fato se deve às malhas de controle presentes no ensaio, que servem para garantir condições fixas de torque e velocidade angular. A Figura 40 apresenta o comportamento típico das variáveis torque e velocidade angular, utilizadas para cálculo da potência mecânica

Figura 38 – Resposta temporal da potência elétrica e temperatura média dos rolamentos. O ensaio foi realizado com carga fixa de 100 mN.m e 1000 RPM.



Fonte: autor.

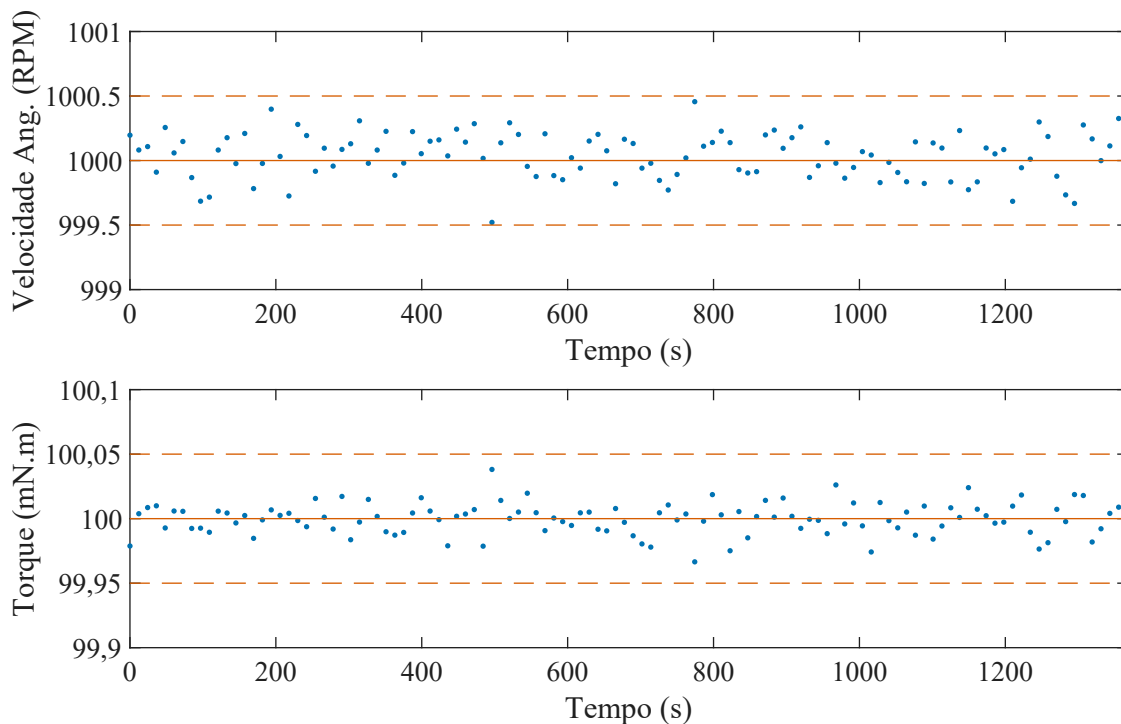
Figura 39 – Relação entre potência elétrica e temperatura dos rolamentos, com base nos dados da Figura 38.



Fonte: autor.

gerada. Cada ponto no gráfico representa a média das medições realizadas, da mesma forma que a potência elétrica apresentada na Figura 38. Ambas as variáveis são mantidas dentro de uma banda de $\pm 0,05\%$ nos entornos das respectivas referências.

Figura 40 – Comportamento das grandezas velocidade angular e torque, medidos no mesmo instante dos dados gerados na Figura 38.



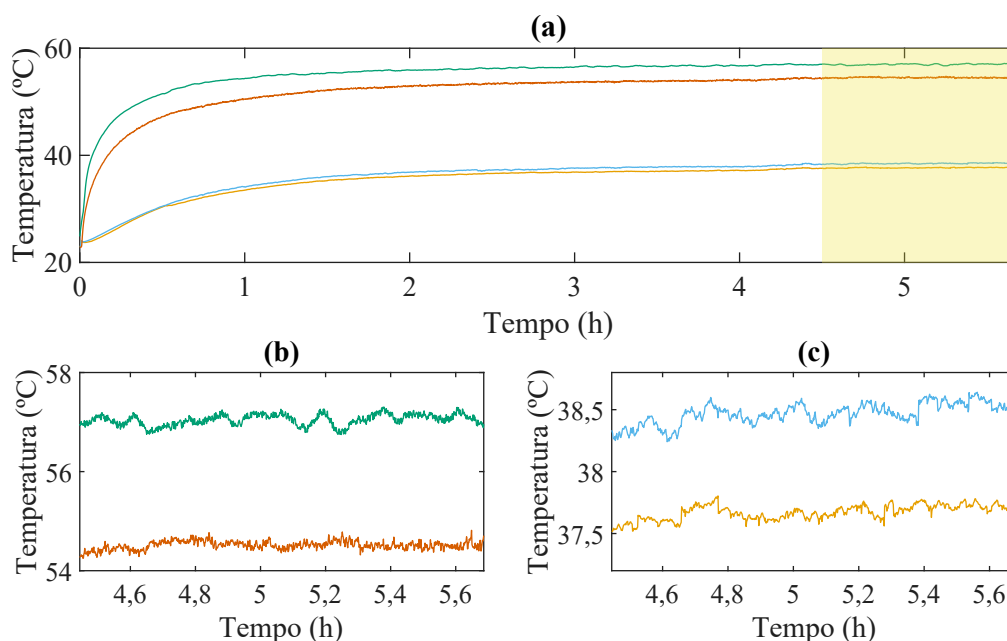
Fonte: autor.

Para testar o sistema de aquecimento, foi imposta uma condição fixa no motor de 100 mN.m e 1000 RPM, enquanto o resistor de aquecimento foi acionado com razão cíclica fixa de 25%. Com isso, foram medidos os dois pontos de temperatura da bobina, juntamente com a temperatura dos dois rolamentos. O comportamento do sistema é apresentado na Figura 41.

Analisando os dados da Figura 41, concluiu-se que a temperatura do sistema assenta após 4,5 h de ensaio na condição proposta, com a região de regime permanente em destaque. O valor médio e o desvio-padrão da temperatura em regime permanente são apresentados na Tabela 10. Pelos dados, constatou-se que o sistema é capaz de manter as temperaturas de interesse constantes após um certo intervalo de tempo, minimizando, assim, o impacto dessas variáveis nos resultados do ensaio. Após o assentamento das temperaturas, foram realizadas alterações em parâmetros do inversor, não sendo observadas variações significativas nas medições de temperatura.

Para realizar os ensaios comparativos da variação de potência com base na temperatura do rolamento, foram elencados alguns pontos para servir como base de padronização e escolha de parâmetros. Optou-se por utilizar a mesma condição fixa (100 mN.m e 1000 RPM, com razão cíclica de 25% no sistema de aquecimento), visto que a curva de aquecimento do motor e dos

Figura 41 – Assentamento de temperatura resultante do aquecimento do motor no ponto de carga: (a) Resposta das temperaturas dos rolamentos e das bobinas ao longo de todo o ensaio de aquecimento. A região em que as temperaturas estão em regime permanente está em destaque; (b) Detalhe do regime permanente das temperaturas dos rolamentos após aquecimento; (c) Detalhe do regime permanente das temperaturas das bobinas após aquecimento.



Fonte: autor.

Tabela 10 – Valores do ensaio em regime permanente.

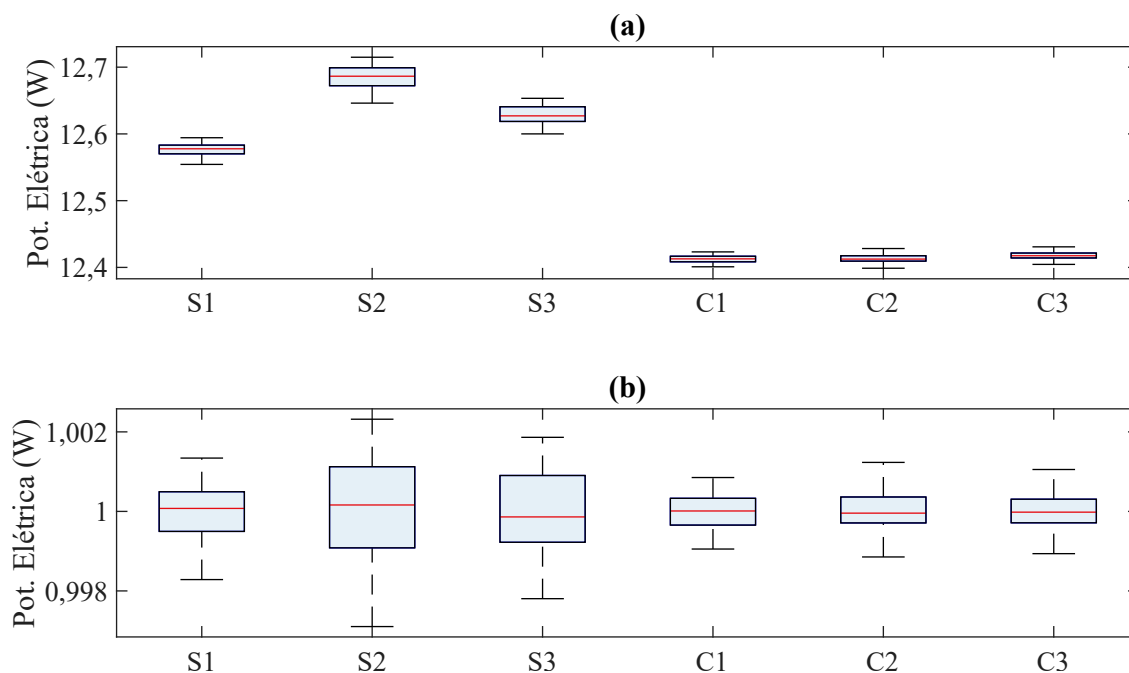
Ponto de medição	Média (°C)	Desvio-padrão (°C)
Bobina (A)	37,67	0,06
Bobina (B)	38,47	0,09
Rolamento (A)	54,51	0,09
Rolamento (B)	56,97	0,11

rolamentos já estava caracterizada nessa condição. Além disso, na condição de ensaio escolhida, a potência mecânica calculada está na ordem de 10 W, sendo mais vulnerável à influência do atrito do que em potências mais elevadas. Para maximizar a variabilidade relacionada com os rolamentos, as diferentes repetições dos ensaios foram realizadas em dias diferentes. Tanto para os ensaios nos quais foi utilizado aquecimento quanto para aqueles nos quais não foi utilizado, esperou-se 4,5 h para equalização da temperatura, para então realizar os ensaios com duração de 10 min. A temperatura da sala onde são realizados os ensaios é monitorada e controlada por um sistema auxiliar central, mantendo a temperatura ambiente na faixa de (23 ± 3) °C.

Utilizando as premissas definidas, foram realizadas três repetições para cada configuração. Os ensaios denotados com prefixo “S” são referentes aos dados de ensaios nos quais não foi utilizado o sistema de aquecimento. Os ensaios com prefixo “C” são aqueles nos quais o

sistema foi utilizado. O *boxplot* dos resultados de potência elétrica é apresentado na Figura 42.

Figura 42 – *Boxplot* de resultados dos ensaios: (a) Medições de potência elétrica realizadas, nas quais é possível observar a diferença de valor médio em ensaios “S”; (b) Medições de potência elétrica realizadas com os dados centralizados para facilitar a visualização da diferença na dispersão.



Fonte: autor.

Pelos resultados da Figura 42(a), é possível perceber que a potência elétrica nos ensaios “S” é superior à potência elétrica dos ensaios “C”, caracterizada pelo maior torque de atrito gerado pelo rolamento. Além disso, fica evidente a redução da variabilidade dos dados dentro de um ensaio na situação com aquecimento, conforme apresentado na Figura 42(b). Os dados dos ensaios são também apresentados na Tabela 11, sendo \bar{T}_b a temperatura média das bobinas, \bar{T}_r a temperatura média dos rolamentos, \bar{P} a potência elétrica média e P_σ o desvio-padrão das medições de potência elétrica.

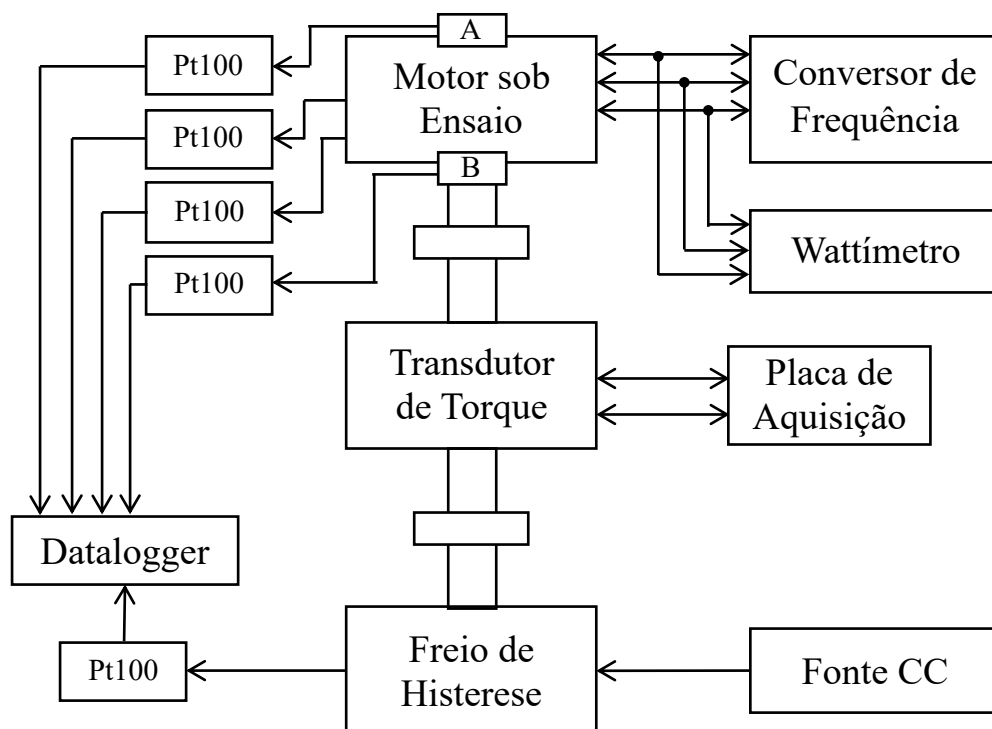
Tabela 11 – Resultados dos ensaios.

Ensaio	\bar{T}_b (°C)	\bar{T}_r (°C)	\bar{P} (W)	P_σ (W)
S1	27,35	31,46	13,077	0,010
S2	25,58	30,01	13,184	0,018
S3	26,49	30,75	13,129	0,014
C1	37,92	55,79	12,413	0,005
C2	37,93	55,71	12,413	0,005
C3	37,91	55,60	12,418	0,005

A diferença percentual máxima da potência elétrica dos ensaios “S” foi de 0,82%, enquanto que nos ensaios “C” foi de 0,04%. Percebeu-se também uma redução de cerca de

60% do desvio-padrão das medições de potência elétrica nos ensaios “C” em relação aos ensaios “S”. Além da redução na variabilidade da potência, houve o mesmo efeito nas temperaturas monitoradas no sistema. Com o aquecimento, a variabilidade da temperatura média dos rolamentos ficou na faixa de $(55,7 \pm 0,1)^\circ\text{C}$, enquanto que sem aquecimento ficou na faixa de $(33,7 \pm 0,9)^\circ\text{C}$. Nas bobinas, as faixas de valores ficaram em $(37,92 \pm 0,01)^\circ\text{C}$ e $(26,46 \pm 0,09)^\circ\text{C}$, respectivamente. Além de aquecer os rolamentos, o que permite garantir a repetibilidade dessa temperatura em diferentes ensaios, o sistema de aquecimento proposto acaba elevando também a temperatura do motor. Tal aspecto pode representar um problema para ensaios de eficiência nos quais é exigida uma condição fixa e padronizada de temperatura de bobinas. Para as análises desenvolvidas na bancada, com foco nos resultados comparativos provenientes de alterações em parâmetros do inversor, tal impacto pode ser negligenciado, visto que o importante é manter os ensaios na mesma condição. Com isso, o esquemático final da bancada é apresentado na Figura 43. Em relação ao esquemático inicial apresentado na Figura 19, foram adicionados os rolamentos, nomeados “A” e “B”, juntamente com os dois novos pontos de medição de temperatura utilizando Pt100.

Figura 43 – Esquemático da bancada após modificações.



Fonte: autor.

4.4 CONSIDERAÇÕES

A partir da necessidade de realização de ensaios nos motores BLDC, foi construída uma bancada de dinamômetro. Com o motor sob ensaio rotacionando o eixo, foi utilizado um freio

de histerese para impor a carga. As medições das grandezas de interesse foram realizadas com um transdutor de torque – que possuía também um *encoder* para cálculo da velocidade angular – e um wattímetro. Foi realizado o levantamento do comportamento das plantas de torque e velocidade angular, utilizados posteriormente no projeto das malhas de controle.

Após a montagem inicial da bancada, foram realizados os primeiros ensaios, de modo a avaliar as grandezas de interesse nos ensaios. Como as grandezas torque e velocidade angular são controladas, foi analisada a variação da potência elétrica dentro de um ensaio, que ficou na ordem de 2 W. Após testes de lubrificação do eixo para tentar reduzir a variação de resultados, o sistema de mancalização foi danificado. Isso aconteceu pois a mancalização presente no motor sob ensaio, proveniente da montagem no produto final dentro de um compressor hermético, não foi adequada para a aplicação. Quando no produto final, o mancal fica na orientação vertical e é banhado pelo óleo presente dentro do corpo do compressor. No dinamômetro, o mancal foi posicionado na orientação horizontal, alterando as componentes de força sob o eixo.

Como solução mecânica para o problema, foi desenvolvida uma peça de suporte para utilização de rolamentos de esferas, garantindo o alinhamento com estator e rotor. Em ensaios iniciais, constatou-se uma redução para 0,4 W na variação de potência elétrica dentro de um ensaio. Ao analisar o comportamento temporal, entretanto, percebeu-se uma tendência no valor de potência elétrica, resultando em uma diferença de valor médio entre ensaios. Para contornar esse problema, foi definido um tempo de assentamento, no qual o motor deve operar na condição de ensaio antes que as medições sejam realizadas. Assim, foi possível reduzir para 0,04 W a variação de potência dentro de um ensaio, reduzindo, também, a variação do valor médio entre ensaios.

Por fim, foi instalado um sistema de aquecimento em malha aberta, buscando padronizar as condições de temperatura dos rolamentos entre ensaios. Nesta parte, foi quantificada a correlação entre temperatura dos rolamentos e resultado de potência elétrica no ensaio. Após análises do tempo de assentamento do sistema de aquecimento, foi realizada uma comparação com o método antigo. O sistema de aquecimento acabou reduzindo para 0,02 W a variação de potência elétrica dentro de um ensaio, além de reduzir ainda mais a variação de valor médio entre ensaios. Foi constatado, então, que a realização dos ensaios de maneira sequencial faz com que seja possível negligenciar a influência dos rolamentos em ensaios comparativos.

5 ENSAIOS E ANÁLISES

Este capítulo descreve os procedimentos de ensaio e os resultados obtidos no trabalho. Na Seção 5.1, são descritos os procedimentos para realização dos ensaios de forma padronizada, possibilitando a comparação de resultados. Na Seção 5.2, é realizada a análise dos resultados em função da eficiência do motor elétrico, do conversor de frequência e do conjunto completo. A Seção 5.3 aborda a análise comparativa da THD das diferentes combinações de parâmetros de acionamento. Na Seção 5.4, é feita a análise de perdas de potência com base nos resultados obtidos dos ensaios.

5.1 PROCEDIMENTO DE ENSAIO

Segundo a norma IEEE 1812 (IEEE... , 2015), para ensaios em motores elétricos com ímãs permanentes, o procedimento para ensaios varia conforme a capacidade do motor de partida. Como o motor sendo ensaiado é capaz de iniciar a rotação do eixo, a norma recomenda o seguinte procedimento para realização do ensaio:

- o motor realiza a partida, e então é colocado na velocidade angular para realização do ensaio;
- a tensão e a carga imposta no motor são ajustadas até o nível desejado;
- com tensão, velocidade angular e carga mantidas constantes, a temperatura do motor deve ser monitorada, até o seu assentamento;
- após o assentamento das variáveis, podem ser iniciados os procedimentos de medição das variáveis desejadas.

Foram implementados no conversor de frequência os modos de acionamento H_PWM-L_ON, ON_PWM e PWM_ON, que podem ser acionados com frequência de chaveamento de 2000 Hz, 3600 Hz, 5000 Hz e 8000 Hz. Para os pontos de carga, decidiu-se selecionar uma ampla faixa de pontos de torque para fazer o levantamento das curvas de eficiência, com torque mínimo de 50 mN.m, torque máximo de 450 mN.m e intervalo de 50 mN.m entre cada ponto. Para a velocidade angular, foram propostos três pontos: 1000 RPM, 2000 RPM e 3000 RPM. A velocidade angular de 1000 RPM é a mínima permitida pelo inversor, enquanto a velocidade de 3000 RPM foi a máxima permitida na bancada em função da vibração do conjunto mecânico de suporte. Considerando esses pontos de carga, foram calculadas as potências mecânicas estimadas do conjunto, apresentadas na Tabela 12.

Levando em consideração a diferença das condições levantadas e o tempo de assentamento das temperaturas das bobinas do motor elétrico e dos rolamentos, apresentado na Seção 4.3.2, foi necessário traçar uma estratégia para realização dos ensaios de modo a reduzir as interferências entre eles. Dessa forma, para cada dia de ensaio foi feito apenas um ponto

Tabela 12 – Potência mecânica estimada para os pontos de carga elencados.

Torque (mN.m)	Potência mecânica estimada (W)		
	1000 RPM	2000 RPM	3000 RPM
50	5,24	10,47	15,71
100	10,47	20,94	31,42
150	15,71	31,42	47,12
200	20,94	41,89	62,83
250	26,18	52,36	78,54
300	31,42	62,83	94,25
350	36,65	73,30	109,96
400	41,89	83,78	125,66
450	47,12	94,25	141,37

de torque, nas três velocidades angulares, com cada modo de acionamento sendo ensaiado nas quatro frequências de chaveamento, resultando em 36 ensaios por dia. Assim, cobrindo um menor número de ensaios por dia, é possível ampliar o tempo de equalização térmica dos elementos da bancada nas trocas de referência de velocidade angular. Além disso, a alteração da velocidade angular para realização de novos ensaios tem menor impacto na temperatura do motor do que a alteração do torque.

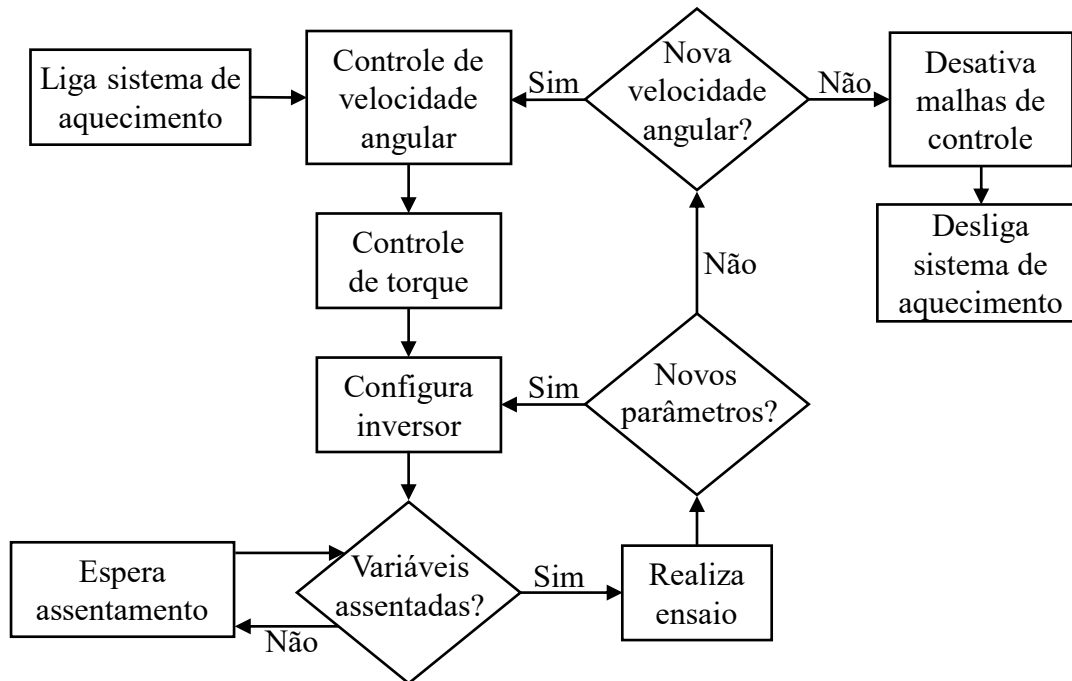
Com base na construção da bancada, nos pontos de carga escolhidos e na norma IEEE 1812, foi elaborado um procedimento para a realização dos ensaios. Inicialmente, o sistema de aquecimento dos rolamentos é ligado. Após isso, são ativadas as malhas de controle de velocidade angular e de torque. Quando as duas variáveis estão próximas da referência, o software da bancada configura os parâmetros do inversor (modo de acionamento e frequência de chaveamento). Na sequência, o software da bancada monitora as variáveis de interesse: velocidade angular, torque e temperatura das bobinas e dos rolamentos, e, assim que estiverem assentadas, realiza o ensaio, que consiste na aquisição das variáveis de interesse por 300 s, de modo a serem compiladas posteriormente para análise. Após o fim de um ensaio, os parâmetros do inversor são alterados, até que todas as combinações de parâmetros sejam testadas em um ponto de carga. Após o final dessas combinações, a referência de velocidade angular é alterada para o próximo ponto, com as etapas sendo repetidas. O procedimento é apresentado visualmente na Figura 44.

Nos ensaios, para adequação da velocidade angular nos cálculos de eficiência é necessário realizar a conversão do valor apresentado, de rotações por minuto para radianos por segundo. Desse modo, deve-se realizar a multiplicação por uma constante, conforme:

$$\omega_{[\text{rad/s}]} = \frac{2\pi}{60} \omega_{[\text{RPM}]}, \quad (46)$$

sendo $\omega_{[\text{rad/s}]}$ a velocidade angular em radianos por segundo e $\omega_{[\text{RPM}]}$ a velocidade angular

Figura 44 – Procedimento para realização de um dia de ensaios.



Fonte: autor.

em rotações por minuto. Dessa forma, a eficiência elétrica do motor η_m é calculada conforme:

$$\eta_m = \frac{\pi \tau \omega}{30 P_m}, \quad (47)$$

a eficiência elétrica do conversor de frequência η_c é calculada conforme:

$$\eta_c = \frac{P_m}{P_c}, \quad (48)$$

e a eficiência elétrica do conjunto completo η_c é calculada conforme:

$$\eta_c = \frac{\pi \tau \omega}{30 P_c}, \quad (49)$$

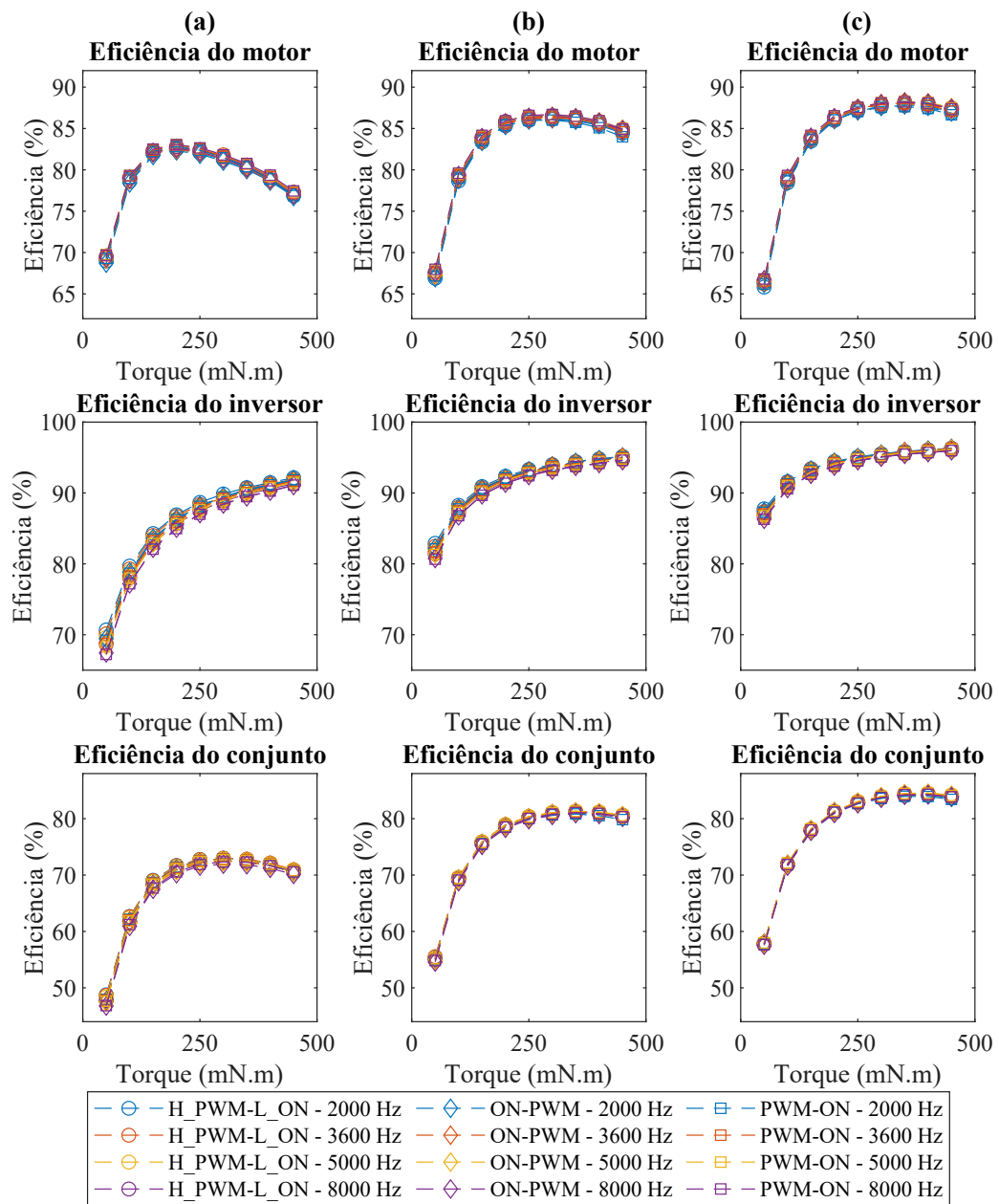
sendo τ o torque, ω a velocidade angular, P_m a potência elétrica do motor elétrico e P_c a potência elétrica do conversor de frequência.

5.2 ANÁLISE DE EFICIÊNCIA

Após a realização dos 324 ensaios, conforme apresentado na Seção 5.1, os dados foram compilados para realização das análises. As curvas de eficiência do motor, do conversor de frequência e do conjunto completo são apresentadas na Figura 45 para as diferentes condições de ensaio.

Os gráficos da Figura 45 foram divididos em ensaios realizados na condição de 1000 RPM na Figura 45(a), 2000 RPM na Figura 45(b), e 3000 RPM na Figura 45(c). Embora a análise

Figura 45 – Curva dos valores de eficiência do motor, do conversor de frequência e do conjunto completo para os ensaios realizados: (a) ensaios em 1000 RPM; (b) ensaios em 2000 RPM; (c) ensaios em 3000 RPM.

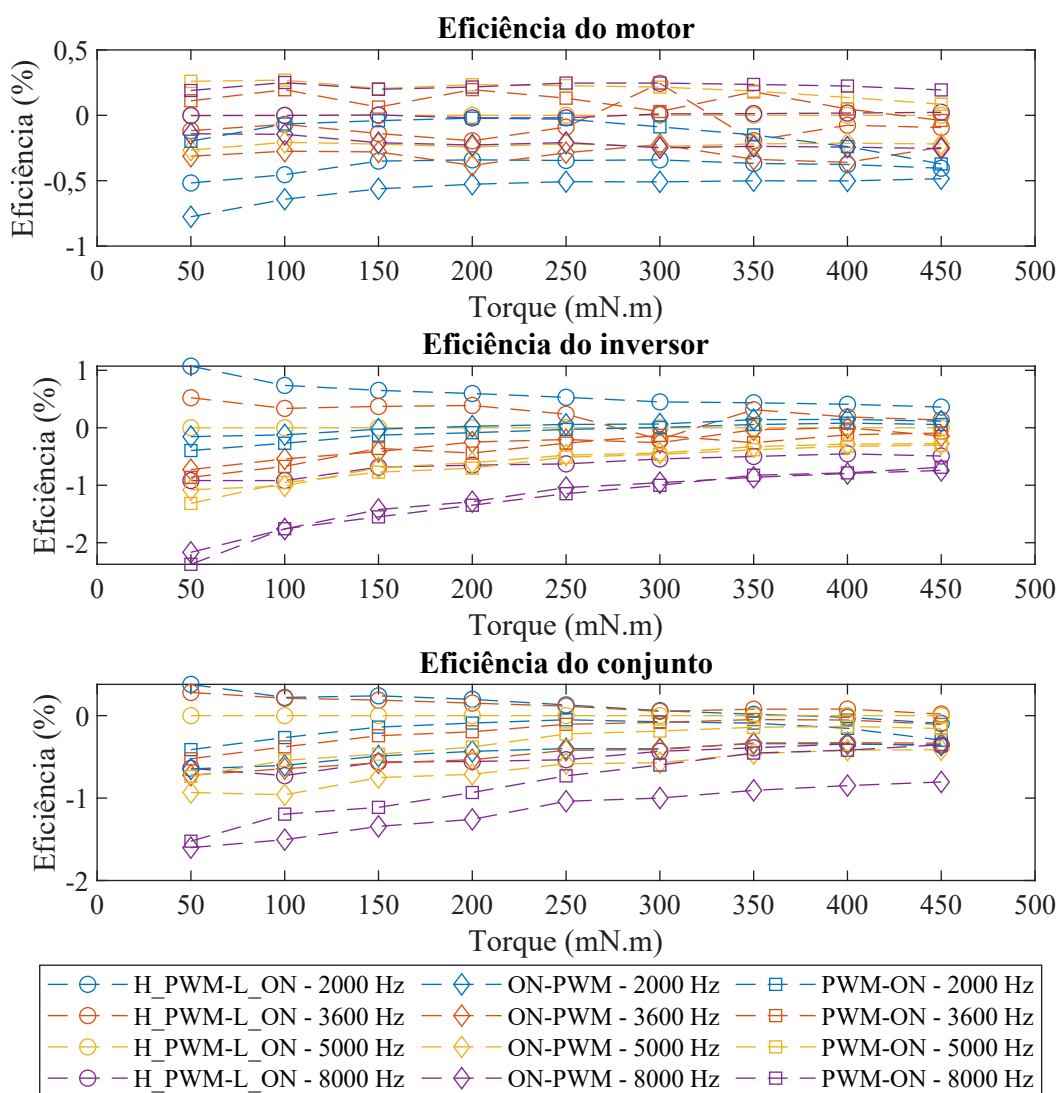


Fonte: autor.

comparativa fique um pouco prejudicada na figura, é possível perceber que em rotações menores, tanto o motor quanto o conversor de frequência são menos eficientes. Com o aumento da velocidade angular, o elemento que sofre maior impacto é o conversor de frequência.

Para facilitar as análises comparativas de eficiência, foram subtraídos dos valores dos gráficos apresentados na Figura 45 o valor de eficiência na configuração H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz. Essas informações estão presentes na Figura 46 para os ensaios realizados na condição de 1000 RPM, na Figura 47 para 2000 RPM e na Figura 48 para 3000 RPM.

Figura 46 – Comparativo dos valores de eficiência para ensaios realizados em 1000 RPM.

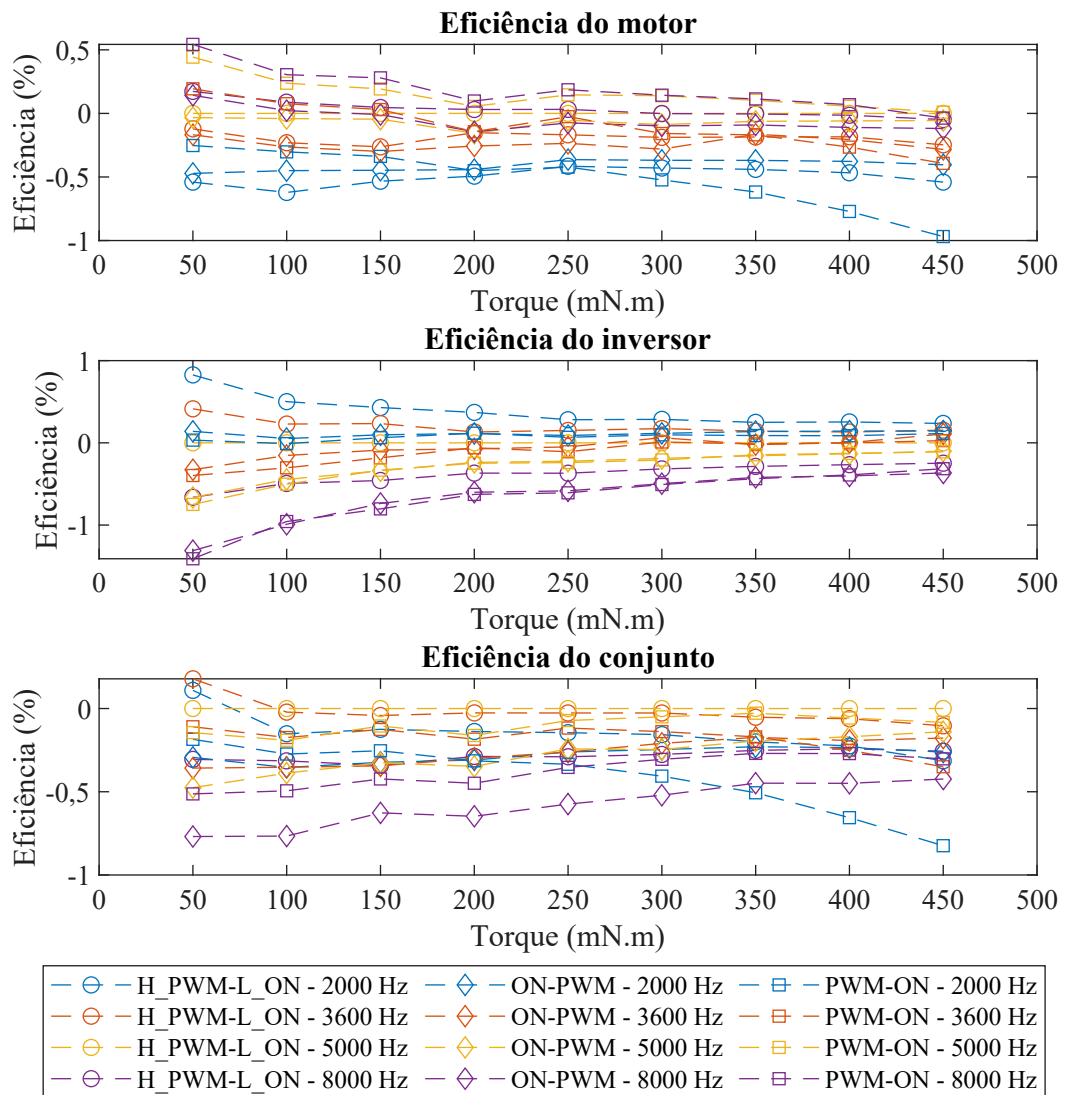


Fonte: autor.

Na Figura 46, analisando do ponto de vista do motor, as combinações que resultaram na maior eficiência foram no modo PWM-ON com as frequências de chaveamento de 5000 Hz e 8000 Hz, com a frequência de 8000 Hz se sobressaindo com o aumento do torque. Todos os modos, em 2000 Hz, apresentaram eficiência reduzida. Analisando a eficiência do inversor,

o modo H_PWM-L_ON se mostrou como o mais eficiente. De modo geral, frequências menores são mais eficientes do lado do inversor, enquanto a frequência de 8000 Hz demonstrou resultados piores. Analisando a eficiência do conjunto, o modo H_PWM-L_ON apresentou os melhores resultados. Até 250 mN.m, as frequências de 2000 Hz e 3600 Hz apresentaram melhores resultados, e após isso a eficiência ficou semelhante com a de 5000 Hz.

Figura 47 – Comparativo dos valores de eficiência para ensaios realizados em 2000 RPM.

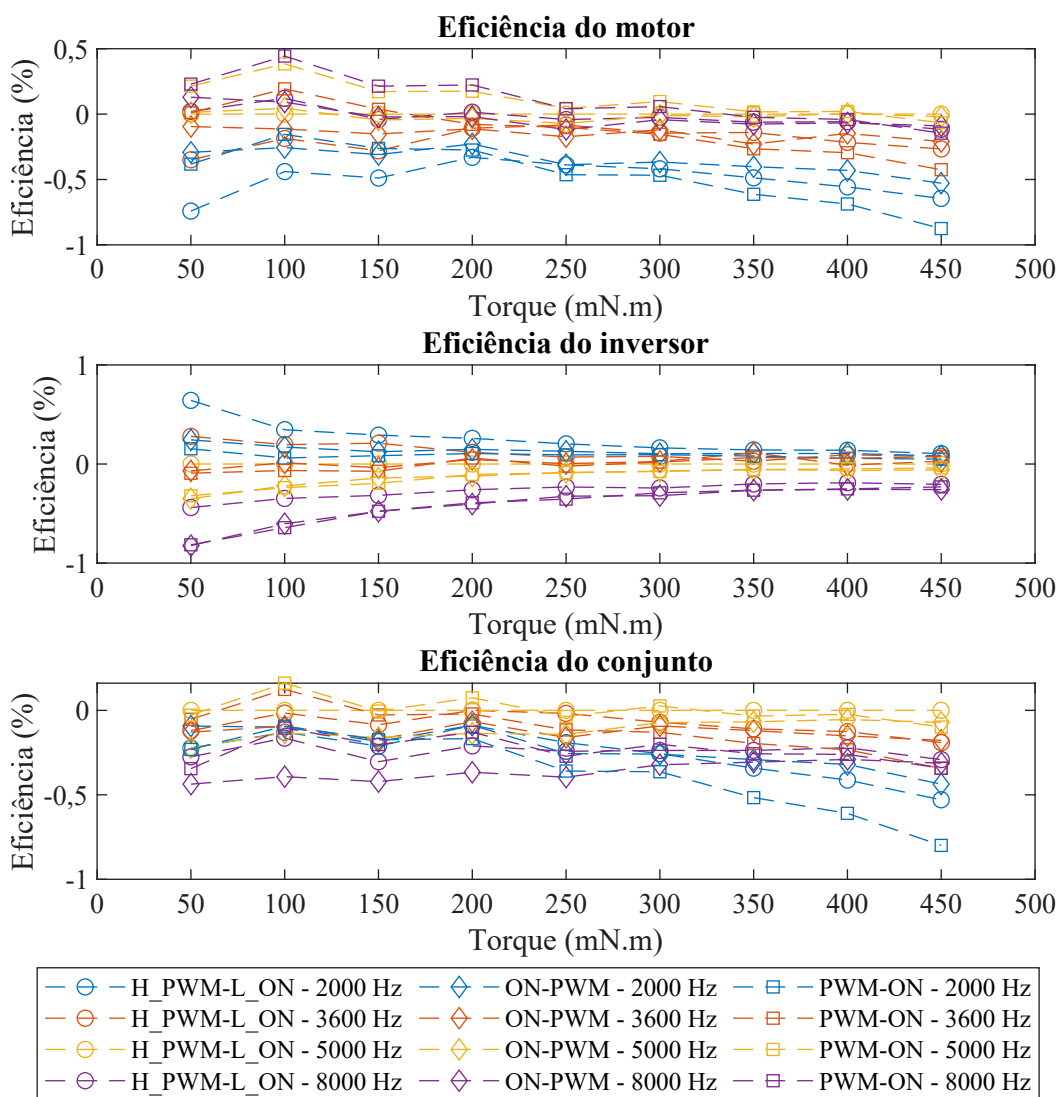


Fonte: autor.

Na Figura 47, do lado do motor, a mesma tendência apresentada para os ensaios em 1000 RPM foi vista, com o modo PWM-ON com as frequências de chaveamento de 5000 Hz e 8000 Hz como mais eficientes, enquanto que a frequência de 2000 Hz apresentou os piores resultados, ao longo de toda a faixa. Do lado do inversor, a colocação de resultados ficou semelhante aos ensaios em 1000 RPM, sendo a alteração mais perceptível a diminuição da diferença de eficiência entre os modos. O modo H_PWM-L_ON, em média, se mostrou mais eficiente. De modo geral, frequências menores são mais eficientes do lado do inversor,

enquanto a frequência de 8000 Hz demonstrou resultados piores. Analisando a eficiência do conjunto, o modo H_PWM-L_ON apresentou os melhores resultados. No primeiro ponto de carga (50 mN.m), as frequências de 2000 Hz e 3600 Hz foram mais eficientes, mas a frequência de 5000 Hz se torna a mais eficiente na medida em que a carga aumenta. Com o aumento da carga, percebeu-se uma forte queda da eficiência do conjunto no modo PWM-ON em 2000 Hz.

Figura 48 – Comparativo dos valores de eficiência para ensaios realizados em 3000 RPM.



Fonte: autor.

Na Figura 48, do lado do motor, a mesma tendência das velocidades angulares anteriores foi vista, com o modo PWM-ON com as frequências de chaveamento de 5000 Hz e 8000 Hz como os mais eficientes, enquanto que a frequência de 2000 Hz apresentou os piores resultados, ao longo de toda a faixa. Do lado do inversor, a colocação de resultados também ficou semelhante aos ensaios em 1000 RPM e 2000 RPM, sendo a alteração mais perceptível a diminuição da diferença de eficiência entre os modos. O modo H_PWM-L_ON, em média, se

mostrou como o mais eficiente. De modo geral, frequências menores são mais eficientes do lado do inversor, enquanto a frequência de 8000 Hz demonstrou resultados piores.

Analisando a eficiência do conjunto, os três modos, na frequência de 5000 Hz, obtiveram as maiores eficiências. Nos pontos de carga de 100 mN.m e 200 mN.m, o modo PWM-ON apresentou maior eficiência, mas no geral o modo H_PWM-L_ON apresentou os melhores resultados. Com o aumento da carga, percebeu-se uma forte queda da eficiência do conjunto em todos os modos operando em 2000 Hz, ocasionado principalmente pela queda significativa de eficiência no motor. Nos ensaios realizados em 1000 RPM, a variação de eficiência ao longo da faixa de torque não foi tão acentuada como nas velocidades angulares mais elevadas.

5.3 ANÁLISE DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

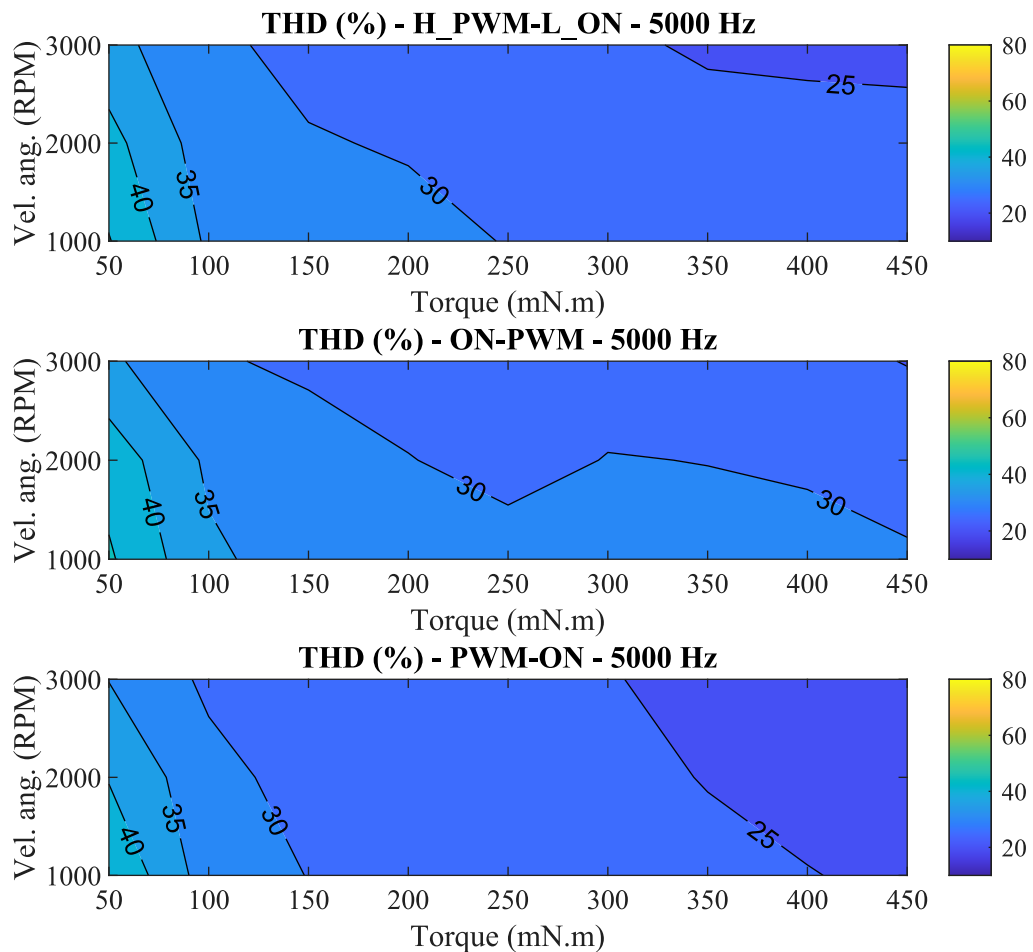
Após cada ensaio realizado, foi feita a aquisição das formas de onda de tensão e corrente do motor elétrico, com intuito de realizar análises sobre a THD e a TWD. Por se tratar de um grande volume de dados, são apresentados nesta seção somente alguns resultados. Os dados de THD e TWD dos ensaios são disponibilizados no Apêndice C. Na Figura 49, está apresentado a THD da corrente elétrica, comparando os modos H_PWM-L_ON, ON-PWM e PWM-ON, com a frequência de chaveamento fixa em 5000 Hz.

Na Figura 49, de modo geral, é possível perceber que a THD diminui com o aumento do torque e com o aumento da velocidade angular. Comparando os modos, o ON-PWM apresentou maior THD em relação aos outros, o que pode ser confirmado visualmente pelo fato de a faixa de THD acima de 30% ser a mais expressiva, principalmente pelos ensaios na velocidade angular de 1000 RPM. O modo PWM-ON apresentou os menores valores de THD ao longo dos ensaios. Para ampliar a análise da THD, são apresentados na Figura 50 os valores referentes à tensão elétrica, para os mesmos ensaios.

Na Figura 50, de modo geral, é possível perceber que a THD da tensão aumenta com o aumento do torque e, assim como na Figura 49, diminui com o aumento da velocidade angular. Na tensão elétrica, o modo ON-PWM também apresentou maior THD em relação aos outros modos, sendo maior principalmente em torques mais elevados na velocidade angular de 1000 RPM. Assim como na corrente, o modo PWM-ON apresentou os menores valores de THD em comparação com os outros métodos, com uma redução substancial em relação ao modo H_PWM-L_ON. Na Figura 51 são apresentados os dados de TWD da corrente elétrica.

Comparando o patamar dos resultados apresentados na Figura 51 com os resultados da Figura 49, é possível perceber a diferença entre as métricas THD e TWD. Enquanto a THD ficou em cerca de 30%, a TWD apresentou resultados acima de 100% de distorção na forma de onda, demonstrando o impacto do chaveamento sobre a corrente elétrica. Embora não seja possível perceber uma correção entre fatores, assim como ocorreu na análise de THD, o modo ON-PWM apresentou valores de TWD elevados em relação aos outros dois modos em algumas condições. O modo H_PWM-L_ON apresentou valores elevados de TWD em uma certa região do mapa de condições. O modo PWM-ON não apresentou esse comportamento. Na Figura 52,

Figura 49 – Valores de THD da corrente elétrica, para os ensaios realizados com o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz.



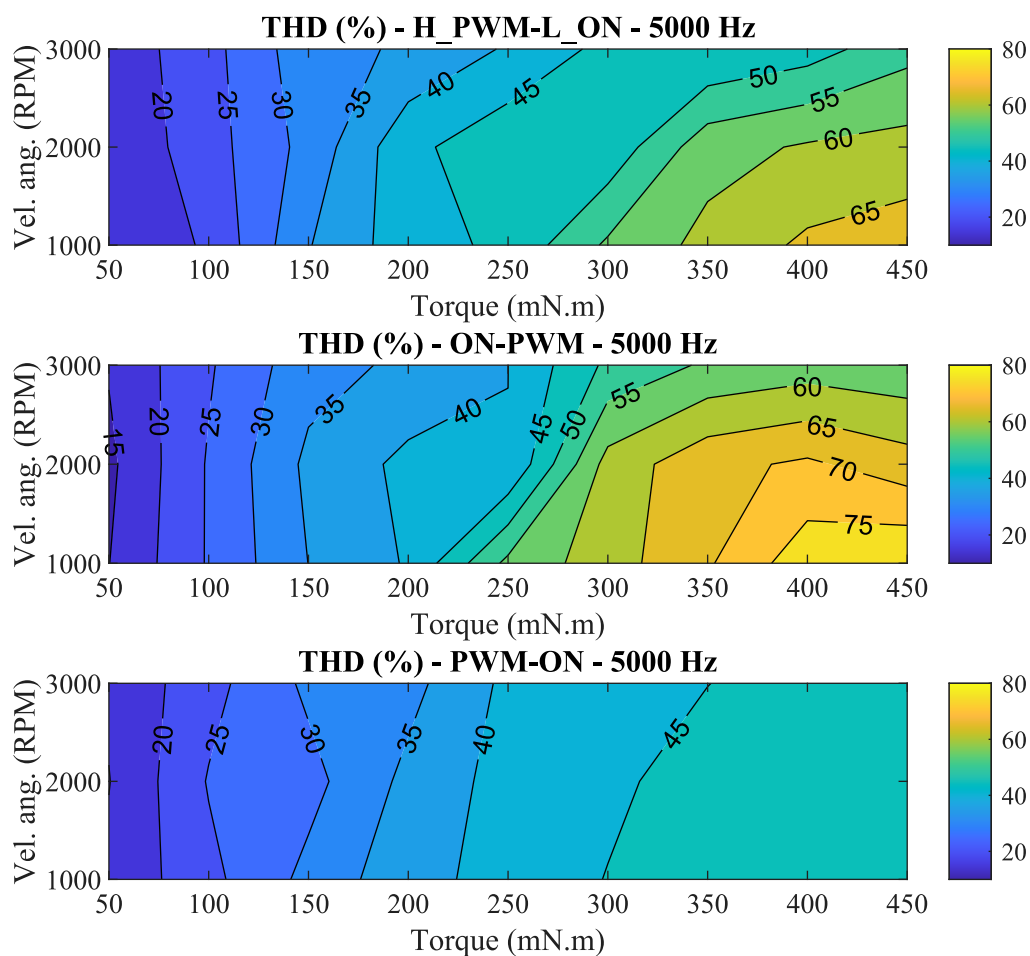
Fonte: autor.

são apresentados os dados de TWD da tensão elétrica.

Assim como a diferença de patamar entre a TWD e a THD da corrente, o mesmo aconteceu com a TWD da tensão, conforme apresentado na Figura 52. Tal fenômeno é esperado, pois a frequência de chaveamento impacta diretamente na tensão elétrica, visto que esta é utilizada como grandeza de acionamento. De maneira geral, a TWD não varia de maneira significativa com o torque, porém aumenta conforme a velocidade angular diminui. O modo ON-PWM apresentou uma faixa de valores de TWD acima de 125% na rotação de 1000, enquanto os outros dois modos ficaram abaixo desse patamar. O modo PWM-ON apresentou os menores resultados de TWD da tensão.

Para facilitar a comparação em outras condições, a forma de visualização dos dados foi alterada na Figura 53, sendo apresentados os dados de THD da corrente elétrica. Para isto, foram alteradas a frequência de chaveamento e a velocidade angular, resultando em quatro combinações diferentes: na Figura 53(a) com frequência de chaveamento 2000 Hz em 1000 RPM, na Figura 53(b) com frequência de chaveamento 2000 Hz em 3000 RPM, na

Figura 50 – Valores de THD da tensão elétrica, para os ensaios realizados com o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz.



Fonte: autor.

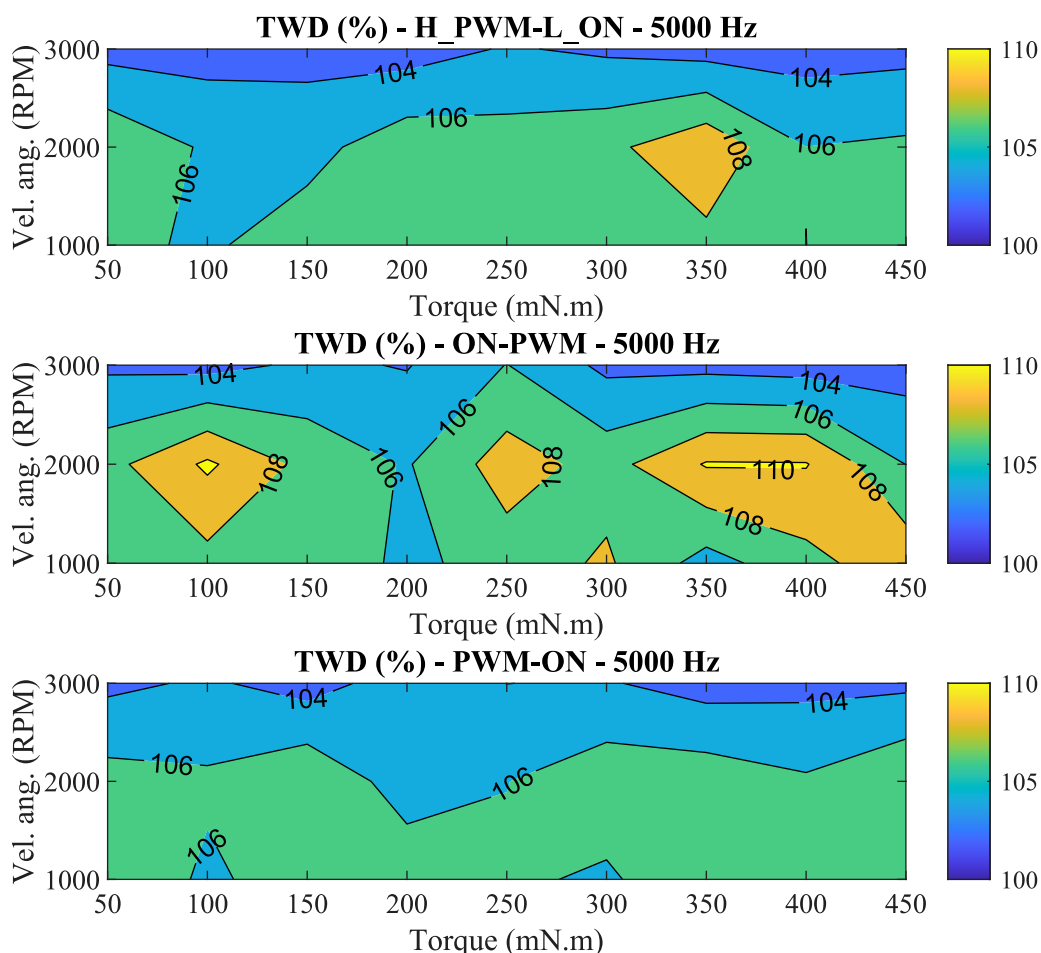
Figura 53(c) com frequência de chaveamento 8000 Hz em 1000 RPM, e na Figura 53(d) com frequência de chaveamento 8000 Hz em 3000 RPM.

Analisando os resultados da Figura 53, é possível perceber que o modo PWM-ON em muitos casos continua apresentando menor THD da corrente, enquanto o modo ON-PWM apresenta os maiores valores. Na Figura 53(a), com a menor frequência e velocidade angular, esse resultado é mais aparente. Mantendo a menor velocidade angular (1000 RPM), porém analisando a máxima frequência de chaveamento, esse comportamento ainda fica aparente, conforme demonstrado na Figura 53(b). Ao aumentar a velocidade angular até o máximo testado (3000 RPM), o comportamento já não é mais tão padronizado quanto na velocidade angular mais baixa. Na Figura 53(c) em torques médios, os valores de THD dos modos H_PWM-L_ON e ON-PWM são próximos.

Na Figura 54, é realizada uma análise semelhante nas mesmas combinações de frequência de chaveamento e velocidade angular da Figura 53, porém analisando a THD da tensão.

Analisando os resultados da Figura 54, assim como nos resultados da corrente, é possível

Figura 51 – Valores de TWD da corrente elétrica, para os ensaios realizados com o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz.



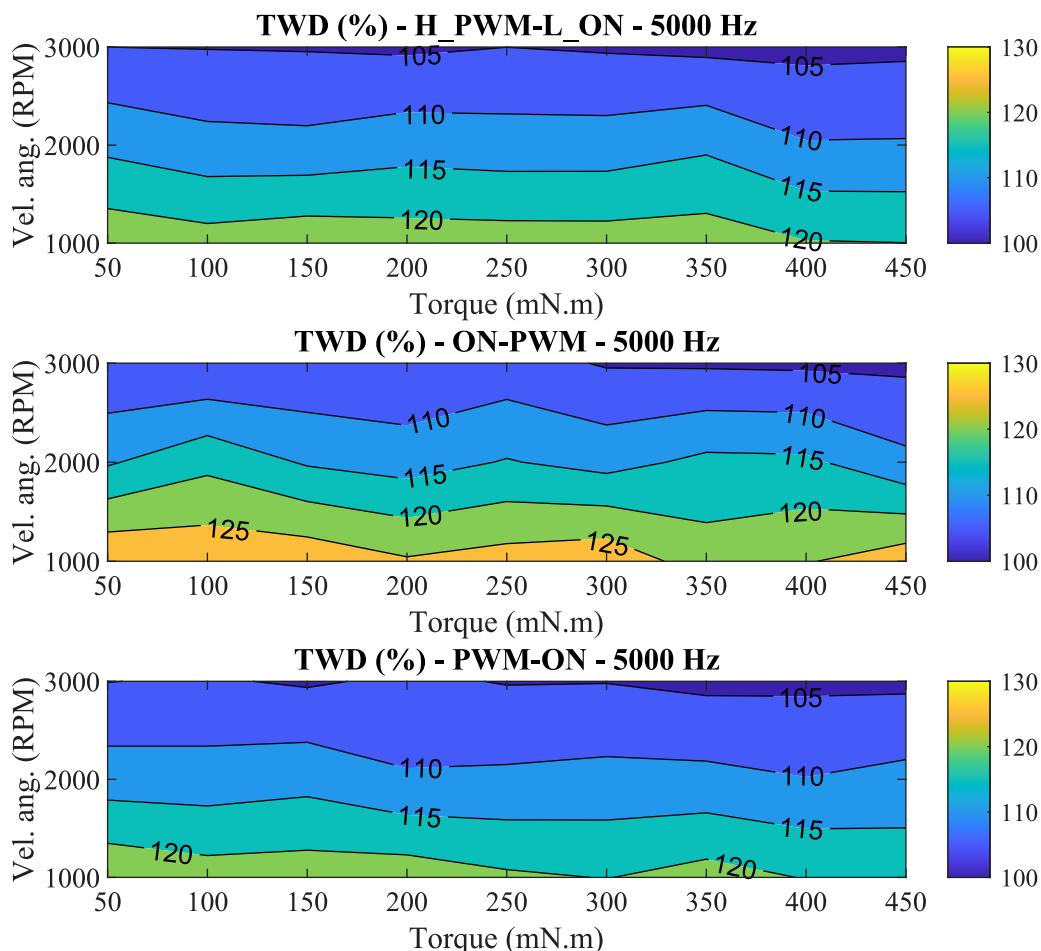
Fonte: autor.

perceber que o modo PWM-ON em muitos casos continua apresentando menor THD da tensão, enquanto o modo ON-PWM apresenta os maiores valores. Na velocidade angular mais baixa, na Figura 54(a), com limite inferior da frequência de chaveamento, e na Figura 54(c), com limite superior da frequência de chaveamento, tal comportamento é mais aparente. Assim como na corrente, ao aumentar a velocidade angular, o comportamento já não é mais tão claro. Na Figura 54(b), é possível perceber que no torque mais elevado, o comportamento anteriormente descrito se mantém, com o modo PWM-ON apresentando a menor THD e o modo ON-PWM apresentando a maior THD.

A mesma análise foi realizada para a TWD da corrente elétrica, conforme a Figura 55. Analisando a Figura 55, não é possível perceber correlação da TWD com a frequência de chaveamento. A diferença perceptível fica na variação entre resultados de TWD numa mesma condição, conforme apresentado anteriormente. Na menor rotação, representada na Figura 55(a) e na Figura 55(c), a variação da TWD é maior do que na Figura 55(b) e na Figura 55(d).

A mesma análise foi realizada para a TWD da tensão elétrica, conforme a Figura 56.

Figura 52 – Valores de TWD da tensão elétrica, para os ensaios realizados com o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz.



Fonte: autor.

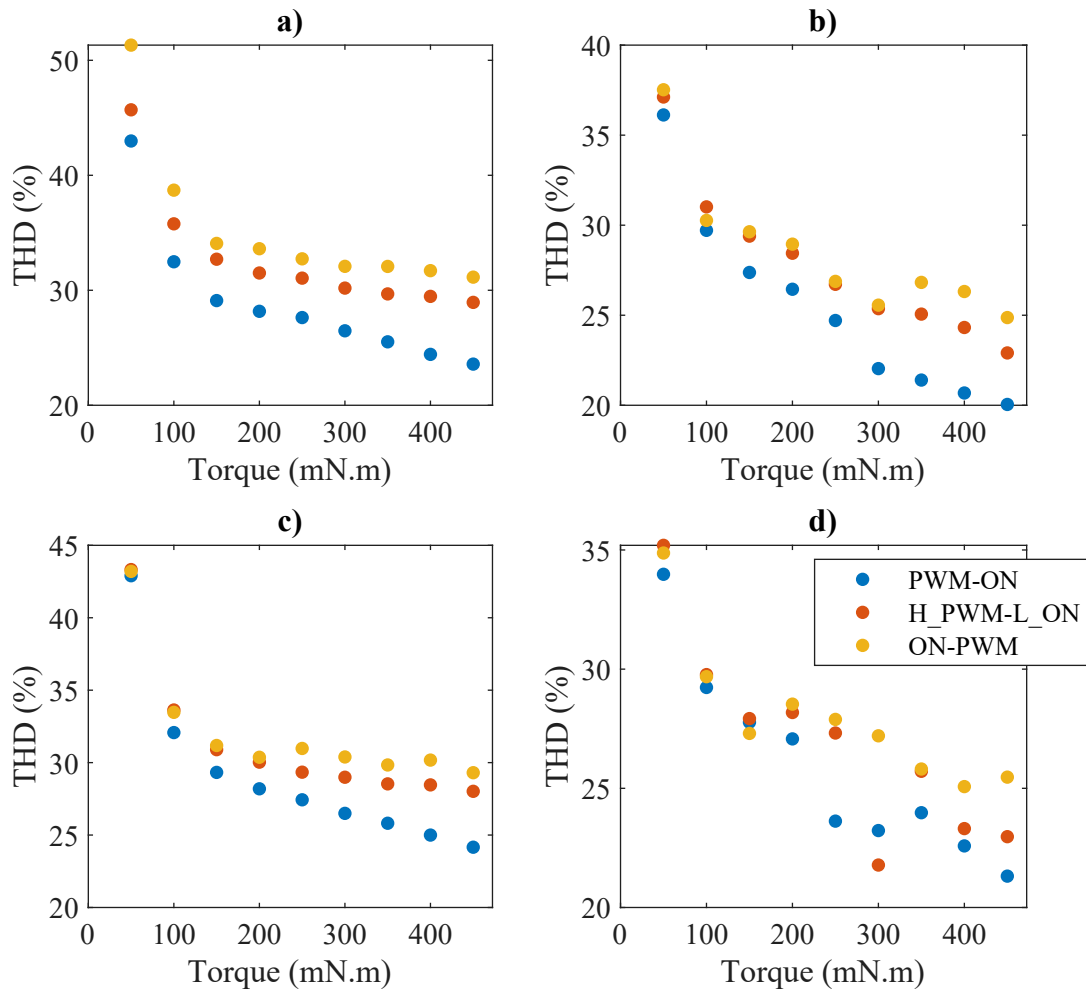
Na Figura 56(a) é possível perceber que o modo de chaveamento influencia a TWD de certa forma. Embora os valores dos três modos estejam próximos, permanece o comportamento já explicitado anteriormente, com o modo PWM-ON apresentando valores inferiores e com o ON-PWM apresentando valores elevados. Na Figura 56(c), em alguns pontos da faixa, o modo que apresenta menor TWD é o H_PWM-L_ON. Assim como na análise da TWD da corrente, a TWD em velocidades angulares maiores é reduzido, conforme apresentado na Figura 56(b) e na Figura 56(d).

Como foi constatado que a TWD depende da velocidade angular, foi realizada uma variação na análise gráfica. Assim, os resultados de corrente elétrica são apresentados na Figura 57.

Para a corrente, conforme a Figura 57, em todos os casos a velocidade angular de 3000 RPM apresentou os menores valores de TWD. Em todos os casos na figura, as velocidades 1000 RPM e 2000 RPM apresentaram valores de THD próximos.

De forma análoga à Figura 57, a análise para a tensão elétrica foi realizada na Figura 58.

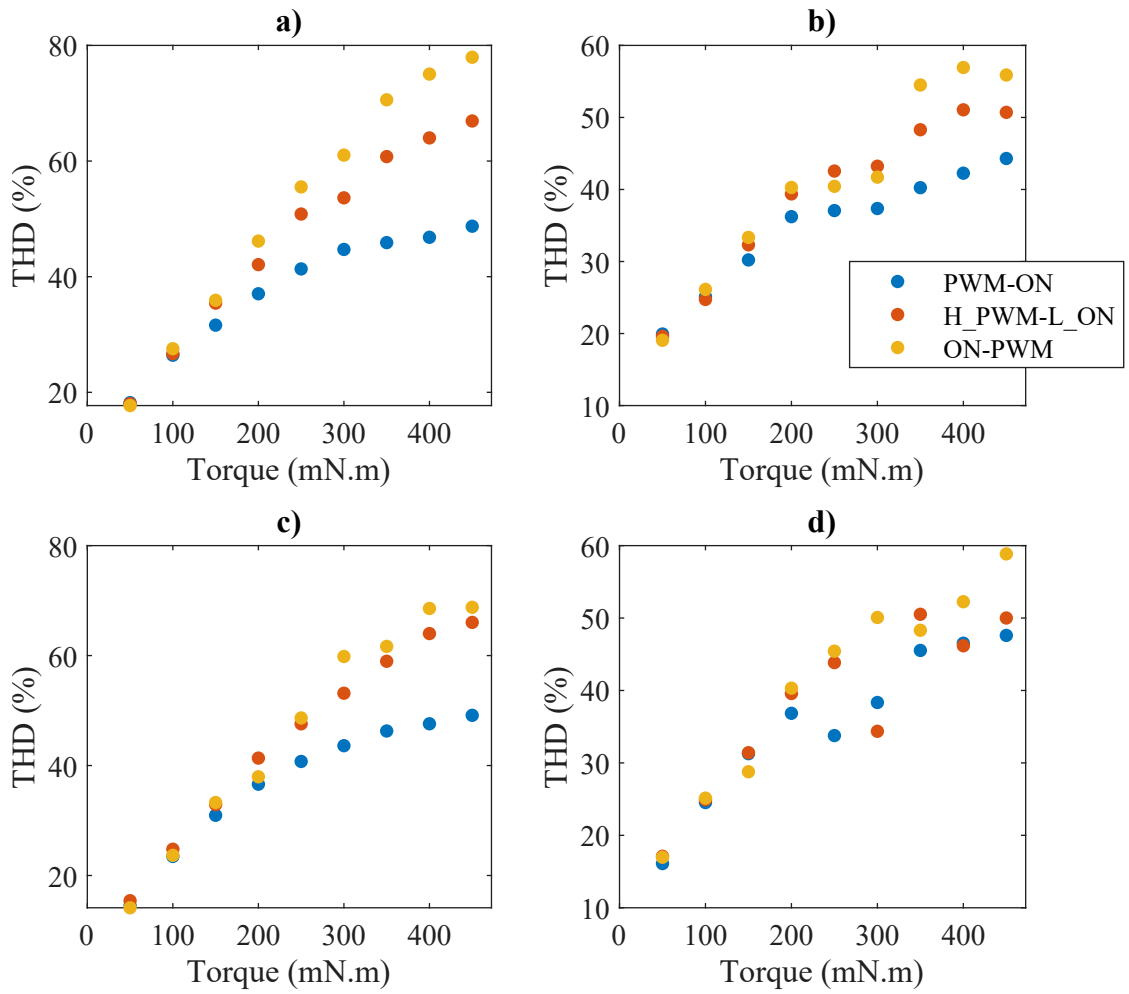
Figura 53 – Valores de THD da corrente elétrica: a) 2000 Hz em 1000 RPM; b) 2000 Hz em 3000 RPM; c) 8000 Hz em 1000 RPM. d) 8000 Hz em 3000 RPM.



Fonte: autor.

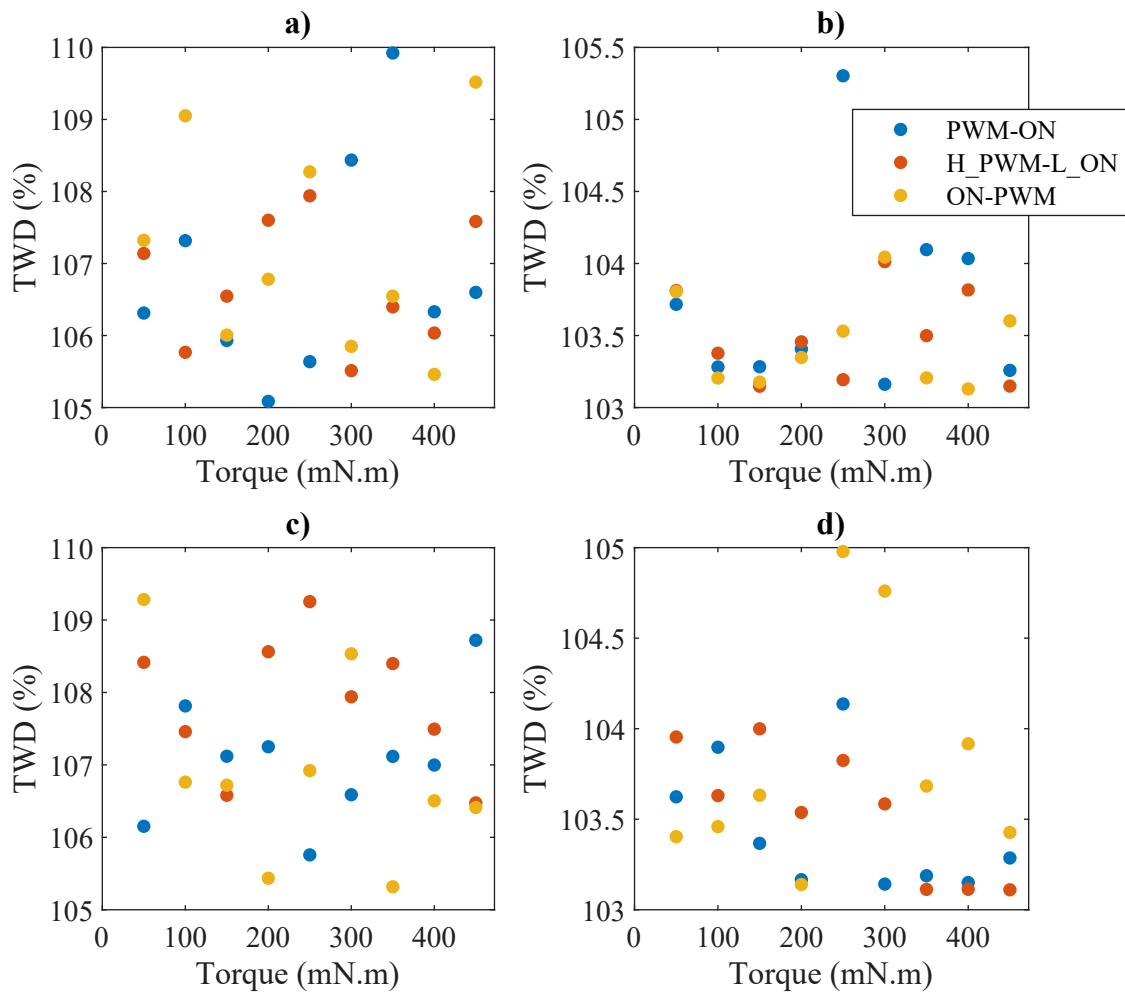
Para a tensão, conforme a Figura 58, o comportamento da TWD em relação à velocidade angular ficou mais evidente, confirmando os resultados anteriores, em que a TWD diminui ao aumentar a velocidade angular.

Figura 54 – Valores de THD da tensão elétrica: a) 2000 Hz em 1000 RPM; b) 2000 Hz em 3000 RPM; c) 8000 Hz em 1000 RPM; d) 8000 Hz em 3000 RPM.



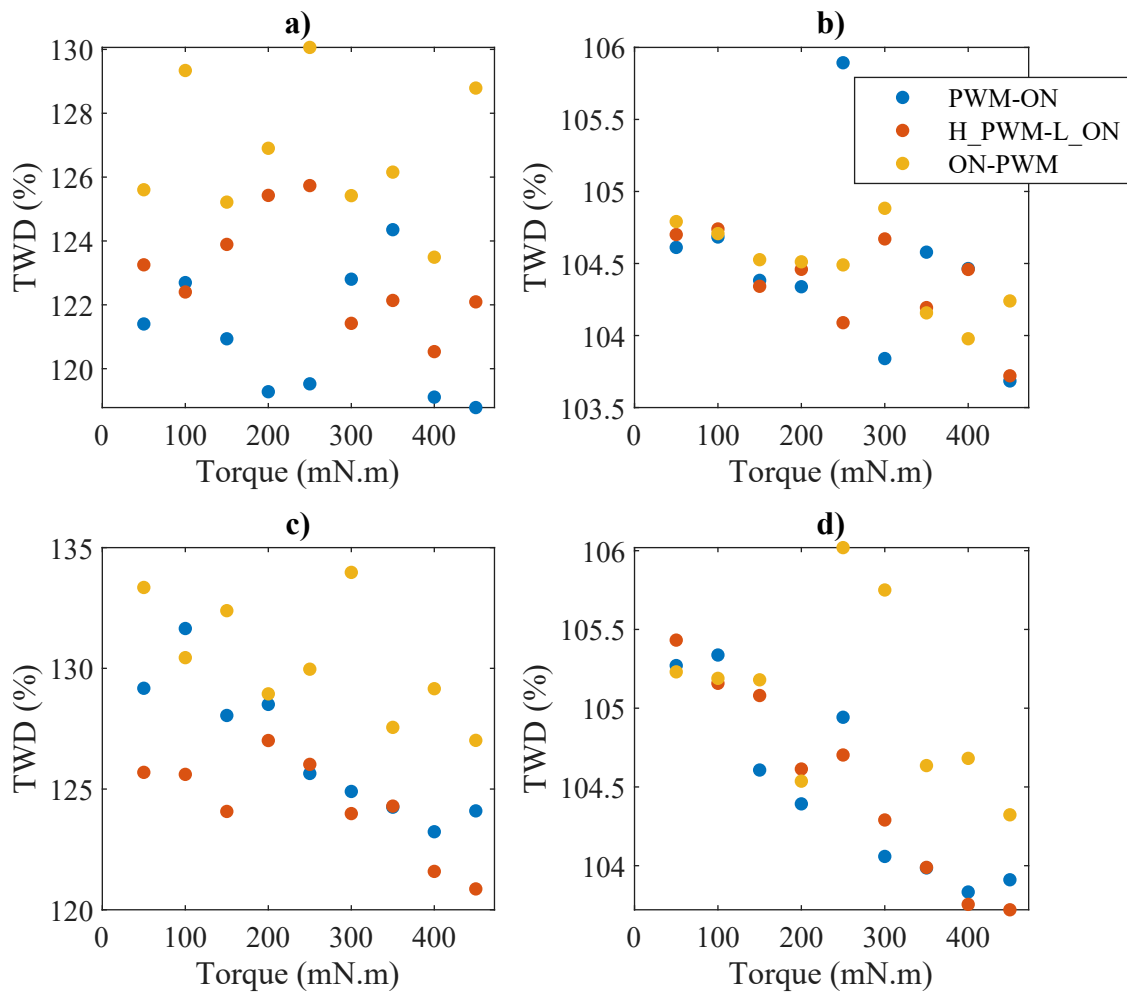
Fonte: autor.

Figura 55 – Valores de TWD da corrente elétrica: a) 2000 Hz em 1000 RPM; b) 2000 Hz em 3000 RPM; c) 8000 Hz em 1000 RPM; d) 8000 Hz em 3000 RPM.



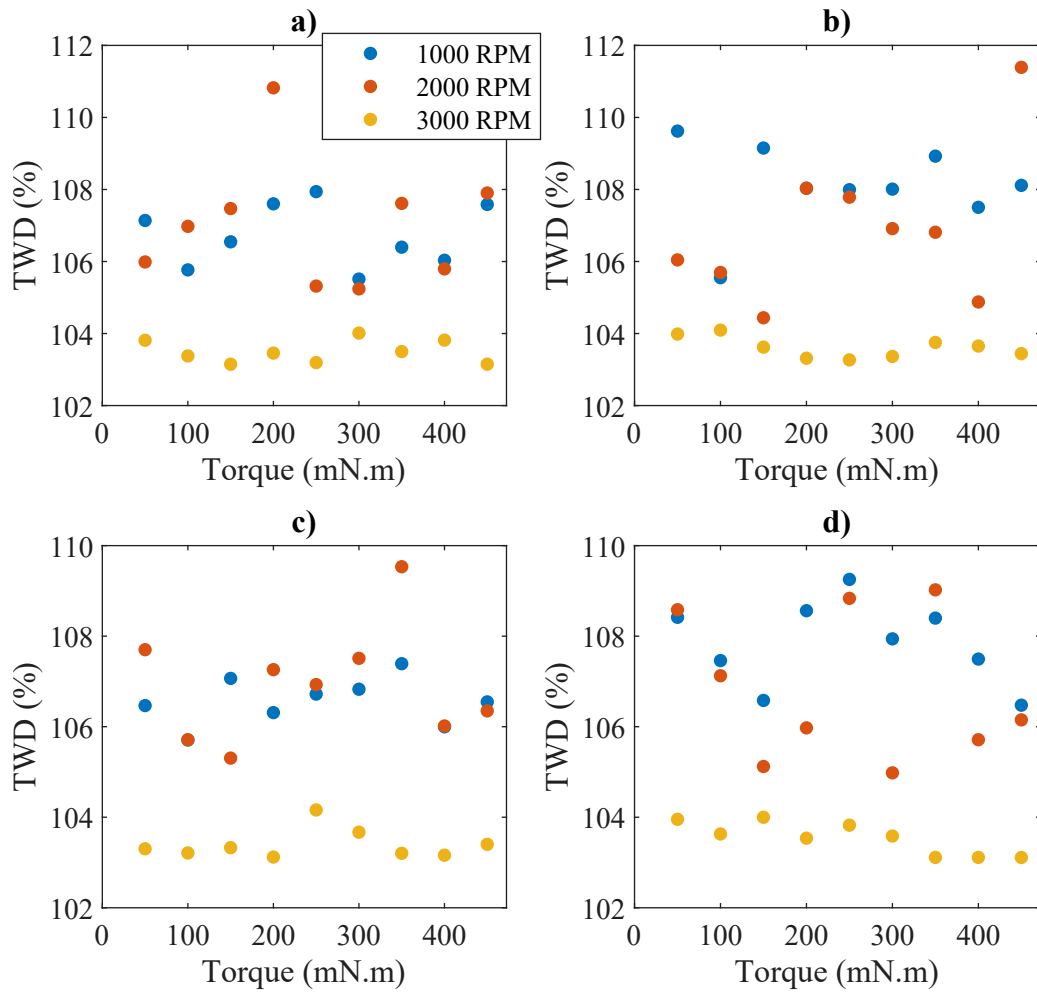
Fonte: autor.

Figura 56 – Valores de TWD da tensão elétrica: a) 2000 Hz em 1000 RPM; b) 2000 Hz em 3000 RPM; c) 8000 Hz em 1000 RPM; d) 8000 Hz em 3000 RPM.



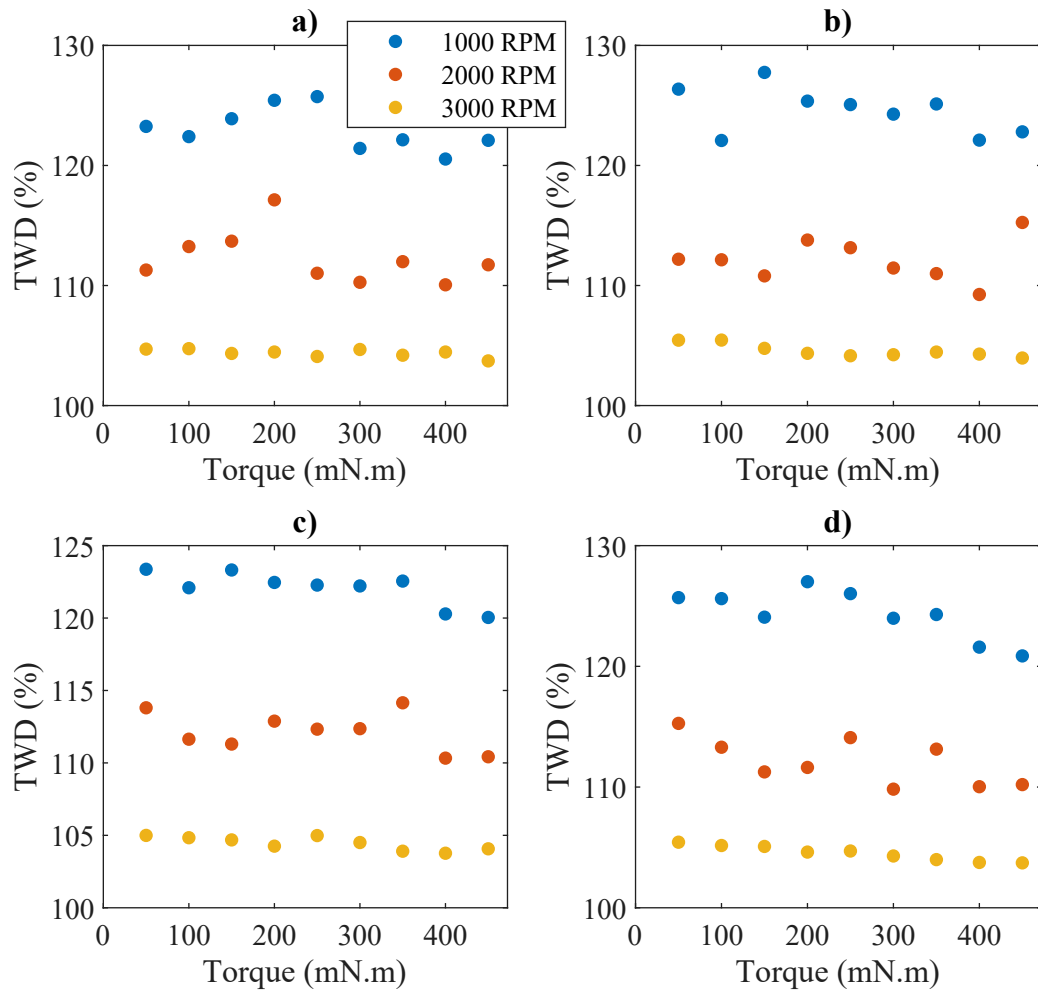
Fonte: autor.

Figura 57 – Valores de TWD da corrente elétrica para o modo H_PWM-L_ON em diferentes velocidades angulares: a) 2000 Hz; b) 3600 Hz; c) 5000 Hz; d) 8000 Hz.



Fonte: autor.

Figura 58 – Valores de TWD da tensão elétrica para o modo H_PWM-L_ON em diferentes velocidades angulares: a) 2000 Hz; b) 3600 Hz; c) 5000 Hz; d) 8000 Hz.



Fonte: autor.

5.4 ANÁLISE DE PERDAS NA BOBINA

A parcela de perdas referente à resistência ôhmica nos enrolamentos é calculada conforme a Equação (26). Para utilização da equação descrita, é necessário conhecer a resistência do enrolamento no momento do ensaio. Como esse valor não pode ser medido diretamente, uma das maneiras de obter o valor da resistência é o cálculo com base na temperatura conforme a Equação (27). Assim, para obtenção do par temperatura e resistência conhecidos, o motor foi colocado em equalização térmica durante 24 h. Após isso, conferiu-se a temperatura das bobinas pelos Pt100 já instalados, enquanto a medição da resistência da bobina foi realizada em configuração de quatro fios, removendo a influência dos cabos da medição. O valor de resistência utilizado no cálculo foi $15,584 \Omega$, dado como a média dos valores de resistência das três bobinas, na temperatura de $23,09^\circ\text{C}$

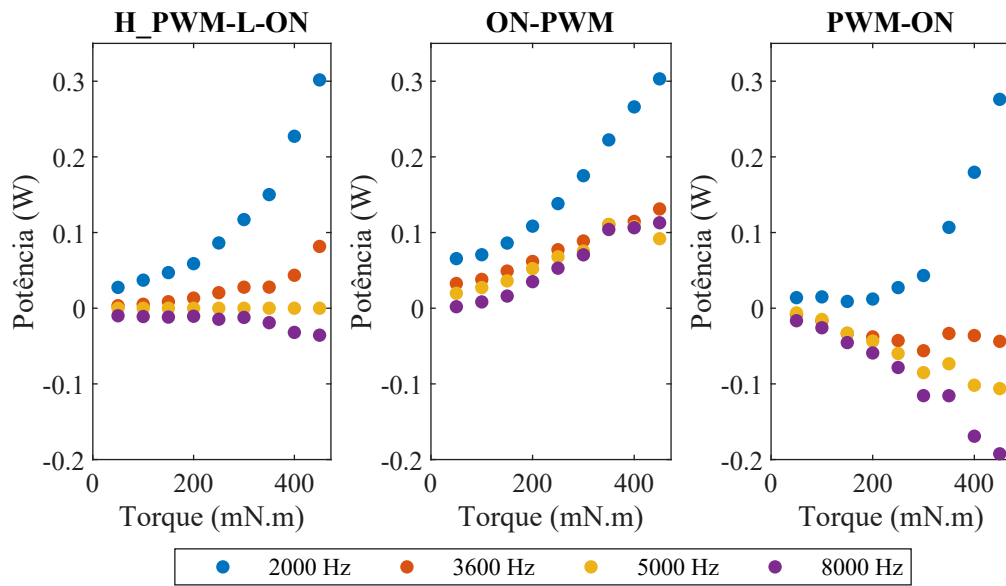
Com isto, os resultados são apresentados na Figura 59 para a velocidade angular de 1000 RPM, na Figura 60 para a velocidade angular de 2000 RPM e na Figura 61 para a velocidade angular de 3000 RPM. Para facilitar as análises comparativas de potência, foram subtraídos dos valores dos gráficos apresentados os valores potência no modo H_PWM-L_ON e frequência de chaveamento de 5000 Hz. Tais valores são apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 – Valores de potência dissipada por efeito Joule no modo H_PWM-L_ON e frequência de chaveamento de 5000 Hz, utilizados como base para a análise comparativa.

Torque (mN.m)	Potência dissipada (W)		
	1000 RPM	2000 RPM	3000 RPM
50	0,30	0,33	0,35
100	0,80	0,87	0,90
150	1,58	1,68	1,76
200	2,66	2,80	2,92
250	4,02	4,22	4,37
300	5,72	5,99	6,25
350	7,79	8,07	8,42
400	10,48	11,00	11,56
450	13,15	13,79	14,40

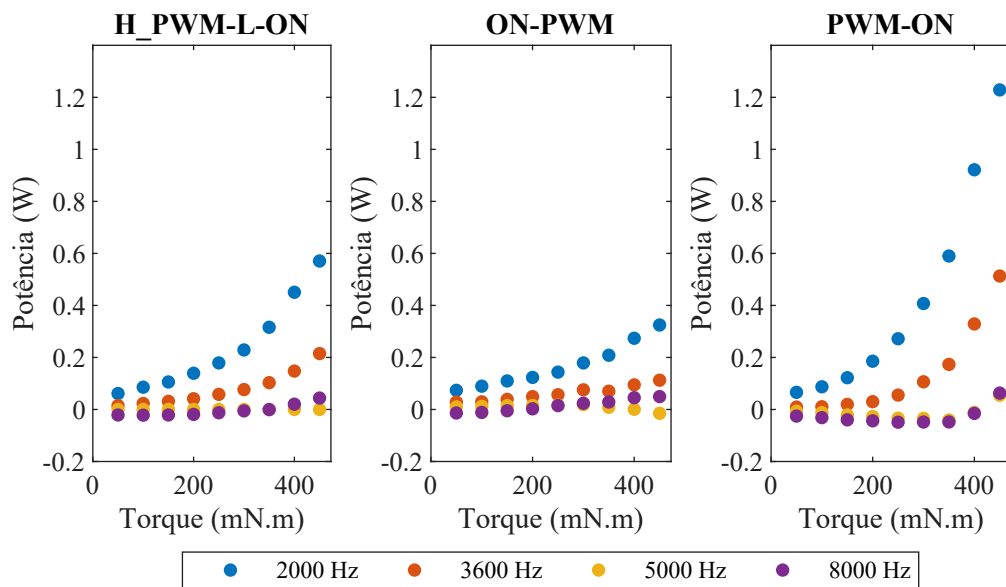
Em todos os modos, as perdas por efeito Joule são maiores na frequência de 2000 Hz ao longo de todos os pontos de ensaio, inclusive crescendo de maneira significativa com o torque. Outro comportamento comum é que a frequência de 8000 Hz apresentou os menores valores de potência dissipada por efeito Joule. Em relação ao modo H_PWM-L_ON, o modo PWM-ON nas frequências de 3600 Hz, 5000 Hz e 8000 Hz apresentou valores decrescentes de potência ao longo da faixa, enquanto o modo ON-PWM apresentou valores crescentes para estas mesmas frequências. Nas frequências citadas, inclusive, o modo ON-PWM apresentou valores próximos de potência ao longo de toda a faixa.

Figura 59 – Perdas na bobina analisadas na velocidade angular de 1000 RPM.



Fonte: autor.

Figura 60 – Perdas na bobina analisadas na velocidade angular de 2000 RPM.

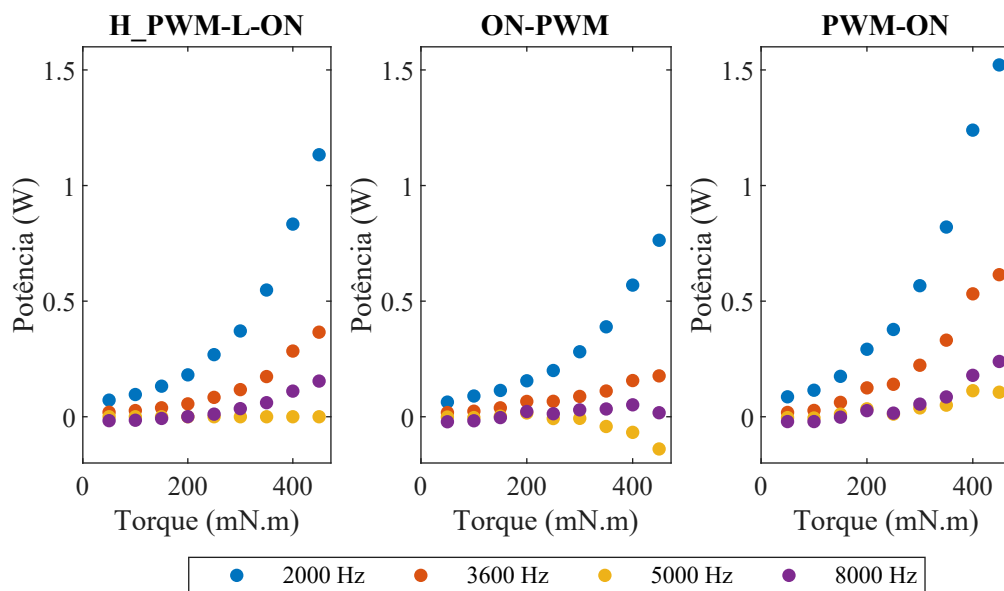


Fonte: autor.

Assim como na Figura 59, a frequência de 2000 Hz apresentou os maiores valores de potência ao longo de todos os pontos de ensaio. De maneira geral, o modo PWM-ON apresentou os maiores valores de potência nas frequências de 2000 Hz e 3600 Hz quando comparado com os outros modos, principalmente em valores maiores de torque.

Diferentemente do que ocorre nos ensaios realizados em 1000 RPM, nos quais a frequência de 8000 Hz apresentou valores de potência abaixo das demais frequências nos respectivos modos de acionamento, nos ensaios de 2000 RPM tal comportamento não se manteve. Em valores mais elevados de torque, a frequência de 5000 Hz apresentou os menores valores de potência. Assim como nos ensaios em 2000 RPM, as frequências de 2000 Hz e 3600 Hz apresentaram os maiores valores de potência.

Figura 61 – Perdas na bobina analisadas na velocidade angular de 3000 RPM.



Fonte: autor.

Nos ensaios em 3000 RPM, os valores de potência na frequência de 5000 Hz ficaram ainda menores do que os valores da frequência de 8000 Hz para valores elevados de torque.

5.5 CONSIDERAÇÕES

Com base nos resultados obtidos no desenvolvimento da bancada, foi proposto um procedimento padronizado de ensaio com o intuito de reduzir a variabilidade dos resultados. Como o conversor de frequência utilizado é capaz de trocar os parâmetros com o eixo rotacionando, foi possível realizar as medições na mesma condição de operação do motor. Ao todo, foram realizados 324 ensaios, considerando as combinações dos 3 modos de acionamento com as 4 frequências de chaveamento, ensaiados nas combinações de 3 pontos de velocidade angular e 9 pontos de torque.

Para as análises de eficiência, foram considerados três grandezas: a eficiência do motor, do conversor de frequência e do conjunto completo. Do ponto de vista do motor, as combinações de maior eficiência foram o modo PWM-ON nas frequências de 5000 Hz e 8000 Hz, com esse comportamento se repetindo em toda a faixa de velocidade angular. Para todos os modos, a frequência de 2000 Hz apresentou os piores resultados de eficiência do motor. Tal frequência apresentou ainda uma queda drástica de eficiência com o aumento do torque nas velocidades angulares de 2000 RPM e 3000 RPM.

Considerando o conversor de frequência, de modo geral, as frequências menores são mais eficientes, o que pode ser caracterizado pela diminuição das perdas relacionadas com o chaveamento. O modo H_PWM-L_ON na frequência de 2000 Hz foi o mais eficiente, principalmente nos valores de torque mais baixos. Tanto com o aumento do torque quanto da velocidade angular, os resultados de eficiência do inversor apresentaram menor diferença de valores entre si. Por fim, analisando a eficiência do conjunto completo, constatou-se que o modo H_PWM-L_ON na frequência de 5000 Hz apresentou os melhores resultados de eficiência ao longo da faixa. No mesmo modo, entretanto, as frequências de 2000 Hz e 3600 Hz apresentaram melhores resultados para valores de torque menores.

Na análise de distorção harmônica, foi possível perceber a diferença ao utilizar diferentes métricas. A THD considera apenas as componentes harmônicas de frequência relacionadas com a velocidade angular do motor, enquanto a TWD considera todas as componentes de frequência presentes na análise, incluindo aquelas relacionadas com o chaveamento. As duas métricas foram utilizadas para avaliar corrente e tensão nos ensaios. De maneira geral, constatou-se que tanto a THD da corrente quanto da tensão diminuem com o aumento da velocidade angular e da frequência de chaveamento. Entretanto, com o aumento dos valores de torque, a THD da corrente diminui enquanto a THD da tensão aumenta. Tanto na tensão como na corrente, o modo ON-PWM apresentou os maiores valores de THD, enquanto o modo PWM-ON apresentou os menores valores. Na corrente, o modo PWM-ON apresentou valores de THD consideravelmente menores do que os outros modos. Para as análises de TWD, o modo ON-PWM apresentou também valores mais elevados, tanto na tensão quanto na corrente. O modo PWM-ON apresentou, também, os melhores valores de TWD, tanto na corrente como na tensão. O aumento da frequência de chaveamento provoca uma diminuição dos valores de TWD, tanto na tensão como na corrente.

Por fim, foram realizadas análises em relação às perdas na bobina, relacionadas com a potência dissipada por efeito Joule. Em todos os pontos de operação e modos de acionamento, a frequência de chaveamento de 2000 Hz apresentou os maiores valores de perdas na bobina, inclusive crescendo de maneira significativa com o aumento do torque. Percebeu-se que na velocidade angular de 1000 RPM, a frequência de chaveamento de 8000 Hz apresentou as menores perdas ao longo da faixa, se comparada num mesmo método. Em 2000 RPM e 3000 RPM, entretanto, a frequência de chaveamento de 5000 Hz se torna a configuração com menores perdas com o aumento do torque.

De maneira geral, em termos de eficiência, o modo H_PWM-L_ON na frequência de 5000 Hz apresentou na média bons resultados, podendo ser utilizado como modo único ao longo das escalas de torque e velocidade angular. Em velocidades angulares mais baixas, a utilização da frequência 2000 Hz traz ganhos em relação à eficiência neste modo. Em relação à THD, o modo PWM-ON apresentou os menores valores. Logo, seu uso é recomendado em máquinas-ferramenta, pela possível redução da vibração atrelada ao menor valor de distorção de formas de onda, resultando na melhora do acabamento em peças. Nesta utilização, inclusive, o aumento da velocidade angular e da frequência de chaveamento é interessante, pois o aumento das frequências relacionadas com o motor acaba deslocando as componentes de frequência no espectro, fazendo com que o comportamento indutivo do motor atenua as mais altas frequências. A análise de perdas por efeito Joule, por sua vez, mostrou que o modo ON-PWM apresentou as menores perdas. Desse modo, é esperado que este modo, principalmente em mais altas frequências, não apresente o mesmo aumento de temperatura do que os outros modos.

6 AVALIAÇÃO DE INCERTEZAS

Este capítulo descreve a avaliação de incertezas das medições realizadas neste trabalho. Na Seção 6.1 é expressa e calculada a incerteza da variável torque. De maneira análoga, a Seção 6.2 lida com a velocidade angular e a Seção 6.3 com a potência elétrica. Na Seção 6.4 são calculadas as incertezas das eficiências do motor elétrico, do conversor de frequência e do conjunto completo, dependentes das incertezas descritas nas Seções 6.2 e 6.3. Na Seção 6.5 são apresentadas as incertezas relacionada com a diferença entre dois valores, de eficiência elétrica do motor, do conversor de frequência ou do conjunto completo.

Em razão do elevado número de ensaios realizados, não é viável apresentar o levantamento detalhado de todas as incertezas neste trabalho. Desse modo, optou-se por apresentar a avaliação da incerteza de medição em uma condição específica. As demais incertezas calculadas estão presentes no Apêndice B, seguindo os mesmos passos descritos neste capítulo.

Para avaliação de incertezas dos resultados do dinamômetro, o motor BLDC foi ensaiado na condição nominal de 250 mN.m e 2000 RPM, escolhida por se tratar do valor médio das escalas de torque e velocidade angular. O acionamento foi realizado utilizando a modulação H_PWM_L_ON, na frequência de chaveamento de 5 kHz. Para incertezas baseadas em medições, os valores médios das grandezas são mostrados na Tabela 14.

Tabela 14 – Valores médios obtidos nos ensaios para avaliação de incertezas.

Grandeza	Símbolo	Valor	Unidade
Torque	τ	249,96	mN.m
Velocidade angular	ω	1999,98	RPM
Potência elétrica do motor	P_m	60,59	W
Potência elétrica do conversor de frequência	P_c	65,13	W

Fonte: autor

Os valores de eficiência do motor elétrico, do conversor de frequência e do conjunto completo calculadas respectivamente, em (47), (48) e (49) com base nos valores da Tabela 14, são apresentadas na Tabela 15.

Tabela 15 – Valores de eficiência calculados a partir dos dados obtidos nos ensaios para avaliação de incertezas.

Grandeza	Símbolo	Valor	Unidade
Eficiência elétrica do motor	η_m	86,40	%
Eficiência elétrica do conversor de frequência	η_c	93,04	%
Eficiência elétrica do conjunto completo	η_c	80,39	%

Fonte: autor

6.1 TORQUE

Para a avaliação da incerteza de medição da grandeza torque, foram considerados os dois equipamentos que compõem a cadeia de medição: o transdutor de torque e a placa de aquisição. Além da parcela de incerteza relacionada com a dispersão dos valores medidos, foram levadas em consideração as especificações de catálogo, fornecidas pelos respectivos fabricantes. Desse modo, foram elencadas as seguintes componentes:

- $u(\tau_1)$: repetibilidade;
- $u(\tau_2)$: erro combinado de linearidade e histerese;
- $u(\tau_3)$: influência da temperatura no ponto de zero e na sensibilidade;
- $u(\tau_4)$: influência da velocidade angular no sinal de torque zero;
- $u(\tau_5)$: estabilidade temporal da sensibilidade;
- $u(\tau_6)$: incerteza da placa de aquisição.

Para a repetibilidade da média das medições, componente de tipo A baseada no desvio-padrão de leituras repetidas, foram utilizados dados das medições para estimar a incerteza. Seguindo a expressão apresentada na Equação (20), esta parcela é calculada como:

$$lu(\tau_1) = \frac{\tau_\sigma}{\sqrt{n}} = \frac{0,1796}{\sqrt{1919}} \approx \pm 0,0041 \text{ mN.m}, \quad (50)$$

sendo τ_σ o desvio-padrão das medições e n o número de medições realizadas. As demais incertezas relacionadas com o transdutor de torque, retiradas do catálogo da fabricante, são apresentadas na Tabela 16. As quatro parcelas de incerteza apresentadas são calculadas como porcentagens do valor do fundo de escala (F_S) do instrumento de medição, definido como 500 mN.m na Tabela 3.

Tabela 16 – Incertezas catalogadas do transdutor TMHS303.

Especificação	Valor
Erro combinado de linearidade e histerese	0,1% F_S
Influência da temperatura no zero/sensibilidade	< 0,1% $F_S/10$ K
Influência da velocidade angular no sinal de zero torque	< 0,01% $F_S/1000$ RPM
Estabilidade da sensibilidade	< 0,05% F_S/ano

Fonte: adaptado de (MAGTROL, 2021).

A primeira parcela apresentada na Tabela 3, referente à incerteza do erro combinado de linearidade e histerese, é fixa e independente da condição do ensaio e de operação. Sendo assim, esta parcela é calculada conforme:

$$u(\tau_2) = 0,1\% \cdot F_S = \pm 0,5 \text{ mN.m}. \quad (51)$$

A influência da temperatura no ponto de zero e na sensibilidade é calculada com base na variação de temperatura de operação do transdutor. Considerando uma variação de 2 °C, esta parcela é calculada conforme:

$$u(\tau_3) = 0,1\% \cdot \frac{\Delta T}{10} \cdot F_S = \pm 0,1 \text{ mN.m}, \quad (52)$$

sendo ΔT a variação de temperatura em relação à temperatura de ambiente de 25 °C. Já a influência da velocidade angular no sinal de zero do torque é calculada com base na velocidade angular à qual o eixo do transdutor está submetido, conforme:

$$u(\tau_4) = 0,01\% \cdot \frac{\omega}{1000} \cdot F_S = \pm 0,0999 \text{ mN.m}. \quad (53)$$

A estabilidade temporal da sensibilidade é calculada com base no intervalo de tempo ΔY desde a última calibração. Como o único certificado de calibração do transdutor encontrado é de 2009, tomando como base para cálculo o ano de 2022, esta parcela é calculada conforme:

$$u(\tau_5) = 0,51\% \cdot \Delta Y \cdot F_S = \pm 3,25 \text{ mN.m}. \quad (54)$$

Por fim, para a parcela de incerteza relacionada com a placa de aquisição, foi utilizada uma equação apresentada no manual de especificações fornecido pela fabricante (INSTRUMENTS, 2016), conforme:

$$u(\tau_6) = V_M \cdot (G_r + \Delta t_I G_t + \Delta t_E R_t) + F_S \cdot (O_r + \Delta t_I O_t + N_I) + \frac{3R_a}{\sqrt{n}}, \quad (55)$$

sendo V_M o valor medido em volts, F_S o valor da escala de aquisição em volts, Δt_I a variação de temperatura em relação à última calibração interna, Δt_E a variação de temperatura em relação à última calibração externa e n o número de medições realizadas. Os demais termos, denotados como constantes e fornecidos pela fabricante, são descritos na Tabela 17.

Tabela 17 – Parâmetros utilizados para avaliação de incerteza da placa de aquisição.

Parâmetro	Variável	Valor	Unidade
Erro residual de sensibilidade	G_r	72	ppm
Erro de sensibilidade por coeficiente de temperatura	G_t	7,3	ppm/°C
Erro de referência por coeficiente de temperatura	R_t	5	ppm/°C
Erro residual de zero	O_r	13	ppm
Erro de zero por coeficiente de temperatura	O_t	23	ppm/°C
Erro de não-linearidade integral	N_I	60	ppm
Ruído aleatório	R_a	135	μV

Fonte: Adaptado de (INSTRUMENTS, 2016).

Com base na Equação (55) e nas constantes definidas na Tabela 17, a incerteza referente à placa de aquisição é avaliada em:

$$u(\tau_6) = 2,49 \cdot 254,96 \cdot 10^{-6} + 5 \cdot 365,00 \cdot 10^{-6} + \frac{3 \cdot 135 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{1919}}, \quad (56)$$

onde foram considerados V_M como 2,49 V, a escala utilizada como sendo 5 V, e as variações de temperatura Δt_E e Δt_I como sendo, respectivamente, 6 °C e 0,5 °C. Os dados de Δt_E e Δt_I estão disponíveis no próprio software da fabricante, ao configurar os canais da placa de aquisição.

As cinco fontes de incerteza são agrupadas e apresentadas na Tabela 18, juntamente com os respectivos graus de liberdade apresentados, o tipo de cada incerteza e sua distribuição de probabilidade. Os valores apresentados na coluna incerteza padrão são calculados levando em conta as incertezas levantadas, dividindo-as pelo valor referente à distribuição de probabilidade, conforme apresentado na Equação (21).

Tabela 18 – Incertezas para medição de torque.

Componente de incerteza	Incerteza (mN.m)	Graus de liberdade	Tipo de incerteza	Distribuição de probabilidade	Incerteza padrão (mN.m)
$u(\tau_1)$	0,0041	1918	A	Normal	0,0041
$u(\tau_2)$	0,5000	∞	B	Retangular	0,2887
$u(\tau_3)$	0,1000	∞	B	Retangular	0,0577
$u(\tau_4)$	0,0999	∞	B	Retangular	0,0577
$u(\tau_5)$	3,2500	∞	B	Retangular	1,8764
$u(\tau_6)$	0,0696	∞	B	Retangular	0,0447

Fonte: autor

Considerando as incertezas levantadas na Tabela 18, foi calculada a contribuição percentual de cada item. A maior contribuição foi da incerteza $u(\tau_5)$ com 97,5%, devido à falta de uma calibração recente do instrumento de medição. A incerteza $u(\tau_2)$ contribuiu com 2,3%, e as demais incertezas somadas contribuíram com 0,2%. Com base nos dados levantados na Tabela 18, é calculada a incerteza combinada do torque. Os graus de liberdade efetivos são calculados conforme Equação (25), sendo utilizados para encontrar a incerteza expandida do instrumento. Esses dados são apresentados na Tabela 19.

Tabela 19 – Cálculo da incerteza da grandeza torque.

Descrição	Símbolo	Valor
Graus de liberdade efetivos	V_{eff}	∞
Incerteza combinada (mN.m)	u_c	1,9006
Fator de abrangência	k	2
Incerteza expandida (mN.m)	U	3,8012
Incerteza expandida arredondada (mN.m)	U	3,8

Fonte: autor

6.2 VELOCIDADE ANGULAR

Para o cálculo da incerteza de medição da velocidade angular, foram consideradas componentes relacionadas com a cadeia de medição de velocidade angular. Desse modo, foram elencadas as seguintes componentes:

- $u(\omega_1)$: repetibilidade;
- $u(\omega_2)$: resolução do método de cálculo proposto;
- $u(\omega_3)$: resolução temporal da placa de aquisição.

Para a repetibilidade da média, incerteza de tipo A, foram utilizados dados das medições do mesmo ensaio para estimar a incerteza. Seguindo a expressão apresentada na Equação (20), o cálculo desta parcela é feito conforme:

$$u(\omega_1) = \frac{1,8412}{\sqrt{1919}} \approx \pm 0,042 \text{ RPM.} \quad (57)$$

A segunda parcela de incerteza, baseada no método de cálculo proposto na Equação (37), é feita conforme:

$$u(\omega_2) \approx \pm 0,080 \text{ RPM.} \quad (58)$$

A terceira parcela de incerteza é relacionada com a resolução do temporizador da placa de aquisição, com a especificação apresentada na Tabela 8. Nela é feito o cálculo com base no quanto que a resolução do temporizador (t_r) afeta a medição de velocidade angular no ponto desejado.

$$u(\omega_3) = \omega - \frac{1}{\omega^{-1} - t_r} \approx \pm 0,040 \text{ RPM.} \quad (59)$$

Vale ressaltar que o cálculo pode ser realizado diretamente com a velocidade angular em rotações por minuto devido ao número de pulsos por rotação (60) ser igual à constante de transformação para hertz, conforme apresentado na Seção 4.1.1.

As três fontes de incerteza são agrupadas e apresentadas na Tabela 20, juntamente com os respectivos graus de liberdade apresentados, o tipo de cada incerteza e sua distribuição de probabilidade. Os valores apresentados na coluna incerteza padrão são calculados levando em conta as incertezas levantadas, dividindo-as pelo valor referente à distribuição de probabilidade, conforme apresentado na Equação (21).

Tabela 20 – Incertezas para medição de velocidade angular.

Componente de incerteza	Incerteza (RPM)	Graus de liberdade	Tipo de incerteza	Distribuição de probabilidade	Incerteza padrão (RPM)
$u(\omega_1)$	0,0420	1918	A	Normal	0,0420
$u(\omega_2)$	0,0800	∞	B	Retangular	0,0462
$u(\omega_3)$	0,0400	∞	B	Retangular	0,0231

Fonte: autor

Considerando as incertezas levantadas na Tabela 20, foi calculada a contribuição percentual de cada item. A maior contribuição foi da incerteza $u(\omega_2)$, com 48,12%, enquanto a incerteza $u(\omega_1)$ contribuiu com 39,85% e a incerteza $u(\omega_3)$ contribuiu com 12,03%. Com base nos dados levantados na Tabela 20, é calculada a incerteza combinada da velocidade angular. Os graus de liberdade são calculados pela Equação (25), sendo utilizado para encontrar a incerteza expandida do instrumento. Esses dados estão presentes na Tabela 21.

Tabela 21 – Cálculo da incerteza da grandeza velocidade angular.

Descrição	Símbolo	Valor
Graus de liberdade efetivos	V_{eff}	∞
Incerteza combinada (RPM)	u_c	0,0666
Fator de abrangência	k	2
Incerteza expandida (RPM)	U	0,1332
Incerteza expandida arredondada (RPM)	U	0,14

Fonte: autor

6.3 POTÊNCIA ELÉTRICA

Para a avaliação da incerteza de medição da potência elétrica, tanto para a potência do motor quanto do inversor de frequência, foram considerados os dados das medições juntamente com a incerteza disponibilizada pela fabricante. No catálogo, a informação de incerteza presente é dependente da frequência do sinal que está sendo medido (f_o), com as faixas e valores apresentados na Tabela 22.

Além disso, caso a última calibração tenha sido feita há mais de três meses, deve-se multiplicar o valor relacionado com F_S por 1,5 (YOKOGAWA, 2009). Para uma correta avaliação da incerteza do sinal medido, é necessário analisar o espectro de frequência para elencar as componentes que são expressivas e, assim, calcular suas respectivas contribuições para a incerteza de medição. Desse modo, é possível caracterizar de maneira mais adequada o comportamento da medição de potência elétrica (KÄRKKÄINEN *et al.*, 2018). Neste trabalho, são considerados sinais expressivos aqueles que possuem magnitude superior a 1% da magnitude da frequência fundamental, sendo ela relacionada com a velocidade angular no caso da potência elétrica do motor, ou com a frequência da rede elétrica no caso do inversor de frequência. A definição das componentes é feita após o cálculo da FFT dos sinais de tensão e corrente. Com

Tabela 22 – Incertezas para medição de potência do PZ4000.

Frequência	Erro
CC	$\pm(0,2\% V_M + 0,1\% F_S)$
$0,1 \text{ Hz} \leq f_o < 10 \text{ Hz}$	$\pm(0,2\% V_M + 0,05\% F_S)$
$10 \text{ Hz} \leq f_o < 45 \text{ Hz}$	$\pm(0,2\% V_M + 0,025\% F_S)$
$45 \text{ Hz} \leq f_o \leq 1 \text{ kHz}$	$\pm(0,1\% V_M + 0,025\% F_S)$
$1 \text{ kHz} < f_o \leq 10 \text{ kHz}$	$\pm(0,1\% V_M + 0,04\% F_S)$
$10 \text{ kHz} < f_o \leq 50 \text{ kHz}$	$\pm(0,2\% V_M + 0,05\% F_S)$
$50 \text{ kHz} < f_o \leq 100 \text{ kHz}$	$\pm(0,6\% V_M + 0,1\% F_S)$
$100 \text{ kHz} < f_o \leq 200 \text{ kHz}$	$\pm(1,5\% V_M + 0,15\% F_S)$
$200 \text{ kHz} < f_o \leq 400 \text{ kHz}$	$\pm(1,5\% V_M + 0,15\% F_S)$
$400 \text{ kHz} < f_o \leq 500 \text{ kHz}$	$\pm((0,1 + 0,009 \cdot f_o)\% V_M + 0,15\% F_S)$
$500 \text{ kHz} < f_o \leq 1 \text{ MHz}$	$\pm((0,1 + 0,009 \cdot f_o)\% V_M + 1,5\% F_S)$

Fonte: (YOKOGAWA, 2009).

as magnitudes calculadas, a multiplicação de tensão, corrente e ângulo de fase, resultando na componente de potência, é realizada conforme:

$$P_n = V_n \cdot I_n \cdot \cos(\theta_n), \quad (60)$$

sendo P_n a potência elétrica da n -ésima componente, V_n a tensão da n -ésima componente, I_n a corrente da n -ésima componente e θ_n o ângulo de fase entre V_n e I_n . Desse modo, é possível analisar cada componente de potência e aplicar as informações de incerteza da Tabela 22.

6.3.1 Motor

Para a avaliação da incerteza de medição da potência elétrica do motor, foram consideradas as parcelas apresentadas no início da seção. Desse modo, foram elencadas as seguintes componentes:

- $u(P_{m1})$: repetibilidade;
- $u(P_{m2})$: aplicação da incerteza catalogada.

Para a repetibilidade, incerteza de tipo A, foram utilizados dados das medições do mesmo ensaio para estimar a incerteza. Seguindo a Equação (20), o cálculo desta parcela é feito conforme:

$$u(P_{m1}) = \frac{0,0257}{\sqrt{24}} \approx \pm 0,0052 \text{ W} \quad (61)$$

Vale ressaltar que o número baixo de medições de potência realizadas, em comparação com as medições de torque e velocidade angular, está relacionado com a lógica de aquisição. Nela, cada ponto de medição corresponde à potência elétrica integrada em um determinado tempo, com a informação de potência extraída diretamente do wattímetro.

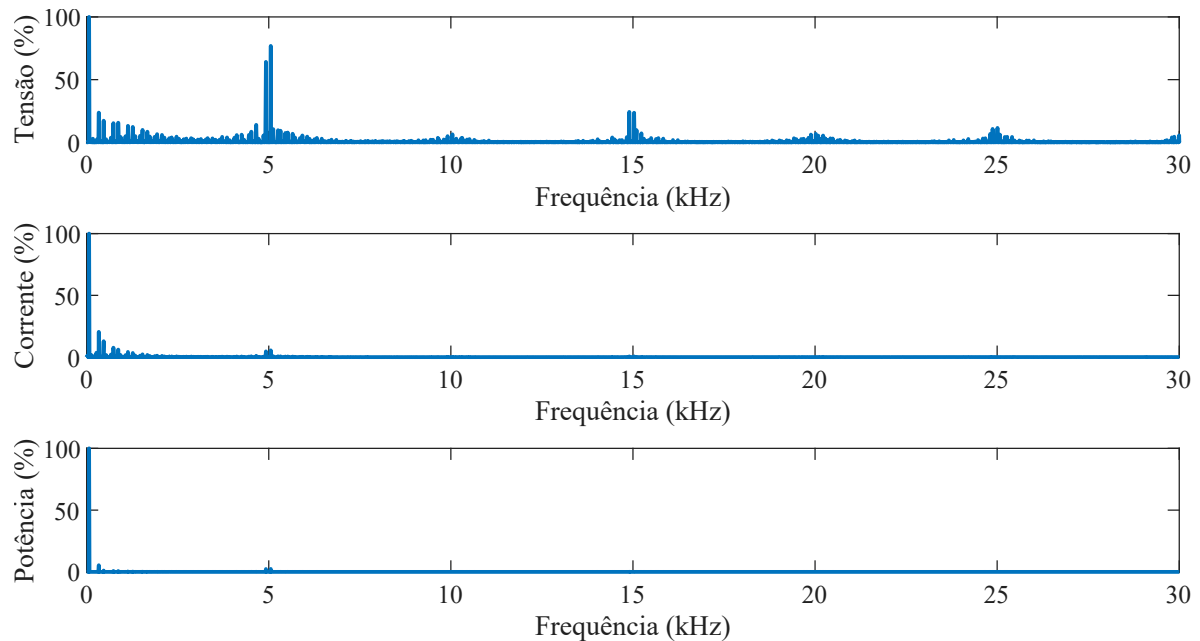
Para a segunda parcela de incerteza, deve-se levar em conta as componentes de frequência que são expressivas no sinal. No espectro da tensão apresentado na Figura 62, há um maior presença de harmônicas do motor (5^a, 7^a, 11^a e 13^a). Além da presença de componentes de frequência harmônicas da frequência de chaveamento f_c , há também a existência de componentes de frequência nas *sidebands*, compostas pelas combinações de:

$$f_c \pm n.\omega, \quad (62)$$

sendo f_c a frequência de chaveamento do conversor de frequência e n os valores inteiros relacionados com as harmônicas da velocidade angular ω .

Na corrente, as maiores magnitudes estão presentes nas harmônicas iniciais do motor (5^a, 7^a, 11^a e 13^a), dado que o resto do espectro é filtrado devido à indutância do enrolamento da bobina do motor.

Figura 62 – Espectro de frequência das variáveis elétricas em uma das bobinas do motor.



Fonte: autor.

Utilizando as escalas de 300 V e 1 A, a escala resultante de potência é dada pela multiplicação destas escalas, ou seja, 300 W. Com base nos dados de potência apresentados na figura 62, e aplicando o limiar de 1% do valor da fundamental, foram consideradas nove componentes para o cálculo da incerteza. Desta forma, aplicando o método de cálculo proposto, a incerteza relacionada com a leitura e com o valor do fundo de escala é calculada conforme:

$$u(P_{m2}) \approx \pm 0,1756 \text{ W}. \quad (63)$$

As duas fontes de incerteza são agrupadas e apresentadas na Tabela 23, juntamente com os respectivos graus de liberdade apresentados, o tipo de cada incerteza e sua distribuição

de probabilidade. Os valores apresentados na coluna incerteza padrão são calculados levando em conta as incertezas levantadas, dividindo-as pelo valor referente à distribuição de probabilidade, conforme apresentado na Equação (21).

Tabela 23 – Incertezas para medição de potência elétrica, do motor elétrico.

Componente de incerteza	Incerteza (W)	Graus de liberdade	Tipo de incerteza	Distribuição de probabilidade	Incerteza padrão (W)
$u(P_{m1})$	0,0052	23	A	Normal	0,0052
$u(P_{m2})$	0,1756	∞	B	Retangular	0,1014

Fonte: autor

Considerando as incertezas levantadas na Tabela 23, foi calculada a contribuição percentual de cada item. A maior contribuição foi da incerteza $u(P_{m2})$, com 99,73%, enquanto a incerteza $u(P_{m1})$ contribuiu com 0,27%. Com base nos dados levantados na tabela, é calculada a incerteza combinada da potência elétrica do motor. Os graus de liberdade efetivos são calculados pela Equação (25), sendo utilizados para encontrar a incerteza expandida do instrumento. Esses dados são apresentados na Tabela 24.

Tabela 24 – Cálculo da incerteza da grandeza potência elétrica, do motor elétrico.

Descrição	Símbolo	Valor
Graus de liberdade efetivos	V_{eff}	∞
Incerteza combinada (W)	u_c	0,1015
Fator de abrangência	k	2
Incerteza expandida (W)	U	0,2030
Incerteza expandida arredondada (W)	U	0,20

Fonte: autor

6.3.2 Conversor de Frequência

Para a avaliação da incerteza de medição da potência elétrica do conversor de frequência, foram realizados os mesmos passos descritos na avaliação da potência elétrica do motor. Desse modo, foram elencadas as seguintes componentes:

- $u(P_{c1})$: repetibilidade;
- $u(P_{c2})$: aplicação da incerteza catalogada;

O cálculo da parcela da repetibilidade é feito em:

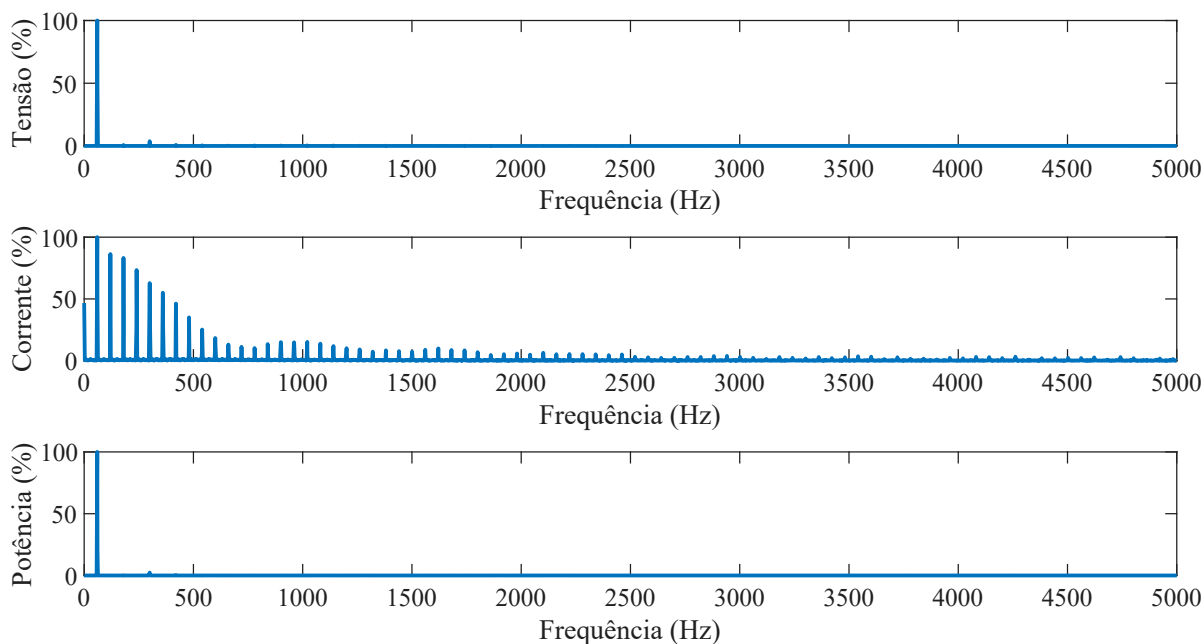
$$u(P_{c1}) = \frac{0,045}{\sqrt{24}} \approx \pm 0,0092 \text{ W} \quad (64)$$

Para a aplicação da incerteza catalogada, foram utilizadas as escalas de 300 V e 4 A, resultando em uma escala de potência 1200 W. Com base nos dados de potência apresentados

na figura 63, e aplicando o limiar de 1% do valor da fundamental, foram consideradas nove componentes para o cálculo da incerteza. Desta forma, aplicando o método de cálculo proposto, a incerteza relacionada com leitura e escala é calculada em:

$$u(P_{C2}) \approx \pm 0,5151 \text{ W} \quad (65)$$

Figura 63 – Espectro de frequência das variáveis elétricas na entrada do conversor de frequência.



Fonte: autor.

As duas fontes de incerteza são agrupadas e apresentadas na Tabela 25.

Tabela 25 – Incertezas para medição de potência elétrica, do inversor de frequência.

Componente de incerteza	Incerteza (W)	Graus de liberdade	Tipo de incerteza	Distribuição de probabilidade	Incerteza padrão (W)
$u(P_{C1})$	0,0092	23	A	Normal	0,0092
$u(P_{C2})$	0,5151	∞	B	Retangular	0,2974

Fonte: autor

Considerando as incertezas levantadas na Tabela 25, foi calculada a contribuição percentual de cada item. A maior contribuição foi da incerteza $u(P_{C2})$, com 99,9%, enquanto a incerteza $u(P_{C1})$ contribuiu com 0,1%. Com base nos dados levantados na tabela, é calculada a incerteza combinada da potência elétrica do conversor de frequência, apresentada na Tabela 26.

Tabela 26 – Cálculo da incerteza da grandeza potência elétrica, do inversor de frequência.

Descrição	Símbolo	Valor
Graus de liberdade efetivos	V_{eff}	∞
Incerteza combinada (W)	u_c	0,2975
Fator de abrangência	k	2
Incerteza expandida (W)	U	0,5951
Incerteza expandida arredondada (W)	U	0,60

Fonte: autor

6.4 EFICIÊNCIA ELÉTRICA

Com base na avaliação das incertezas das grandezas torque, velocidade angular, potência elétrica do motor e potência elétrica do conversor de frequência, foi feita a avaliação das incertezas das eficiências presentes neste trabalho.

6.4.1 Motor

A eficiência elétrica do motor foi calculada previamente utilizando a Equação (47) como 86,40%. Este valor foi tomado como base para a avaliação da incerteza. Como o valor é dependente dos termos descritos na Equação (47), é necessário aplicar a Equação (22) para obtenção da incerteza requerida. Dessa forma, obtém-se:

$$u(\eta_m)^2 = \left(\frac{\partial \eta_m}{\partial \tau} u(\tau) \right)^2 + \left(\frac{\partial \eta_m}{\partial \omega} u(\omega) \right)^2 + \left(\frac{\partial \eta_m}{\partial P_m} u(P_m) \right)^2, \quad (66)$$

sendo $u(\eta_m)$ a incerteza da eficiência elétrica do motor, $\frac{\partial \eta_m}{\partial \tau}$ o coeficiente de sensibilidade relacionado com a incerteza do torque $u(\tau)$, $\frac{\partial \eta_m}{\partial \omega}$ o coeficiente de sensibilidade relacionado com a incerteza da velocidade angular $u(\omega)$ e $\frac{\partial \eta_m}{\partial P_m}$ o coeficiente de sensibilidade relacionado com a incerteza da potência elétrica do motor $u(P_m)$. Sendo assim, as componentes de incerteza da eficiência elétrica do motor são agrupadas na Tabela 27.

Tabela 27 – Incertezas para cálculo de eficiência do motor.

Grandeza	Unidade	Incerteza combinada	Graus de liberdade	Coeficiente de sensibilidade	Incerteza padrão (%)
$u(\omega)$	RPM	0,0666	∞	0,00043	0,0029
$u(\tau)$	mN.m	1,9006	∞	0,00346	0,6569
$u(P_m)$	W	0,1015	∞	-0,01426	0,1448

Fonte: autor

Considerando as incertezas levantadas na Tabela 27, foi calculada a contribuição percentual de cada item. A incerteza da potência elétrica contribuiu com 95,37% na incerteza final, enquanto a incerteza do torque contribuiu com 4,62%. A incerteza de medição da velocidade

angular contribuiu com 0,01% na incerteza final. Com base nos dados levantados na Tabela 27, é calculada a incerteza combinada da eficiência elétrica motor, apresentada na Tabela 28.

Tabela 28 – Cálculo da incerteza expandida da eficiência do motor.

Descrição	Símbolo	Valor
Graus de liberdade efetivos	V_{eff}	∞
Incerteza combinada (%)	u_c	0,6727
Fator de abrangência	k	2
Incerteza expandida (%)	U	1,3454
Incerteza expandida arredondada (%)	U	1,3

Fonte: autor

6.4.2 Conversor de Frequência

A eficiência do conversor de frequência foi calculada previamente utilizando a Equação (48) como 93,04%. Este valor foi tomado como base para a avaliação da incerteza, seguindo o procedimento utilizado anteriormente para a eficiência elétrica motor. Assim, aplicando a Equação (22) na Equação (48), obtém-se:

$$u(\eta_c)^2 = \left(\frac{\partial \eta_c}{\partial P_m} u(P_m) \right)^2 + \left(\frac{\partial \eta_c}{\partial P_c} u(P_c) \right)^2, \quad (67)$$

sendo $u(\eta_c)$ a incerteza da eficiência do conversor de frequência, $\frac{\partial \eta_c}{\partial P_m}$ o coeficiente de sensibilidade relacionado com a incerteza da potência elétrica do motor $u(P_m)$ e $\frac{\partial \eta_c}{\partial P_c}$ o coeficiente de sensibilidade relacionado com a incerteza da potência elétrica do motor $u(P_c)$. Sendo assim, as componentes de incerteza da eficiência do conversor de frequência são agrupadas na Tabela 29.

Tabela 29 – Incertezas para cálculo de eficiência do conversor de frequência.

Grandeza	Unidade	Incerteza combinada	Graus de liberdade	Coeficiente de sensibilidade	Incerteza padrão (%)
$u(P_m)$	W	0,1015	∞	0,01536	0,1559
$u(P_c)$	W	0,2975	∞	-0,01429	0,4251

Fonte: autor

Considerando as incertezas levantadas na Tabela 29, foi calculada a contribuição percentual de cada item. A incerteza da potência elétrica do conversor de frequência contribuiu com 88,15% na incerteza final, enquanto a incerteza do potência elétrica do motor elétrico contribuiu com 11,85%. Com base nos dados levantados na tabela 29, é calculada a incerteza combinada da eficiência do conversor de frequência, apresentada na Tabela 30.

Tabela 30 – Cálculo da incerteza expandida da eficiência do conversor de frequência..

Descrição	Símbolo	Valor
Graus de liberdade efetivos	V_{eff}	∞
Incerteza combinada (%)	u_c	0,4527
Fator de abrangência	k	2
Incerteza expandida (%)	U	0,9055
Incerteza expandida arredondada (%)	U	0,91

Fonte: autor

6.4.3 Conjunto Completo

A eficiência do conversor de frequência foi calculada previamente utilizando a Equação (49) como 93,04%. Este valor foi tomado como base para a avaliação da incerteza, seguindo o procedimento utilizado anteriormente para a eficiência do motor elétrico. Assim, aplicando a Equação (22) na Equação (49), obtém-se:

$$u(\eta_c)^2 = \left(\frac{\partial \eta_c}{\partial \tau} u(\tau) \right)^2 + \left(\frac{\partial \eta_c}{\partial \omega} u(\omega) \right)^2 + \left(\frac{\partial \eta_c}{\partial P_c} u(P_c) \right)^2, \quad (68)$$

sendo $u(\eta_m)$ a incerteza da eficiência do motor elétrico, $\frac{\partial \eta_m}{\partial \tau}$ o coeficiente de sensibilidade relacionado com a incerteza do torque $u(\tau)$, $\frac{\partial \eta_m}{\partial \omega}$ o coeficiente de sensibilidade relacionado com a incerteza da velocidade angular $u(\omega)$ e $\frac{\partial \eta_m}{\partial P_c}$ o coeficiente de sensibilidade relacionado com a incerteza da potência elétrica do conversor de frequência $u(P_c)$. Sendo assim, as componentes de incerteza da eficiência do conjunto completo são agrupadas na Tabela 31.

Tabela 31 – Incertezas para cálculo de eficiência do conjunto completo.

Grandeza	Unidade	Incerteza combinada	Graus de liberdade	Coeficiente de sensibilidade	Incerteza padrão (%)
$u(\omega)$	RPM	0,0666	∞	0,00040	0,0027
$u(\tau)$	mN.m	1,9006	∞	0,00346	0,6569
$u(P_c)$	W	0,2975	∞	-0,01234	0,3673

Fonte: autor

Considerando as incertezas levantadas na Tabela 31, foi calculada a contribuição percentual de cada item. A incerteza do torque contribuiu com 76,19% na incerteza final, enquanto a incerteza da potência elétrica contribuiu com 23,80%. A incerteza de medição da velocidade angular contribuiu com 0,01% na incerteza final. Com base nos dados levantados na tabela 31, é calculada a incerteza combinada da eficiência do conversor do conjunto completo, apresentada na Tabela 32.

Tabela 32 – Cálculo da incerteza expandida da eficiência do conjunto completo.

Descrição	Símbolo	Valor
Graus de liberdade efetivos	V_{eff}	∞
Incerteza combinada (%)	u_c	0,7526
Fator de abrangência	k	2
Incerteza expandida (%)	U	1,5053
Incerteza expandida arredondada (%)	U	1,5

Fonte: autor

6.5 INCERTEZA DA DIFERENÇA

Com os valores de incerteza apresentados na Seção 6.4, percebeu-se que em muitos casos não seria possível afirmar os ganhos entre os métodos de acionamento e frequências de chaveamento. Sendo assim, tomou-se como base o trabalho desenvolvido por Spataro *et al.* (2020), no qual é feita a análise de incerteza da diferença entre duas medições, fator suficiente para a comparação de métodos.

A análise da incerteza da diferença entre dois pontos de eficiência é generalizada em termos de potência de saída P_s e potência de entrada P_e , para possibilitar a utilização na eficiência do motor, do conversor e do conjunto completo. Como a eficiência é calculada conforme a Equação (3), ao aplicar a lei de propagação de incertezas, como se trata de uma divisão, tem-se:

$$u_R(\eta)^2 = u_R(P_s)^2 + u_R(P_e)^2, \quad (69)$$

sendo $u_R(\eta)$ a incerteza relativa da eficiência, $u_R(P_s)$ a incerteza relativa da potência de saída e $u_R(P_e)$ a incerteza relativa da potência de entrada. Como a incerteza relativa é descrita pela razão entre a incerteza padrão e o valor da grandeza, obtém-se:

$$\left(\frac{u(\eta)}{\eta}\right)^2 = \left(\frac{u(P_s)}{P_s}\right)^2 + \left(\frac{u(P_e)}{P_e}\right)^2, \quad (70)$$

sendo $u(\eta)$ a incerteza da eficiência η , $u(P_s)$ a incerteza da potência de saída P_s e $u(P_e)$ a incerteza relativa da potência de entrada P_e . Isolando a parcela de incerteza padrão da eficiência, $u(\eta)$, obtém-se:

$$u(\eta) = \eta \sqrt{\left(\frac{u(P_s)}{P_s}\right)^2 + \left(\frac{u(P_e)}{P_e}\right)^2}. \quad (71)$$

Ao considerar a diferença entre dois pontos de eficiência, como sendo:

$$\Delta\eta = \eta_1 - \eta_2, \quad (72)$$

sendo η_1 a eficiência considerada no primeiro ensaio e η_2 a eficiência base utilizada para comparação. Aplicando a propagação de incertezas na Equação (72) obtém-se:

$$u(\Delta\eta) = \sqrt{u(\eta_1)^2 + u(\eta_2)^2 - 2r(\eta_1, \eta_2) \cdot u(\eta_1)u(\eta_2)}, \quad (73)$$

sendo $u(\eta_1)$ a incerteza do primeiro ensaio de eficiência, $u(\eta_2)$ a incerteza do segundo ensaio de eficiência e r a estimativa do coeficiente de correlação, nesse caso entre as grandezas η_1 e η_2 . Na Equação (73), os termos $u(\eta_1)$ e $u(\eta_2)$ podem ser substituídos por $u(\eta)$, visto que a determinação da eficiência é feita na mesma condição e no mesmo sistema de medição.

De maneira análoga ao trabalho desenvolvido por Spataro *et al.* (2020), considerando apenas a parcela sistemática na Equação (73), a estimativa do coeficiente de correlação r pode ser considerada como 1. Dessa forma, incerteza da diferença $u(\Delta\eta)$ pode ser descrita como:

$$u(\Delta\eta) = \sqrt{2u(\eta)^2 - 2u(\eta)^2} = 0. \quad (74)$$

Embora a Equação (74) seja puramente teórica, ela enfatiza que os resultados da comparação não são afetados pelas parcelas sistemáticas. Na prática, os efeitos sistemáticos não podem ser considerados perfeitamente iguais durante as medições, mesmo sendo realizadas de forma sequencial. De modo geral, nessas medições diferenciais, a parte constante das parcelas sistemáticas não impacta o resultado da comparação, enquanto as parcelas não constantes acabam gerando uma variabilidade observável, podendo ser consideradas na parcela aleatória.

Ao considerar somente as parcelas aleatórias na Equação (73), a estimativa do coeficiente de correlação r pode ser considerada como 0 (CARUSO *et al.*, 2021). Dessa forma, incerteza da diferença $u(\Delta\eta)$ pode ser descrita como:

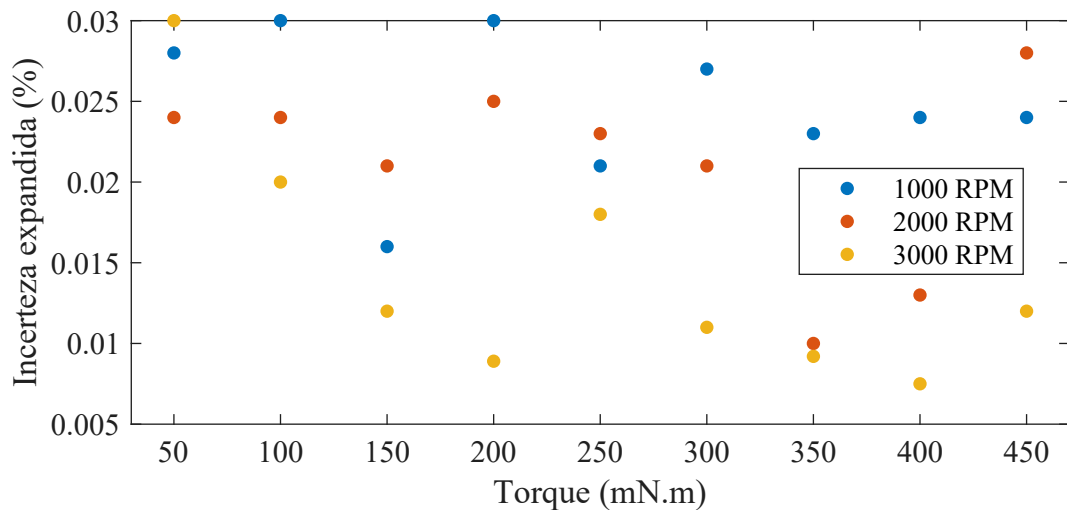
$$u(\Delta\eta) = \sqrt{2u(\eta)^2} = \sqrt{2} \cdot u(\eta). \quad (75)$$

Com isto, foi considerada apenas a componente aleatória de cada incerteza de medição apresentada anteriormente, para as grandezas torque, velocidade angular, potência elétrica do motor e potência elétrica do inversor. Como os ensaios comparativos tomaram como base de comparação o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5 kHz, aplicou-se a Equação (75) na incerteza encontrada para essa combinação de modo e frequência de chaveamento, nos diferentes pontos de operação. Os resultados da incerteza expandida da diferença de eficiência do motor elétrico são apresentados na Figura 64, da diferença de eficiência do conversor de frequência são apresentados na Figura 65 e da diferença de eficiência do conjunto completo são apresentados na Figura 66.

Para demonstrar a eficácia da utilização do método de medição diferencial, foram utilizados os resultados de eficiência na condição nominal de 250 mN.m e 2000 RPM, no modo H_PWM_L_ON. Na Figura 67 são apresentadas as diferenças nos valores de eficiência para as frequências e 2000 Hz e 8000 Hz em relação ao modo H_PWM_L_ON em 5000 Hz, conforme descrito na Seção 5.2.

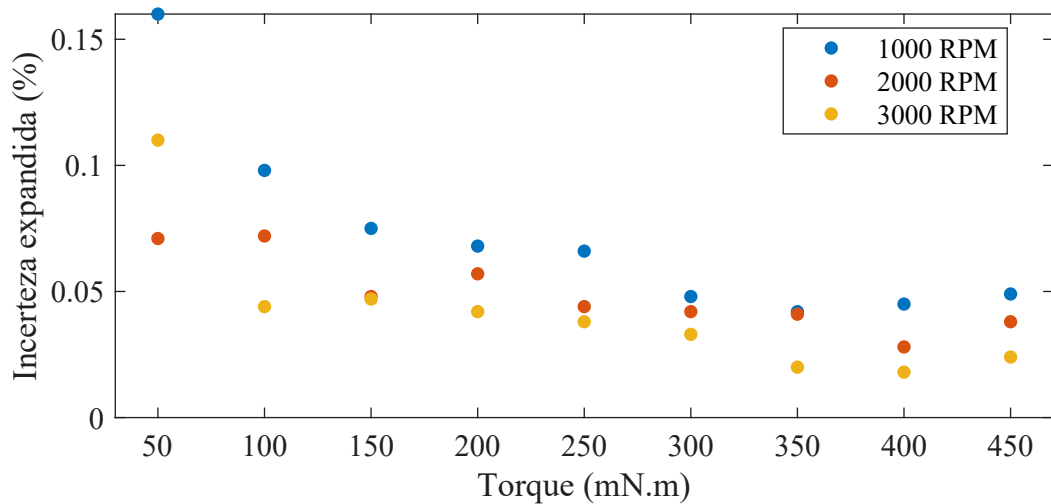
Pela Figura 67 é possível perceber a drástica redução da incerteza associada ao realizar a medição absoluta ou diferencial. Como são esperados pequenas diferenças de valores entre variações de configurações, a alta incerteza da medição absoluta acaba não satisfazendo a

Figura 64 – Incerteza expandida da eficiência do motor elétrico nos diferentes pontos de operação.



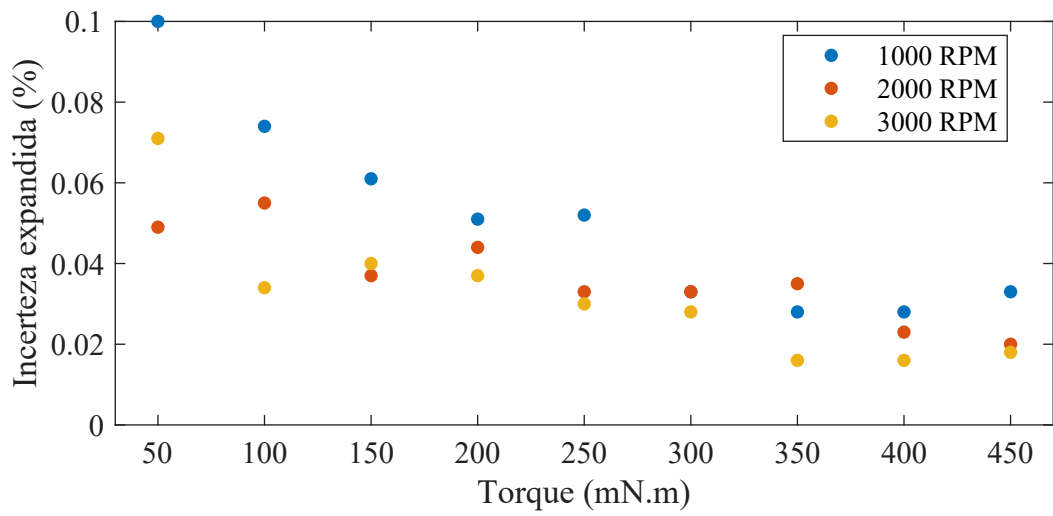
Fonte: autor.

Figura 65 – Incerteza expandida da eficiência do conversor de frequência nos diferentes pontos de operação.



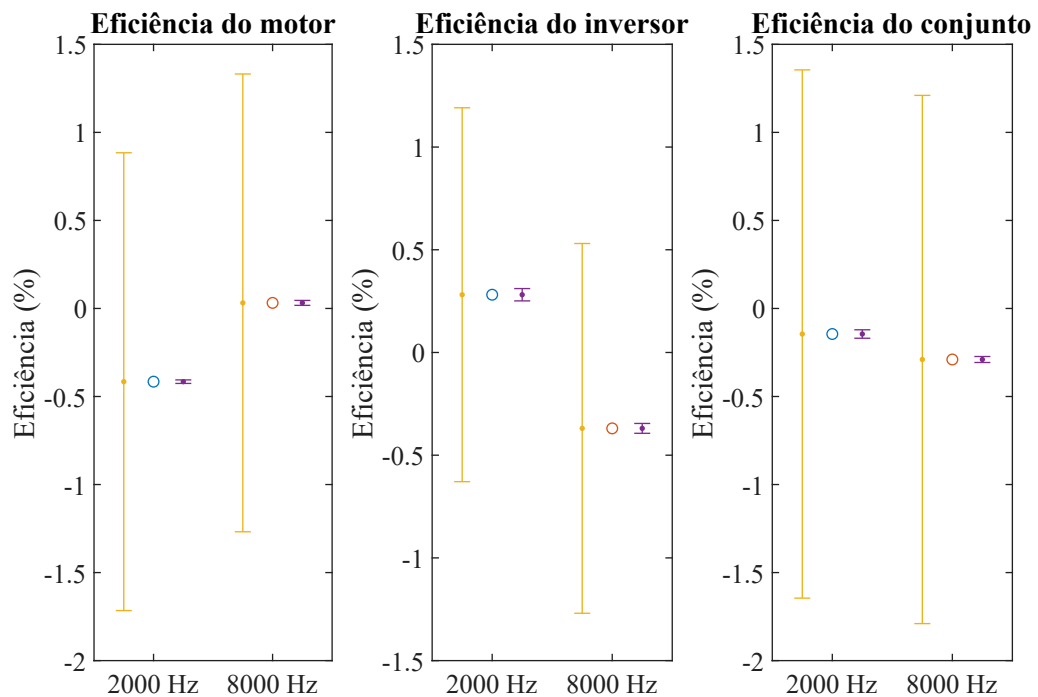
Fonte: autor.

Figura 66 – Incerteza expandida da eficiência do conjunto completo nos diferentes pontos de operação.



Fonte: autor.

Figura 67 – Medição diferencial de eficiências para o modo H_PWM_L_ON nas frequências de 2000 Hz e 8000 Hz. Na esquerda dos valores de eficiência está a incerteza da medição absoluta, e na direita a incerteza da medição diferencial.



Fonte: autor.

necessidade. Dessa forma, constatou-se a possibilidade de validar os resultados de comparação das eficiências apresentados na Seção 5.2.

6.6 CONSIDERAÇÕES

Neste capítulo foram avaliadas as incertezas das grandezas medidas durante os ensaios, buscando confirmar as afirmações feitas nas análises anteriores. Para a grandeza torque, com valor médio de 249,96 mN.m, a incerteza expandida calculada ficou em 3,8 mN.m, representando 1,52% do valor medido. Para o torque, a maior fonte de incerteza foi a falta de calibração recente, contribuindo com 97,5% da incerteza final. Para a grandeza velocidade angular, com valor médio de 1999,98 RPM, a incerteza expandida ficou em 0,14 RPM, menos de 0,01% do valor medido.

Nas leituras do wattímetro, as incertezas para as potências elétricas do motor e do conversor foram diferentes. Para o motor, com valor médio 60,59 W, a incerteza expandida ficou em 0,20 W, menos de 0,33% do valor medido. Já para o conversor de frequência, com valor médio 65,13 W, a incerteza expandida ficou em 0,60 W, menos de 0,92% do valor medido. A diferença entre valores é explicada pelas harmônicas presentes nos sinais medidos, que estão presentes em uma faixa de maior incerteza no caso da corrente do conversor de frequência.

Para a eficiência elétrica do motor, calculada em 86,40%, a incerteza expandida ficou em 1,3%, fortemente impactada pela incerteza da grandeza torque. A eficiência do conversor de frequência, calculada em 93,04%, apresentou incerteza de 0,91%. Para o conjunto completo, com eficiência calculada em 80,39%, a incerteza expandida ficou em 1,5%. Para uma correta avaliação dos valores de eficiência em termos absolutos, tais incertezas não são compatíveis com as análises. Deste modo, foi levantada outra estratégia para avaliar os ganhos.

Com base na literatura, uma das formas de avaliar as diferenças entre parâmetros de controle foi a utilização da medição diferencial. Assim, conforme demonstrado neste capítulo, foi possível negligenciar as parcelas sistemáticas de incerteza, fazendo com que a incerteza na comparação seja compatível com as variações que se deseja medir. Para a diferença entre eficiências do motor com diferentes parâmetros, a incerteza máxima foi de 0,03%. Seguindo o mesmo raciocínio, a incerteza da diferença entre eficiências do inversor foi 0,16% para o pior caso, porém a maioria dos valores de incerteza ficaram abaixo de 0,1%. Para a diferença entre eficiências do conjunto completo, a incerteza foi de 0,1% para o pior caso, porém a maioria dos valores de incerteza ficaram abaixo de 0,06%. Deste modo, foi possível validar os resultados das análises apresentadas anteriormente.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho explorou os efeitos de diferentes estratégias de controle – em especial modo de acionamento e frequência de chaveamento – em características de resposta de motores de corrente contínua sem escovas. Este capítulo discorre sobre as conclusões e considerações finais sobre o trabalho, os objetivos atingidos nesse contexto, e também sobre possíveis sugestões de trabalhos futuros no tema.

7.1 CONCLUSÕES

Inicialmente, foram apresentados os conceitos base para o entendimento da dissertação. Dentre os conceitos, foram explicados o funcionamento dos motores BLDC e os princípios dos conversores de frequência, assuntos necessários para entender as implicações do uso de diferentes padrões de acionamento e frequências de chaveamento. Em relação à execução de ensaios, comentou-se sobre a topologia do dinamômetro, o método para obtenção da potência total trifásica e as implicações do uso de mancais de elementos rolantes. Por fim, foram apresentadas as definições de THD e TWD para as análises e foi desenvolvido o equacionamento relacionado com incerteza de medição em dados experimentais.

Foram explorados trabalhos na literatura que tratassem de análises comparativas entre diferentes modos de acionamento em motores BLDC, visto que para arquiteturas já estabelecidas de motores BLDC e conversores de frequência, o último passo para otimização energética está na análise de parâmetros de controle. Um dos aspectos nessa otimização está ligado com a minimização das ondulações de torque, sendo alvo de diversos trabalhos. Em sua maioria, esses trabalhos apresentam as relações matemáticas para comparação de métodos ou realizam essa comparação por meio de simulações. Para trabalhos que conduzem ensaios comparativos de maneira efetiva, o objetivo principal é quantificar a ondulação no sinal de torque ou na corrente das fases do motor. A literatura, no geral, apresenta uma escassez de estudos sobre os ganhos de eficiência energética, uma vez que a resposta dos motores é individual e muitas vezes há preocupações com a qualidade metrológica dos resultados.

Com a crescente eficiência dos motores BLDC, as incertezas no sistema de medição devem ser reduzidas para uma caracterização precisa dos ganhos alcançados. No entanto, quando as incertezas são baixas, as variabilidades do próprio sistema de medição – como controladores mal projetados, rotinas de aquecimento e inexperiência do operador – acabam sendo cada vez mais prejudiciais nas medições. Na literatura foi encontrada uma solução baseada em medição diferencial para avaliar os ganhos entre os métodos e reduzir a incerteza de medição. A utilização da medição diferencial, entretanto, acaba prejudicando a avaliação dos resultados em termos absolutos.

Para realizar os ensaios nos motores BLDC, uma bancada de dinamômetro capaz de controlar as condições de operação e medir as grandezas foi concebida. Após os primeiros ensaios, foi observada uma variação de potência elétrica de cerca de 2W, superior ao valor

esperado. Por meio da confecção de uma peça de suporte para utilização de um conjunto de rolamentos de esferas para o motor BLDC e posteriormente de um sistema de aquecimento nesses rolamentos, foi possível reduzir essa variabilidade entre resultados de potência elétrica para cerca de 0,02 W. Foi elaborada, também, uma estratégia para a realização dos ensaios de maneira sequencial, garantindo a qualidade dos resultados obtidos.

Ao todo, foram realizados 324 ensaios na bancada de desenvolvimento, considerando as combinações dos três modos de acionamento com as quatro frequências de chaveamento, ensaiados nas combinações de três pontos de velocidade angular e nove pontos de torque. Para análise de eficiência, foram consideradas três grandezas de interesse: as eficiências do motor, do conversor de frequência e do conjunto completo. Em relação à eficiência do motor, o modo PWM-ON nas frequências de 5000 Hz e 8000 Hz apresentou as combinações de maior eficiência, repetindo-se em toda a faixa de velocidade angular, enquanto a frequência de 2000 Hz teve os piores resultados em todas as combinações.

Em comportamento oposto ao do motor, as frequências menores foram mais eficientes para o conversor de frequência, devido à diminuição das perdas relacionadas ao chaveamento. O modo H_PWM-L_ON na frequência de 2000 Hz foi o mais eficiente, principalmente para valores de torque mais baixos e, com o aumento do torque e da velocidade angular, os resultados de eficiência do inversor apresentaram menor diferença de valores entre si. Para o conjunto completo, o modo H_PWM-L_ON na frequência de 5000 Hz apresentou os melhores resultados de eficiência em toda a faixa.

Na análise de distorção harmônica, verificou-se que a THD da corrente e a THD da tensão diminuem com o aumento da velocidade angular e da frequência de chaveamento. Entretanto, com o aumento dos valores de torque, a THD da corrente diminui, enquanto a THD da tensão aumenta. O modo ON-PWM apresentou os maiores valores de THD, enquanto o modo PWM-ON apresentou os menores valores para ambas as grandezas. Além disso, o modo PWM-ON apresentou valores de THD da corrente consideravelmente menores do que os outros modos. Para as análises de TWD, o modo ON-PWM apresentou valores mais elevados, enquanto o modo PWM-ON apresentou os melhores valores em ambas as grandezas. O aumento da frequência de chaveamento resultou em diminuição dos valores de TWD para ambas as grandezas.

Por fim, foram realizadas análises das perdas na bobina, relacionadas com a potência dissipada por efeito Joule. Em todos os pontos de operação e modos de acionamento, a frequência de chaveamento de 2000 Hz apresentou os maiores valores de perdas na bobina, crescendo significativamente com o aumento do torque. A frequência de chaveamento de 8000 Hz apresentou as menores perdas em 1000 RPM, enquanto a de 5000 Hz apresentou as menores perdas em 2000 RPM e 3000 RPM com o aumento do torque.

Para avaliar os resultados de eficiência, foi realizado o cálculo das incertezas das grandezas medidas durante os ensaios. Com base no exemplo utilizado para desenvolver os cálculos, foram obtidos os resultados de $(86,4 \pm 1,3) \%$, $(93,04 \pm 0,91) \%$ e $(80,4 \pm 1,5) \%$ para

as eficiências do motor, do conversor de frequência e do conjunto completo. Essas incertezas são incompatíveis com análises precisas dos valores de eficiência em termos absolutos, visto que são esperadas variações de 0,1% de eficiência entre modos. Para contornar esse problema, foi proposta uma nova estratégia baseada na medição diferencial, que permitiu negligenciar as parcelas sistemáticas de incerteza e tornar a incerteza na comparação compatível com as variações que se deseja medir.

Os resultados dessa nova estratégia foram satisfatórios. Para a diferença entre as eficiências do motor elétrico com diferentes parâmetros, a incerteza máxima foi de 0,03%. Para a diferença entre as eficiências do conversor de frequência, a incerteza máxima foi de 0,16% no pior caso, porém a maioria dos valores de incerteza ficaram abaixo de 0,1%. Para a diferença entre as eficiências do conjunto completo, a incerteza máxima foi de 0,1% no pior caso, porém a maioria dos valores de incerteza ficaram abaixo de 0,06%. Com isso, foi possível validar os resultados das análises apresentadas anteriormente.

Em conclusão, o projeto e montagem da bancada para medição e controle das grandezas necessárias, aliados aos ensaios realizados em diferentes condições de torque e velocidade angular, foram fundamentais para gerar dados confiáveis. A análise desses dados possibilitou uma avaliação do desempenho do motor em diferentes modos de acionamento e frequências de chaveamento. Dessa forma, este estudo contribui para o avanço do conhecimento na área de eficiência energética de motores elétricos, fornecendo informações importantes para projetos futuros e tomadas de decisões.

7.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Trabalhos futuros podem validar e aprimorar os resultados encontrados, visto que foram encontrados percalços durante a realização das atividades realizadas. A seguir são definidas algumas propostas que podem ser interessantes para o tema.

- Adaptar a bancada para realização de ensaios em outras condições de velocidade angular: as análises nesta dissertação se limitaram à velocidade angular de 3000 RPM, causada pelo suporte do motor. Seria interessante projetar um suporte modular que pudesse ser utilizado em velocidades mais elevadas, seguindo a tendência do mercado de produzir motores BLDC menores, de maior velocidade angular e menor torque.
- Alterar a forma de medição de torque para permitir caracterizar o torque dinâmico: embora a topologia do transdutor de torque em linha seja interessante para integração na bancada, alterar a forma de medir o torque pode trazer benefícios, visto que a bancada utilizada foi projetada levando em conta o valor médio da grandeza, e não sua variabilidade no tempo. A utilização de um transdutor de torque dinâmico pode permitir a adaptação da bancada para referências de torque não-degrau, possibilitando que o ensaio dos motores seja orientado à emulação de cargas, buscando avaliar o desempenho em condições mais próximas à aplicação real

- Aprimorar o sistema de aquecimento dos rolamentos: o sistema de aquecimento desenvolvido, embora tenha auxiliado na diminuição da variabilidade entre ensaios, ainda é um sistema em malha aberta. Logo, seria interessante propor um controle em malha fechada para acelerar o tempo de espera antes de começar os ensaios.
- Adicionar um controle de temperatura para o motor sob ensaio: no trabalho desenvolvido, o aquecimento do motor se deu passivamente por meio de seu aquecimento natural em operação e do aquecimento do suporte dos rolamentos. Seria interessante utilizar um controle em malha fechada separado, para garantir que a temperatura do motor sob ensaio seja também um parâmetro controlado.
- Utilizar mancalização aerostática para minimizar o efeito da perda nos rolamentos: embora a utilização de rolamentos de esferas como mancalização tenha sido suficiente para o projeto, a utilização de um sistema de mancalização com menores perdas, como a mancalização aerostática, pode ajudar a diminuir a influência do dinamômetro nos resultados dos ensaios.
- Realizar a devida calibração dos instrumentos de medição: a incerteza de medição do torque se apresentou como um fator impactante para a avaliação de incerteza dos resultados de eficiência. Logo, seria interessante reavaliar os resultados após a calibração dos instrumentos.

REFERÊNCIAS

ALEXANDER, C.; SADIKU, M. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013. ISBN 9788580551730.

ARRANZ-GIMON, A. *et al.* A Review of Total Harmonic Distortion Factors for the Measurement of Harmonic and Interharmonic Pollution in Modern Power Systems. **Energies**, MDPI AG, v. 14, n. 20, p. 6467, out. 2021. DOI: 10.3390/en14206467.

BLONDEL, A. Measurements of The Energy of Polyphase Currents. *In*: PROCEEDINGS of the International Electrical Congress Held in the City of Chicago, August 21st to 25th, 1893. New York: American Institute of Electrical Engineers, 1894.

BOUAT, M. **UNDERSTANDING THE EFFECT OF PWM WHEN CONTROLLING A BRUSHLESS DC MOTOR**. Pennsylvania, U.S.A, fev. 2021.

BOYLESTAD, R.; VIEIRA, D.; RITTER, J. **Introdução a Análise de Circuitos**. 12. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2012. ISBN 9788564574205.

BROWN, W. Brushless dc motor control made easy. **Microchip Technology Inc**, v. 1, 2002.

CAMPANHA, M. V. **Estudo sobre a vida útil de rolamentos fixos de uma carreira de esferas**. 2008. Diss. (Mestrado) – Departamento de Engenharia Mecânica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

CARUSO, M. *et al.* Uncertainty evaluation in the differential measurements of power losses in a power drive system. **Measurement: Journal of the International Measurement Confederation**, Elsevier B.V., v. 183, out. 2021. ISSN 02632241. DOI: 10.1016/j.measurement.2021.109795.

CHAUDHARI, P. S.; PATIL, S. L. Reduction in Harmonics of BLDC Motor Drive Using Controlled LC Filter. **Electric Power Components and Systems**, Taylor & Francis, v. 46, n. 14-15, p. 1686–1703, 2018. DOI: 10.1080/15325008.2018.1511007.

CHEN, W.; XIA, C.; XUE, M. A torque ripple suppression circuit for brushless DC motors based on power DC/DC converters. *In*: 2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. [S.l.: s.n.], 2008. P. 1453–1457. DOI: 10.1109/ICIEA.2008.4582760.

CHINMAYA, K. A.; SINGH, G. K. Modeling and Comparison of Space Vector PWM Schemes for a Five- Phase Induction Motor Drive. *In*: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [S.l.: s.n.], 2018. P. 559–564. DOI: 10.1109/IECON.2018.8591836.

CHUANG, H. S.; KE, Y. L.; CHUANG, Y. C. Analysis of commutation torque ripple using different PWM modes in BLDC motors. *In*: CONFERENCE Record - Industrial and

- Commercial Power Systems Technical Conference. [S.l.]: IEEE, 2009. P. 4–9. DOI: 10.1109/ICPS.2009.5463966.
- CUI, C.; LIU, G.; WANG, K. A novel drive method for high-speed brushless dc motor operating in a wide range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 30, p. 4998–5008, 9 set. 2015. ISSN 08858993. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2361752.
- DUAN, Y.; HARLEY, R. G.; HABELTLER, T. G. A useful multi-objective optimization design method for PM motors considering nonlinear material properties. *In*: 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009. San Jose, CA, USA: IEEE, 2009. P. 187–193. DOI: 10.1109/ECCE.2009.5316144.
- FENG, J.; LIU, K.; WANG, Q. Scheme based on buck-converter with three-phase H-bridge combinations for high-speed BLDC motors in aerospace applications. **IET Electric Power Applications**, v. 12, n. 3, p. 405–414, 2018. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0615>.
- FERREIRA, F. J.; ALMEIDA, A. T. de. Reducing Energy Costs in Electric-Motor-Driven Systems: Savings Through Output Power Reduction and Energy Regeneration. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 24, n. 1, p. 84–97, 2018. DOI: 10.1109/MIAS.2016.2600685.
- FITZGERALD, A. E.; JR., C. K.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência**. 6. ed. Porto Alegre: [s.n.], 2006. ISBN 9788560031047.
- FRANCHI, C. **Inversores De Frequência: TEORIA E APLICAÇÕES**. [S.l.]: ERICA, 2009. ISBN 9788536502106.
- HANSELMAN, D. **Brushless permanent magnet motor design**. Cranston, R.I: The Writers' Collective, 2003. ISBN 1932133631.
- HOC, N. Q.; TINH, B. D.; HIEN, N. D. Influence of temperature and pressure on the electrical resistivity of gold and copper up to 1350 K and 100 GPa. **Mater. Res. Bull.**, v. 128, p. 110874, ago. 2020. doi:10.1016/j.materresbull.2020.110874. ISSN 0025-5408. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.materresbull.2020.110874>.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse width modulation for power converters**. Nashville, TN: John Wiley & Sons, set. 2003. (IEEE Press Series on Power Engineering).
- HUH, N. *et al.* Hybrid PWM Control for Regulating the High-Speed Operation of BLDC Motors and Expanding the Current Sensing Range of DC-link Single-Shunt. **Energies**, MDPI AG, v. 12, 22 nov. 2019. ISSN 19961073. DOI: 10.3390/en12224347.
- IEC. Adjustable speed electrical power drive systems - Part 9-1: Ecodesign for power drive systems, motor starters, power electronics and their driven applications - General requirements

for setting energy efficiency standards for power driven equipment using the extended product approach (EPA) and semi analytic model (SAM). **IEC 61800-9-1:2017**, p. 1–61, 2017.

IEC. Adjustable speed electrical power drive systems - Part 9-2: Ecodesign for power drive systems, motor starters, power electronics and their driven applications - Energy efficiency indicators for power drive systems and motor starters. **IEC 61800-9-2:2017**, p. 1–226, 2017.

IEC. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 1: Description of the environment - Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems. **IEC TR 61000-2-1:1990**, p. 1–48, 1990.

IEEE Guide for Test Procedures for Synchronous Machines Including Acceptance and Performance Testing and Parameter Determination for Dynamic Analysis. **IEEE Std 115-2019 (Revision of IEEE Std 115-2009)**, p. 1–246, 2020. DOI: 10.1109/IEEESTD.2020.9050934.

IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. **IEEE Std 112-2017 (Revision of IEEE Std 112-2004)**, p. 1–115, 2017. DOI: 10.1109/IEEESTD.2018.8291810.

IEEE Trial-Use Guide for Testing Permanent Magnet Machines. **IEEE Std 1812-2014**, p. 1–56, 2015. DOI: 10.1109/IEEESTD.2015.7047988.

INMETRO. **Vocabulário Internacional da Metrologia: Conceitos Fundamentais e Gerais e Termos Associados (VIM 2012)**. 1. ed. Rio de Janeiro: Inmetro, 2012. ISBN 9788586920097.

INSTRUMENTS, N. **Device Specifications - NI 6341**. English. Versão 374566D-01. [S.l.], 2016. Junho, 2016.

ISLAM, M.; MIR, S.; SEBASTIAN, T. Issues in reducing the cogging torque of mass-produced permanent-magnet brushless DC motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 3, p. 813–820, 2004. DOI: 10.1109/TIA.2004.827469.

ISO. **Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement**. Geneva: International Organization for Standardization, 2008. JJCGM 100:2008.

JAHNS, T.; BECERRA, R.; EHSANI, M. Integrated current regulation for a brushless ECM drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 118–126, 1991. DOI: 10.1109/63.65010.

JAHNS, T.; SOONG, W. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives—a review. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 43, n. 2, p. 321–330, 1996. DOI: 10.1109/41.491356.

KÄRKKÄINEN, H. *et al.* **Advanced Uncertainty Calculation Method for Frequency Converter Loss Determination; Advanced Uncertainty Calculation Method for Frequency Converter Loss Determination.** [S.l.], 2018.

KASAP, S. O. **Principles of electronic materials and devices.** 3. ed. Montigny-le-Bretonneux, France: McGraw-Hill, jan. 2006.

KILLEDAR, J. **Dynamometer : theory and application to engine testing.** Bloomington, Indiana: Xlibris, 2012. ISBN 1477120076.

KIM, H.-W. *et al.* **Novel PWM Method with Low Ripple Current for Position Control Applications of BLDC Motors.** v. 11. [S.l.], 2011.

KIM, K. S. *et al.* A numerical approach to determine the frictional torque and temperature of an angular contact ball bearing in a spindle system. **International Journal of Precision Engineering and Manufacturing**, Springer Science e Business Media LLC, v. 16, p. 135–142, 1 jan. 2015. ISSN 20054602. DOI: 10.1007/s12541-015-0017-1.

KIYOUMARSI, A.; MOALLEM, M. Optimal shape design of interior permanent-magnet synchronous motor. *In*: 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. San Antonio, TX, USA: IEEE, 2005. P. 642–648. DOI: 10.1109/iemdc.2005.195791.

LEE, Y. K. Torque Ripple and Switching Power Loss Minimization with Constant Band Hysteresis Current Controller for BLDC Motor. *In*: ASIA-PACIFIC Power and Energy Engineering Conference, APPEEC. Macao, China: IEEE, 2019. P. 2019–2022. DOI: 10.1109/APPEEC45492.2019.8994737.

LI, Q.; HUANG, H.; YIN, B. The study of pwm methods in permanent magnet brushless dc motor speed control system. **Proceedings of the 11th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2008**, p. 3897–3900, 2008.

LIU, M.; GUO, H.; SONG, M. Ripple torque analysis and simulation of BLDC motor with different PWM modes. *In*: CONFERENCE Proceedings - 2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia, IPEMC 2012. Harbin, China: IEEE, 2012. P. 973–977. DOI: 10.1109/IPEMC.2012.6258927.

LIU, Y.; ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Commutation torque ripple minimization in direct torque controlled PM brushless DC drives. *In*: CONFERENCE Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society). Tampa, FL, USA: IEEE, 2006. P. 1642–1648. DOI: 10.1109/IAS.2006.256756.

MAGTROL. **AHB Series Compressed-air-cooled Hysteresis Brakes.** English. Versão En 05. [S.l.], 2022. Maio, 2022.

MAGTROL. **AHB-1 Nominal Performance Characteristic Curve.** [S.l.: s.n.], 2023. Acesso em 28/03/2023. Disponível em:

<https://www.magtrol.com/wp-content/uploads/ahb-1-curve.pdf>. Acesso em: 28 mar. 2023.

MAGTROL. **BSD Series Miniature Couplings**. English. Versão BSD-US 04/09. [S.l.], 2009. Abril, 2009.

MAGTROL. **TM Series In-Line Torque Transducers - User's Manual**. English. Versão Rev. B. [S.l.], 2021. Agosto, 2021.

MASMOUDI, M.; BADSI, B.; MASMOUDI, A. Direct torque control of brushless DC motor drives with improved reliability. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, Sfax, Tunisia, v. 50, n. 6, p. 3744–3753, 2014. ISSN 00939994. DOI: 10.1109/TIA.2014.2313700.

MEDEIROS FILHO, S. de. **Medição de energia elétrica**. 4. ed. Rio de Janeiro: LTC, 1997. ISBN 9788521610984.

MINGJI, L.; HANJIN, G.; MEIHONG, S. Ripple torque analysis and simulation of BLDC motor with different PWM modes. *In*: PROCEEDINGS of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. [S.l.: s.n.], 2012. P. 973–977. DOI: 10.1109/IPEMC.2012.6258927.

MORRIS, A. S. **Measurement and Instrumentation Principles**. 3. ed. Oxford, England: Butterworth-Heinemann, mar. 2001.

MUSIL, J. **3-Phase BLDC Drive Using DC/DC Inverter Designer Reference Manual**. Roznov pod Radhostem, Czech Republic, mai. 2006.

N'DIAYE, A.; ESPANET, C.; MIRAQUI, A. Reduction of the torque ripples in brushless PM motors by optimization of the Supply-Theoretical method and experimental implementation. *In*: IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Ajaccio, France: IEEE, 2004. P. 1345–1350. DOI: 10.1109/ISIE.2004.1572008.

PIAZZA, M. C. D.; PUCCI, M. Techniques for efficiency improvement in PWM motor drives. **Electric Power Systems Research**, Elsevier Ltd, v. 136, p. 270–280, jul. 2016. ISSN 03787796. DOI: 10.1016/j.epsr.2016.02.031.

PINDORIYA, R. M. *et al.* FPGA Based Digital Control Technique for BLDC Motor Drive. *In*: 2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM). [S.l.: s.n.], 2018. P. 1–5. DOI: 10.1109/PESGM.2018.8586472.

RODIČ, M.; JEZERNIK, K. An approach to the dynamic emulation of mechanical loads. *In*: PROCEEDINGS of the IEEE International Conference on Industrial Technology. Maribor, Slovenia: IEEE, 2003. P. 489–494. DOI: 10.1109/icit.2003.1290377.

SALAH, W. A.; ISHAK, D.; HAMMADI, K. J. PWM switching strategy for torque ripple minimization in BLDC motor. **Journal of Electrical Engineering**, v. 62, p. 141–146, 3 2011. ISSN 13353632. DOI: 10.2478/v10187-011-0023-1.

SANTOSO, S.; BEATY, H. W. **Standard handbook for electrical engineers, seventeenth edition**. 17. ed. [S.l.]: McGraw-Hill Education, nov. 2017.

SHAFIEI, M. *et al.* Review of Permanent-Magnet Brushless DC Motor Basic Drives Based on Analysis and Simulation Study, jul. 2015. DOI: 10.13140/RG.2.1.2949.4883.

SHAH, D. S.; PATEL, V. N. A Review of Dynamic Modeling and Fault Identifications Methods for Rolling Element Bearing. **Procedia Technology**, v. 14, p. 447–456, 2014. 2nd International Conference on Innovations in Automation and Mechatronics Engineering, ICIAME 2014. ISSN 2212-0173. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.protcy.2014.08.057>.

SINGH, B.; SINGH, S. State-of-Art on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives. **Journal of power electronics**, v. 9, p. 1–17, jan. 2009.

SKF. **Rolling bearings 17000**. English. Versão PUB BU/P1 17000/1 EN. [S.l.], 2018. Outubro, 2018.

SKF. **SKF Couplings**. English. Versão PUB PT/P1 15822/2 EN. [S.l.], 2018. Janeiro, 2018.

SOUZA, J. A. e. **Princípios do Cálculo de Incertezas – O Método GUM**. Funchal, Portugal: LREC – Laboratório Regional de Engenharia Civil, Centro de Metrologia, 2009. Edição Única.

SPATARO, C. *et al.* An accurate measurement procedure of power losses variations in electrical drives. English. *In*: 24TH IMEKO TC4 International Symposium and 22nd International Workshop on ADC and DAC Modelling and Testing. [S.l.: s.n.], 2020. P. 461–466.

STARRETT, C. E. *et al.* Tabular electrical conductivity for aluminium. **Contrib. Plasma Phys.**, v. 60, n. 3, e201900123, mar. 2020. doi:10.1002/ctpp.201900123. DOI: <http://dx.doi.org/10.1002/ctpp.201900123>.

TAKABI, J.; KHONSARI, M. M. Experimental testing and thermal analysis of ball bearings. **Tribology International**, Elsevier BV, v. 60, p. 93–103, abr. 2013. ISSN 0301679X. DOI: 10.1016/j.triboint.2012.10.009.

TDK-LAMBDA. **GENESYS Programmable DC Power Supplies 750/1500 W**. English. Versão Rev. 1. [S.l.], 2007. Maio, 2007.

TECHNOLOGIES, K. **34970A Data Acquisition/Switch Unit Family**. English. Versão 5965-5290EN. [S.l.], 2020. Setembro, 2020.

TONG, W. **Mechanical design of electric motors**. Boca Raton, FL: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2014. ISBN 1138072214.

TRIFA, V.; BREZEANU, G.; CEUCA, E. Unipolar PWM vs Bipolar PWM in Three Phase Block Commutation. *In*: 2020 International Semiconductor Conference (CAS). [S.l.: s.n.], 2020. P. 169–172. DOI: 10.1109/CAS50358.2020.9267979.

VALLADOLID, J. D. *et al.* Experimental performance evaluation of Electric Vehicles (EV) based on analysis of power and torque losses. **Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology**, IEEE, 2020-Febru, p. 933–938, 2020. DOI: 10.1109/ICIT45562.2020.9067241.

VISWANATHAN, V.; JEEVANANTHAN, S. Torque ripple comparison of a two-level and a three-level inverter fed brushless DC motor drives at different switching frequency. *In*: PROCEEDING of the IEEE International Conference on Green Computing, Communication and Electrical Engineering, ICGCCEE 2014. Coimbatore, India: IEEE, 2014. P. 29–32. DOI: 10.1109/ICGCCEE.2014.6922438.

VISWANATHAN, V.; SEENITHANGOM, J. Commutation Torque Ripple Reduction in the BLDC Motor Using Modified SEPIC and Three-Level NPC Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 1, p. 535–546, 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2671400.

WEBSTER, J. G.; EREN, H. (Ed.). **Measurement, instrumentation, and sensors handbook, second edition**. 2. ed. Boca Raton, FL: CRC Press, fev. 2014.

XIA, C. *et al.* Torque Ripple Reduction in Brushless DC Drives Based on Reference Current Optimization Using Integral Variable Structure Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 2, p. 738–752, 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2254093.

XIAOFENG, Z.; ZHENGYU, L. A New BLDC Motor Drives Method Based on BUCK Converter for Torque Ripple Reduction. *In*: 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. [S.l.: s.n.], 2006. P. 1–4. DOI: 10.1109/IPEMC.2006.4778134.

XINTONG, J. *et al.* Theoretical and simulation analysis of influences of stator tooth width on cogging torque of BLDC motors. *In*: 10. IEEE Transactions on Magnetics. Harbin, China: IEEE, 2009. P. 4601–4604. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2022639.

YEDAMALE, P. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals. *In*.

YOKOGAWA. **PZ4000 Power Analyzer - User's Manual**. English. Versão PIM 103-03E. [S.l.], 2009. Maio, 2009.

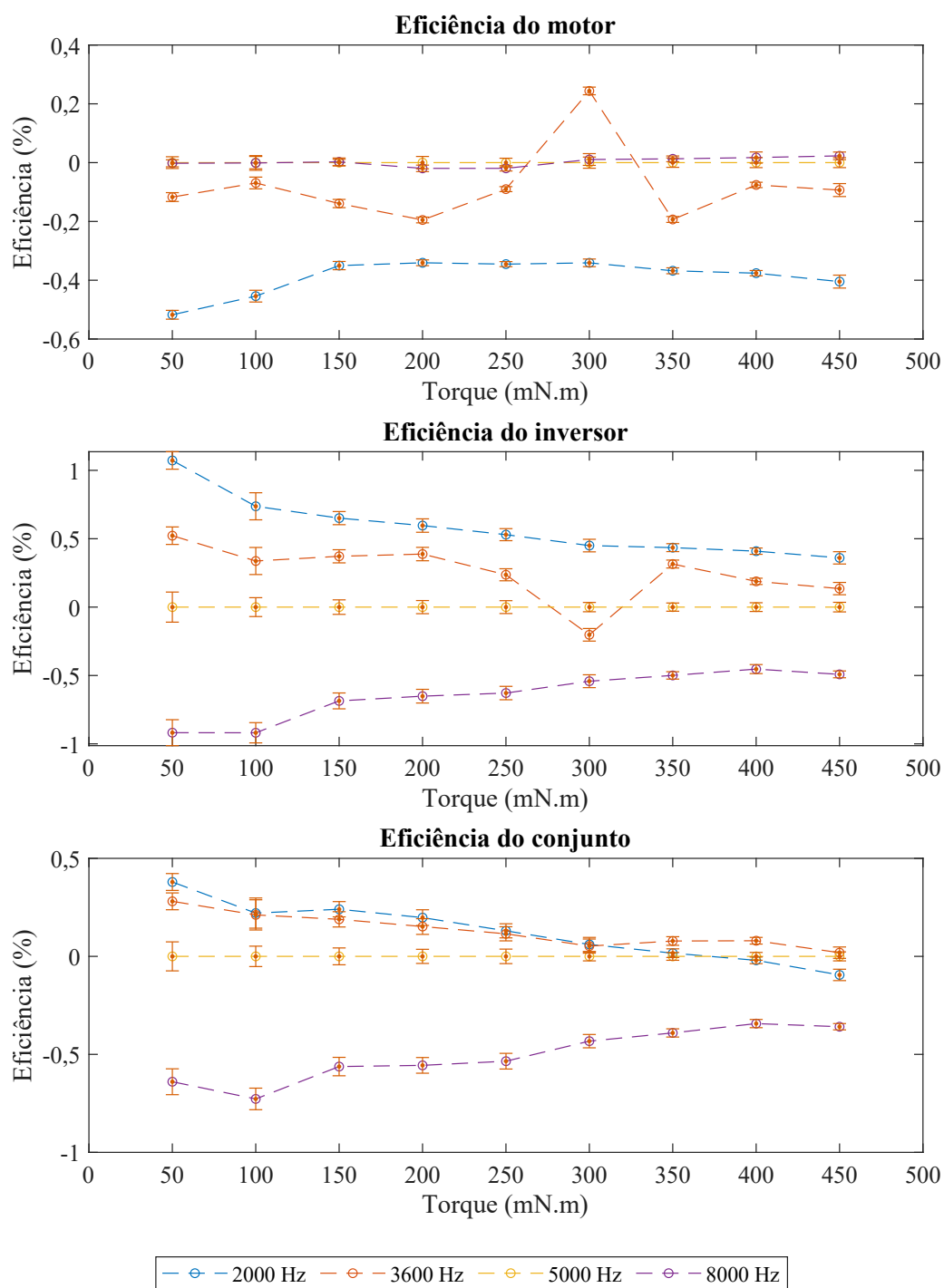
ZHU, Z. *et al.* Reduction of cogging torque in interior-magnet brushless machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 39, n. 5, p. 3238–3240, 2003. DOI: 10.1109/TMAG.2003.816733.

ZIAEINEJAD, S.; SANGSEFIDI, Y.; SHOULAIE, A. Analysis of commutation torque ripple of BLDC motors and presenting two methods for its reduction. *In*: PROCEEDINGS of the 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics. [S.l.]: IEEE, jul. 2011. P. 2219–2226. DOI: 10.1109/iceei.2011.6021672.

APÊNDICE A – COMPARAÇÃO DE EFICIÊNCIA DOS ENSAIOS

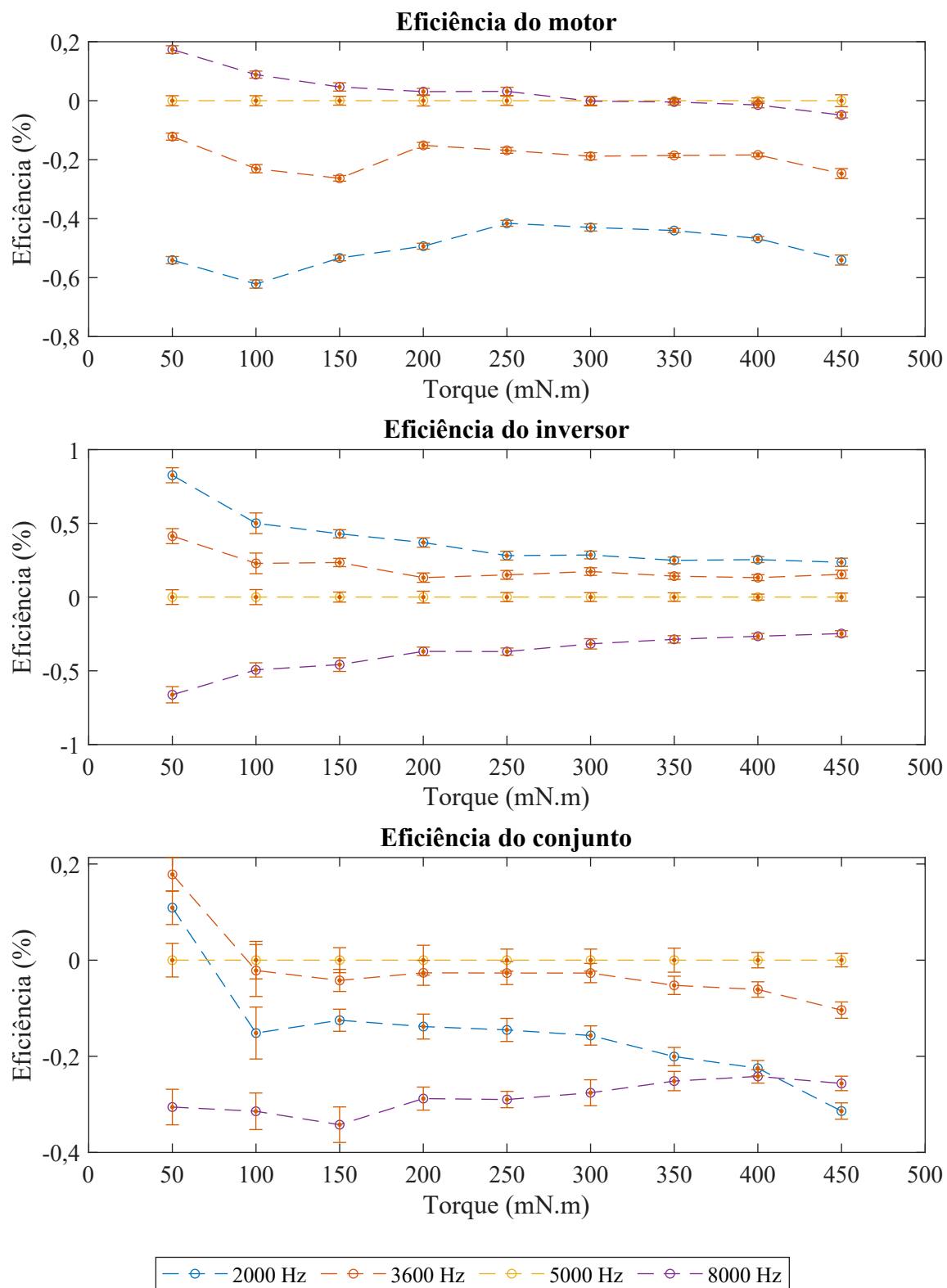
Este apêndice apresenta os valores de eficiência calculados para os ensaios realizados na Seção 5.

Figura 68 – Eficiências calculadas para o modo H_PWM-L_ON, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.



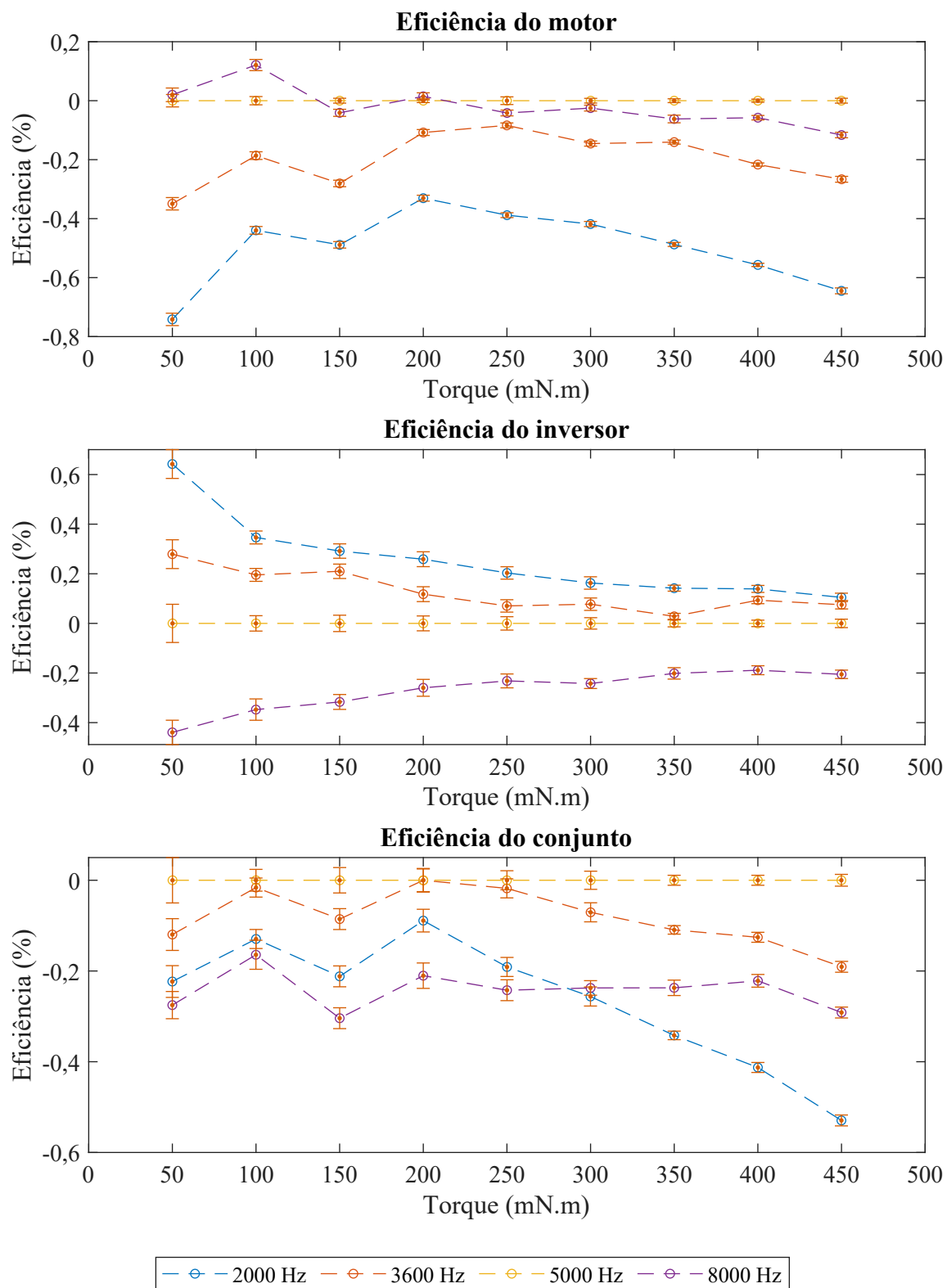
Fonte: autor.

Figura 69 – Eficiências calculadas para o modo H_PWM-L_ON, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.



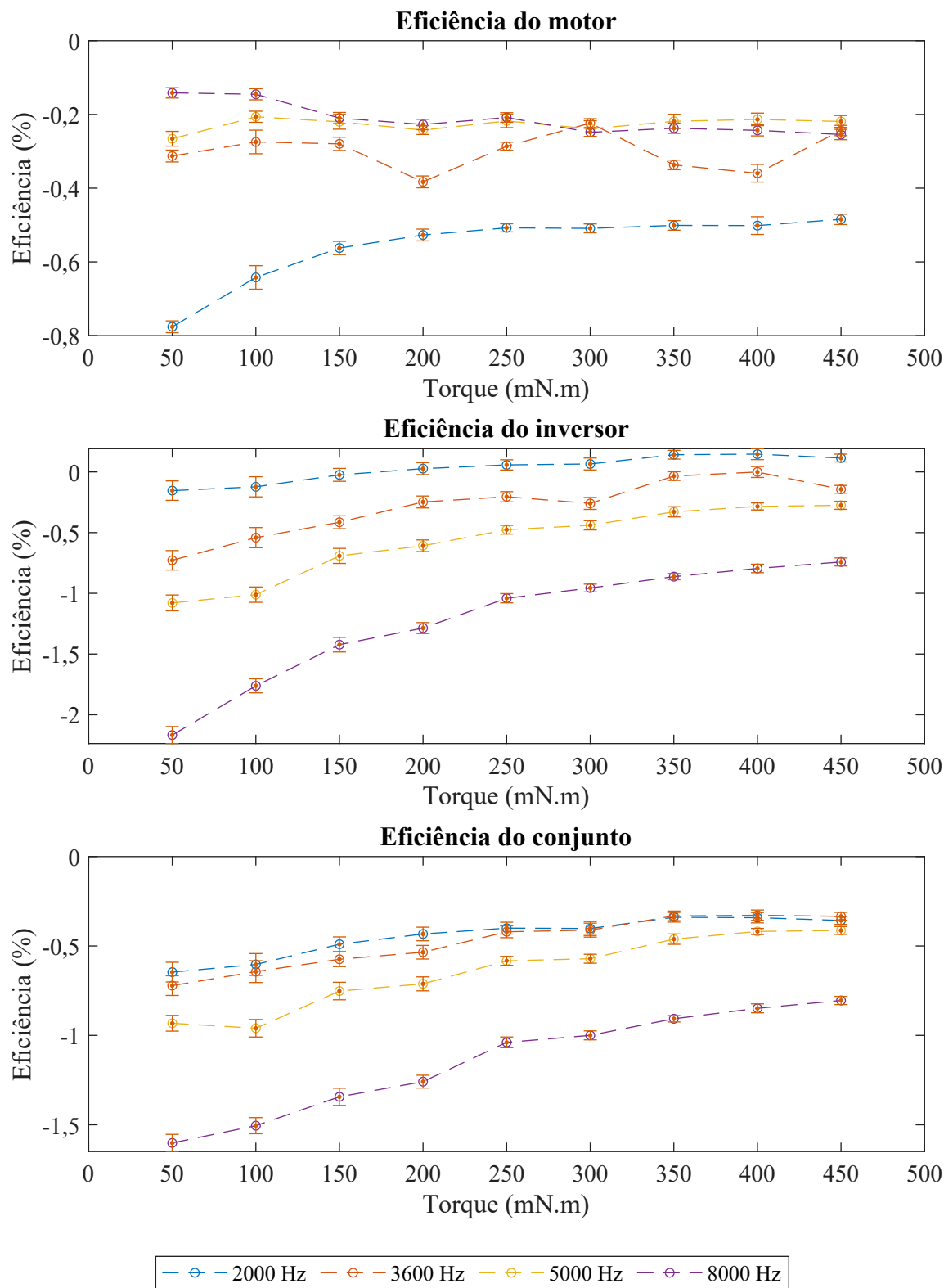
Fonte: autor.

Figura 70 – Eficiências calculadas para o modo H_PWM-L_ON, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.



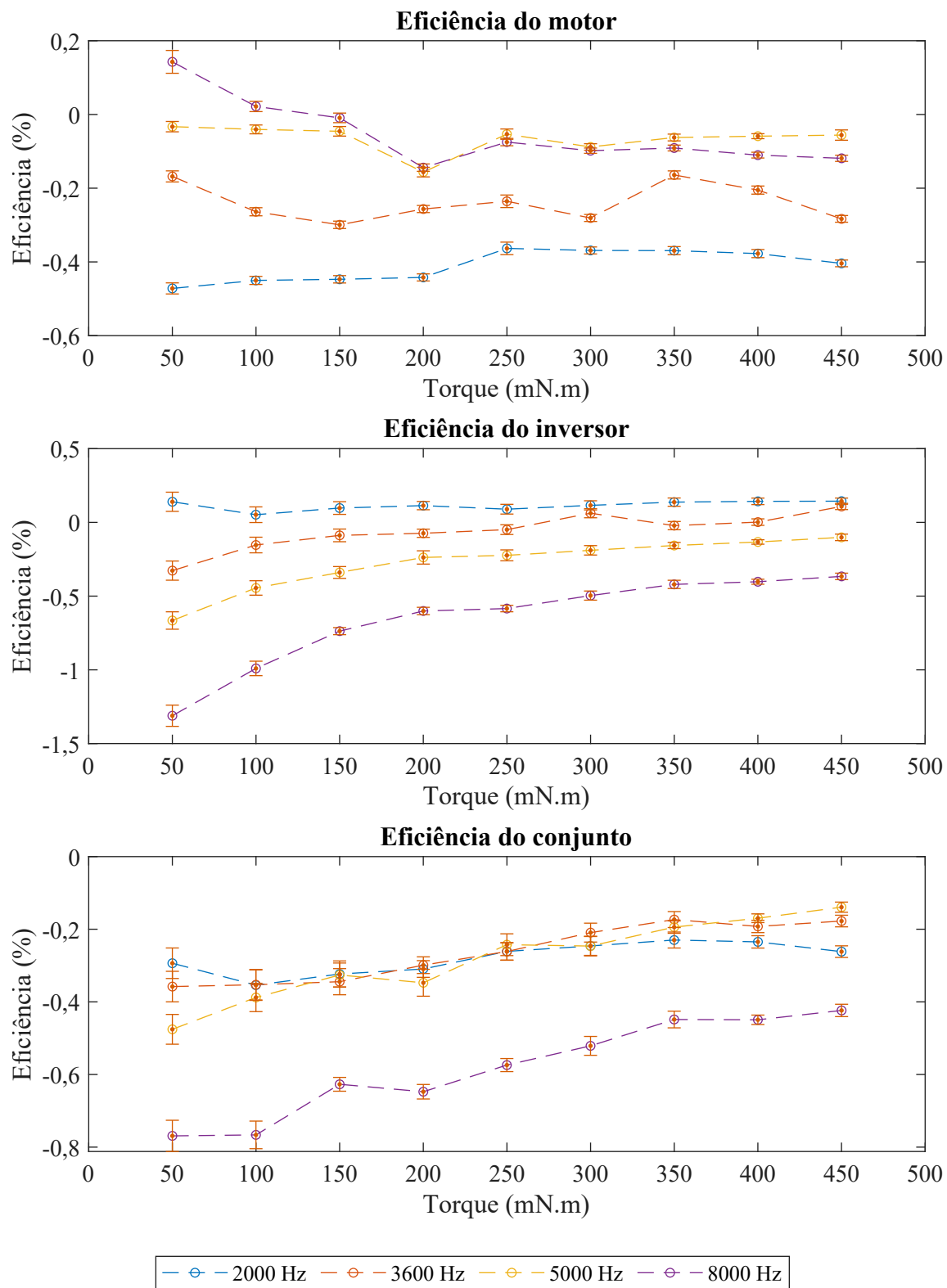
Fonte: autor.

Figura 71 – Eficiências calculadas para o modo ON-PWM, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.



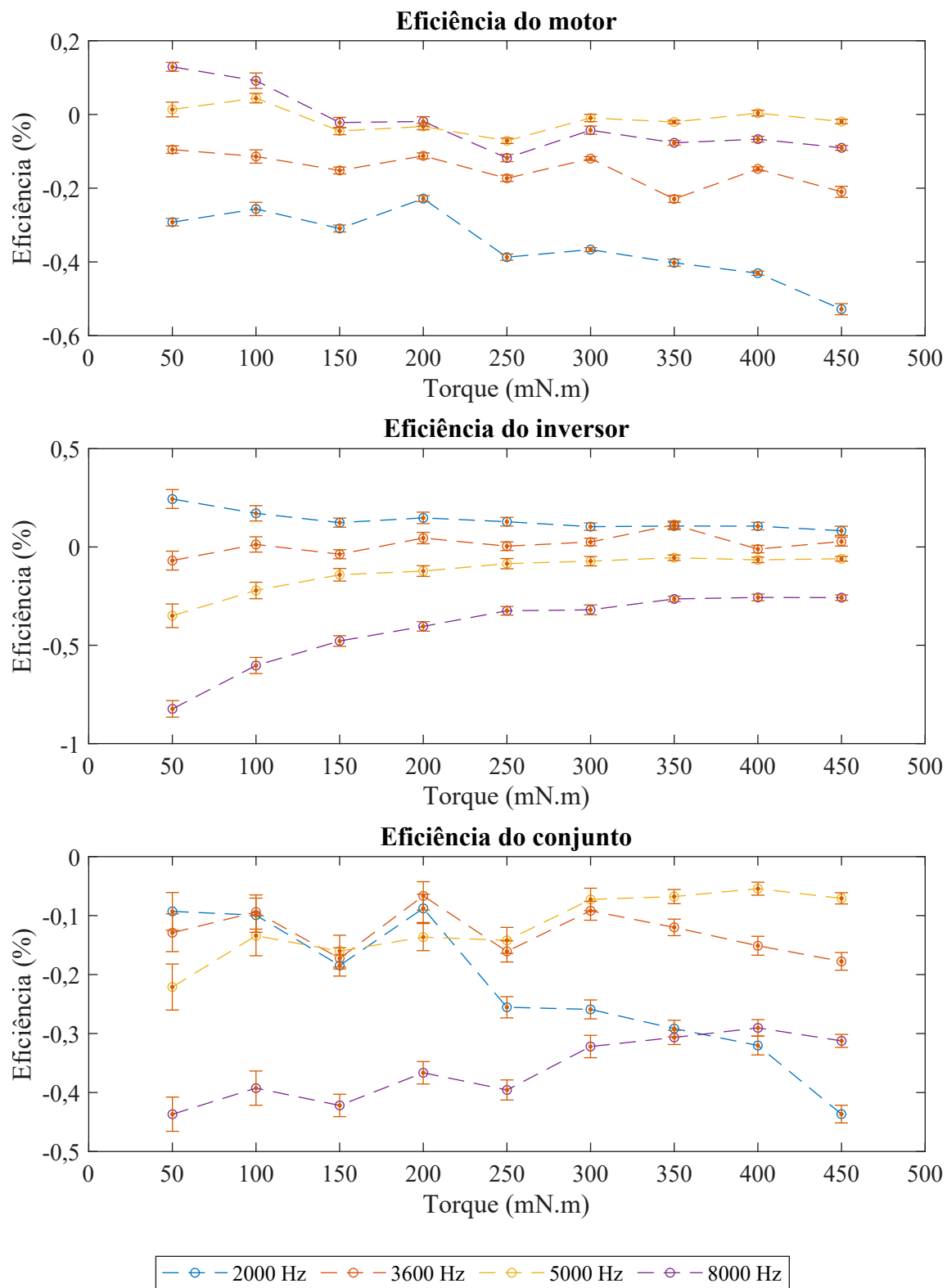
Fonte: autor.

Figura 72 – Eficiências calculadas para o modo ON-PWM, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.



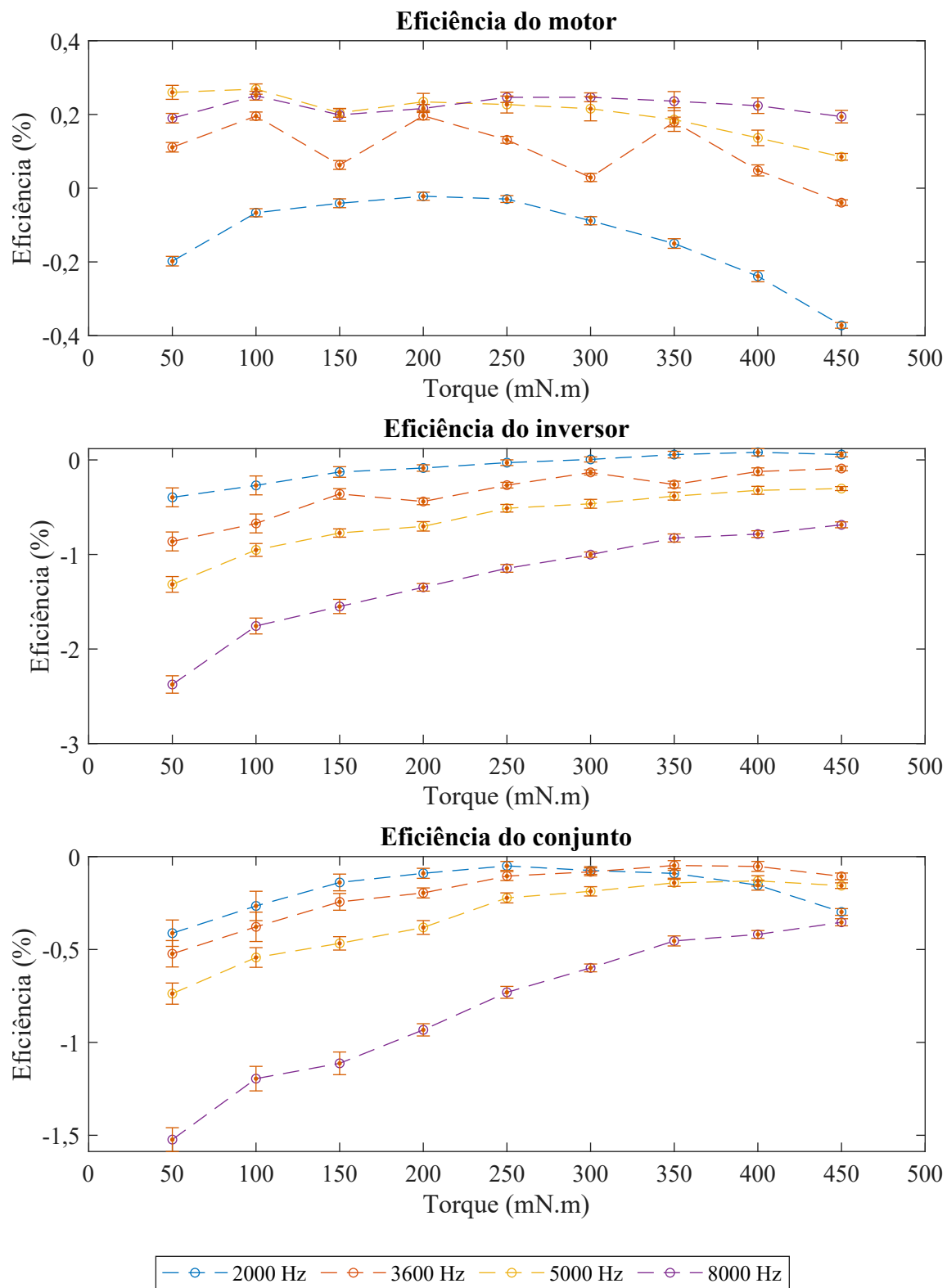
Fonte: autor.

Figura 73 – Eficiências calculadas para o modo ON-PWM, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.



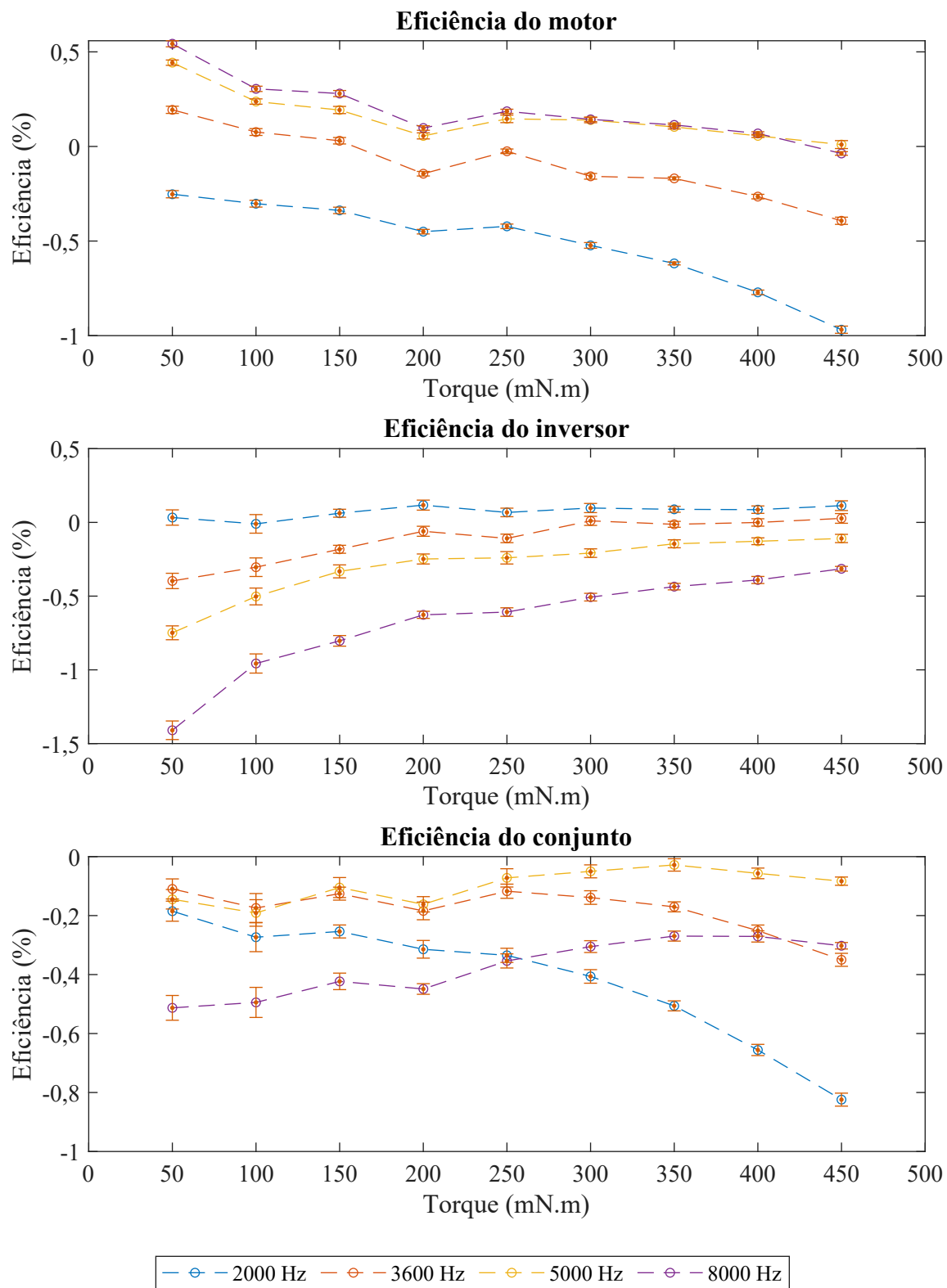
Fonte: autor.

Figura 74 – Eficiências calculadas para o modo PWM-ON, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.



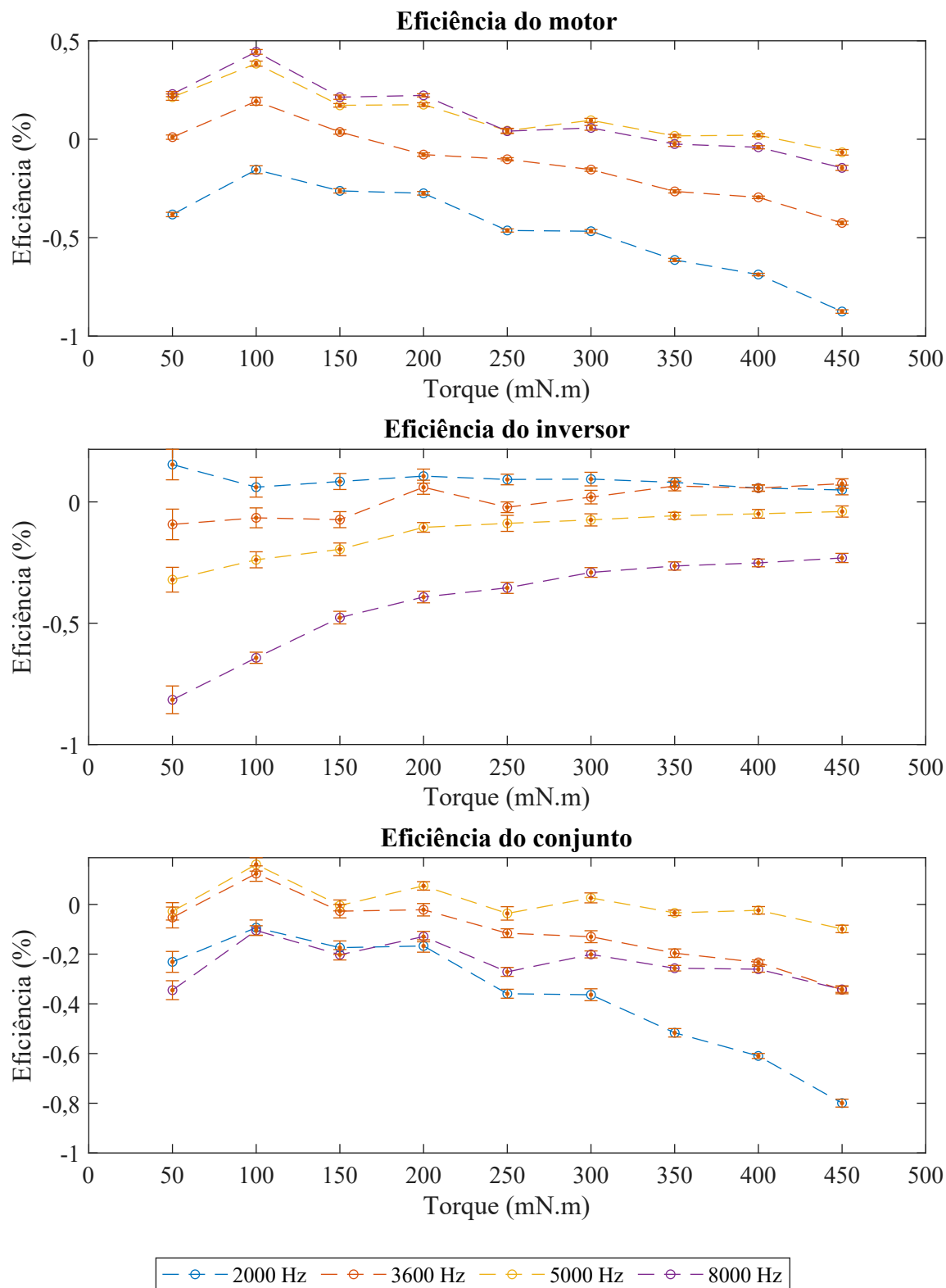
Fonte: autor.

Figura 75 – Eficiências calculadas para o modo PWM-ON, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.



Fonte: autor.

Figura 76 – Eficiências calculadas para o modo PWM-ON, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.



Fonte: autor.

APÊNDICE B – AVALIAÇÃO DE INCERTEZAS DOS ENSAIOS

Este apêndice apresenta os valores de incerteza calculados com base no equacionamento descrito na Seção 6.

Tabela 33 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,067	3,8	0,075	0,53	5,3	3,6	5,8
100	0,075	3,8	0,085	0,54	3,0	2,6	3,6
150	0,073	3,8	0,18	0,55	2,2	2,2	2,7
200	0,068	3,8	0,19	0,55	1,7	1,8	2,1
250	0,065	3,8	0,21	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,068	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,067	3,8	0,23	0,58	0,96	1,1	1,2
400	0,070	3,8	0,38	0,59	0,94	1,1	1,0
450	0,073	3,8	0,40	0,60	0,82	1,0	0,91

Tabela 34 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,12	3,8	0,077	0,54	5,1	2,4	5,3
100	0,14	3,8	0,17	0,55	3,0	1,7	3,3
150	0,14	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,13	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,13	3,8	0,21	0,6	1,3	0,91	1,5
300	0,13	3,8	0,22	1,4	1,1	1,7	1,8
350	0,13	3,8	0,37	1,4	1,0	1,5	1,6
400	0,13	3,8	0,38	1,4	0,88	1,4	1,4
450	0,13	3,8	0,40	1,4	0,77	1,2	1,2

Tabela 35 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,18	3,8	0,085	1,3	5,0	4,3	5,8
100	0,20	3,8	0,18	1,3	3,0	2,9	3,7
150	0,19	3,8	0,20	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,19	3,8	0,22	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,19	3,8	0,24	1,4	1,3	1,4	1,8
300	0,19	3,8	0,26	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,19	3,8	0,41	1,4	1,0	1,1	1,3
400	0,18	3,8	0,43	1,5	0,87	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,77	0,89	1,0

Tabela 36 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,067	3,8	0,074	0,53	5,3	3,5	5,8
100	0,075	3,8	0,088	0,54	3,0	2,6	3,6
150	0,071	3,8	0,18	0,55	2,2	2,2	2,7
200	0,068	3,8	0,20	0,55	1,7	1,8	2,1
250	0,066	3,8	0,22	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,068	3,8	0,27	0,57	1,2	1,3	1,4
350	0,069	3,8	0,25	0,58	0,97	1,2	1,2
400	0,069	3,8	0,25	0,59	0,84	1,0	1,0
450	0,069	3,8	0,40	0,60	0,82	1,0	0,91

Tabela 37 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,16	3,8	0,077	0,54	5,1	2,4	5,4
100	0,16	3,8	0,088	0,55	3,0	1,6	3,3
150	0,17	3,8	0,19	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,16	3,8	0,21	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,16	3,8	0,21	0,60	1,3	0,91	1,5
300	0,16	3,8	0,22	0,61	1,1	0,79	1,3
350	0,16	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,16	3,8	0,39	1,4	0,88	1,4	1,4
450	0,16	3,8	0,40	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 38 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,23	3,8	0,086	0,55	5,0	1,8	5,2
100	0,24	3,8	0,18	1,3	3,0	2,9	3,7
150	0,22	3,8	0,20	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,22	3,8	0,23	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,21	3,8	0,24	1,4	1,4	1,4	1,8
300	0,22	3,8	0,26	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,21	3,8	0,30	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,21	3,8	0,43	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,21	3,8	0,45	1,5	0,78	0,90	1,0

Tabela 39 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,067	3,8	0,073	0,53	5,3	3,5	5,8
100	0,075	3,8	0,084	0,54	3,0	2,6	3,6
150	0,070	3,8	0,18	0,55	2,2	2,1	2,7
200	0,063	3,8	0,19	0,55	1,7	1,8	2,1
250	0,060	3,8	0,20	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,064	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,060	3,8	0,23	0,58	0,97	1,1	1,2
400	0,065	3,8	0,25	0,59	0,84	1,0	1,0
450	0,067	3,8	0,40	0,60	0,82	1,0	0,91

Tabela 40 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,13	3,8	0,074	0,54	5,1	2,4	5,4
100	0,13	3,8	0,085	0,55	3,0	1,6	3,3
150	0,14	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,14	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,13	3,8	0,20	0,6	1,3	0,91	1,5
300	0,13	3,8	0,22	0,61	1,1	0,79	1,3
350	0,13	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,13	3,8	0,38	1,4	0,88	1,3	1,4
450	0,13	3,8	0,39	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 41 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,19	3,8	0,082	0,55	5,1	1,8	5,2
100	0,20	3,8	0,099	1,3	3,0	2,8	3,7
150	0,19	3,8	0,2	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,19	3,8	0,22	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,18	3,8	0,23	1,4	1,4	1,4	1,8
300	0,19	3,8	0,25	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,19	3,8	0,27	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,19	3,8	0,42	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,78	0,90	1,1

Tabela 42 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,060	3,8	0,071	0,53	5,3	3,4	5,8
100	0,074	3,8	0,083	0,54	3,0	2,5	3,6
150	0,073	3,8	0,17	0,55	2,2	2,1	2,6
200	0,066	3,8	0,19	0,55	1,7	1,7	2,1
250	0,064	3,8	0,20	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,069	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,066	3,8	0,23	0,58	0,97	1,1	1,2
400	0,071	3,8	0,25	0,59	0,84	1,0	1,0
450	0,072	3,8	0,40	0,6	0,82	1,0	0,91

Tabela 43 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,12	3,8	0,073	0,54	5,1	2,4	5,4
100	0,13	3,8	0,084	0,55	3,0	1,6	3,3
150	0,13	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,13	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,12	3,8	0,20	0,6	1,3	0,9	1,5
300	0,13	3,8	0,22	0,61	1,1	0,78	1,3
350	0,12	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,12	3,8	0,24	1,4	0,84	1,3	1,4
450	0,12	3,8	0,39	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 44 – Incertezas calculadas para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,19	3,8	0,081	0,55	5,1	1,8	5,2
100	0,21	3,8	0,099	1,3	3,0	2,8	3,7
150	0,19	3,8	0,20	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,19	3,8	0,21	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,18	3,8	0,23	1,4	1,3	1,4	1,8
300	0,19	3,8	0,25	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,19	3,8	0,27	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,19	3,8	0,42	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,78	0,89	1,0

Tabela 45 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,070	3,8	0,075	0,53	5,3	3,4	5,7
100	0,093	3,8	0,085	0,54	3,0	2,6	3,6
150	0,088	3,8	0,18	0,55	2,2	2,1	2,6
200	0,084	3,8	0,19	0,55	1,7	1,7	2,1
250	0,081	3,8	0,21	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,088	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,085	3,8	0,23	0,58	0,96	1,1	1,2
400	0,087	3,8	0,38	0,59	0,94	1,1	1,0
450	0,085	3,8	0,40	0,60	0,82	1,0	0,9

Tabela 46 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,11	3,8	0,077	0,54	5,1	2,4	5,3
100	0,13	3,8	0,17	0,55	3,0	1,7	3,3
150	0,14	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,14	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,14	3,8	0,21	0,60	1,3	0,91	1,5
300	0,13	3,8	0,22	1,4	1,1	1,7	1,8
350	0,14	3,8	0,23	1,4	0,96	1,5	1,6
400	0,14	3,8	0,38	1,4	0,88	1,3	1,4
450	0,13	3,8	0,40	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 47 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,18	3,8	0,084	0,55	5,0	1,8	5,2
100	0,21	3,8	0,18	1,3	3,0	2,9	3,7
150	0,20	3,8	0,20	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,19	3,8	0,22	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,19	3,8	0,24	1,4	1,3	1,4	1,8
300	0,19	3,8	0,26	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,19	3,8	0,28	1,5	0,97	1,1	1,3
400	0,19	3,8	0,43	1,5	0,87	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,77	0,89	1,0

Tabela 48 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,071	3,8	0,073	0,53	5,3	3,4	5,7
100	0,085	3,8	0,085	0,54	3,0	2,5	3,6
150	0,083	3,8	0,18	0,55	2,2	2,1	2,6
200	0,083	3,8	0,20	0,55	1,7	1,8	2,1
250	0,075	3,8	0,23	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,078	3,8	0,26	0,57	1,2	1,3	1,4
350	0,079	3,8	0,24	0,58	0,97	1,1	1,2
400	0,080	3,8	0,25	0,59	0,84	1,0	1,0
450	0,076	3,8	0,40	0,6	0,82	1,0	0,91

Tabela 49 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,15	3,8	0,08	0,54	5,1	2,4	5,3
100	0,20	3,8	0,088	0,55	3,0	1,6	3,3
150	0,27	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,24	3,8	0,22	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,22	3,8	0,21	0,6	1,3	0,9	1,5
300	0,18	3,8	0,23	0,61	1,1	0,79	1,3
350	0,18	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,18	3,8	0,38	1,4	0,88	1,3	1,4
450	0,20	3,8	0,44	1,4	0,79	1,2	1,2

Tabela 50 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,39	3,8	0,084	0,55	5,1	1,8	5,2
100	0,44	3,8	0,10	1,3	3,0	2,8	3,7
150	0,41	3,8	0,21	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,36	3,8	0,25	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,34	3,8	0,26	1,4	1,4	1,4	1,8
300	0,31	3,8	0,26	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,31	3,8	0,29	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,26	3,8	0,43	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,25	3,8	0,46	1,5	0,78	0,90	1,0

Tabela 51 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,081	3,8	0,073	0,53	5,3	3,4	5,7
100	0,082	3,8	0,084	0,54	3,0	2,5	3,6
150	0,078	3,8	0,18	0,55	2,2	2,1	2,6
200	0,075	3,8	0,19	0,55	1,7	1,7	2,1
250	0,067	3,8	0,20	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,070	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,069	3,8	0,23	0,58	0,96	1,1	1,2
400	0,073	3,8	0,25	0,59	0,83	1,0	1,0
450	0,076	3,8	0,39	0,60	0,82	1,0	0,91

Tabela 52 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,13	3,8	0,074	0,54	5,1	2,3	5,4
100	0,14	3,8	0,085	0,55	3,0	1,6	3,3
150	0,14	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,13	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,13	3,8	0,20	0,60	1,3	0,9	1,5
300	0,13	3,8	0,22	0,61	1,1	0,78	1,3
350	0,13	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,13	3,8	0,24	1,4	0,84	1,3	1,4
450	0,12	3,8	0,39	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 53 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,19	3,8	0,082	0,55	5,1	1,8	5,2
100	0,21	3,8	0,10	1,3	3,0	2,8	3,7
150	0,20	3,8	0,20	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,20	3,8	0,22	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,19	3,8	0,23	1,4	1,3	1,4	1,8
300	0,19	3,8	0,25	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,19	3,8	0,27	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,19	3,8	0,43	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,78	0,89	1,1

Tabela 54 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,065	3,8	0,072	0,53	5,3	3,3	5,7
100	0,072	3,8	0,083	0,54	3,0	2,5	3,6
150	0,074	3,8	0,096	0,55	2,1	2,0	2,6
200	0,078	3,8	0,19	0,55	1,7	1,7	2,0
250	0,071	3,8	0,20	0,56	1,4	1,4	1,7
300	0,073	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,075	3,8	0,23	0,58	0,96	1,1	1,2
400	0,079	3,8	0,25	0,59	0,83	0,99	1,0
450	0,077	3,8	0,39	0,6	0,82	1,0	0,9

Tabela 55 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,12	3,8	0,073	0,54	5,1	2,3	5,4
100	0,13	3,8	0,084	0,55	3,0	1,6	3,3
150	0,14	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,13	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,13	3,8	0,20	0,60	1,3	0,89	1,5
300	0,12	3,8	0,22	1,4	1,1	1,7	1,8
350	0,13	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,12	3,8	0,37	1,4	0,88	1,3	1,4
450	0,12	3,8	0,39	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 56 – Incertezas calculadas para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,19	3,8	0,081	0,55	5,1	1,8	5,2
100	0,21	3,8	0,099	1,3	3,0	2,8	3,7
150	0,19	3,8	0,20	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,20	3,8	0,21	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,18	3,8	0,23	1,4	1,3	1,4	1,8
300	0,18	3,8	0,25	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,19	3,8	0,27	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,19	3,8	0,42	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,78	0,89	1,0

Tabela 57 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,077	3,8	0,075	0,53	5,3	3,4	5,8
100	0,070	3,8	0,085	0,54	3,0	2,6	3,6
150	0,067	3,8	0,18	0,55	2,2	2,1	2,7
200	0,073	3,8	0,19	0,55	1,7	1,8	2,1
250	0,063	3,8	0,2	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,067	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,071	3,8	0,23	0,58	0,97	1,1	1,2
400	0,073	3,8	0,38	0,59	0,94	1,1	1,0
450	0,071	3,8	0,40	0,6	0,82	1,0	0,91

Tabela 58 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,13	3,8	0,078	0,54	5,1	2,4	5,3
100	0,18	3,8	0,17	0,55	3,0	1,7	3,3
150	0,23	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,22	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,17	3,8	0,21	1,4	1,3	2,0	2,1
300	0,14	3,8	0,22	1,4	1,1	1,7	1,8
350	0,14	3,8	0,37	1,4	1,0	1,5	1,6
400	0,14	3,8	0,38	1,4	0,87	1,3	1,4
450	0,14	3,8	0,40	1,4	0,77	1,2	1,2

Tabela 59 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,19	3,8	0,085	0,55	5,0	1,8	5,2
100	0,21	3,8	0,18	1,3	3,0	2,9	3,7
150	0,20	3,8	0,20	1,4	2,1	2,1	2,8
200	0,20	3,8	0,22	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,19	3,8	0,24	1,4	1,3	1,4	1,8
300	0,19	3,8	0,26	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,20	3,8	0,41	1,5	0,99	1,1	1,3
400	0,19	3,8	0,43	1,5	0,87	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,77	0,89	1,0

Tabela 60 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,065	3,8	0,074	0,53	5,3	3,4	5,8
100	0,066	3,8	0,087	0,54	3,1	2,6	3,6
150	0,067	3,8	0,18	0,55	2,2	2,1	2,7
200	0,070	3,8	0,20	0,55	1,7	1,8	2,1
250	0,061	3,8	0,22	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,062	3,8	0,24	0,57	1,2	1,3	1,4
350	0,067	3,8	0,27	0,58	1,0	1,2	1,2
400	0,068	3,8	0,38	0,59	0,94	1,1	1,0
450	0,068	3,8	0,40	0,60	0,83	1,0	0,91

Tabela 61 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,15	3,8	0,085	0,54	5,2	2,4	5,4
100	0,17	3,8	0,09	0,55	3,0	1,6	3,3
150	0,17	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,17	3,8	0,21	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,17	3,8	0,21	0,60	1,3	0,91	1,5
300	0,17	3,8	0,24	1,4	1,1	1,7	1,8
350	0,18	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,18	3,8	0,38	1,4	0,88	1,3	1,4
450	0,17	3,8	0,42	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 62 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,32	3,8	0,085	0,55	5,1	1,8	5,2
100	0,32	3,8	0,18	1,3	3,0	2,9	3,7
150	0,29	3,8	0,20	1,4	2,2	2,1	2,8
200	0,28	3,8	0,22	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,25	3,8	0,25	1,4	1,4	1,4	1,8
300	0,24	3,8	0,26	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,23	3,8	0,28	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,22	3,8	0,45	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,22	3,8	0,46	1,5	0,78	0,9	1,0

Tabela 63 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,069	3,8	0,073	0,53	5,3	3,4	5,8
100	0,067	3,8	0,083	0,54	3,1	2,5	3,6
150	0,067	3,8	0,096	0,55	2,1	2,0	2,6
200	0,074	3,8	0,19	0,55	1,7	1,7	2,1
250	0,064	3,8	0,20	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,064	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,069	3,8	0,23	0,58	0,97	1,1	1,2
400	0,068	3,8	0,25	0,59	0,84	1,0	1,0
450	0,067	3,8	0,40	0,60	0,83	1,0	0,91

Tabela 64 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,13	3,8	0,074	0,54	5,2	2,4	5,4
100	0,13	3,8	0,085	0,55	3,0	1,6	3,3
150	0,14	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,13	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,13	3,8	0,20	0,60	1,3	0,9	1,5
300	0,12	3,8	0,22	1,4	1,1	1,7	1,8
350	0,13	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,12	3,8	0,38	1,4	0,88	1,3	1,4
450	0,13	3,8	0,39	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 65 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,19	3,8	0,082	0,55	5,1	1,8	5,2
100	0,21	3,8	0,099	1,3	3,0	2,8	3,8
150	0,20	3,8	0,20	1,4	2,2	2,1	2,8
200	0,20	3,8	0,22	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,19	3,8	0,23	1,4	1,4	1,4	1,8
300	0,19	3,8	0,25	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,19	3,8	0,27	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,19	3,8	0,42	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,78	0,89	1,1

Tabela 66 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,068	3,8	0,073	0,53	5,3	3,3	5,7
100	0,066	3,8	0,083	0,54	3,1	2,5	3,6
150	0,066	3,8	0,18	0,55	2,2	2,1	2,6
200	0,072	3,8	0,19	0,55	1,7	1,7	2,1
250	0,063	3,8	0,20	0,56	1,4	1,5	1,7
300	0,062	3,8	0,22	0,57	1,1	1,3	1,4
350	0,070	3,8	0,23	0,58	0,97	1,1	1,2
400	0,066	3,8	0,25	0,59	0,84	1,0	1,0
450	0,066	3,8	0,40	0,60	0,83	1,0	0,91

Tabela 67 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,12	3,8	0,073	0,54	5,2	2,3	5,4
100	0,13	3,8	0,084	0,56	3,0	1,6	3,3
150	0,14	3,8	0,18	0,57	2,2	1,3	2,4
200	0,13	3,8	0,19	0,58	1,7	1,1	1,8
250	0,13	3,8	0,20	0,60	1,3	0,9	1,5
300	0,12	3,8	0,21	1,4	1,1	1,7	1,8
350	0,12	3,8	0,23	1,4	0,97	1,5	1,6
400	0,12	3,8	0,24	1,4	0,84	1,3	1,4
450	0,12	3,8	0,39	1,4	0,78	1,2	1,2

Tabela 68 – Incertezas calculadas para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	$U(\omega)$	$U(\tau)$	$U(P_m)$	$U(P_c)$	$U(\eta_m)$	$U(\eta_c)$	$U(\eta_c)$
50	0,19	3,8	0,081	0,55	5,1	1,8	5,2
100	0,20	3,8	0,098	1,3	3,0	2,8	3,7
150	0,20	3,8	0,20	1,4	2,2	2,1	2,8
200	0,21	3,8	0,21	1,4	1,7	1,7	2,2
250	0,19	3,8	0,23	1,4	1,4	1,4	1,8
300	0,18	3,8	0,25	1,4	1,1	1,2	1,5
350	0,19	3,8	0,27	1,4	0,98	1,1	1,3
400	0,18	3,8	0,42	1,5	0,88	0,99	1,2
450	0,19	3,8	0,45	1,5	0,78	0,89	1,0

APÊNDICE C – VALORES DE DISTORÇÃO DE ONDA

Este apêndice apresenta os valores de THD e TWD calculados para os ensaios realizados na Seção 5.

Tabela 69 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	44,84	106,64	46,45	106,52	18,11	122,52	17,80	122,32
100	35,76	106,32	36,22	106,31	26,51	123,26	26,56	123,19
150	32,92	108,20	33,57	108,19	34,94	126,46	35,77	126,48
200	30,88	107,35	31,50	107,29	42,80	124,40	41,85	124,35
250	30,96	109,13	30,73	109,13	49,64	126,98	47,99	126,99
300	30,32	108,16	29,59	108,10	55,24	123,93	52,64	123,92
350	29,36	106,77	28,62	106,74	58,36	121,81	57,30	121,83
400	29,87	108,13	29,12	108,18	64,99	122,95	64,49	122,90
450	29,31	105,40	28,52	105,33	65,40	118,68	65,24	118,61

Tabela 70 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	39,72	110,23	39,88	110,09	20,10	115,89	20,08	115,86
100	34,01	106,40	33,74	106,53	26,29	112,78	26,58	112,73
150	31,48	108,69	31,78	108,56	33,70	115,10	34,34	115,10
200	29,53	108,86	29,64	108,92	38,60	115,15	39,64	115,00
250	29,29	105,5	29,11	105,47	47,26	111,29	47,82	111,24
300	27,77	106,47	27,88	106,42	48,24	111,70	48,27	111,76
350	27,53	107,77	27,29	107,79	53,82	112,23	54,23	112,32
400	26,32	104,68	26,85	104,56	56,71	109,14	58,33	109,21
450	25,97	108,36	25,71	108,38	58,95	112,05	58,92	112,03

Tabela 71 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	37,22	103,84	37,33	103,8	19,44	104,71	19,58	104,66
100	31,59	103,27	31,36	103,29	25,46	104,59	25,58	104,57
150	29,31	103,43	29,61	103,35	32,36	104,87	32,34	104,84
200	28,88	103,14	28,93	103,13	39,65	104,30	39,68	104,27
250	27,72	103,07	27,72	103,08	43,24	104,05	43,66	104,04
300	26,07	103,14	26,11	103,13	46,87	103,97	46,88	103,99
350	25,46	103,14	25,40	103,12	49,83	103,92	49,75	103,91
400	24,01	103,31	24,18	103,30	51,12	104,05	51,64	104,06
450	22,83	103,77	22,87	103,76	51,09	104,34	51,16	104,34

Tabela 72 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50,	42,68	110,25	43,70	110,30	16,79	128,49	16,38	128,41
100	34,49	107,47	35,28	107,42	26,18	124,66	26,20	124,57
150	31,42	106,98	32,16	107,12	35,23	123,23	35,30	123,23
200	30,76	107,89	31,17	107,77	41,38	124,10	42,13	124,08
250	30,47	105,93	31,02	105,82	50,52	121,52	51,30	121,40
300	29,82	105,97	30,14	105,97	57,52	120,92	57,50	120,87
350	29,29	106,79	29,65	106,83	61,04	120,83	61,66	120,87
400	28,69	108,02	29,17	108,00	64,19	122,81	64,61	122,93
450	28,33	106,37	29,04	106,35	69,57	120,32	70,42	120,37

Tabela 73 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	41,16	104,69	40,90	104,65	17,64	110,87	17,71	110,86
100	34,41	110,56	34,60	110,60	29,29	117,61	29,41	117,59
150	32,52	110,67	32,55	110,72	40,46	117,02	40,43	116,95
200	29,94	108,30	30,18	108,31	41,29	113,97	41,72	113,98
250	27,75	105,91	27,03	105,94	39,56	111,40	39,40	111,43
300	27,71	106,82	27,24	106,82	48,25	111,65	47,74	111,65
350	27,72	108,31	27,83	108,30	55,75	113,01	55,33	112,97
400	26,99	106,91	26,60	107,00	58,24	111,33	56,81	111,33
450	26,27	107,29	25,91	107,25	60,19	111,04	59,51	110,99

Tabela 74 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	36,26	104,26	35,22	104,31	16,42	105,66	16,13	105,63
100	30,84	103,76	30,93	103,76	25,11	105,17	25,16	105,18
150	24,35	105,55	24,36	105,52	24,21	106,67	24,47	106,64
200	28,06	103,38	28,25	103,38	37,82	104,44	37,88	104,44
250	26,45	104,37	26,58	104,37	41,30	105,12	41,60	105,13
300	26,64	103,26	26,89	103,25	48,08	104,07	48,30	104,07
350	25,44	103,12	25,82	103,05	49,67	103,87	50,06	103,85
400	24,47	103,21	24,48	103,21	51,49	103,99	51,69	104,00
450	23,43	103,42	23,40	103,39	51,45	103,96	51,55	103,95

Tabela 75 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	44,93	104,78	44,29	104,67	15,48	120,39	15,36	120,4
100	34,84	106,74	34,15	106,75	25,65	123,09	24,89	122,98
150	31,92	106,07	30,97	106,12	31,31	122,41	29,68	122,26
200	30,80	105,59	31,06	105,54	42,67	120,84	43,45	120,76
250	30,50	107,88	30,03	107,88	50,43	123,77	50,02	123,75
300	29,92	107,34	30,02	107,27	55,94	122,39	55,90	122,36
350	29,13	106,76	29,42	106,79	60,93	121,79	61,10	121,70
400	28,87	106,94	29,00	106,91	65,65	121,08	65,71	121,20
450	28,42	108,24	28,26	108,14	69,67	122,10	69,74	121,81

Tabela 76 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	40,51	107,93	41,77	107,82	16,69	113,87	16,96	113,85
100	33,62	105,25	33,48	105,25	26,84	111,38	26,95	111,41
150	31,39	106,85	30,55	106,89	36,37	112,73	35,84	112,69
200	29,50	105,49	29,19	105,42	41,33	111,20	40,09	111,14
250	29,00	104,68	29,01	104,71	49,16	110,16	49,36	110,17
300	28,16	106,37	28,02	106,33	52,07	111,32	51,98	111,32
350	27,84	105,06	27,96	105,11	57,92	109,81	57,52	109,86
400	27,02	106,06	27,03	106,03	61,06	110,38	60,70	110,42
450	26,35	108,17	26,41	107,95	62,38	111,95	62,43	111,86

Tabela 77 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	37,17	103,24	37,09	103,24	17,22	104,97	17,42	104,97
100	28,46	103,82	29,24	103,71	20,99	105,05	21,13	105,03
150	27,50	103,28	27,58	103,29	27,28	104,45	27,39	104,44
200	27,85	103,33	27,88	103,29	37,97	104,38	38,28	104,38
250	27,48	103,62	27,38	103,56	43,80	104,48	43,31	104,44
300	26,83	103,30	26,65	103,31	48,50	104,13	48,27	104,14
350	25,83	103,20	25,90	103,19	50,94	103,99	51,17	104,01
400	24,87	103,12	24,80	103,13	53,10	103,98	52,91	103,96
450	23,79	103,08	23,86	103,08	53,60	103,83	54,17	103,85

Tabela 78 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	42,90	108,37	44,71	108,47	15,27	126,62	15,84	126,58
100	33,03	106,96	33,85	106,97	24,73	123,68	24,68	123,40
150	30,44	105,37	30,87	105,41	33,13	121,86	32,39	121,58
200	30,32	108,36	29,90	108,15	41,28	125,57	41,39	125,22
250	29,97	106,58	29,68	106,59	48,92	123,10	48,68	122,85
300	29,07	107,12	29,50	107,12	54,82	123,51	55,39	123,33
350	28,66	107,75	28,51	107,75	59,46	124,60	58,48	124,26
400	28,59	108,00	27,97	107,84	62,87	124,05	62,58	123,63
450	27,84	104,23	28,11	104,26	62,50	117,13	61,56	116,99

Tabela 79 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	37,56	105,03	39,41	104,97	15,43	111,33	15,35	111,26
100	32,39	107,80	32,09	107,80	27,70	113,68	27,26	113,72
150	30,43	107,74	30,06	107,80	36,20	114,15	35,76	114,15
200	29,24	106,40	29,65	106,35	42,27	112,14	42,62	112,14
250	28,40	108,92	28,46	108,88	47,71	113,96	46,93	113,99
300	27,51	107,03	27,78	106,91	50,48	111,70	50,39	111,71
350	27,29	105,66	26,94	105,75	54,57	110,43	54,32	110,39
400	26,23	107,70	25,97	107,69	54,51	112,17	54,37	112,22
450	26,09	107,17	26,07	107,04	61,42	110,74	61,89	110,76

Tabela 80 – Valores de distorção de onda para o modo H_PWM-L_ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	35,64	103,22	35,57	103,24	17,12	104,96	17,23	104,94
100	30,14	103,33	29,93	103,35	25,11	104,75	25,18	104,75
150	28,80	103,20	28,83	103,22	32,77	104,48	32,84	104,47
200	28,29	103,08	28,22	103,09	39,34	104,25	39,40	104,25
250	27,50	103,09	27,46	103,08	44,30	104,04	44,32	104,01
300	26,36	103,2	26,23	103,2	47,32	104,04	47,31	104,04
350	25,87	103,32	25,67	103,36	51,05	104,16	51,27	104,17
400	24,83	103,17	24,84	103,16	53,51	104,02	53,56	104,01
450	23,76	103,15	23,42	103,14	52,76	103,75	52,26	103,74

Tabela 81 – Valores de distorção de onda para o modo ON_PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	52,88	106,60	48,0	106,45	18,72	123,9	18,02	124,25
100	39,32	106,80	36,61	106,59	28,30	125,97	27,22	126,22
150	33,71	105,63	33,29	105,54	34,86	124,82	34,57	125,17
200	33,65	107,16	32,19	107,41	45,82	127,63	45,24	127,76
250	31,74	108,19	31,4	108,12	47,08	129,65	46,66	130,13
300	32,20	108,32	31,69	108,35	63,03	129,19	60,32	129,13
350	32,25	106,43	31,8	106,53	70,22	125,08	70,30	125,65
400	32,06	107,49	31,6	107,36	76,94	125,76	77,30	126,23
450	31,18	105,91	31,18	105,70	79,74	122,49	77,81	122,50

Tabela 82 – Valores de distorção de onda para o modo ON_PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	44,51	107,25	44,23	107,28	21,58	112,78	21,22	112,84
100	36,19	105,87	35,84	105,84	31,26	112,52	30,83	112,55
150	32,15	107,86	32,05	107,97	34,55	114,17	33,92	114,27
200	31,54	109,33	30,86	109,34	46,56	116,40	45,98	116,61
250	30,96	107,41	30,41	107,38	54,15	113,82	52,90	113,80
300	30,15	108,02	30,12	107,92	59,73	114,20	59,41	114,24
350	29,81	109,65	29,68	109,63	64,72	115,56	64,80	115,60
400	29,42	107,73	29,08	107,86	69,74	113,19	68,33	113,32
450	28,43	106,02	28,32	105,97	66,73	110,56	66,36	110,61

Tabela 83 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	37,38	104,22	37,44	104,19	18,80	105,15	18,89	105,14
100	28,62	105,01	28,50	105,05	23,79	106,14	23,32	106,15
150	30,12	103,10	30,22	103,12	35,64	104,70	35,38	104,66
200	28,89	103,08	28,99	103,11	40,42	104,45	41,37	104,53
250	28,44	103,27	28,48	103,29	46,78	104,30	47,12	104,31
300	27,83	103,12	27,83	103,13	51,46	104,10	51,34	104,10
350	27,23	103,16	27,28	103,17	54,71	104,12	55,15	104,14
400	25,96	103,46	26,25	103,44	55,70	104,37	56,63	104,37
450	24,91	103,71	24,97	103,74	57,06	104,46	56,90	104,46

Tabela 84 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	49,07	107,35	47,34	107,10	17,04	126,09	16,59	126,16
100	37,08	110,26	35,58	110,27	25,15	132,45	24,09	132,38
150	33,38	107,42	32,82	107,65	33,42	126,16	32,38	125,73
200	32,56	106,21	32,06	106,20	45,46	124,16	44,36	123,92
250	32,19	108,71	32,06	108,61	54,22	128,78	54,29	128,81
300	31,88	107,91	31,68	107,81	64,17	126,80	63,79	126,84
350	31,91	105,98	31,36	105,89	74,30	123,86	72,48	123,68
400	31,81	105,82	31,55	105,84	80,50	123,43	79,85	123,41
450	31,18	107,57	31,29	107,59	82,33	124,05	83,07	123,89

Tabela 85 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	45,32	105,5	43,52	105,50	17,84	112,07	17,20	112,14
100	35,50	111,36	34,74	111,39	30,99	118,98	30,50	118,88
150	33,00	111,34	33,08	111,38	42,53	119,22	42,47	119,55
200	24,54	103,36	24,31	103,32	27,32	110,66	27,32	110,59
250	30,70	109,25	30,22	109,25	53,16	115,06	52,39	115,00
300	29,15	105,39	29,01	105,43	51,54	111,17	51,75	111,23
350	30,12	109,63	30,07	109,64	67,6	115,76	67,62	115,78
400	29,24	104,52	29,19	104,50	66,44	109,94	65,24	110,02
450	26,14	105,04	26,07	105,02	57,22	109,90	56,85	109,75

Tabela 86 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	25,40	109,51	25,59	109,33	9,60	110,71	9,61	110,68
100	31,52	104,78	32,01	104,8	27,37	106,45	27,77	106,44
150	30,48	104,75	30,72	104,75	35,75	106,11	35,80	106,12
200	29,65	103,97	29,82	103,96	42,35	105,20	42,60	105,21
250	27,87	105,12	28,05	105,18	45,64	106,04	45,89	106,04
300	27,35	106,31	27,55	106,31	49,47	106,93	50,60	106,91
350	27,12	104,52	27,21	104,52	54,73	105,32	54,75	105,32
400	20,25	103,48	20,33	103,46	39,44	104,28	39,50	104,28
450	24,50	103,45	24,6	103,45	55,04	104,12	55,19	104,13

Tabela 87 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	44,97	106,10	48,43	106,30	15,00	125,48	15,40	125,27
100	36,14	105,63	35,56	105,76	23,56	126,53	23,61	125,80
150	33,50	107,65	32,70	107,49	33,90	126,85	33,69	126,72
200	32,83	108,70	31,93	108,79	46,72	130,01	45,57	130,06
250	32,56	106,64	32,06	106,72	55,57	126,97	55,20	126,90
300	32,05	106,64	31,79	106,65	64,49	125,56	64,16	125,60
350	31,92	107,42	31,38	107,40	71,71	126,97	69,44	126,68
400	31,17	109,94	30,98	109,83	75,69	130,55	74,84	130,20
450	30,79	106,94	30,98	106,91	79,05	122,92	78,95	122,77

Tabela 88 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	42,86	105,78	42,54	105,59	16,92	112,91	17,00	112,87
100	34,14	106,46	32,76	106,41	24,89	113,20	24,74	113,23
150	31,92	105,54	30,98	105,58	34,98	112,50	34,67	112,53
200	30,85	104,83	30,68	104,86	45,76	111,63	45,32	111,69
250	30,06	108,45	29,88	108,41	50,74	114,82	50,65	114,78
300	30,27	107,52	30,29	107,53	62,36	113,45	62,29	113,39
350	29,69	107,22	29,35	107,21	62,27	113,01	61,77	113,07
400	29,13	108,97	29,12	108,88	69,73	114,84	69,67	114,90
450	27,52	106,08	27,52	106,15	64,29	110,88	63,95	110,98

Tabela 89 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	36,30	104,53	36,55	104,42	16,62	106,12	16,71	106,09
100	30,24	103,27	30,75	103,26	24,67	105,02	24,70	104,98
150	27,56	103,61	27,59	103,58	27,47	105,11	27,64	105,14
200	28,17	103,11	28,50	103,11	37,39	104,60	37,39	104,69
250	28,15	103,10	28,35	103,12	45,93	104,22	46,17	104,22
300	27,61	103,17	27,82	103,17	51,24	104,27	51,26	104,25
350	26,26	103,33	26,20	103,33	51,68	104,30	51,61	104,35
400	26,42	103,13	26,60	103,13	58,55	104,22	58,90	104,24
450	25,31	103,12	25,21	103,14	58,27	104,05	58,27	104,09

Tabela 90 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	43,13	106,95	42,00	107,16	15,59	132,07	15,25	131,18
100	33,52	107,45	33,00	107,50	24,53	134,31	24,27	133,21
150	32,14	106,28	30,88	106,15	34,05	131,50	33,92	130,50
200	31,37	106,14	30,69	106,17	40,76	130,70	40,63	129,51
250	30,73	107,15	30,78	107,13	51,43	131,32	51,96	130,49
300	30,36	106,12	30,79	106,11	57,98	129,23	58,21	128,31
350	30,08	106,45	30,40	106,63	61,74	130,02	61,79	129,25
400	30,53	107,64	30,32	107,58	72,20	133,02	71,22	131,77
450	30,30	106,63	29,77	106,64	73,34	126,63	73,22	126,03

Tabela 91 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	40,74	106,04	40,20	106,02	17,76	113,47	17,46	113,53
100	33,08	108,28	31,93	108,41	25,06	115,74	24,31	115,86
150	30,97	106,66	31,06	106,60	36,83	113,71	36,86	113,76
200	30,46	106,36	30,54	106,34	45,33	113,85	45,64	113,96
250	29,65	105,96	29,31	105,95	52,40	112,34	50,63	112,43
300	29,02	109,85	28,77	109,83	53,34	116,28	53,34	116,41
350	29,34	107,13	29,30	107,12	64,16	112,96	64,21	113,11
400	27,32	106,65	27,81	106,59	57,75	112,15	57,91	112,17
450	28,15	108,31	28,11	108,35	68,97	113,51	69,51	113,62

Tabela 92 – Valores de distorção de onda para o modo ON-PWM na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	34,64	103,11	34,58	103,12	16,34	105,18	16,64	105,18
100	28,49	103,35	28,68	103,33	21,72	105,10	21,67	105,08
150	27,62	103,10	27,81	103,07	28,74	104,76	28,63	104,73
200	28,75	103,15	28,70	103,15	41,02	104,76	40,71	104,71
250	28,11	103,14	28,25	103,14	46,19	104,51	46,39	104,47
300	27,66	103,17	27,35	103,21	50,86	104,22	49,61	104,19
350	27,27	103,11	27,26	103,12	55,02	104,30	55,17	104,30
400	26,37	103,10	26,29	103,10	58,73	104,29	58,46	104,27
450	24,74	103,15	24,85	103,14	55,52	104,01	55,49	104,01

Tabela 93 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	46,03	109,71	46,31	109,59	19,45	126,01	18,74	125,62
100	32,91	107,91	35,81	107,93	26,75	123,65	26,25	123,63
150	30,12	108,62	31,91	108,72	32,18	124,49	32,74	124,49
200	28,25	109,33	29,01	109,12	37,71	124,73	37,27	124,58
250	26,59	106,09	28,16	106,00	40,98	120,00	41,70	119,76
300	25,88	105,45	26,59	105,33	43,24	118,56	43,64	118,46
350	25,66	108,82	25,52	108,94	46,19	122,36	45,49	122,44
400	24,54	106,26	24,57	106,26	47,30	119,070	47,39	119,09
450	23,76	107,31	24,56	107,36	49,08	118,86	49,70	119,03

Tabela 94 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	38,16	110,12	37,93	110,05	19,93	115,42	19,87	115,46
100	30,34	109,87	30,74	109,38	24,51	114,97	23,98	115,12
150	28,58	110,80	28,90	111,06	31,62	116,49	30,89	116,44
200	27,25	105,64	27,90	105,70	36,65	110,67	37,12	110,73
250	25,87	106,24	26,42	106,36	40,18	110,86	40,27	110,90
300	23,95	108,24	24,61	108,18	40,95	112,28	41,41	112,36
350	23,43	106,47	23,59	106,53	44,19	110,50	44,11	110,53
400	22,22	105,63	22,18	105,67	45,65	109,32	45,88	109,37
450	20,93	109,37	21,15	109,27	44,44	112,35	44,25	112,42

Tabela 95 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 2000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	36,91	103,75	36,56	103,73	20,82	104,54	20,57	104,52
100	28,62	103,22	28,28	103,25	23,94	104,37	23,69	104,37
150	27,86	103,23	28,30	103,24	31,57	104,38	32,10	104,39
200	25,14	104,79	25,03	104,81	32,83	105,62	32,96	105,64
250	25,42	103,32	25,68	103,29	40,09	104,10	40,17	104,10
300	24,22	103,08	24,15	103,09	42,33	103,82	42,21	103,82
350	22,37	103,35	22,32	103,36	42,68	103,98	42,65	103,97
400	20,98	103,50	21,15	103,50	43,82	104,15	43,89	104,16
450	20,06	103,19	19,71	103,21	43,90	103,70	43,58	103,72

Tabela 96 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	41,56	106,82	46,64	107,04	16,75	122,7	16,91	122,44
100	31,14	108,62	35,68	108,64	24,27	124,60	25,40	124,28
150	29,34	105,76	31,82	105,91	32,68	120,72	33,75	120,61
200	28,19	106,38	29,88	106,39	37,60	121,08	38,26	120,84
250	27,12	106,55	28,28	106,51	41,77	120,85	42,57	120,68
300	26,25	108,46	27,46	108,40	44,21	122,89	44,86	122,65
350	25,38	106,42	26,03	106,36	46,05	119,97	46,75	119,87
400	24,57	108,31	25,32	108,26	48,07	121,94	48,42	121,87
450	24,06	107,09	24,24	107,08	49,64	119,75	49,71	119,71

Tabela 97 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	40,37	107,23	40,48	107,29	17,65	112,62	17,55	112,62
100	29,98	107,59	31,60	107,47	22,25	113,04	22,90	113,04
150	29,40	108,78	30,39	108,56	36,02	113,94	36,33	113,87
200	26,26	104,63	26,40	104,65	32,45	109,82	32,34	109,80
250	27,10	110,71	27,84	110,83	43,72	115,47	43,99	115,50
300	24,15	105,31	24,68	105,38	38,20	109,60	39,22	109,56
350	24,42	110,08	24,73	110,23	46,74	114,33	46,67	114,34
400	22,57	106,29	22,60	106,26	44,05	110,22	44,23	110,21
450	20,25	103,92	20,41	103,91	43,37	107,53	43,47	107,55

Tabela 98 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 3600 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	35,07	104,93	35,59	104,93	18,04	106,16	18,24	106,17
100	29,89	104,89	30,24	104,86	25,72	106,11	26,02	106,11
150	28,66	104,61	28,99	104,57	33,13	105,71	33,43	105,72
200	27,32	104,25	27,13	104,32	37,67	105,06	37,47	105,07
250	24,26	103,78	24,93	103,80	37,97	104,59	38,98	104,60
300	23,85	103,20	23,74	103,19	39,53	103,97	40,50	103,96
350	18,61	103,88	18,63	103,88	34,80	104,28	34,79	104,27
400	22,21	104,40	22,15	104,42	46,26	104,98	46,32	104,98
450	20,98	103,07	20,79	103,09	46,13	103,65	45,62	103,64

Tabela 99 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	44,91	106,89	46,42	106,80	15,22	122,97	15,14	122,78
100	33,27	106,75	34,49	106,89	23,71	122,71	23,89	122,41
150	30,07	109,23	30,41	109,26	32,18	125,71	32,30	125,5
200	28,22	107,72	29,40	107,55	37,35	123,49	37,52	123,15
250	27,29	107,18	28,06	107,19	41,70	121,79	42,07	121,61
300	26,78	105,99	26,84	105,89	44,46	119,62	44,00	119,44
350	25,87	107,52	26,02	107,66	46,61	121,67	46,66	121,50
400	24,95	106,53	25,33	106,53	48,14	119,78	48,45	119,55
450	24,06	106,35	24,52	106,29	49,55	119,02	49,89	118,76

Tabela 100 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	38,81	107,94	40,41	107,69	14,66	113,86	14,00	113,73
100	31,45	109,57	31,75	109,59	24,36	115,34	24,02	115,24
150	27,60	108,77	27,51	108,72	25,63	114,06	25,45	113,99
200	28,18	108,51	27,91	108,50	38,69	113,59	38,29	113,53
250	26,77	105,39	26,69	105,34	41,85	110,39	42,09	110,36
300	25,59	105,60	25,76	105,61	43,69	110,13	43,81	110,11
350	24,83	108,29	24,92	108,22	46,00	112,70	46,29	112,69
400	23,55	104,81	23,50	104,80	48,16	108,95	48,37	108,91
450	22,76	107,32	22,70	107,35	49,59	110,90	49,49	110,80

Tabela 101 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 5000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	35,6	103,50	35,95	103,43	16,92	105,12	17,02	105,03
100	28,63	103,10	28,97	103,14	21,98	104,51	22,34	104,46
150	26,87	103,09	27,11	103,12	27,71	104,42	28,82	104,41
200	27,09	103,56	27,03	103,60	36,71	104,82	37,03	104,81
250	26,19	103,13	26,23	103,13	41,31	104,13	41,39	104,13
300	24,88	103,17	25,06	103,17	43,41	103,91	43,86	103,91
350	24,13	103,06	23,95	103,09	46,18	103,88	45,85	103,87
400	22,82	103,07	22,61	103,12	47,36	103,85	47,16	103,86
450	21,52	103,06	21,38	103,09	48,59	103,79	47,32	103,79

Tabela 102 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 1000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	42,03	105,98	47,83	105,99	14,51	128,24	14,94	127,84
100	31,54	106,66	34,91	106,69	22,51	128,99	23,20	128,50
150	28,77	107,49	31,02	107,72	30,20	128,66	31,00	128,41
200	27,85	107,24	29,47	107,28	36,11	128,13	37,27	127,73
250	26,91	106,59	28,24	106,58	41,03	125,31	41,26	124,99
300	26,37	106,25	27,18	106,22	43,46	123,21	44,08	122,99
350	25,72	107,05	26,04	107,02	46,41	124,98	45,63	124,82
400	24,61	107,52	25,22	107,46	47,85	124,92	47,80	124,67
450	23,79	106,80	24,30	106,79	48,51	121,36	48,67	121,36

Tabela 103 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 2000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	37,44	107,23	40,30	106,97	16,73	113,33	17,27	113,18
100	30,72	104,87	31,3	104,94	25,25	111,08	25,60	110,88
150	28,33	106,81	29,33	106,66	32,32	112,57	32,52	112,38
200	27,32	106,04	27,72	106,16	36,60	111,55	36,41	111,42
250	26,56	108,16	26,81	108,13	41,37	113,13	41,55	113,01
300	25,89	105,41	26,17	105,37	44,84	109,93	44,82	109,82
350	24,68	106,73	24,91	106,74	46,43	111,02	46,22	110,88
400	23,43	106,85	23,59	106,92	48,47	110,91	48,55	110,84
450	22,68	105,88	22,68	105,95	50,04	109,54	50,01	109,43

Tabela 104 – Valores de distorção de onda para o modo PWM-ON na frequência de chaveamento de 8000 Hz, na condição de velocidade angular de 3000 RPM.

Torque (mN.m)	I_A		I_B		V_A		V_B	
	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD	THD	TWD
50	33,90	103,29	33,65	103,26	15,96	104,86	16,07	104,83
100	28,76	103,17	28,58	103,16	23,56	104,87	23,53	104,80
150	27,00	103,24	27,01	103,24	28,93	104,84	29,12	104,79
200	27,19	104,10	27,21	104,11	37,39	105,21	37,27	105,18
250	26,27	103,30	26,19	103,32	41,41	104,35	41,42	104,33
300	25,10	103,31	25,10	103,31	44,22	104,22	44,25	104,21
350	23,99	103,19	23,94	103,19	45,89	104,00	45,83	104,00
400	22,62	103,12	22,46	103,11	46,97	103,98	46,94	103,98
450	21,29	103,07	21,19	103,07	47,34	103,72	46,92	103,69