

Carlos Augusto Machado Monteiro

**MEDIÇÃO INDIRETA DE TORQUE E VELOCIDADE
ANGULAR DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM
ESCOVAS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Mecânica.

Orientador: Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng.

Coorientador: Antonio Luiz Schalata Pacheco, Dr. Eng.

Florianópolis
2016

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

Monteiro, Carlos Augusto Machado
MEDIÇÃO INDIRETA DE TORQUE E VELOCIDADE ANGULAR DE
MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS / Carlos Augusto
Machado Monteiro ; orientador, Carlos Alberto Flesch ;
coorientador, Antonio Luiz Schalata Pacheco. -
Florianópolis, SC, 2016.
150 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Mecânica.

Inclui referências

I. Engenharia Mecânica. 2. Motor de corrente contínua sem
escovas. 3. Torque. 4. Velocidade angular. 5. Tensão
induzida. I. Flesch, Carlos Alberto. II. Pacheco, Antonio
Luiz Schalata . III. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.
IV. Título.

Carlos Augusto Machado Monteiro

**MEDIÇÃO INDIRETA DE TORQUE E VELOCIDADE
ANGULAR DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM
ESCOVAS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Mecânica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.

Florianópolis, 12 de dezembro de 2016.

Prof. Jonny Carlos da Silva, Dr. Eng.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng. (Orientador)
Universidade Federal de Santa Catarina

Antonio Luiz Schalata Pacheco, Dr. Eng. (Coorientador)
Universidade Federal de Santa Catarina

Banca Examinadora:

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng. (Presidente)
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Carlos Alberto Martin, Dr. Ing.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Cesar Alberto Penz, Dr. Eng.
Instituto Federal de Santa Catarina

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

Este trabalho é dedicado à minha
família e aos meus amigos.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Maria Bernadete e Carlos, pelo apoio e incentivo durante toda essa caminhada. Sempre dispostos a ajudar e orientar, fortalecendo-me para a superação dos desafios enfrentados. Primeiros professores e maiores apostadores no meu desenvolvimento.

À tia Arlita (*in memoriam*), pelo amor e carinho. Assumindo muitas vezes o papel de tia, professora e mãe, ensinou-me a superar desafios e me preparou para a vida com seus conhecimentos acadêmicos e morais.

À minha irmã Marina, pelas correções de português da dissertação, pelo incentivo e apoio moral.

Aos meus amigos, especialmente João, pela companhia nos momentos de descanso e descontração. Sempre prontos para ouvir reclamações sobre os desafios do trabalho e para me motivar a finalizá-lo.

À Luise, pelas correções de português, apoio e incentivo.

Ao professor Carlos Alberto Flesch, pelas oportunidades, pela confiança e orientação durante os últimos oito anos.

Ao Cícero, pelas incansáveis discussões sobre os desafios do trabalho, pelo auxílio em inúmeras atividades e pelas correções da dissertação.

Ao Pacheco, por sua colaboração com o trabalho e pelas incríveis correções e sugestões no texto da dissertação.

A todos os colaboradores do LIAE, pela ajuda nas atividades desenvolvidas: fossem testes, montagem de placa ou da bancada.

Ao Rodolfo, pela colaboração com o trabalho, ajudando a superar diversos desafios.

À Embraco, pela oportunidade e pelo suporte durante todo o trabalho, especialmente aos colaboradores João Paulo e Filipe.

À UFSC, ao EMC, ao PosMEC e ao Labmetro, pelo suporte burocrático e de infraestrutura invejável, garantidos por eles.

Ao CNPq, pelo suporte financeiro no início do projeto.

“A persistência é o caminho do êxito.”
(Charles Chaplin, 1997)

RESUMO

Em algumas aplicações de motores, como compressores herméticos de refrigeração, torque e velocidade angular são grandezas que podem oscilar significativamente durante uma revolução do eixo. A determinação dessas variações é de grande importância para assegurar eficiência ao motor e, no caso dos compressores, garantir conforto acústico ao usuário final. Quando o motor é interior a um invólucro selado, a determinação dessas grandezas por meio de instrumentação convencional é inviável e a obtenção delas a partir de variáveis externas se torna uma opção atraente. Resultados disponíveis na literatura indicam que é possível determinar o torque e a velocidade angular indiretamente em diferentes tipos de motores associados a compressores herméticos, entre eles os motores de corrente contínua sem escovas, que são alimentados por conversores eletrônicos. Neste trabalho, apresenta-se proposta de solução para determinação de torque e velocidade angular do motor de corrente contínua sem escovas a partir dos valores de tensão e correntes obtidas junto a tais conversores. Na proposta, baseada na modelagem matemática do motor de corrente contínua sem escovas, a tensão induzida é variável subjacente à estimação das grandezas de interesse, fazendo-se necessário obtê-la para qualquer posição angular do rotor. A avaliação dos valores estimados por meio da solução proposta demanda o desenvolvimento de uma bancada com características peculiares. Tal bancada deve possibilitar, de forma inédita, gerar e medir oscilações de torque com frequência igual à frequência rotacional, bem como medir a velocidade angular e tensão induzida do motor de corrente contínua sem escovas. A avaliação da solução proposta é feita pela comparação dos valores estimados com valores de referência obtidos em medição direta das variáveis nessa bancada. Tais testes mostraram a viabilidade da solução para todas as variáveis estimadas, com curvas de tendência de tensão induzida e velocidade angular que se assemelham às de referência.

Palavras-chave: Motor de corrente contínua sem escovas. Torque. Velocidade angular instantânea. Tensão induzida.

ABSTRACT

In some electrical motors applications such as hermetic refrigeration compressors, torque and angular rate are quantities that can fluctuate significantly during an axis revolution. The determination of these variations is of great importance to ensure efficiency to the motor and, in the case of compressors, to guarantee acoustic comfort to the end user. When the motor is inside a sealed enclosure, the determination of these quantities by means of conventional instrumentation is impracticable and obtaining them from external variables becomes an attractive option. Results available in the literature indicate that it is possible to determine the torque and angular rate indirectly in different types of motors associated with hermetic compressors, among them the brushless DC motors, which are fed by electronic converters. In this work, we propose a solution for determination of torque and angular rate of the BLDC from the voltage and current values obtained with such converters. In the proposal, based on the mathematical modeling of the BLDC, the back electromotive force is variable underlying the estimation of the quantities of interest, making necessary to obtain it for any angular position of the rotor. The evaluation of the estimated values through the proposed solution demands the development of a bench with peculiar characteristics. Such a bench should enable, in a novel way, to generate and measure torque oscillations with frequency equal to the rotational frequency, as well as to measure the angular rate and induced voltage of the BLDC. The evaluation of the proposed solution is made by comparing the estimated values with reference values obtained in direct measurement of the variables in this bench. These tests showed the viability of the solution for all the estimated variables, with curves of back electromotive force and angular rate that resemble those of the reference.

Keywords: Brushless direct current motor. Torque. Angular rate. Back-electromotive force.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Torque em um ciclo do compressor hermético. _____	26
Figura 2: Posições relativas entre estator e rotor. _____	31
Figura 3: Configuração comum de um <i>BLDC</i> . _____	32
Figura 4: Formas de conexão das fases. _____	33
Figura 5: Tensão induzida na fase do motor de corrente contínua sem escovas para diferentes velocidades angulares médias. _____	35
Figura 6: Formato do fluxo eletromagnético no entreferro. _____	36
Figura 7: Modelagem elétrica da fase do <i>BLDC</i> . _____	37
Figura 8: Modelagem elétrica do motor <i>BLDC</i> . _____	38
Figura 9: Forma de aplicar corrente para acionamento de <i>BLDC</i> . _____	42
Figura 10: Circuito simplificado de conversor eletrônico. _____	43
Figura 11: Caminho da corrente elétrica no conversor e motor. _____	44
Figura 12: Formato do sinal de <i>PWM</i> utilizado no acionamento. _____	46
Figura 13: Gráfico em frequência do <i>PWM</i> de 1 kHz com 10% de razão cíclica. _____	46
Figura 14: Diagrama de Bode do filtro de média móvel com frequência de corte de 3,9 μ Hz. _____	48
Figura 15: Exemplo de aplicação de filtro de média móvel. _____	49
Figura 16: Pontos de medição de tensão e corrente de fase do motor <i>BLDC</i> . _____	52
Figura 17: Aplicação do filtro de média móvel ao sinal de tensão do terminal do motor de corrente contínua sem escovas. _____	52
Figura 18: Aplicação do filtro de média móvel na corrente. _____	53
Figura 19: Comparação da tensão induzida estimada com a medida. _____	55
Figura 20: Comparação da tensão de neutro estimada com a medida. _____	56
Figura 21: Simulação da tensão induzida. _____	58
Figura 22: Comparação da simulação com a medição. _____	59
Figura 23: Patamar da tensão induzida de um motor ideal. _____	60
Figura 24: Patamar da tensão induzida de um motor real. _____	61
Figura 25: Dinamômetro dinâmico. _____	70
Figura 26: Circuito de acionamento do motor de corrente contínua com escovas _____	72
Figura 27: Sinal de torque do <i>PMDC</i> _____	74
Figura 28: Base para medição do torque dinâmico. _____	75
Figura 29: Sinal dos transdutores de força da base do dinamômetro. _____	77
Figura 30: Medição direta da tensão induzida _____	78
Figura 31: Referência de tensão induzida para 66 rad/s. _____	82
Figura 32: Referência de tensão induzida para 99 rad/s. _____	83
Figura 33: Referência de tensão induzida para 165 rad/s. _____	84

Figura 34: Estimacão de tensão induzida sem carga para 66 rad/s.	86
Figura 35: Estimacão de tensão induzida sem carga para 99 rad/s.	87
Figura 36: Estimacão de tensão induzida sem carga para 165 rad/s.	88
Figura 37: Estimacão de tensão induzida com carga para 66 rad/s.	89
Figura 38: Estimacão de tensão induzida com carga para 99 rad/s.	90
Figura 39: Estimacão de tensão induzida com carga para 165 rad/s.	91
Figura 40: Comparaco da tensão induzida sem carga para 66 rad/s.	93
Figura 41: Comparaco da tensão induzida sem carga para 99 rad/s.	94
Figura 42: Comparaco da tensão induzida sem carga para 165 rad/s.	95
Figura 43: Comparaco da tensão induzida com carga para 66 rad/s.	96
Figura 44: Comparaco da tensão induzida com carga para 99 rad/s.	97
Figura 45: Comparaco da tensão induzida com carga para 165 rad/s.	98
Figura 46: Diferença entre a tensão induzida estimada e a referência nas três fases para velocidade angular média de 165 rad/s, com carga.	99
Figura 47: Comparaco do patamar da tensão induzida sem carga para 66 rad/s.	100
Figura 48: Comparaco do patamar da tensão induzida sem carga para 99 rad/s.	101
Figura 49: Comparaco do patamar da tensão induzida sem carga para 165 rad/s.	102
Figura 50: Comparaco do patamar da tensão induzida com carga para 66 rad/s.	103
Figura 51: Comparaco do patamar da tensão induzida com carga para 99 rad/s.	104
Figura 52: Comparaco do patamar da tensão induzida com carga para 165 rad/s.	105
Figura 53: Comparaco da velocidade angular sem carga para 66 rad/s.	108
Figura 54: Comparaco da velocidade angular sem carga para 99 rad/s.	109
Figura 55: Comparaco da velocidade angular sem carga para 165 rad/s.	110
Figura 56: Comparaco da velocidade angular com carga para 66 rad/s.	111
Figura 57: Comparaco da velocidade angular com carga para 99 rad/s.	112
Figura 58: Comparaco da velocidade angular com carga para 165 rad/s.	113
Figura 59: Comparaco da velocidade angular dinâmica a partir de 66 rad/s.	115

Figura 60: Comparação da velocidade angular a partir de 99 rad/s. _	116
Figura 61: Comparação da velocidade angular dinâmica a partir de 165 rad/s. _____	117
Figura 62: Torque estimado no compressor. _____	118
Figura 63: Montagem do experimento de sensibilidade transversal do transdutor de força. _____	135
Figura 64: Gráfico de resposta para excitação a 60°. _____	136
Figura 65: Gráfico de resposta para excitação a 120°. _____	136
Figura 66: Gráfico de resposta para excitação a 240°. _____	137
Figura 67: Circuito para medição dos efeitos do degrau nas fases. _	145
Figura 68: Sinais de tensões e corrente medidas. _____	146
Figura 69: Circuito simulado para estimação da resistência e da autoindutância. _____	146
Figura 70: Circuito simulado para estimação da indutância mútua. _	147
Figura 71: Etapas para determinação do torque e velocidade angular. _____	149

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Sequência de acionamento das chaves do inversor do <i>BLDC</i> .	43
Tabela 2: Amplitude dos harmônicos da tensão induzida.	57
Tabela 3: Comparação dos métodos de obtenção de velocidade angular.	63
Tabela 4: Comparação dos métodos de medição de Torque	65
Tabela 5: Diferença máxima da tensão induzida com nível de confiança de 95,45%.	92
Tabela 6: Diferença máxima do patamar com nível de confiança de 95,45%.	105
Tabela 7: Valor da constante de tensão induzida <i>ke</i> .	106
Tabela 8: Diferença máxima da velocidade angular em condições estáticas com nível de confiança de 95,45%.	113
Tabela 9: Valores de resistência e autoindutância do <i>BLDC</i> .	147
Tabela 10: Valores de indutâncias mútua do <i>BLDC</i> .	148

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>BLDC</i>	<i>Brushless Direct Current motor</i>
CC	Corrente Contínua
<i>CORDIC</i>	<i>Coordinate Rotation Digital Computer</i>
<i>FIR</i>	<i>Finite Impulse Response filter</i>
<i>FPGA</i>	<i>Field Programmable Gate Array</i>
IA	Inteligência Artificial
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>IIR</i>	<i>Infinite Impulse Response filter</i>
Labmetro	Laboratório de Metrologia e Automação
<i>NCO</i>	<i>Numerically Controlled Oscillator</i>
<i>PMDC</i>	<i>Permanent Magnet Direct Current motor</i>
<i>PMSM</i>	<i>Permanent Magnet Synchronous motor</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

LISTA DE SÍMBOLOS

Alfabeto latino:

B	Termo associado às perdas mecânicas do motor
D	Diferença máxima para determinado nível de confiança
e	Tensão induzida
e_{max}	Valor máximo da tensão induzida (patamar)
E	Erro máximo
EN	Erro normalizado
f_s	Frequência de aquisição do sistema de medição
i	Corrente elétrica
J	Inércia
k_e	Constante de tensão induzida
k_t	Constante de torque do motor
l	Largura angular do pulso
L	Indutância
n_p	Número de pulsos do <i>encoder</i> em uma revolução
n_s	Número de aquisições em um pulso do <i>encoder</i>
n_m	Número de estimações que compõem a média
P_e	Potência elétrica
P_j	Potência térmica
P_{mag}	Potência eletromagnética
P_{mec}	Potência mecânica
R	Resistência
s	Desvio padrão
t	Fator de abrangência
T_e	Torque eletromagnético
T_{mec}	Torque mecânico
TI_E	Tensão induzida estimada
TI_{EC}	Tensão induzida estimada e corrigida
$\overline{TI_{EC}}$	Média das estimações corrigidas da tensão induzida
\overline{TI}_r	Média das referências da tensão induzida
u	Incerteza padrão
u_c	Incerteza padrão combinada
U	Incerteza expandida
v	Número de graus de liberdade
V	Tensão de alimentação
V_n	Tensão no neutro do motor em relação à referência

Alfabeto grego:

α	Ângulo da tensão induzida
θ_e	Posição angular eletromagnética do rotor
θ_m	Posição angular mecânica do rotor
θ_{m0}	Posição angular mecânica inicial
λ	Fluxo magnético no interior da bobina
π	Constante pi
ϕ_g	Fluxo magnético no entreferro
ω_e	Velocidade angular eletromagnética do rotor
ω_m	Velocidade angular mecânica do rotor

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	25
1.1.	OBJETIVOS	28
1.2.	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	28
2.	MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS	31
2.1.	TENSÃO INDUZIDA	34
2.2.	MODELAGEM ELÉTRICA DO <i>BLDC</i>	36
2.2.1.	Modelo do <i>BLDC</i>	36
2.2.2.	Torque eletromagnético	40
2.3.	ACIONAMENTO DO <i>BLDC</i>	42
2.4.	MEDIÇÃO DA TENSÃO E DA CORRENTE DE FASE	47
2.5.	CONSIDERAÇÕES	49
3.	MEDIÇÃO DE TORQUE E VELOCIDADE ANGULAR	51
3.1.	MEDIÇÃO DA TENSÃO E DA CORRENTE DE FASE	51
3.2.	CÁLCULO DA TENSÃO INDUZIDA	53
3.2.1.	Modelagem matemática da tensão induzida (Simulação)	57
3.2.2.	Patamar da tensão induzida	59
3.3.	MEDIÇÃO INDIRETA DA VELOCIDADE ANGULAR	61
3.4.	MEDIÇÃO INDIRETA DO TORQUE ELETROMAGNÉTICO	64
3.5.	CONSIDERAÇÕES	67
4.	BANCADA PARA TESTES EM CONDIÇÕES DINÂMICAS	69
4.1.	APLICAÇÃO DE TORQUE DINÂMICO	71
4.2.	MEDIÇÃO DO TORQUE ELETROMAGNÉTICO	75
4.3.	MEDIÇÃO DA TENSÃO INDUZIDA DO <i>BLDC</i>	77
4.4.	CONSIDERAÇÕES	78
5.	RESULTADOS	79
5.1.	ESTIMAÇÃO DA TENSÃO INDUZIDA	80
5.1.1.	Aquisição da tensão induzida de referência	80
5.1.2.	Teste com acionamento do <i>BLDC</i>	84
5.1.3.	Avaliação da estimação de tensão induzida	91
5.1.4.	Medição da constante de tensão induzida	106
5.2.	ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE ANGULAR INSTANTÂNEA	106
5.2.1.	Avaliação da velocidade angular estimada em condições estáticas	107

5.2.2. Avaliação da velocidade angular estimada em condições dinâmicas	114
5.3. ESTIMAÇÃO DO TORQUE DINÂMICO	117
5.4. CONSIDERAÇÕES	118
6. CONSIDERAÇÕES FINAIS	121
6.1. CONCLUSÕES	121
6.2. SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	123
REFERÊNCIAS	125
APÊNDICE A	
AVALIAÇÃO DA SENSIBILIDADE TRANSVERSAL DOS TRANSDUTORES DE FORÇA PIEZOELÉTRICOS	133
APÊNDICE B	
AVALIAÇÃO DE INCERTEZA DAS REFERÊNCIAS	139
APÊNDICE C	
ESTIMAÇÃO DE RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA	145
APÊNDICE D	
RESUMO DA MEDIÇÃO DE TORQUE E VELOCIDADE ANGULAR	149

1. INTRODUÇÃO

A sociedade atual é altamente dependente dos equipamentos de refrigeração e climatização devido a crescente demanda por ambientes com temperatura controlada. Para garantir os níveis desejados, refrigeradores, *freezers* e condicionadores de ar realizam a troca de calor entre ambientes por meio de circuitos de refrigeração, compostos por evaporador, condensador, dispositivo de expansão e compressor. Em sistemas de pequeno porte, os compressores herméticos são os elementos responsáveis por transferir a energia para que a troca de calor ocorra, conduzindo fluido da região de baixa para a de alta pressão.

Compressores herméticos são elementos com invólucro selado, contendo em seu interior um motor e uma câmara de compressão, interligados por meio de um sistema biela manivela. Elementos de uso mais geral são normalmente equipados com motor de indução, que trabalha com velocidade angular média constante. Em algumas aplicações específicas, dota-se o compressor com motor sem escovas síncrono de ímãs permanentes (do inglês *Permanent Magnet Synchronous Motor – PMSM*) ou motor de corrente contínua sem escovas (do inglês *Brushless Direct Current – BLDC*). Estes motores são alimentados por conversores eletrônicos, possibilitando controle de sua frequência rotacional e conseqüente variação da capacidade de refrigeração. Os *BLDC* são caracterizados por alta eficiência, alta razão de torque por unidade de corrente, baixa manutenção e alta durabilidade (ZIAEINEJAD; SANGSEFIDI; SHOULAIE, 2011).

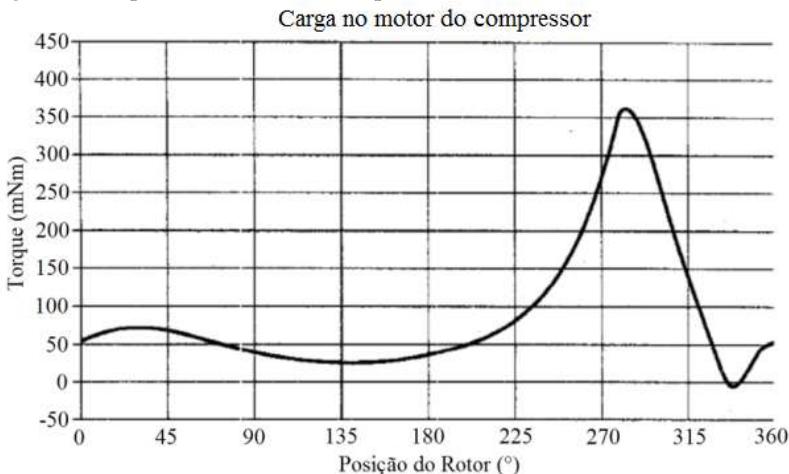
Visando assegurar qualidade e capacidade competitiva, empresas do ramo lançam-se à busca de soluções para o fornecimento de equipamentos mais eficientes, o que implica significativo esforço para melhoria de todos os elementos constituintes, aí incluídos os compressores. Com esse objetivo, a empresa líder mundial na produção de compressores herméticos para refrigeração, em parceria com laboratórios da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), conduz pesquisas em diversas áreas do conhecimento, como: termodinâmica; vibrações e acústica; materiais; metrologia. O Labmetro – Laboratório de Metrologia e Automação da UFSC – tem sido forte aliado na parceria supracitada, provendo recursos para avaliação de cada pequeno incremento dos ganhos de desempenho dos compressores. Nesse âmbito, destacam-se os seguintes trabalhos: aprimoramento das bancadas de desempenho existentes (POLETTI, 2006); realização de processos de medição de grandezas elétricas no estado da arte em metrologia (BARBOSA, 2006; PACHECO, 2007); uso de modernas

técnicas de automação e controle das bancadas de ensaio (FLESCHE, 2006; FLESCHE; NORMEY-RICO, 2010); implementação de estratégias para diminuição do tempo de ensaio (SCUSSEL, 2006; SILVEIRA, 2010). Na parceria com o Labmetro, destaca-se ainda a aplicação de vários recursos de inteligência artificial (IA) para obtenção de parâmetros de desempenho com confiabilidade metrológica assegurada (PENZ, 2011; CORAL, 2014; PACHECO, 2015). O envolvimento das diferentes áreas relacionadas tem resultado em conjunto de expressivas melhorias de desempenho do compressor, como eficiência energética e conforto acústico, que podem ser percebidas pelo usuário final.

De maneira geral, a interpretação de fenômenos relacionados ao ruído acústico de compressores tem motivado diversas pesquisas, dentre elas: avaliação de mecanismos de geração de ruído por meio de filtros acústicos de sucção aplicados a compressores herméticos (SANTOS, 2003); análise de isoladores de vibração a fim de possibilitar melhorias vibroacústicas (VENDRAMI, 2013); análise de contribuições das forças magnéticas no ruído acústico do compressor (MYRRIA NETO, 2015).

Segundo Rasmussen e Ritchie (1997), em várias aplicações, as cargas impostas ao eixo provocam variações significativas no torque e na velocidade angular instantânea, podendo alterar a eficiência do motor e provocar ruídos acústicos no compressor. Em algumas delas, essas variações podem ocorrer em intervalos de tempo igual ao necessário para uma revolução do rotor, como ilustrado na figura 1.

Figura 1: Torque em um ciclo do compressor hermético.



Fonte: Rasmussen e Ritchie (1997).

Tendo em vista o estudo de Rasmussen e Ritchie (1997), considerou-se a importância da medição de torque e velocidade angular instantânea para caracterização de suas oscilações e possíveis contribuições na geração de vibrações acústicas, vislumbrando a eventual aplicação de estratégias para minimização dos seus efeitos. Devido ao ambiente em que o motor está inserido, há a necessidade da medição não invasiva, para que possa ser realizada em condições reais de aplicação do compressor. Consulta à literatura técnica e científica disponível revelou quantidade pouco expressiva de publicações relacionadas a esse tema, particularmente para compressores herméticos equipados com motor *BLDC*. Nesses casos pode ser necessário realizar as medições de interesse na maior frequência de atuação da estratégia de controle do motor.

Encontraram-se vários trabalhos nos quais as medições estão voltadas ao acionamento do *BLDC*, onde a detecção do cruzamento por zero da tensão induzida é geralmente suficiente (MOREIRA, 1994; SHAO, 2003; SHAO et al., 2003; SHAO, 2006; DAMODHARAN; VASUDEVAN, 2010; LAI; LIN, 2008; LAI; LIN, 2011; KIM; KIM; LYOU, 2011; DARBA; DE BELIE; MELKEBEEK, 2013; TSOTOUOLIDIS; SAFACAS, 2015). Outras publicações tratam da estimação dos parâmetros de interesse: estimação do torque (MASMOUDI; MASMOUDI; BADSI, 2014; CHAM; SAMAD, 2014); estimação da velocidade angular instantânea (DADASHNIALEHI et al., 2015); estimação de torque e velocidade angular instantânea (FAKHAM; DJEMAI; BUSAWON, 2007; GIRIJA; PRINCE, 2014; DARBA; D'HAESE; DE BELIE, 2015), onde a velocidade angular instantânea é estimada por meio da tensão induzida pelos dois primeiros grupos de autores. Adicionalmente, alguns autores usam algoritmo genético (SRISERTPOL; SRIKAEW; JAWAYON, 2010) ou filtro de Kalman (LENINE; REDDY; KUMAR, 2007) para estimar a velocidade angular instantânea do *BLDC*.

No que se refere à medição de frequência rotacional e torque em compressores, Demay (2015), Azzolin et al. (2012) e Dianov et al. (2007) abordam a medição da frequência rotacional de compressores por meio da corrente de alimentação. Contudo, os dois primeiros trabalhos empregam a solução a compressores com motor de indução e o terceiro a casos em que o motor associado ao compressor é do tipo *PMSM*. Apenas em Singh e Singh (2012) se encontram resultados de estimação de velocidade angular instantânea e torque de compressores equipados com *BLDC*. Eles propõem estratégia de controle baseada nas estimativas, e avaliam unicamente a performance da estratégia de controle proposta, sem preocupações com a qualidade da estimação.

A consulta à literatura revelou muita informação sobre *BLDC*, inclusive sobre a possibilidade de estimar velocidade angular instantânea e torque por meio da tensão de alimentação e corrente do motor. Contudo, os autores investigados não exploram suficientemente a aplicação dessa solução aos compressores herméticos em condições reais de aplicação e a estimação da tensão induzida além dos momentos de cruzamento por zero.

O cenário aí colocado motivou a realização desta dissertação.

1.1. OBJETIVOS

O presente trabalho tem por objetivo estabelecer um método para medição indireta de torque eletromagnético e velocidade angular instantânea de um *BLDC*, em condições reais de operação. A medição dessas grandezas deverá ser realizada na maior frequência de atuação da estratégia de controle do motor, possibilitando a caracterização da carga do compressor. Para alcançar tal finalidade, definem-se os seguintes objetivos específicos:

- desenvolver um algoritmo de estimação de tensão induzida, variável subjacente às de interesse, para qualquer posição angular do rotor de um *BLDC*;
- estimar a velocidade angular instantânea por meio da tensão de alimentação e corrente do motor;
- estimar o torque eletromagnético por meio da tensão de alimentação e corrente do motor;
- desenvolver uma bancada capaz de medir torque, velocidade angular instantânea e tensão induzida em frequência de aquisição igual ou maior à frequência de estimação das variáveis de interesse.

1.2. ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Esta dissertação de mestrado está dividida em seis capítulos.

O capítulo 2 decorre de consulta à literatura e apresenta conceitos elementares sobre motores de corrente contínua sem escovas, dentre eles: construção básica; tensão induzida; modelagem elétrica; cálculo do torque; forma de acionamento; medição da tensão de alimentação e corrente elétrica. Os conceitos apresentados constituem o ferramental teórico necessário para o desenvolvimento deste trabalho.

No capítulo 3, detalha-se a solução proposta por este trabalho para determinação da velocidade angular instantânea e torque do *BLDC*, empregando o ferramental teórico descrito no capítulo anterior. Na abordagem são consideradas: medição da tensão de alimentação e corrente do motor; determinação da tensão induzida, que é variável subjacente à obtenção das grandezas de interesse; estimativa da velocidade angular instantânea e do torque.

O capítulo 4 trata da proposta de uma bancada inovadora, para os testes de avaliação da solução proposta. Na proposta, que decorre da limitação dos equipamentos disponíveis em laboratório, descrevem-se etapas da montagem e requisitos essenciais, como: acionamento do freio; método de medição de torque; método de medição da velocidade angular instantânea. Adicionalmente, discorre-se sobre os possíveis riscos de implementação e funcionamento da bancada.

O capítulo 5 traz a avaliação dos resultados das estimações de velocidade angular instantânea e tensão induzida, obtidos por meio da solução proposta no capítulo 3. Descreve-se a utilização da bancada tratada no capítulo 4 para obtenção das variáveis necessárias na estimacão, bem como o modo de medição direta das variáveis para fins de comparação.

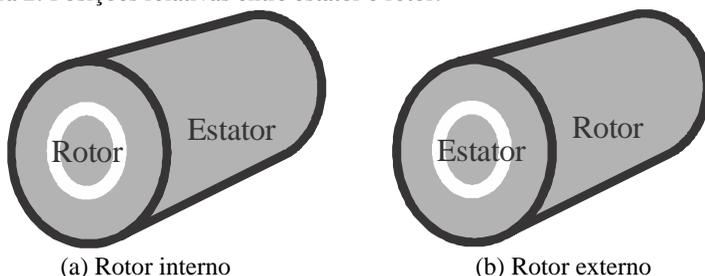
No capítulo 6 é avaliado o alcance dos objetivos propostos. São feitas considerações sobre a estimacão de cada variável e sobre a comparação dessa estimacão com valores medidos diretamente. Avaliam-se os resultados obtidos com a bancada proposta, apresentando-se sugestões de aperfeiçoamento em trabalhos futuros. Adicionalmente são apontadas aplicações para as estimativas obtidas neste trabalho, que poderiam ser tratadas em abordagens complementares.

2. MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS

Motores elétricos são constituídos de duas partes principais: rotor e estator. Enquanto o rotor é a parte móvel, ligado à carga que se deseja movimentar, o estator permanece fixado à estrutura de sustentação do motor. Os movimentos e as forças desenvolvidos pelo rotor são efeitos das forças eletromagnéticas decorrentes da interação entre o campo magnético do rotor e o campo magnético do estator. Tais campos podem ser gerados por meio de ímã permanente ou de eletroímã, sendo este último uma bobina, com núcleo de material eletromagnético, pela qual circula corrente elétrica, como descrito na Lei de Ampère¹.

O motor sem escovas tem como característica principal a inexistência de contatos elétricos com sua parte móvel. Nesse caso, os campos magnéticos do estator e do rotor são estabelecidos por bobinas e ímãs permanentes, respectivamente a eles associados. O espaço existente entre eles é denominado entreferro (HANSELMAN, 2003)². Tal aspecto é determinante na variedade de configurações de motores de fluxo radial disponíveis, podendo o rotor ser interno ao estator, como mostrado na figura 2(a), ou externo, como ilustrado na figura 2(b).

Figura 2: Posições relativas entre estator e rotor.



Fonte: Adaptado de Hanselman (2003).

A ampla empregabilidade dos motores sem escovas é assegurada por várias características relevantes, dentre elas: alta densidade de potência; alta eficiência; alto valor de torque em relação à

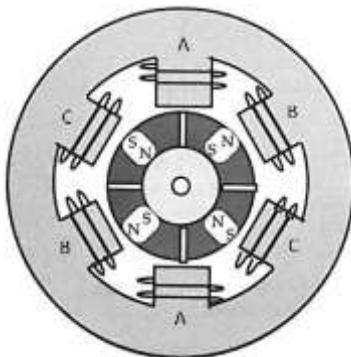
¹ A lei de Ampère descreve o campo eletromagnético gerado por um condutor percorrido por uma corrente elétrica.

² Esta referência será extensivamente utilizada devido à sua ampla e didática abordagem do assunto apresentado neste trabalho.

inércia; simplicidade no controle; baixo ruído sonoro e baixa manutenção. (SHAO, 2003; FANG; ZHOU; LIU, 2012).

Os motores rotativos sem escovas podem ser classificados em duas categorias: motores de corrente contínua sem escovas, do inglês *Brushless Direct Current (BLDC)*, e motores síncronos de ímãs permanentes, do inglês *Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)*. Enquanto na primeira o motor é alimentado com corrente contínua, na segunda é alimentado com corrente alternada. A configuração mais comum de um motor *BLDC* é a trifásica, com duas bobinas em série por fase e rotor interno com ímãs permanentes formando dois pares de polos magnéticos, como mostrado na figura 3. Observa-se na figura que as bobinas em série das fases (A, B e C) encontram-se sempre dispostas diametralmente no estator (HANSELMAN, 2003).

Figura 3: Configuração comum de um *BLDC*.



Fonte: Adaptado de Hanselman (2003).

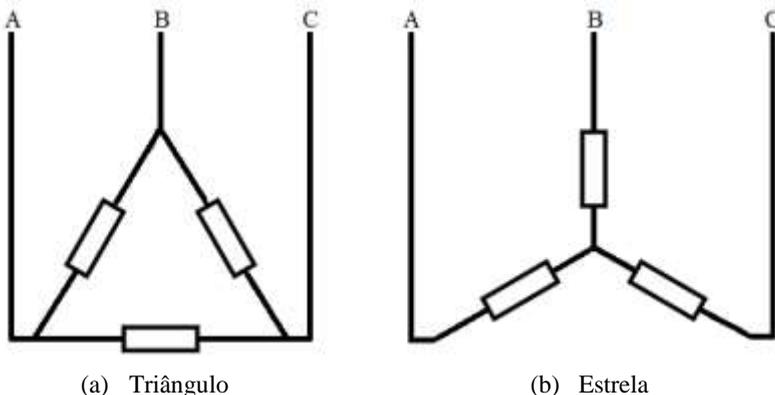
Decorre da configuração ilustrada na figura 3, que meio giro do rotor faz com que os ímãs permanentes resultem orientados da mesma forma como na posição inicial θ_{m0} . Isso significa que o giro mecânico do rotor de θ_{m0} a $\theta_{m0} + \pi$ é eletromagneticamente igual ao giro mecânico de $\theta_{m0} + \pi$ a $\theta_{m0} + 2\pi$. Assim, pode-se interpretar esse fenômeno considerando que existam duas voltas eletromagnéticas dentro de uma volta mecânica do rotor. Segundo Hanselman (2003), a relação entre a posição angular eletromagnética e a posição mecânica pode ser obtida por meio da equação (1),

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

onde: N_m é o número de polos magnéticos do rotor;
 θ_e é a posição eletromagnética do rotor em radianos;
 θ_m é a posição mecânica do rotor em radianos.

Os pares de bobinas de cada fase do motor trifásico podem ser ligados em configuração triângulo ou estrela, respectivamente ilustradas pelas figuras 4(a) e 4(b). Na ligação triângulo o acionamento é feito utilizando-se sempre as três fases, de forma que a corrente do motor se divide em dois caminhos: um formado por uma das fases e o outro pelas duas fases restantes em série. Na ligação estrela, a corrente do motor tipicamente passa por duas das fases, enquanto a terceira se encontra completamente desativada. Em estrela o ponto comum às três fases é denominado neutro do motor.

Figura 4: Formas de conexão das fases.



Fonte: Autor.

Na sequência, discorre-se mais detalhadamente sobre motores *BLDC* trifásicos com ligação em estrela, configuração do motor utilizado para o desenvolvimento deste trabalho. Na abordagem são apresentados elementos essenciais para proporcionar maior entendimento do tema, tais como os equacionamentos do motor que

possibilitam a medição indireta de tensão induzida, de torque eletromagnético e de velocidade angular³.

2.1. TENSÃO INDUZIDA

A Lei de Faraday⁴ permite quantificar a diferença de potencial e em um circuito fechado, função da variação de fluxo magnético λ em seu interior, conforme expressado pela equação (2),

$$e = \frac{d\lambda}{dt}, \quad (2)$$

onde: e é a tensão induzida nos terminais da bobina;
 λ é o fluxo magnético no interior da bobina;
 t é o tempo.

O fluxo magnético do ímã permanente percebido pelas bobinas do estator é diferente para cada posição eletromagnética do rotor. Conseqüentemente, a tensão gerada e , igualmente denominada tensão induzida ou força contra eletromotriz, também depende da velocidade angular mecânica do rotor ω_m , como pode ser observado nas relações evidenciadas em (3),

$$e = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d\lambda}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \frac{d\lambda}{d\theta_e} = \omega_e \frac{2N\phi_g}{\pi}, \quad (3)$$

$$e = \omega_m \frac{N_m}{2} \frac{2N\phi_g}{\pi},$$

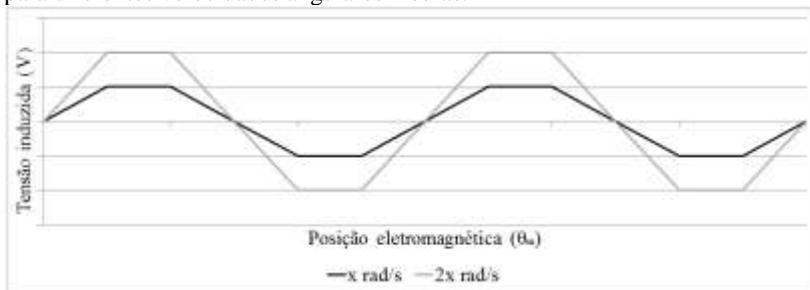
onde: e é a tensão induzida do motor;
 ω_e é a velocidade angular eletromagnética do rotor em rad/s;
 θ_e é a posição eletromagnética do rotor em radianos;
 ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor em rad/s;
 N_m é o número de polos magnéticos do rotor;
 N é o número de voltas do condutor na bobina;
 ϕ_g é o fluxo magnético no entreferro (HANSELMAN, 2003).

³ Neste trabalho, utiliza-se velocidade angular com o significado de velocidade angular instantânea.

⁴ A lei de Faraday enuncia que: o valor da força eletromotriz induzida em uma espira é igual à taxa de variação do fluxo magnético através dessa espira.

Resumidamente, a tensão gerada na bobina depende do fluxo magnético no entreferro, que é influenciado pela posição eletromagnética do rotor. Consequentemente, como observado na equação (3), a tensão e é diretamente proporcional à velocidade angular. Tal relação está ilustrada pela figura 5.

Figura 5: Tensão induzida na fase do motor de corrente contínua sem escovas para diferentes velocidades angulares médias.



Fonte: Autor.

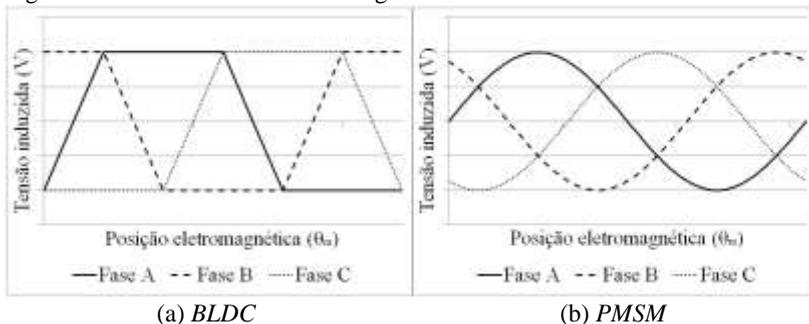
Mohan, Undeland e Robbins (1995), Fakham, Djemai e Busawon (2007) e Girija e Prince (2014) apresentam a tensão induzida de forma simplificada, reduzindo assim o número de constantes. Eles escrevem a equação (3) somente em função da velocidade angular mecânica, como mostrado na equação (4),

$$e_{max} = k_e \omega_m, \quad (4)$$

onde: e_{max} é o valor absoluto máximo da tensão induzida;
 k_e é a constante de tensão induzida;
 ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor em rad/s.

O formato da tensão induzida dependerá do projeto do motor. Na figura 6, mostram-se formatos ideais normalizados de tensão induzida, relativas a uma volta eletromagnética, para um motor *BLDC*, figura 6(a), e para um *PMSM*, figura 6(b). Observa-se que a tensão induzida do *BLDC* tem formato trapezoidal, enquanto a do *PMSM* é senoidal.

Figura 6: Formato do fluxo eletromagnético no entreferro.



Fonte: Autor.

Durante o funcionamento, os terminais do motor estão sujeitos à tensão de alimentação, inviabilizando a medição direta da tensão induzida. A determinação de tal grandeza pode ser feita a partir da modelagem elétrica do *BLDC*, utilizando a tensão e a corrente de cada fase, como apresentado na sequência.

2.2. MODELAGEM ELÉTRICA DO *BLDC*

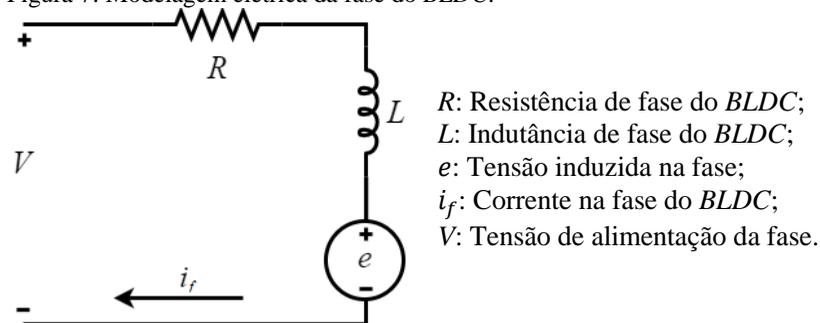
A modelagem elétrica do motor permite o cálculo da tensão induzida, assumindo papel crucial para a determinação de torque e velocidade angular do motor. Ela é composta por um sistema de equações que converte corrente e tensão de fase em tensão induzida, desenvolvida em 2.2.1. Em 2.2.2, mostra-se o cálculo do torque aplicando a tensão induzida e a corrente de fase.

2.2.1. Modelo do *BLDC*

As fases do motor *BLDC* são formadas por bobinas, por isso apresentam indutâncias⁵ e resistências características. Considerando-se também a tensão induzida nas bobinas, discutida em 2.1, pode-se modelar cada fase do *BLDC* por um circuito série formado por uma resistência, uma indutância e uma fonte de tensão, como ilustrado na figura 7 (HANSELMAN, 2003).

⁵ Neste trabalho, considera-se a indutância de fase como combinação da autoindutância da bobina e indutância mútua relacionada às bobinas das outras fases do motor. Tal simplificação é possível devido à forma de acionamento do motor.

Figura 7: Modelagem elétrica da fase do BLDC.



Fonte: Autor.

Segundo Silva (2014), o circuito elétrico da figura 7 pode ser representado matematicamente por meio da equação (5),

$$V = Ri_f + L \frac{di_f}{dt} + e, \quad (5)$$

onde: V é a tensão de alimentação;
 R é a resistência da fase;
 L é a indutância da fase;
 i_f é a corrente elétrica na fase;
 e é a tensão induzida.

A ligação das fases do motor considerado neste estudo é feita em estrela, como mostrado na figura 4(b) – página 33. Essa ligação é ilustrada na figura 8, utilizando o modelo de fase apresentado na figura 7.

Figura 8: Modelagem elétrica do motor *BLDC*.

R_f : Resistência da fase f ;

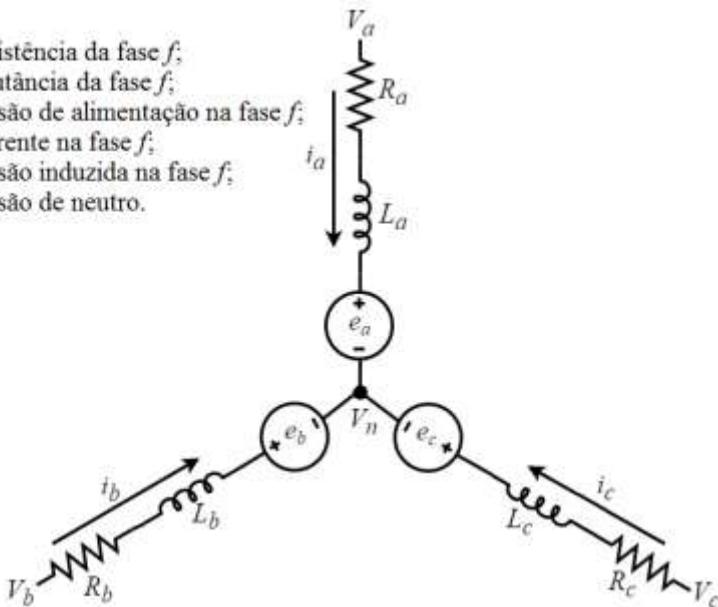
L_f : Indutância da fase f ;

V_f : Tensão de alimentação na fase f ;

i_f : Corrente na fase f ;

e_f : Tensão induzida na fase f ;

V_n : Tensão de neutro.



Fonte: Autor.

Considerando-se que V , da equação (5), seja a diferença de tensão entre o neutro do motor V_n e a tensão no terminal da fase V_f , pode-se representar matematicamente cada fase, de forma genérica, pela equação (6),

$$V_f - V_n = Ri_f + L \frac{di_f}{dt} + e_f, \quad (6)$$

onde: V_f é a tensão de alimentação da fase;

V_n é a tensão no neutro do motor;

i_f é a corrente elétrica na fase;

e_f é a tensão induzida na fase.

Rearranjando algebricamente a equação (6) e considerando-a para as fases A, B e C, obtêm-se as equações (7), (8) e (9), respectivamente, para cada fase:

$$V_n + e_a = V_a - Ri_a - L \frac{di_a}{dt}; \quad (7)$$

$$V_n + e_b = V_b - Ri_b - L \frac{di_b}{dt}; \quad (8)$$

$$V_n + e_c = V_c - Ri_c - L \frac{di_c}{dt}. \quad (9)$$

onde: V_n é a tensão no neutro do motor em relação a referência;
 R é a resistência de fase do motor;
 L é a indutância de fase do motor;
 e_a, e_b e e_c são as tensões induzida nas fases do motor;
 i_a, i_b e i_c são as correntes nas fases do motor;
 V_a, V_b e V_c são as tensões de alimentação das fases do motor;

Neste trabalho, utiliza-se um *BLDC* balanceado, ou seja: um motor com entreferro uniforme e resistências, autoindutâncias e indutâncias mútuas iguais para todas as fases. Em Shao (2003) e em Singh e Singh (2012), afirma-se que para um sistema balanceado é válida a equação (10):

$$e_a + e_b + e_c = 0. \quad (10)$$

Substituindo-se (7), (8) e (9) em (10), obtém-se a equação (11):

$$V_n = \frac{V_a + V_b + V_c - R(i_a + i_b + i_c) - L\left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right)}{3}. \quad (11)$$

Decore da aplicação da Lei de Kirchhoff⁶ para circuitos elétricos que a soma das correntes no neutro, representado na figura 8, deve ser igual à zero, como mostrado na equação (12):

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (12)$$

Derivando-se ambos os lados da igualdade em (12), obtém-se (13):

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0. \quad (13)$$

⁶ Existem duas leis de Kirchhoff aplicadas a circuitos elétricos. A primeira é a lei dos nós que diz: a soma das correntes que entram em um nó é igual à soma das correntes que saem do mesmo nó. Essa é a lei aplicada neste trabalho. A segunda lei enunciada é a lei das malhas que diz: a soma das tensões em uma malha é igual a zero.

Substituindo-se (12) e (13) em (11), pode-se reescrever V_n como em (14):

$$V_n = \frac{V_a + V_b + V_c}{3}. \quad (14)$$

A partir do valor de V_n , obtido pela equação (14), e das equações (7), (8) e (9), pode-se determinar a tensão induzida para cada uma das fases do motor. Esse resultado possibilita estimar o torque eletromagnético do *BLDC*, como discutido em 2.2.2.

2.2.2. Torque eletromagnético

O torque eletromagnético é o torque produzido pelo motor ao se injetar corrente elétrica em suas fases. Uma forma de avaliá-lo é por meio da conservação de energia eletromecânica em cada fase, considerando-se que toda energia que entra no sistema – energia elétrica calculada na equação (15) – deve ser convertida para alguma outra forma de energia (SILVA, 2014).

$$P_{e_f} = V_f i_f, \quad (15)$$

onde: P_{e_f} é a potência elétrica por fase;

V_f é a tensão de alimentação da fase;

i_f é a corrente elétrica circulando na fase.

Silva (2014) relaciona a energia que entra no motor com as formas de energia de saída, assim como colocado na equação (16),

$$P_{e_f} = P_{j_f} + P_{mag_f} + P_{mec_f}, \quad (16)$$

onde: P_{e_f} é a potência elétrica da fonte na fase;

P_{j_f} é a potência dissipada em forma de calor na parte resistiva da bobina;

P_{mag_f} é a potência eletromagnética armazenada em forma de campo eletromagnético na bobina;

P_{mec_f} é a potência mecânica entregue ao rotor.

Substituindo-se as equações (5) e (16) na equação (15), obtêm-se as equações (17), (18) e (19), que descrevem, respectivamente, as potências térmica, eletromagnética e mecânica, para cada fase (SILVA, 2014):

$$P_{j_f} = R i_f^2; \quad (17)$$

$$P_{mag_f} = L i_f \frac{d i_f}{d t}; \quad (18)$$

$$P_{mec_f} = e_f i_f; \quad (19)$$

onde: e_f é a tensão induzida na fase;
 i_f é a corrente elétrica na fase;
 R é a resistência de fase do motor;
 L é a indutância de fase do motor;
 P_{j_f} é a potência dissipada em forma de calor na parte resistiva da bobina;
 P_{mag_f} é a potência eletromagnética armazenada em forma de campo eletromagnético na bobina;
 P_{mec_f} é a potência mecânica entregue ao rotor.

Miller (1989) utiliza a potência mecânica da fase, descrita na equação (19), para exprimir o torque eletromagnético produzido pela mesma, como representado pela equação (20),

$$T_{e_f} = \frac{P_{mec}}{\omega_m}, \quad (20)$$

onde: T_{e_f} é o torque eletromagnético por fase do motor;
 P_{mec} é a potência mecânica por fase do motor;
 ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor em rad/s.

O torque final do motor é igual ao somatório dos torques de cada uma das fases, representado por Cham e Samad (2014), Singh e Singh (2012) e Kim, Kim e Lyou (2011) pela equação (21),

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m}, \quad (21)$$

onde: T_e é o torque eletromagnético exercido no rotor;
 e_a, e_b e e_c são as tensões induzidas de cada uma das fases;
 i_a, i_b e i_c são as correntes em cada uma das fases.

Como o motor não é um sistema mecânico ideal, parte do torque é utilizada na inércia do rotor e outra em perdas mecânicas do motor. Darba, D'haese e De Belie (2015) relacionam o torque eletromagnético com o torque mecânico do motor *BLDC* pela equação (22),

$$T_{mec} = T_e - J \frac{d\omega_m}{dt} - B\omega_m, \quad (22)$$

onde: T_{mec} é o torque mecânico do motor;

J é a inércia do rotor;

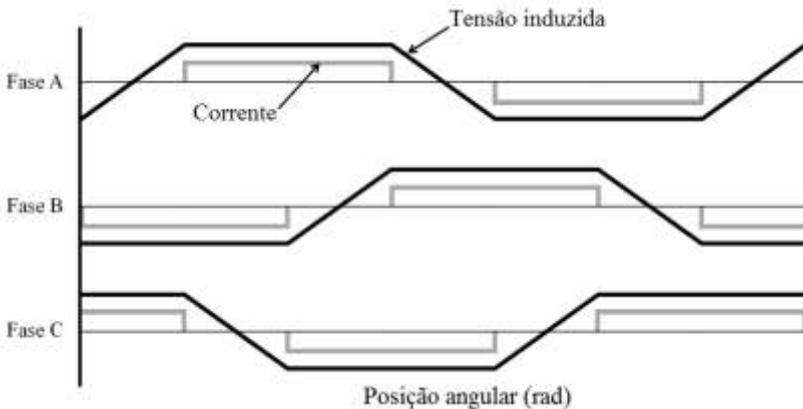
B é um termo associado às perdas mecânicas do motor.

Decorre do exposto nesta seção, que o alcance dos objetivos propostos neste trabalho (determinação do torque e velocidade angular) está condicionado, entre outros aspectos, às medições de tensão e corrente de fase do motor *BLDC*. A efetividade dessas medições requer o entendimento das características associadas ao acionamento do motor, descritas na seção seguinte.

2.3. ACIONAMENTO DO *BLDC*

Como visto em 2.2.2, o torque eletromagnético gerado pelo *BLDC* é dependente da tensão induzida, da corrente da fase e da velocidade angular. Com isso, entende-se que para que o torque seja positivo (saindo do motor) a corrente e a tensão induzida devam ter a mesma polaridade. Objetivando-se o máximo torque, a corrente deve ser aplicada na região de máxima tensão induzida (HANSELMAN, 2003). Por causa disso, o acionamento do motor normalmente é feito com sinal retangular de corrente, aplicando-a positivamente na fase que se encontra no patamar superior e negativamente na fase no patamar inferior, como mostrado na figura 9 (HANSELMAN, 2003).

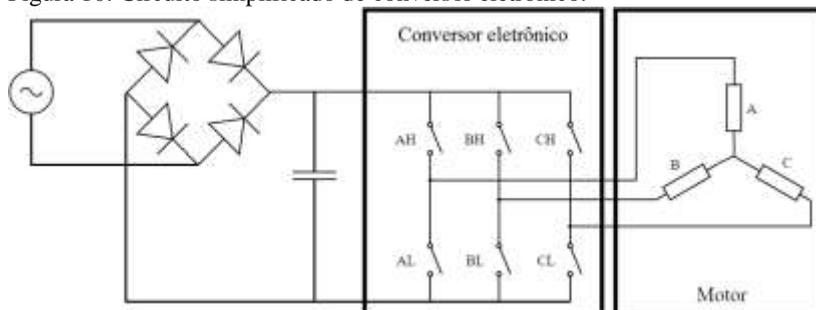
Figura 9: Forma de aplicar corrente para acionamento de *BLDC*.



Fonte: Adaptado de Hanselman (2003).

O circuito eletrônico que possibilita circulação adequada de corrente no *BLDC* é denominado conversor eletrônico. O conversor eletrônico é composto por seis chaves, dispostas em três braços, como ilustrado no diagrama da figura 10 (HANSELMAN, 2003).

Figura 10: Circuito simplificado de conversor eletrônico.



Fonte: Autor.

O bom funcionamento do motor considerado requer que, em qualquer instante de tempo, apenas duas das chaves do diagrama da figura 10 estejam conduzindo corrente à carga: uma da parte superior (sufixo H) de um braço; outra da parte inferior (sufixo L) de um dos demais braços. Isso garante que apenas duas fases do motor estejam energizadas naquele instante. O acionamento requerido segue sequência mostrada na tabela 1 (MASMOUDI; MASMOUDI; BADSI, 2014). O instante de comutação, que pode ser compreendido como a troca de uma linha da tabela para outra, é definido a partir do cruzamento por zero da tensão induzida, existindo diversos algoritmos de processamento para a determinação dos instantes corretos.

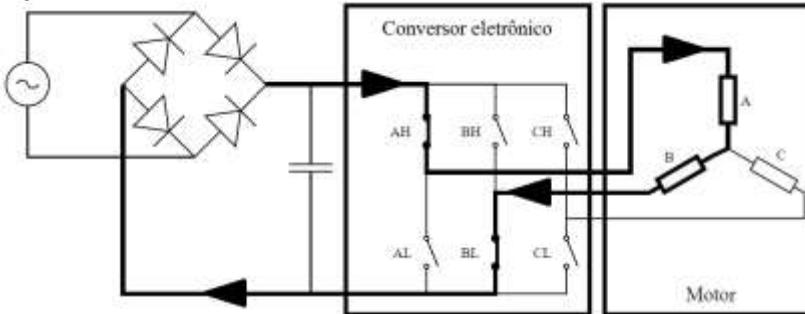
Tabela 1: Sequência de acionamento das chaves do inversor do *BLDC*.

Passo	Chave Superior	Chave Inferior
1	AH	BL
2	AH	CL
3	BH	CL
4	BH	AL
5	CH	AL
6	CH	BL

Fonte: Adaptado de Masmoudi, Masmoudi e Badsí (2014).

Na figura 11 é ilustrado o primeiro passo da tabela 1, momento em que a tensão induzida na fase A se encontra no patamar superior e no patamar inferior para a fase B.

Figura 11: Caminho da corrente elétrica no conversor e motor.



Fonte: Autor.

Como ilustrado na figura 11, o conversor eletrônico pode ter sua tensão de barramento dada pela retificação da tensão da fonte alternada empregada. Para que ele possa controlar a corrente que passa pelo motor, consequentemente o torque aplicado no rotor e a velocidade angular (como comentado em 2.2.2), é utilizada a modulação por largura de pulso, do inglês *Pulse Width Modulation (PWM)*.

PWM é uma técnica de controle digital com variação da largura de pulso. Em outras palavras é um sinal de controle proporcional ao tempo de condução da chave comandada. Dessa forma é possível controlar a potência transferida, permitindo que ela seja máxima quando o pulso se encontra em nível alto e nula quando se encontra em nível baixo. O sinal de comando *PWM* é definido na equação (23),

$$pwm(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } count < x \\ 0, & \text{se } count \geq x \end{cases} \quad (23)$$

onde: *count* é um contador cíclico com limite na resolução do *PWM*.

A mudança entre o estado de transferência de potência e o de isolamento (o chaveamento do *PWM*) poderá causar variações no torque e na velocidade angular do motor, como estudado por Mingji, Hanjin e Meihong (2012). Contudo, a utilização de frequência suficientemente alta possibilita que o motor filtre as variações de corrente de forma que essas transições influenciem pouco na sua velocidade angular ou torque. O controle por *PWM* é aplicado na tensão de alimentação, contudo, a transferência de potência é feita por meio de corrente. Aplicando-se a

transformada de Laplace⁷ na equação (5) – página 37 – de 2.2.1 (que modela a fase do motor), obtém-se a equação (24),

$$G_b(s) = \frac{i}{V} = \frac{1/R}{L/R s + 1}, \quad (24)$$

onde: G_b é o ganho do filtro formado pela bobina do motor;
 V é a tensão de alimentação da fase;
 i é a corrente na fase;
 L é a indutância da fase;
 R é a resistência da fase.

Por meio da equação (24) se observa que a bobina de cada fase do motor se comporta como um filtro passa-baixas de primeira ordem. Nesse caso, quando observado o torque ou a velocidade angular do *BLDC*, percebe-se que as componentes de alta frequência são significativamente atenuadas. Essa característica de filtro do motor é causada também pela inércia do rotor que é mostrada na equação (25), resultante da aplicação da transformada de Laplace à equação (22) – página 42 – de 2.2.2,

$$G_i = \frac{\omega_m}{T_{mec}} = \frac{1/B}{J/B s + 1}, \quad (25)$$

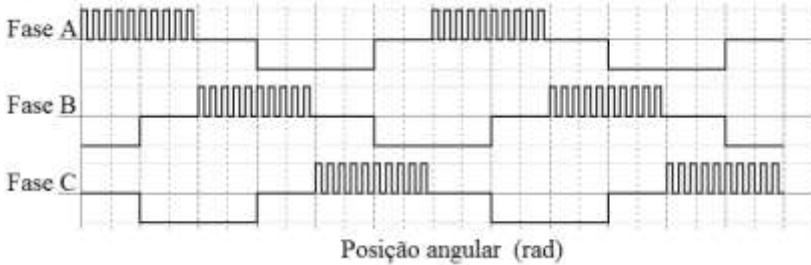
onde: G_i é o ganho do filtro formado pelo eixo e carga no motor;
 T_{mec} é o torque mecânico exercido no rotor;
 ω_m é a velocidade angular mecânica do eixo do motor;
 J é a inércia do eixo;
 B é um termo associado às perdas mecânicas do motor.

Para o acionamento de um *BLDC* podem ser empregados diferentes tipos de *PWM*, tais como o *H-PWM-L-ON* e o *H-ON-L-PWM* (MINGJI; HANJIN; MEIHONG, 2012). O *PWM* aplicado no conversor eletrônico utilizado neste trabalho é do tipo *H-PWM-L-ON*, ou seja, a técnica é aplicada somente nas chaves superiores, quando a tensão induzida da fase correspondente encontra-se no patamar superior. A chave inferior é mantida acionada durante todo o tempo em que a tensão

⁷ A transformada de Laplace é um método matemático que transforma equações diferenciais em equações polinomiais modificando o domínio do tempo para o da frequência.

induzida da fase se encontra no patamar inferior. A figura 12 ilustra tal acionamento. Devido ao caráter discreto do controle por comando *PWM*, a maior frequência de atuação da estratégia de controle é a frequência do sinal de comando.

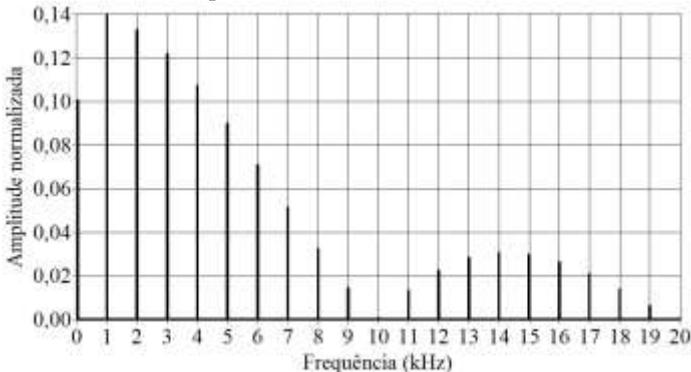
Figura 12: Formato do sinal de *PWM* utilizado no acionamento.



Fonte: Autor.

A análise do sinal de *PWM* no domínio da frequência permite decompô-lo em senos da frequência do *PWM* e de seus harmônicos. A amplitude de cada harmônico modifica em decorrência da razão cíclica⁸, podendo ser nula em alguns casos. Na figura 13, exemplifica-se, com o gráfico em frequência, um sinal *PWM* de 1 kHz com 10% de razão cíclica. No gráfico, pode-se observar que a amplitude na frequência zero (nível CC – corrente contínua) do sinal, quando normalizada, é de valor igual à razão cíclica aplicada.

Figura 13: Gráfico em frequência do *PWM* de 1 kHz com 10% de razão cíclica.



Fonte: Autor.

⁸ Razão cíclica é a proporção do pulso de um sinal *PWM* que fica em estado lógico alto.

Na seção seguinte são apresentadas estratégias para medição das variáveis de interesse, sujeitas aos efeitos do chaveamento controlado por meio de sinal de *PWM*.

2.4. MEDIÇÃO DA TENSÃO E DA CORRENTE DE FASE

As bobinas do motor são alimentadas por tensão chaveada, controlada por meio de sinal de *PWM*. Dessa forma, as medições de tensão e de corrente estão sujeitas ao ruído de chaveamento. Para que os dados de tensão e corrente sejam efetivamente úteis neste trabalho, o ruído característico do sinal de *PWM* deve ser removido dos sinais adquiridos. Para tanto, faz-se necessária a filtragem do sinal, que pode ser feita por meio de filtro analógico ou digital. Algumas possibilidades de filtros são: filtro passivo analógico; filtro ativo analógico; filtro digital com resposta infinita ao impulso (do inglês *Infinite Impulse Response - IIR*); filtro digital de resposta finita ao impulso (do inglês *Finite Impulse Response - FIR*). Schwarz e Andrich (2005) propõem a utilização de um filtro *FIR* de média móvel, de forma a minimizar o ruído do chaveamento, obtendo-se então o valor médio para um período do *PWM*.

O filtro de média móvel é uma técnica digital de filtragem; logo, aplicável às amostras de sinal adquiridas por meio de um conversor analógico para digital. O uso do conversor provoca a discretização do sinal no período T_s (inverso da frequência de aquisição). Por ser aplicável em sinais discretizados, Golestan et al. (2014) definem o filtro de média móvel no domínio do tempo discreto, conforme a equação (26),

$$\bar{x}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(k-i), \quad (26)$$

onde: \bar{x} é o sinal filtrado;

N é a largura da janela do filtro, em número de amostras;

x é o sinal de entrada no filtro;

k é o número da amostra do sinal.

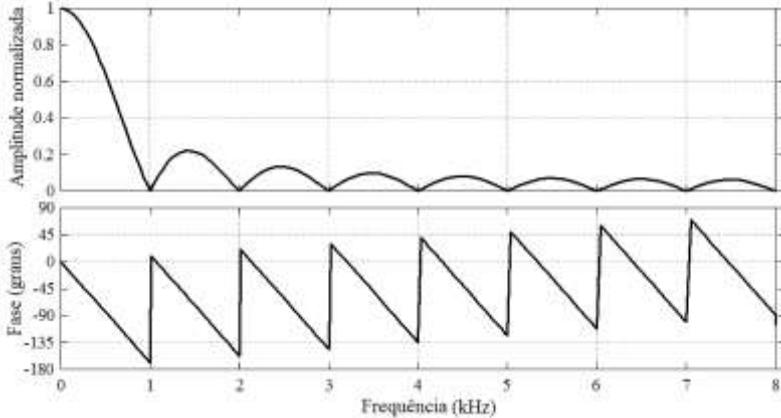
O filtro de média móvel descrito em (26) é a média aritmética dos valores adquiridos dentro de uma janela de valores. Tal equação pode ser expressada no domínio Z , como descrito por Golestan et al. (2014) na equação (27),

$$MV(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}}, \quad (27)$$

onde: $MV(z)$ é a média móvel do sinal no domínio Z .

Para ilustrar o funcionamento do filtro de média móvel no domínio da frequência, utilizaram-se as configurações de janela com 16 amostras do sinal e frequência de amostragem de 16 kS/s. Na figura 14, mostra-se o diagrama de Bode⁹ desse filtro, que tem frequência de corte de 3,9 μHz , utilizando-se a função de transferência representada na equação (27).

Figura 14: Diagrama de Bode do filtro de média móvel com frequência de corte de 3,9 μHz .



Fonte: Elaborado pelo autor.

O diagrama de Bode permite observar as duas principais características do filtro de média móvel. Segundo Golestan et al. (2014) elas são: ganho unitário para frequência zero; ganho zero para frequência de bloqueio e suas harmônicas. Ainda segundo esses autores, o cálculo da frequência de bloqueio f_b do filtro de média móvel é o inverso da largura da janela T_w , que é calculada a partir do período da frequência de aquisição T_s e do número de amostras N da janela, como mostrado na equação (28),

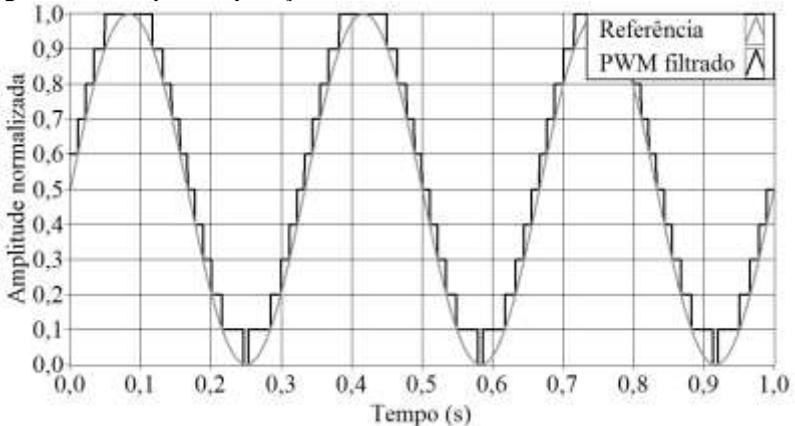
⁹ Diagrama de Bode é um gráfico que demonstra o comportamento do sistema na frequência. Ele é composto de duas curvas, uma relacionada à amplitude e outra a fase do sistema.

$$f_b = \frac{1}{T_w} = \frac{1}{N T_s}, \quad (28)$$

onde: f_b é a frequência de bloqueio do filtro;
 T_w é o período da janela;
 N é a largura da janela do filtro, em número de amostras;
 T_s é o período da frequência de aquisição.

A aplicação do filtro de média móvel ilustrado (figura 14) a um sinal de *PWM*, como o mostrado na figura 13, resulta na redução a um nível aceitável de todas as componentes do sinal que tenham frequência não nula. Para exemplificar tal comportamento, cria-se um sinal *PWM* onde a razão cíclica varia de forma senoidal com frequência de 3 Hz, como mostrado pela linha cinza da figura 15. Aplicando-se o filtro de média móvel representado na figura 14 ao sinal *PWM* gerado, obtém-se como resultado a linha preta da figura 15. Observa-se que o sinal *PWM* filtrado segue a referência utilizada para gerar o *PWM*. A fidelidade do sinal filtrado, em relação à referência, aumenta com o aumento da frequência de aquisição e, conseqüentemente, com o aumento do número de amostras na janela do filtro.

Figura 15: Exemplo de aplicação de filtro de média móvel.



Fonte: Autor.

2.5. CONSIDERAÇÕES

Este trabalho visa estimar torque e velocidade angular de um motor de corrente contínua sem escovas. A medição das variáveis na maior frequência de atuação da estratégia de controle permitirá a

caracterização da carga aplicada ao motor em período menor que o necessário para uma rotação do eixo.

O presente capítulo decorre de uma vasta pesquisa na literatura acadêmica, técnica e científica. Objetiva prover ao leitor conhecimento básico sobre motores de corrente contínua sem escovas, assim como reunir ferramental teórico necessário ao desenvolvimento deste trabalho. São abordados vários aspectos relevantes relacionados aos motores estudados, tais como: forma construtiva; caracterização da tensão induzida; modelagem elétrica; forma de acionamento; medição de tensão e de corrente associadas às suas fases.

No capítulo seguinte, detalha-se a solução proposta neste trabalho, para medições indiretas da velocidade angular e do torque do *BLDC*, a partir dos conceitos ora colocados. Adicionalmente, compara-se tal solução com recursos tipicamente empregados para medição dessas grandezas.

3. MEDIÇÃO DE TORQUE E VELOCIDADE ANGULAR

O principal objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um sistema que permita medir, de forma indireta, o torque e a velocidade angular de um motor de corrente contínua sem escovas (*BLDC*). O sistema concebido deve ser capaz de realizar medições na maior frequência de atuação da estratégia de controle do motor. Com tal recurso, o sistema deve possibilitar a avaliação das grandezas de interesse em aplicações onde elas possam variar significativamente durante um giro do rotor, como compressores. Para minimizar os efeitos da medição, optou-se por aplicar o sistema de medição às variáveis elétricas, obtidas a partir da instrumentação do conversor eletrônico empregado.

Para a medição indireta do torque e da velocidade angular do motor por meio da tensão induzida serão necessários quatro passos. Primeiramente adquire-se a tensão e a corrente no terminal de cada uma das fases do motor, que são utilizadas em cada um dos passos a seguir. Em seguida, calcula-se a tensão induzida do motor e o valor do seu patamar (valor máximo). O terceiro passo é o cálculo da velocidade angular, que utiliza a constante de tensão induzida e a tensão induzida, discutidas em 2.1. Por último, abordam-se a determinação do torque por meio da tensão induzida. Nos dois últimos passos, faz-se também uma breve avaliação dos métodos de medição disponíveis, justificando a escolha feita no trabalho.

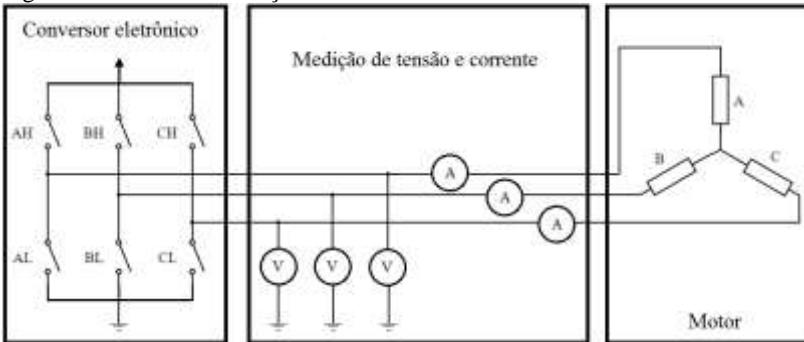
3.1. MEDIÇÃO DA TENSÃO E DA CORRENTE DE FASE

Como o *BLDC* é trifásico, as medições de tensão e corrente são realizadas respectivamente a partir de três voltímetros¹⁰, em paralelo à alimentação das fases, e três amperímetros¹¹, em série com as mesmas, como ilustrado na figura 16.

¹⁰ Por causa da disponibilidade no laboratório utilizou-se um wattímetro modelo PZ4000. Esse equipamento é composto por quatro voltímetros e amperímetros e é capaz de realizar quatro medições de tensão e corrente simultaneamente na frequência de aquisição de até 2,5 MS/s.

¹¹ Idem nota 10.

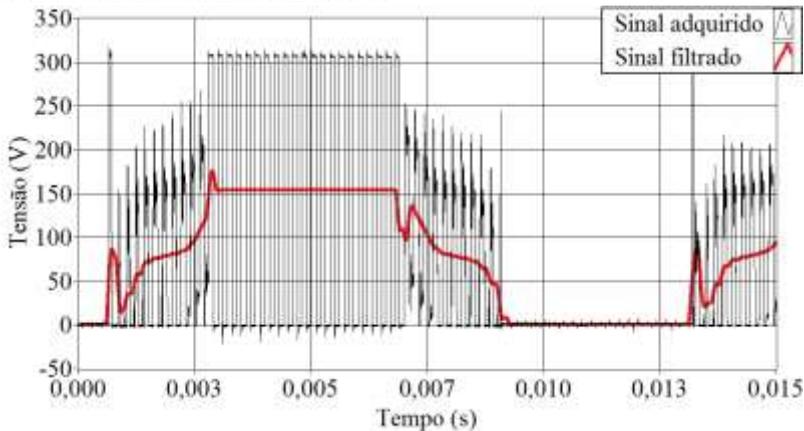
Figura 16: Pontos de medição de tensão e corrente de fase do motor *BLDC*.



Fonte: Autor.

As variáveis adquiridas podem conter elevado nível de ruído decorrente do chaveamento da tensão de alimentação controlada pelo sinal de *PWM*. Para minimizar tal efeito, aplica-se o filtro de média móvel às variáveis adquiridas. Como discutido em 2.4, o filtro de média móvel é capaz de separar o nível CC do sinal das suas outras componentes. Na figura 17, representa-se, na cor preta, o sinal de tensão adquirido pelo voltímetro em uma das fases do *BLDC* utilizado e, em vermelho, o resultado da aplicação do filtro de média móvel a tal sinal.

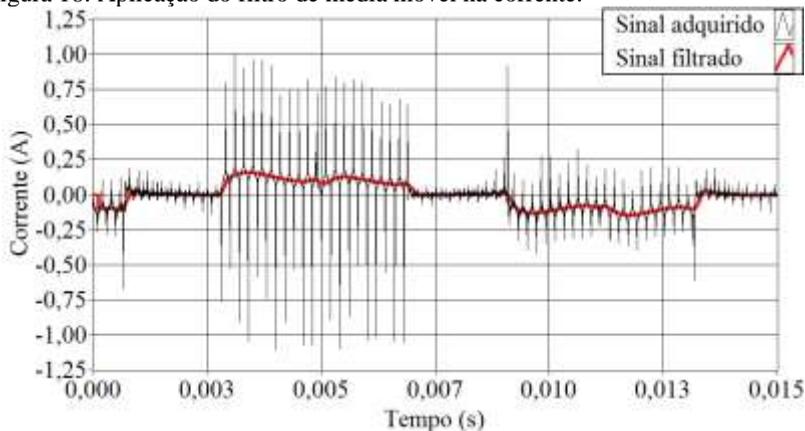
Figura 17: Aplicação do filtro de média móvel ao sinal de tensão do terminal do motor de corrente contínua sem escovas.



Fonte: Autor.

Na figura 18 são empregados os mesmos recursos gráficos da figura 17 para ilustrar o tratamento de sinal de corrente, adquirido pelo amperímetro, de uma das fases do *BLDC* empregado.

Figura 18: Aplicação do filtro de média móvel na corrente.



Fonte: Autor.

A filtragem dos ruídos de chaveamento associados aos sinais de tensão dos terminais e corrente de fase do motor é imprescindível para determinação da tensão induzida do *BLDC*, por meio das equações (7), (8) e (9) – página 38 – apresentadas em 2.2.1, como descrito na seção a seguir.

3.2. CÁLCULO DA TENSÃO INDUZIDA

A estratégia proposta neste trabalho para obtenção indireta de torque e velocidade angular do *BLDC* requer a determinação de valores de tensão induzida de fases acionadas e não acionadas.

Em consulta à literatura disponível, identificaram-se principalmente abordagens relacionadas ao acionamento do motor, que requer unicamente a avaliação dos instantes em que a tensão induzida da fase não acionada muda de polaridade (MOREIRA, 1994; SHAO, 2003; SHAO et al., 2003; SHAO, 2006; DAMODHARAN; VASUDEVAN, 2010; LAI; LIN, 2008; LAI; LIN, 2011; KIM; KIM; LYOU, 2011; DARBA; DE BELIE; MELKEBEEK, 2013; TSOTOLIDIS; SAFACAS, 2015). Fakhm, Djemai e Busawon (2007) e Girija e Prince (2014) propõem em suas soluções a estimação da tensão induzida entre duas fases. Contudo, para a aplicação proposta neste trabalho, é necessária a tensão induzida de fase (em relação ao neutro do motor).

Para a determinação dos valores requeridos na solução proposta, utilizam-se os modelos de fase – equação (5) da página 37 – e do *BLDC* – equações (7), (8), (9) da página 38 e equação (14) da página 40. As equações relacionadas, que representam matematicamente o *BLDC*, permitem calcular a tensão do neutro e as tensões induzidas de cada uma das fases do motor. Como resultado do rearranjo dessas equações, obtêm-se as equações (29), (30) e (31):

$$e_a = V_a - Ri_a - L \frac{di_a}{dt} - \frac{V_a + V_b + V_c}{3}; \quad (29)$$

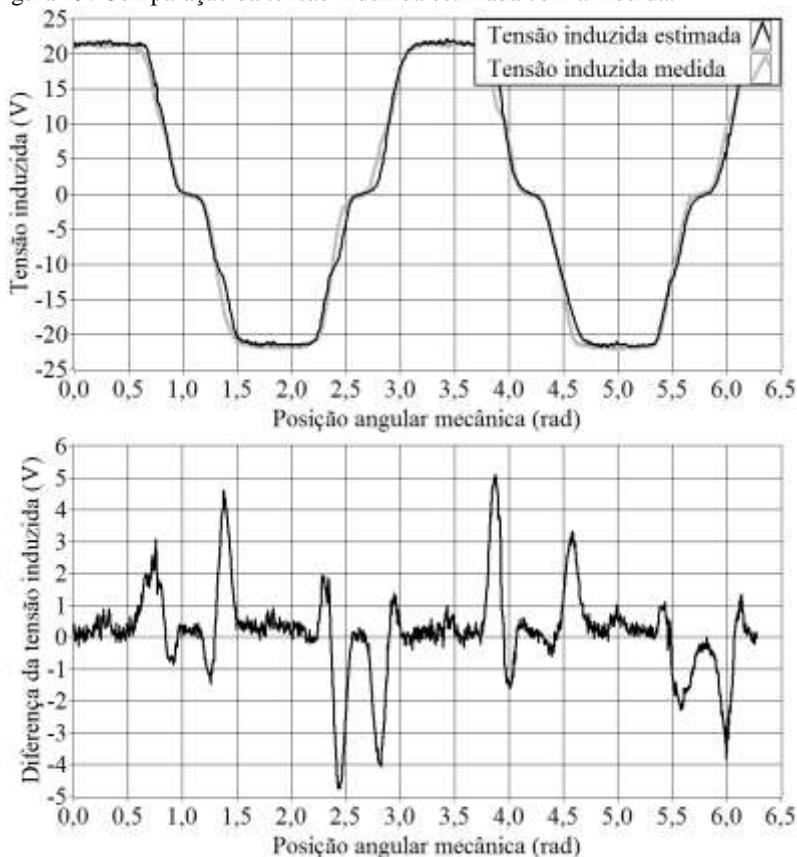
$$e_b = V_b - Ri_b - L \frac{di_b}{dt} - \frac{V_a + V_b + V_c}{3}; \quad (30)$$

$$e_c = V_c - Ri_c - L \frac{di_c}{dt} - \frac{V_a + V_b + V_c}{3}; \quad (31)$$

onde: e_a , e_b e e_c são as tensões induzidas de cada uma das fases;
 V_a , V_b e V_c são as tensões de alimentação de cada uma das fases;
 R é a resistência da fase;
 L é a indutância da fase;
 i_a , i_b e i_c são as correntes em cada uma das fases.

A título de exemplo de aplicação, o gráfico de cima da figura 19 mostra a tensão induzida estimada pelo método proposto, em preto, em comparação com valores obtidos por medição direta, em cinza. No gráfico de baixo da mesma figura ilustra-se o valor da diferença entre a tensão induzida estimada e a medida. Para obter a tensão induzida por medições diretas é necessário que as bobinas do motor não estejam sujeitas a alimentação externa, fazendo-se com que o rotor gire auxiliado por um segundo motor. Para a estimativa da tensão induzida foram empregadas as equações (29), (30) e (31), considerando-se $R = 7,78 \Omega$ e $L = 69,0 \text{ mH}$ (valores estimados como descrito no apêndice C), em teste com o motor funcionando normalmente (acionado pelo conversor eletrônico). Em tal teste, submeteu-se o motor a carga fixa, na velocidade angular média de 66 rad/s. Para a comparação das duas curvas, a medição direta é feita na mesma velocidade angular média que a estimação.

Figura 19: Comparação da tensão induzida estimada com a medida.



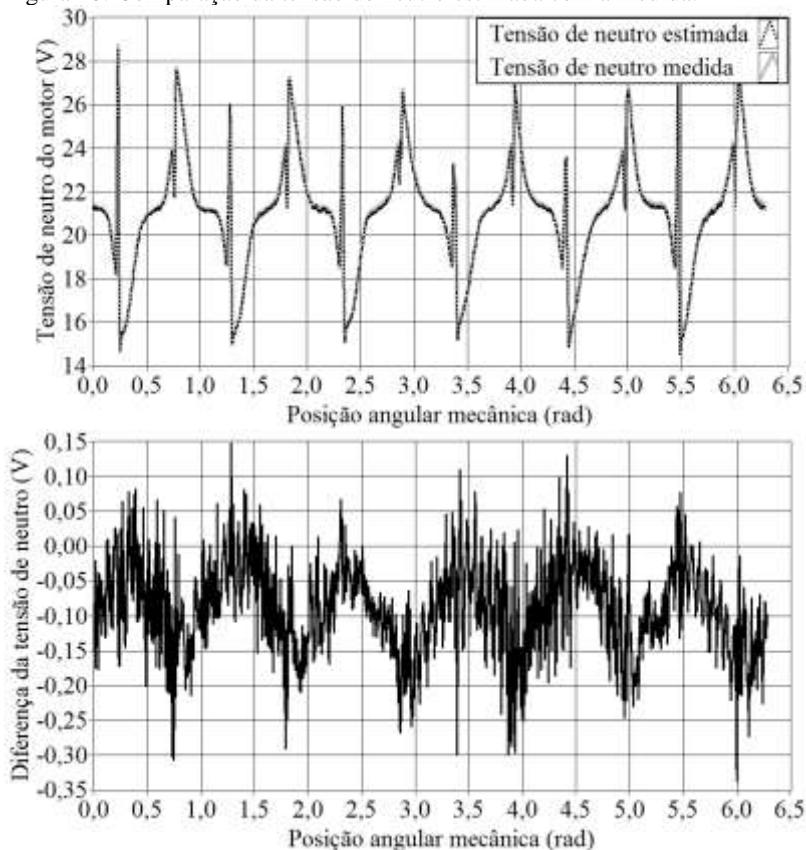
Fonte: Autor.

Apesar da semelhança entre a tensão induzida estimada e a tensão medida, observam-se diferenças significativas nos instantes de comutação entre bobinas: rampa de subida ou decida. Observou-se que as diferenças podem ser consequências do acionamento das bobinas, devido às mudanças da alimentação e, conseqüentemente, da corrente nas bobinas. Nesses instantes, a incerteza dos valores de parâmetros como resistência e constante de tensão induzida, causada pela variação na temperatura, pode influenciar no sistema.

A efetividade do modelo proposto também pode ser avaliada por meio da comparação entre a estimativa e a medição direta da tensão de neutro em motor devidamente instrumentado. A tensão de neutro é a

diferença de potencial entre o ponto onde as três fases são interligadas e a referência do conversor eletrônico. Essa tensão pode ser obtida por meio da equação (14) – página 40 – e é parte subjacente ao cálculo das tensões induzidas. Na figura 20, mostra-se no gráfico de cima, em preto, a tensão de neutro medida e, em cinza, a calculada. Nesse caso, ambas são resultantes de um mesmo teste. Observa-se expressiva semelhança entre a tensão estimada e a tensão medida, com diferença máxima de 0,4 V, para esse exemplo, ilustrada no gráfico de baixo. Nessa comparação não se observa a interferência do chaveamento entre bobinas, pois ela depende unicamente das tensões nos terminais, sem influência significativa dos valores de resistência, indutância e constante de tensão induzida.

Figura 20: Comparação da tensão de neutro estimada com a medida.



Fonte: Autor.

A investigação da tensão induzida do *BLDC* é aprofundada com a simulação da mesma na próxima subsecção. Esse método computacional agrega o conhecimento da influência de cada componente do sinal no domínio da frequência.

3.2.1. Modelagem matemática da tensão induzida (Simulação)

Segundo Vukosavic (1990), a tensão induzida é composta pela frequência fundamental (1º harmônico) e demais harmônicos ímpares da mesma, com representação dada pelas equações (32) e (33):

$$e(\theta_e) = \sum_{n=1}^{\infty} b_{2n-1} \text{sen}((2n-1)\theta); \quad (32)$$

$$b_{2n-1} = \frac{4e_{max} \text{sen}((2n-1)\alpha)}{\pi(2n-1)^2\alpha}; \quad (33)$$

onde: θ_e é posição angular eletromagnética do eixo;
 n é o número de harmônicos que compõem a tensão induzida;
 e_{max} é o valor máximo (valor de patamar) da tensão induzida;
 α é o ângulo entre o cruzamento por zero e o patamar da tensão induzida.

Vukosavic (1990) apresenta a relação percentual entre a amplitude dos harmônicos da tensão induzida e a da frequência fundamental da mesma (tabela 2/Tabela 2).

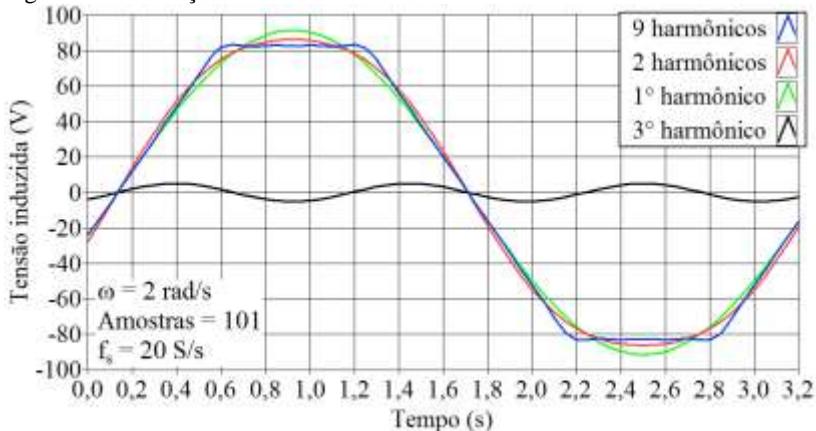
Tabela 2: Amplitude dos harmônicos da tensão induzida.

Harmônico	1°	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°
Amplitude [%]	100	22	4	2	2	1	0,6	0,9	0,3

Fonte: Vukosavic (1990).

Utilizando $e_{max} = 82,9$ V e $\alpha = 0,91$ rad, que representam características do motor avaliado neste trabalho, e considerando as nove primeiras parcelas na aplicação oriundas da equação (32) (pela baixa interferência no valor final dos harmônicos maiores, como exposto na tabela 2) obtém-se a forma de onda representada pela linha azul na figura 21. Outros parâmetros configurados são: velocidade angular média ω de 2 rad/s, 101 amostras e frequência de aquisição f_s de 20 S/s, números utilizados para se obter uma onda completa.

Figura 21: Simulação da tensão induzida.



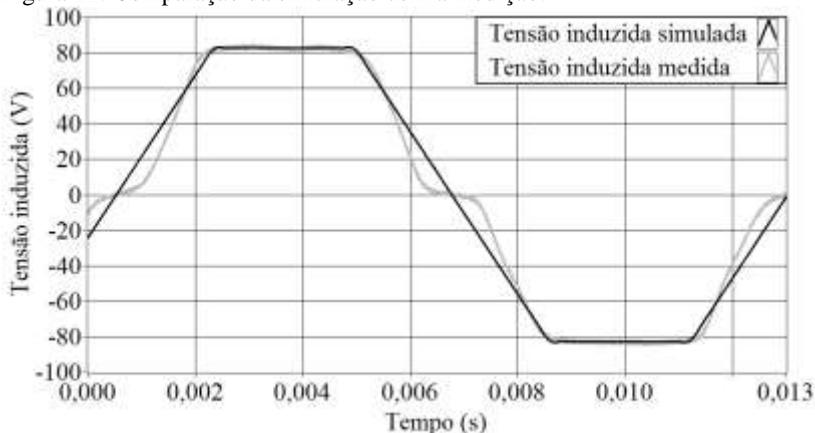
Fonte: Autor.

Nota-se, na tabela 2, que as frequências de maior influência no formato da tensão induzida estão associadas ao primeiro e terceiro harmônicos. Pode-se confirmar tal observação na figura 21 por meio da semelhança da forma de onda com nove harmônicos (em azul) e com dois harmônicos (em vermelho), na figura 21. A última representa a forma de onda que contém somente a frequência fundamental (representada em verde) e o terceiro harmônico (representado em preto).

Anteriormente, apresentou-se uma comparação entre simulações com a variação do número de harmônicos da tensão induzida. A seguir compara-se a simulação com a medição da tensão induzida.

A figura 22 apresenta a tensão induzida simulada, em preto, e a tensão induzida medida diretamente no motor, em cinza. Para a simulação da fase foram usados os seguintes parâmetros: valor de patamar da tensão induzida de 82,9 V; frequência rotacional de 80 Hz; 18 harmônicos; 33500 amostras; frequência de aquisição de 2.5 MS/s; alfa de 0,91 rad. O teste para medição da tensão induzida utilizado foi de frequência rotacional de 40 Hz que corresponde à simulada de 80 Hz, decorrente da conversão de velocidade angular elétrica para mecânica.

Figura 22: Comparação da simulação com a medição.



Fonte: Autor.

Observa-se na figura 22 que o sinal real apresenta deformidades nos patamares e nas rampas de subida e decida, em relação ao sinal simulado, principalmente nos pequenos patamares existentes nos cruzamentos com zero.

Na sequência será apresentada uma forma de obtenção do patamar da tensão induzida, útil para determinação da velocidade angular do *BLDC*. Nela será utilizada a simulação e a medição direta da tensão induzida para sua avaliação.

3.2.2. Patamar da tensão induzida

Nas posições angulares do rotor nas quais as projeções das bobinas da fase encontram-se totalmente contidas nas superfícies de dois dos ímãs, tem-se a maior variação de fluxo magnético. Isso faz com que a tensão induzida na bobina seja máxima para aquela determinada velocidade angular, criando-se assim um patamar da tensão induzida.

O patamar da tensão induzida contém componentes que possibilitam determinar a velocidade angular do motor de corrente contínua sem escovas. Para isso ele é calculado a partir da tensão induzida das fases do motor.

Elaborou-se, de forma empírica, por meio da observação de gráficos da tensão induzida do motor *BLDC*, um método para determinar o valor do patamar da tensão induzida de um motor de corrente contínua sem escovas, trifásico, com tensão induzida trapezoidal. As observações levaram a conclusão de que o patamar

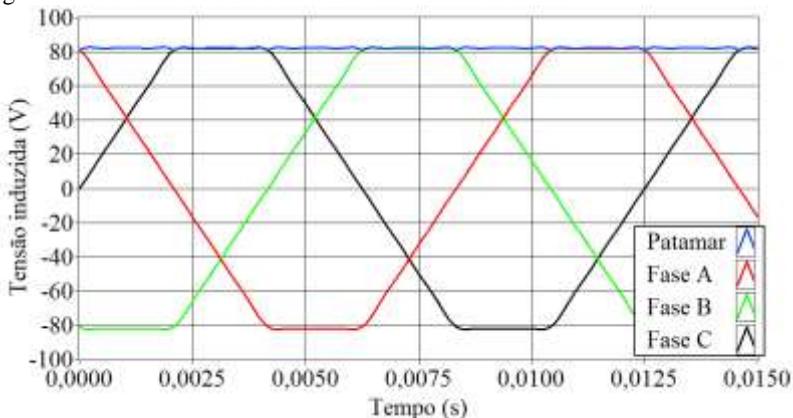
coincide com a metade da soma dos módulos da tensão induzida de cada uma das fases, como mostrado na equação (34),

$$e_{max} = \frac{|e_a| + |e_b| + |e_c|}{2} \quad (34)$$

onde: e_{max} é o valor máximo da tensão induzida (patamar);
 e_a , e_b e e_c são as tensões induzidas de cada uma das fases.

Quando a equação (34) é aplicada ao sinal de tensão induzida de um motor simulado, com alfa de 1,04 rad, obtém-se resposta equivalente a um nível CC, com valor igual ao do patamar da tensão induzida. Isso pode ser observado na figura 23, que apresenta a tensão induzida simulada (ideal) para as três fases do motor e o seu patamar, em azul, obtido por meio da equação (34).

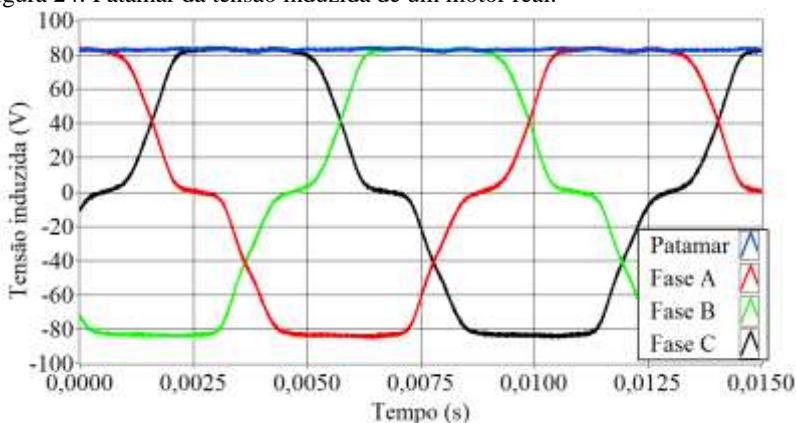
Figura 23: Patamar da tensão induzida de um motor ideal.



Fonte: Autor.

A tensão induzida produzida pelo motor real não é trapezoidal como a simulada. Contudo, os valores de patamar obtidos pela equação (34) também resultam associados aos valores máximos de tensão induzida, como ilustrado pela figura 24.

Figura 24: Patamar da tensão induzida de um motor real.



Fonte: Autor.

Os valores de tensão induzida e de patamar de tensão induzida possibilitam a determinação da velocidade angular do motor, como apresentado na próxima seção.

3.3. MEDIÇÃO INDIRETA DA VELOCIDADE ANGULAR

Torque e velocidade angular são grandezas diretamente relacionadas, que podem sofrer variações significativas dentro de uma volta do eixo do motor *BLDC*, em certas aplicações. Com esta seção, busca-se definir recursos para a avaliação da velocidade angular, em um giro do rotor, possibilitando, consequentemente, a avaliação do comportamento do torque associado.

A medição da velocidade angular do rotor de um motor *BLDC* pode ser feita de diversas formas, dentre elas: *encoder*; sensor de efeito Hall (WU; WEN; WONG, 2016); detecção do cruzamento por zero da tensão induzida (DARBA; DE BELIE; MELKEBEEK, 2013); terceiro harmônico da tensão induzida (MOREIRA, 1994); constante de tensão induzida (FAKHAM; DJEMAI; BUSAWON, 2007; GIRIJA; PRINCE, 2014); determinação de coeficientes do sistema por algoritmo genético (SRISERTPOL; SRIKAEW; JAWAYON, 2010); filtro de Kalman (LENINE; REDDY; KUMAR, 2007).

A avaliação dos métodos para solução do problema proposto por este trabalho deve observar a invasibilidade, frequência de aquisição e complexidade de cada método. Este trabalho visa a medição indireta sem instrumentação do motor ou do eixo do motor, considerando os

métodos que necessitem dessa instrumentação como invasivos e, portanto, não desejáveis. O objetivo de medir a velocidade angular na maior frequência de atuação do sistema de controle, possibilitando esse sistema a atuar em tal frequência, exige que a frequência de estimação deva ser maior ou igual a frequência de acionamento do sinal *PWM* de comando. A complexidade do método deve ser baixa, visando, assim, a possível implementação em sistema de tempo real para controle do motor. A partir desses parâmetros, analisa-se cada uma das opções de medição a fim de escolher a solução mais adequada ao problema.

O uso de *encoder* possibilita mais de quatro mil medições por volta do eixo. Contudo, essa solução exige a instalação de tal dispositivo no eixo do motor, o que pode ser inviável em alguns casos, além de gerar custo extra.

O sensor de efeito Hall mede o campo magnético em uma determinada posição do motor. Isso possibilita a detecção da passagem de cada um dos polos do motor nessa posição. A resolução desse método será definida pelo número de polos do motor e de sensores de efeito Hall utilizados. Contudo, a necessidade de instalar componente adicional no motor e seu custo podem inviabilizar essa solução.

A velocidade angular de um *BLDC* pode ser obtida indiretamente, por meio da tensão induzida. A medição da tensão induzida pode ser realizada em toda a volta do eixo, como mostrado em 3.2; somente entre patamares, para se detectar os cruzamentos por zero (SHAO, 2003); medindo somente o terceiro harmônico (MOREIRA, 1994). Utilizando a técnica de cruzamento por zero é possível medir doze amostras de velocidade angular por volta de um motor trifásico, com duas voltas eletromagnéticas para cada volta mecânica, como feito por Darba, De Belie e Melkebeek (2013). Moreira (1994) também mede doze amostras, para esse mesmo motor, com o terceiro harmônico.

A solução proposta neste trabalho consiste em calcular a velocidade angular do motor utilizando o valor do patamar da tensão induzida e a constante de tensão induzida k_e (FAKHAM; DJEMAI; BUSAWON, 2007; GIRIJA; PRINCE, 2014). Devido à característica cíclica do *PWM* de controle do motor e a atuação do filtro de média móvel nas tensões e correntes adquiridas, entende-se que o sistema é melhor estimado na mesma frequência que o *PWM*. Dessa forma, e visando a maior frequência de atuação do sistema de controle, espera-se determinar a velocidade angular do motor a cada período do sinal *PWM* de comando.

Alguns trabalhos sugerem obter a velocidade angular sem conhecimento da arquitetura e parâmetros do *BLDC*. Srisertpol, Srikaew

e Jawaayon (2010) utilizam algoritmo genético para determinar os coeficientes do modelo utilizado para estimar a velocidade angular. Porém, apesar de apresentar resultado satisfatório, a solução requer tempo de processamento significativo para a estimativa, o que pode inviabilizar certas aplicações. Lenine, Reddy e Kumar (2007) utilizam filtro de Kalman com o mesmo propósito e obtêm bons resultados, inclusive em relação ao tempo necessário para a estimação. Entretanto, abordam o problema por meio de simulações, não fazendo uso da solução em aplicação real.

A tabela 3 permite comparar as soluções apresentadas, com respeito aos seguintes aspectos: nível de complexidade de implementação; se a estratégia é invasiva ao sistema ou não; resolução em uma rotação do eixo. Vale destacar que a técnica é considerada invasiva quando existe a necessidade de instrumentar o motor ou o eixo. Como o valor de patamar da tensão induzida é obtido a partir de medições de tensão e corrente de fase, essa solução é considerada não invasiva, adquirida por meio da instrumentação do conversor eletrônico.

Tabela 3: Comparação dos métodos de obtenção de velocidade angular.

Solução	Complexidade	Invasivo	Resolução
<i>Encoder</i>	Baixa	Sim	Boa
Sensor de efeito Hall	Baixa	Sim	Média
Patamar da tensão induzida	Média	Não	Boa
Cruzamento por zero	Média	Não	Ruim
3° harmônico	Média	Não	Ruim
Algoritmo genético	Alta	Não	Ruim
Filtro de Kalman	Alta	Não	Boa

Fonte: Autor.

Dentre as soluções identificadas, optou-se pela obtenção da velocidade angular utilizando o valor de patamar e a constante de tensão induzida. Tal decisão está apoiada na melhor relação entre custo e benefício apresentada e no atendimento das especificações do trabalho.

Decorre da lei de Faraday (2.1) que o patamar da tensão induzida do motor de corrente contínua sem escovas é proporcional à velocidade angular do seu eixo. Essa proporcionalidade é evidenciada na equação (3) – página 34. A reorganização de tal equação permite expressar velocidade angular (FAKHAM; DJEMAI; BUSAWON, 2007; GIRIJA; PRINCE, 2014), como mostrado na equação (35),

$$\omega_m = \frac{e_{max}}{k_e}, \quad (35)$$

onde: ω_m é a velocidade angular do eixo do motor;
 e_{max} é o valor máximo da tensão induzida (patamar);
 k_e é a constante de tensão induzida.

Como pode ser observada na equação (35), a proporcionalidade entre a velocidade angular e o valor de patamar da tensão induzida é dada por uma constante k_e . A constante de tensão induzida k_e é um parâmetro que pode ser calculado por meio de dados do projeto do motor (HANSELMAN, 2003) ou determinado indiretamente – aplicando a equação (35) de forma inversa – ao medir o valor de patamar da tensão induzida e a velocidade angular do motor.

Dispondo-se da tensão induzida e da velocidade angular é possível determinar o torque do *BLDC* por meio do método proposto neste trabalho. Na próxima subseção são avaliadas diferentes formas de medição de torque e abordados os métodos escolhidos.

3.4. MEDIÇÃO INDIRETA DO TORQUE ELETROMAGNÉTICO

Torque eletromagnético é o torque mecânico produzido pelo motor, somadas as perdas mecânicas internas a ele, como atrito e inércia do rotor. A medição dele tem a mesma especificação de frequência de aquisição e requer a mesma invasibilidade que a medição da velocidade angular. A informação do comportamento do torque eletromagnético dentro de uma volta do eixo pode possibilitar a detecção de desalinhamento e desbalanceamento, bem como a própria especificação de carga do motor. Existem diferentes meios para obtenção do torque eletromagnético, dentre eles: torquímetro com modelo matemático do eixo; transdutores de força devidamente posicionados no estator; estimação por meio de variáveis elétricas do motor. Serão analisados os diferentes métodos de medição de torque a fim de se determinar o mais adequado ao objetivo deste trabalho.

Transdutores de torque geralmente medem o torque por meio da torção do eixo aos quais estão associados. A torção pode ser avaliada de diferentes formas, dentre elas: diferença de posição angular nas pontas do eixo do torquímetro; medição da deformação por meio de extensômetros; sensores magnetoestrutivo ou outras arquiteturas proprietárias de fabricantes. Contudo, esses métodos possuem influência na frequência natural do eixo, limitando a medição de torque alternado a uma determinada faixa de frequências. A incerteza das constantes utilizadas no modelo matemático do eixo é imprescindível para esses métodos de medição. Isso ocorre, pois o transdutor mede o torque no seu

eixo e o modelo influencia na determinação do torque eletromagnético do motor, que é diferente do primeiro, como comentado no início da seção.

Transdutores de força de extensômetros ou cristais piezoelétricos são os mais comumente encontrados. Os dispositivos com extensômetro têm faixa de frequência de medição mais baixa, além de serem mais baratos e simples de utilizar. Por outro lado, os transdutores de força que utilizam sensores piezoelétricos são capazes de medir variações em altas frequências, apesar de não medirem regime permanente (frequência zero). Nesse caso, a melhor construção seria um transdutor de força que utilizasse ambos os sensores, de forma a medir componentes de regime permanente e de mais alta frequência no torque. Caso os mancais que apoiam o eixo não estejam apoiados no estator, pode-se medir o torque eletromagnético diretamente.

Singh e Singh (2012), Fang, Zhou e Liu (2012) e Kim, Kim e Lyou (2008) apresentam método de medição indireta do torque em motores de corrente contínua sem escovas por meio das correntes de fase e das tensões induzidas associadas. Tal método é capaz de medir a quantidade de amostras desejadas em uma volta do rotor. Além disso, as medições se utilizam das tensões e correntes das fases, grandezas que podem ser adquiridas por meio da instrumentação do conversor eletrônico, externa ao motor.

A tabela 4 possibilita estabelecer comparações entre os métodos de medição de torque apresentados. Nela, classificam-se os métodos quanto à necessidade de procedimentos invasivos no motor ou não. Nesse contexto, considera-se que a instrumentação do inversor não é invasiva, pois não há interferências no motor. A tabela também compara as frequências que o método é capaz de medir, onde: “0” é regime permanente; “B” são frequências de até 30 Hz; “M” são frequências entre 30 e 150 Hz.

Tabela 4: Comparação dos métodos de medição de Torque

Método	Invasivo	Frequência
Torquímetro	Sim	0/B
Transdutor de força extensométrico	Sim	0/B
Transdutor de força piezoelétrico	Sim	B/M
Tensão induzida	Não	0/B/M

Fonte: Autor.

Para este trabalho, optou-se pela utilização do último método representado na tabela 4, onde o torque pode ser obtido indiretamente por meio da tensão induzida.

A estimativa do torque por meio da tensão induzida se baseia na análise do fluxo de potência, feita em 2.2.2, onde a potência mecânica desenvolvida pelo motor é representada pelo produto entre a tensão induzida e a corrente de fase do motor. Com isso, é possível obter o torque eletromagnético pelo quociente da potência eletromagnética pela velocidade angular do eixo do motor. Singh e Singh (2012), Fang, Zhou e Liu (2012) e Kim, Kim e Lyou (2008) expressam essas relações por meio da equação (36), aplicável à configuração do *BLDC* empregado neste trabalho:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m}, \quad (36)$$

onde: T_e é o torque eletromagnético entregue pelo motor no eixo;
 e_a , e_b e e_c são as tensões induzidas de cada uma das fases;
 i_a , i_b e i_c são as correntes em cada uma das fases;
 ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor em rad/s.

A determinação do torque por meio da equação (36) requer a obtenção da tensão induzida determinada, da corrente de fase do motor e da velocidade angular.

Em 2.3, aborda-se o acionamento do *BLDC*, que é feito por meio da passagem de corrente em duas das suas três fases. A corrente passa pela fase que a tensão induzida está no patamar superior conectada ao barramento CC (corrente no sentido positivo), seguindo pela fase no patamar inferior conectada à referência (corrente no sentido negativo). Nesse tipo de acionamento, não haverá corrente circulando na fase que se encontra em transição de patamares da tensão induzida. Com base na forma de acionamento e nas relações apontadas pelas equações (20) – página 41 – e (36), Cham e Samad (2014), Darba, D'haese e De Belie (2015) e Mohan, Undelandt e Robbins (1995) apresentam o cálculo do torque eletromagnético do *BLDC* pela equação (37). No lado direito desta equação, eles utilizam a constante de torque k_t , em Nm/A, em substituição à razão entre o patamar da tensão induzida e a velocidade angular mecânica. Vale destacar que em 2.1 essa razão é denominada constante de tensão induzida k_e , em V/(rad/s).

$$T_e = \frac{2e_{max} i_p}{\omega_m} = 2k_t i_p, \quad (37)$$

onde: e_{max} é o patamar da tensão induzida;
 i_p é a corrente circulando nas fases acionadas;
 k_t é a constante de torque do motor.

A abordagem proposta pelos autores citados acima, na equação (37), considera que o torque será produzido unicamente quando a tensão induzida encontra-se em seu patamar e igualmente em ambas as bobinas nas quais a corrente circula. Embora mais simples do ponto de vista das medições necessárias, as estimativas de torque obtidas por meio da equação (37) podem ter maiores incertezas que aquelas obtidas pela equação (36), causadas pela incerteza da constante de torque e possíveis diferenças de fabricação entre as fases. Contudo, a equação (37) permite a determinação do torque sem a necessidade de estimar a tensão induzida do motor.

3.5. CONSIDERAÇÕES

No capítulo anterior, apresentam-se conceitos elementares sobre motores de corrente contínua sem escovas, obtidos por meio de consulta à literatura disponível. Tais conceitos são necessários para o desenvolvimento deste trabalho, por constituírem ferramental útil à solução nele proposta, de obtenção da velocidade angular e do torque do motor. Nele é descrita a construção básica de um *BLDC*, a tensão induzida, a modelagem elétrica do motor, a forma de acionamento e a forma de medição da tensão de terminal e corrente de fase do motor.

No presente capítulo, apresenta-se a proposta deste trabalho para solução do problema da medição indireta das grandezas de interesse, a partir do ferramental teórico supracitado. Destacam-se a relevância de cada uma das etapas inerentes a solução, o encadeamento entre elas, e as variáveis subjacentes. Em suma, discorre-se sobre as etapas assim ordenadas: tratamento dos sinais de tensão e corrente adquiridas; determinação da tensão induzida de cada fase do motor; método de obtenção da velocidade angular; cálculo do torque eletromagnético do *BLDC*.

O capítulo subsequente visa apresentar a bancada de avaliação das variáveis de interesse obtidas como descrito neste capítulo. Face às limitações do equipamento disponível no laboratório, propõe-se uma bancada inédita, capaz de verificar as variáveis de interesse. São descritos: o método de geração de torque por meio de um motor de corrente contínua com escovas; o método de medição do torque eletromagnético por meio das forças aplicadas pelo estator no seu suporte; o método de medição direta da tensão induzida do motor.

4. BANCADA PARA TESTES EM CONDIÇÕES DINÂMICAS

Para avaliação da velocidade angular e do torque estimados neste trabalho, faz-se necessário uma bancada de teste dessas variáveis em condições dinâmicas. O nome comercial do equipamento projetado para medir torque e velocidade angular de motor elétrico é dinamômetro. Para tanto, tal equipamento é tipicamente constituído de dispositivo para aplicação de torque resistente (neste trabalho denominado de freio), torquímetro, *encoder* e de suporte para o motor em teste. Durante a realização das atividades experimentais deste trabalho, dispunha-se de um dinamômetro para medição de torque de motores em alta rotação. O equipamento é constituído de um freio de histerese AHB-1 (MAGTROL, 2016) e um torquímetro com *encoder* embutido, modelo TMHS-303 (MAGTROL, 2011), ambos da marca Magtrol.

Apesar de o dinamômetro disponível refletir o estado da arte, na data de sua montagem, na medição de torque médio em alta frequência rotacional (SOUZA NETO, 2009), ele não é adequado às características de torque dinâmico. O eixo do torquímetro tem uma redução da seção transversal que pronuncia a deformação causada pelo torque interno. Essa redução diminui a rigidez do eixo, o que resulta em menor frequência natural da bancada como um todo. Além disso, o freio de histerese não é capaz de fornecer torque oscilante por causa do alto valor de indutância de sua bobina.

A avaliação da solução explorada neste trabalho necessita de um dinamômetro capaz de gerar e medir variação de torque com período igual ao de uma revolução do eixo. Para atender uma gama de motores com frequência rotacional nominal de 60 Hz, necessita-se que a variação de torque alcance o mesmo valor. Para isso, o freio deve ter constante de tempo baixa o suficiente para ser capaz de variar o torque nas frequências necessárias. O torquímetro deve medir sinais de torque com oscilações na mesma frequência que a frequência rotacional do motor.

Em função da incapacidade da bancada disponível para servir de referência na avaliação do algoritmo proposto, optou-se pelo desenvolvimento de uma bancada, a qual é ilustrada pela figura 25. Decidiu-se empregar: motor de corrente contínua com escovas (*PMDC*), atuando como freio; *encoder*, para medir a velocidade angular; transdutores de força piezoelétricos (modelo PCB 208C01), para medição do torque eletromagnético. Nessa figura, mostra-se a bancada desenvolvida com o motor com escovas na função de freio (indicado

pela letra A), o motor sob teste acoplado à estrutura para medição do torque (indicado pela letra B) e o *encoder* (indicado pela letra C).

Figura 25: Dinamômetro dinâmico.



Fonte: Autor

O *encoder* escolhido é um dispositivo composto por uma grade ótica, uma fonte de luz e um foto detector. A passagem de cada linha da grade entre a fonte de luz e o detector é traduzida pelo detector em níveis de tensão alto ou baixo. A medição do tempo entre transições de baixo para alto de pulsos subsequentes determina a frequência de passagem das linhas, que é igual ao produto do número de pulsos em uma volta pelo quociente entre velocidade angular e 2π . Por meio da derivada da velocidade angular é possível determinar a aceleração angular do eixo, importante para determinação do torque armazenado no eixo em forma inercial, como descrito na equação (22) – página 42. Apesar de a inércia não interferir na medição do torque eletromagnético, ela deverá ser levada em conta no ajuste de ganho da bancada.

O acionamento do *PMDC*, os algoritmos utilizados e a modelagem matemática da geração de torque dinâmico são apresentados na próxima seção. Em 4.2, descreve-se a forma proposta para medição do torque dinâmico gerado pelo *PMDC*. Por último, em 4.3, apresenta-se uma funcionalidade adicional da bancada: medição direta da tensão induzida do *BLDC*.

4.1. APLICAÇÃO DE TORQUE DINÂMICO

O principal objetivo deste trabalho é a medição da variação do torque em um período da rotação do eixo. Para tanto, faz-se necessário utilizar freio capaz de produzir torque com variação senoidal de frequência igual à frequência rotacional, que pode variar até 60 Hz (3600 rpm ou 377 rad/s). Vislumbraram-se neste trabalho duas opções para atender tal especificação: utilização de um motor trifásico sem escovas com ímãs permanentes; utilização de um motor de corrente contínua com escovas. Em ambos os casos os motores funcionam como gerador, apresentando três situações de geração de torque: “curto-circuito” entre os terminais do motor; resistência entre os terminais do motor R_t ; acionamento do motor no sentido contrário ao motor sob teste. As duas primeiras situações têm o torque máximo definido por meio da equação (38), onde $R_t = 0 \Omega$ para a situação de “curto-circuito”, e a terceira situação definida pela equação (39):

$$T_r = \frac{k_t^2 \omega_m}{R_m + R_t}; \quad (38)$$

$$T_{CC} = \frac{k_t V_{CC} + k_t^2 \omega_m}{R_m}; \quad (39)$$

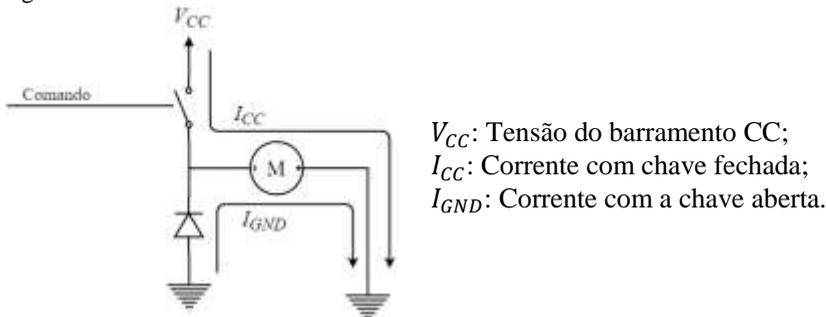
onde: T_r é o torque com resistência entre os terminais do motor;
 k_t é a constante de torque do motor;
 R_m é a resistência interna do motor;
 R_t é a resistência externa aplicada aos terminais;
 T_{CC} é o torque do motor ligado no barramento CC;
 ω_m é a velocidade angular mecânica do motor em rad/s;
 V_{CC} é a tensão do barramento CC.

A geração de torque intermediário ao de cada uma das situações pode ser feita pela troca, em alta frequência, entre duas situações de geração de torque. Neste trabalho, optou-se pela utilização da situação de acionamento do motor em sentido contrário alternada a de “curto-circuito”. Essa escolha permite uma larga faixa de torque aplicado, bem como a simplificação do circuito de acionamento do freio. A mudança entre as diferentes formas de acionamento é feita por meio de circuito de chaveamento, composto por componentes semicondutores. Dispositivos comerciais de acionamento são projetados com foco no torque médio (situação típica), utilizando filtros e componentes com resposta mais

lenta que a necessária para atingir o objetivo deste trabalho. Optou-se, então, pelo desenvolvimento de um circuito capaz de acionar o *PMDC* com resposta que atenda à especificação.

O circuito desenvolvido é constituído por uma chave controlada, que possibilita alimentar o *PMDC* com a tensão do barramento CC, e um diodo utilizado para permitir que o motor forneça corrente quando a chave encontra-se aberta, como ilustrado na figura 26. Conseqüentemente, o motor atua como freio, transformando potência mecânica em potência elétrica.

Figura 26: Circuito de acionamento do motor de corrente contínua com escovas



Fonte: Autor

No sistema de acionamento adotado, denomina-se I_{CC} a corrente que flui no motor com a chave fechada, e I_{GND} , quando aberta. A corrente I_{CC} produz torque contrário, como descrito na equação (39). No desligamento do motor, quando ele está em “curto-circuito”, a corrente I_{GND} flui através da referência e o torque é descrito pela equação (38), com R_t igual à resistência do diodo. O uso de frequência de chaveamento suficientemente alta possibilitará a filtragem da variação da corrente pelo motor, tendo assim uma ondulação, durante o período de chaveamento, que não será observada na estimação de torque do *BLDC*. Como o torque produzido por esse tipo de motor é diretamente proporcional à corrente em suas bobinas, o valor do torque também será constante em um período do chaveamento.

O comando do acionador é feito por um *Field Programmable Gate Array (FPGA)*. *FPGA* são circuitos integrados programáveis por

meio de linguagem de descrição de *hardware* como *VHDL*¹² ou Verilog¹³. Neste trabalho utilizou-se uma placa da National Instruments (NI MyRIO), que contém um *FPGA* Xilinx Z-7010. Por ser um produto proprietário da National Instruments, há a necessidade de descrever o *hardware* na plataforma LabVIEW, traduzi-lo para Verilog e, então, compilá-lo.

Para que o sinal de comando do acionador do motor cause uma oscilação senoidal são necessárias três etapas: cálculo do ângulo aplicado; cálculo do seno para o ângulo aplicado; geração do comando *PWM*. O cálculo do ângulo é feito com um acumulador de ângulo conhecido como *Numerically Controlled Oscillator (NCO)*. Nele, soma-se o passo do ângulo desejado, considerando que o valor máximo do número é 2π , correspondente ao período completo do sinal. Quando a soma for igual ou maior ao valor máximo ele é subtraído do seu valor máximo, retornando a zero, ou ao valor que ultrapassou, sem descontinuidades (KISENWETHER; TROXELL, 1986). Para determinar o valor da razão cíclica a ser aplicada é necessário o cálculo do seno do ângulo fornecido pelo *NCO*, possível de se fazer em *hardware* com um algoritmo chamado *Coordinate Rotation Digital Computer (CORDIC)* (KADAM et al., 2002).

CORDIC é um método utilizado para o cálculo de funções trigonométricas em *hardware*. Ele é um algoritmo iterativo que funciona por meio da rotação do sistema de coordenadas até a redução do ângulo a zero, podendo ser utilizado de duas maneiras: modo de rotação; modo de vetorização. No modo de rotação, entra-se com magnitude e fase do vetor, calculando-se assim suas coordenadas no plano, que são correspondentes ao seno e ao cosseno do ângulo quando a magnitude é igual a um. O modo de vetorização transforma as coordenadas no plano em valores de magnitude e fase do vetor (SRINIVASA; ROOPA, 2012). Para este trabalho, deseja-se calcular o seno da fase de saída do *NCO*, portanto, utiliza-se o modo de rotação do *CORDIC*.

O valor da amplitude do sinal senoidal possibilita a variação da razão cíclica aplicada ao sinal de comando *PWM*, como descrito na

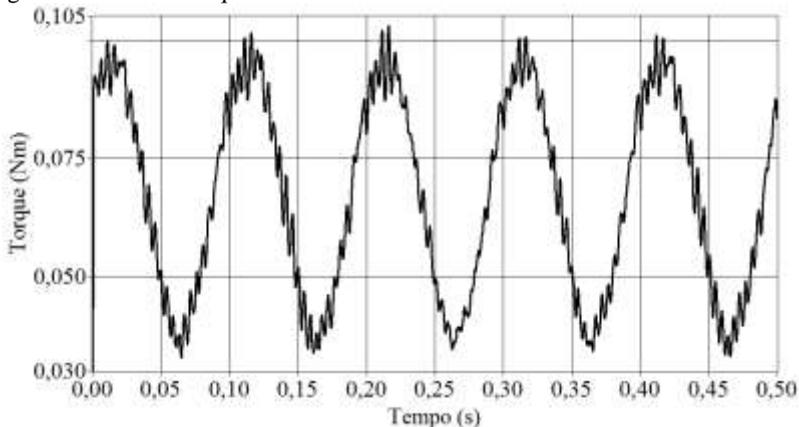
¹² *VHDL* é uma linguagem de descrição de *hardware* definida pela norma IEEE 1076-2008 (IEEE, 2008) e é utilizada para modelar sistemas eletrônicos implementados em *FPGA*.

¹³ Verilog é uma linguagem de descrição de *hardware* definida pela norma IEEE 1364-2005 (IEEE, 2005) e é utilizada para modelar sistemas eletrônicos implementados em *FPGA*.

equação (23) – página 44. A chave controlada é implementada por um *MOSFET*¹⁴, acionado por meio de um capacitor *bootstrap*. Um dos requisitos de funcionamento dessa técnica é que a razão cíclica deve ficar entre 10% e 90% (MERELLO, 2016). Para isso, o sinal de saída do *CORDIC* é adaptado para que fique dentro dessa faixa.

No sistema adotado, o *PMDC* é acionado em malha aberta, onde a determinação dos tempos para a geração da frequência desejada e do sinal de *PWM* é baseada no oscilador da placa. A figura 27 ilustra o sinal de torque gerado pelo *PMDC*.

Figura 27: Sinal de torque do *PMDC*



Fonte: Autor

No teste com resultados ilustrados pela figura 27, o eixo é rotacionado pelo *BLDC* com frequência rotacional de 40 Hz e o torque do *PMDC* varia na frequência de 62,8 rad/s, correspondente ao período de 0,1 s. Para a medição do torque, utiliza-se o torquímetro TMHS-303 da bancada disponível no laboratório. Esse transdutor é adequado, pois a frequência de variação do torque está dentro da faixa de medição do torquímetro. Na próxima seção é apresentado o método de medição do torque eletromagnético dinâmico aplicado no *BLDC*.

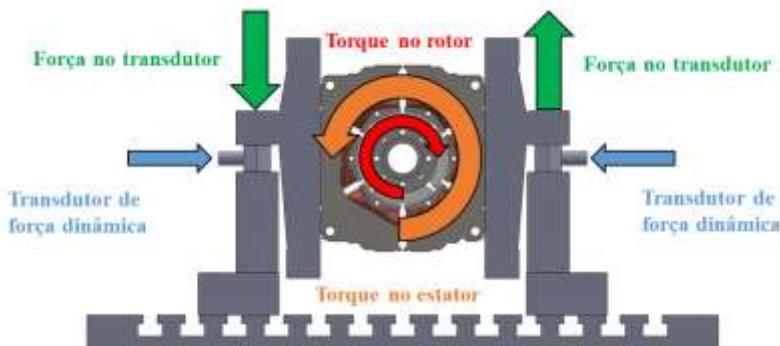
¹⁴ O transistor de efeito de campo metal – óxido – semicondutor (do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET*) é um componente eletrônico que pode ser utilizado como chave acionada por sinal de tensão.

4.2. MEDIÇÃO DO TORQUE ELETROMAGNÉTICO

A sensibilidade a ruídos é um problema recorrente nas medições de torque. A utilização de um filtro de média móvel, normalmente com janela igual ao período de rotação do eixo, é uma solução comumente adotada. Contudo essa solução divide as oscilações do torque em dois grupos, as frequências medidas e as filtradas. As frequências medidas são aquelas que se encontram abaixo da frequência de corte do filtro de média móvel, enquanto as frequências mais altas são atenuadas pelo filtro juntamente ao ruído. Tal solução é eficaz para a medição de torque constante, porém não permite a medição de torque dinâmico. Para que seja possível a medição de torque dinâmico é necessário o uso de sistema capaz de medir sem a necessidade de um filtro tão restritivo, possibilitando assim a medição de torque com oscilação na mesma frequência que a frequência rotacional.

Este trabalho tem como um de seus objetivos a medição do torque dinâmico de um motor *BLDC*, por meio das tensões de terminal e correntes de fase. Propõe-se um dinamômetro capaz de medir variações de torque com baixa sensibilidade a ruído para a avaliação do método apresentado no capítulo 3. Para possibilitar a medição das variações de torque em frequências mais altas, propõe-se o uso de transdutores de força piezelétricos, instalados no suporte para o estator. Tal suporte foi projetado com objetivo de captar as forças de reação nos apoios, como ilustrado na figura 28.

Figura 28: Base para medição do torque dinâmico.



Fonte: Autor.

O princípio subjacente ao método proposto é de que as forças eletromagnéticas provocam torque no rotor (seta vermelha), causando

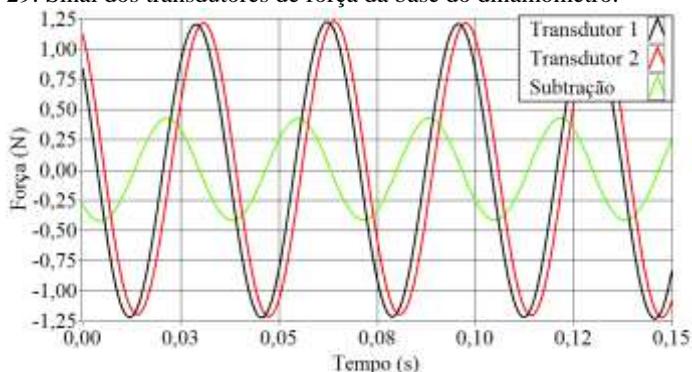
torque inverso no estator (seta laranja). Devido à geometria da base, o torque do estator é transferido aos apoios da estrutura, provocando duas forças de, teoricamente, mesma magnitude e sentidos contrários (setas verdes), medidas pelos transdutores de força dinâmica, localizados nos apoios da base do estator. Por serem forças de sentidos opostos, a subtração vetorial dos seus valores possibilita medição com maior sensibilidade e menor influência de alguns esforços alheios ao torque.

O transdutor de força dinâmica é composto por um cristal piezoelétrico, que gera carga elétrica proporcional à variação da deformação do cristal causada pela variação da força aplicada. Isso significa que a principal característica desse transdutor é a de ser sensível somente às variações da força, com resposta nula para forças em regime permanente, atuando como um filtro que permite apenas a passagem das altas frequências.

Confirmou-se que a forma de medição de torque (dinamômetro) proposta neste trabalho seja inédita, já que não foram encontradas referências de aplicações semelhantes. Por conta dessas características, existem riscos associados a sua implementação, conforme apêndice A.

Em montagem ideal do sistema proposto, seria nula a variação de forças perpendiculares aos transdutores quando o motor não estivesse submetido a torque externo. Entretanto, de não idealidades, como desbalanceamentos e assimetrias inerentes a construção do eixo do motor, decorrem variações de forças perpendiculares aos transdutores, com mesma amplitude e sentido, que se anulam pela subtração do sinal. Contudo, quando esta proposta de dinamômetro foi montada e testada, observaram-se diferenças entre as medições dos transdutores de força dinâmica para carga externa nula. Na figura 29, ilustra-se a diferença mais comum observada, que é a defasagem entre os sinais. Nela, mostra-se o sinal dos transdutores, em preto e vermelho, e a sua subtração em verde.

Figura 29: Sinal dos transdutores de força da base do dinamômetro.



Fonte: Autor

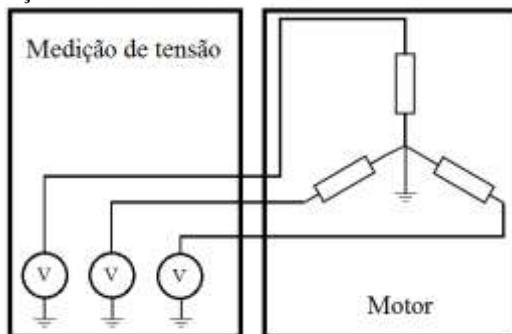
Defasagens entre os sinais dos transdutores, como a ilustrada, são recorrentes, apesar de inúmeras tentativas de montagem, alinhamento e compensação de assimetrias, da mesma forma, também são diferentes para cada montagem e situação de teste (como detalhado no apêndice A). A variação da amplitude causada pela defasagem é da mesma ordem de grandeza que o valor a ser medido, sendo o valor medido na faixa de 0,1 a 0,5 N e a variação podendo alcançar até 0,5 N. A compensação das diferenças não foi possível, pois o dinamômetro sofre alterações físicas entre a montagem de zeragem e de medição, introduzindo defasagem aleatória para cada montagem. Devido à aleatoriedade, o valor de zeragem passa a ser ineficiente quando o dinamômetro é remontado para medição. Portanto, a medição de torque é composta por componentes não desejadas e não compensáveis, com amplitudes superiores às das componentes de interesse, tornando a medição de torque não confiável. As possíveis razões para o excesso de ruído são abordadas no apêndice A. Por não se ter conseguido assegurar confiabilidade metrológica ao dinamômetro proposto em tempo hábil, a medição de torque não é avaliada neste trabalho.

4.3. MEDIÇÃO DA TENSÃO INDUZIDA DO *BLDC*

Com a bancada proposta nesta seção é possível avaliar a forma de obtenção da tensão induzida do motor de corrente contínua sem escovas, proposta neste trabalho, e determinar a constante de tensão induzida associada. Para tanto, faz-se necessário acionar o *BLDC* mecanicamente, utilizando o *PMDC*. Ao girar o eixo na velocidade angular média desejada, a tensão induzida é gerada como descrito em

2.1. A medição da tensão induzida é feita por meio de voltímetros, conectados entre os terminais e o neutro do motor (acessível para esta montagem). A conexão descrita, e ilustrada pela figura 32, permite que a tensão induzida da cada fase seja medida separadamente.

Figura 30: Medição direta da tensão induzida



Fonte: Autor.

4.4. CONSIDERAÇÕES

O capítulo anterior discorreu sobre a obtenção de velocidade angular e torque do motor de corrente contínua sem escovas. Apresenta a solução deste trabalho para a medição indireta dessas grandezas, a partir de ferramental teórico abordado no segundo capítulo, oriundo de consulta à literatura disponível.

A preocupação em avaliar a confiabilidade metrológica dos resultados decorrentes da solução proposta motivou a elaboração do capítulo atual. Face à inadequação de equipamento disponível, que refletia o estado da arte em medição de torque em alta frequência rotacional, construiu-se dinamômetro visto como mais apropriado aos requisitos da avaliação pretendida. Os desafios associados ao desenvolvimento dessa solução inovadora inviabilizam sua aplicação em tempo hábil, para avaliação dos resultados de torque obtidos. Contudo, a solução se mostrou confiável para avaliação de velocidade angular e de tensão induzida.

No capítulo subsequente, apresentam-se os testes que possibilitam as medições diretas das grandezas de interesse a partir da bancada construída. Na descrição são destacados aspectos relevantes da montagem e execução dos testes. Seus resultados, tomados de motores devidamente instrumentados, são empregados para avaliação da solução proposta para estimativas de tensão induzida e de velocidade angular.

5. RESULTADOS

O presente trabalho foi motivado pela necessidade de caracterização das variações de torque eletromagnético e velocidade angular que ocorrem durante uma volta do eixo do motor elétrico de corrente contínua sem escovas (*BLDC*). Na solução adotada pelo autor (apresentada de maneira resumida no apêndice D), tais parâmetros são obtidos de maneira indireta, por meio de variáveis características do *BLDC*, como a tensão induzida. Como geralmente não pode ser medida diretamente, desenvolveu-se algoritmo que permite estimar a tensão induzida para qualquer posição angular do rotor do *BLDC*.

A comparação dos resultados é feita por meio da diferença, resto da subtração da média dos valores estimados da média das referências. As médias são constituídas por valores obtidos em dez testes diferentes, em 1200 posições angulares de uma rotação mecânica completa do eixo do motor, definidas pelas bordas de subida e descida do *encoder*. Um sinal de sincronismo no *encoder* garante que o início da medição ocorrerá sempre na mesma posição angular do eixo, possibilitando o uso da média. Optou-se pela utilização de três velocidades angulares médias para avaliação da solução proposta: 66 rad/s, menor velocidade angular alcançada pelo conversor eletrônico utilizado para acionamento do *BLDC*; 99 rad/s, velocidade angular 50% maior que a menor velocidade angular do conversor eletrônico utilizado; 165 rad/s, menor velocidade angular do *BLDC* em condições normais de uso. Calcula-se o desvio padrão da diferença pela combinação dos desvios padrão da média dos valores estimados e da média dos valores das referências, como descrito na equação (40),

$$s_c = \sqrt{s_e^2 + s_r^2}, \quad (40)$$

onde: s_c é o desvio padrão combinado referente à diferença;
 s_e é o desvio padrão da média das estimativas;
 s_r é o desvio padrão da média das referências.

Determina-se, também, a diferença máxima com nível de confiança de 95,45% por meio da média e desvio padrão da diferença em todas as posições angulares. O cálculo é feito por meio da multiplicação do desvio padrão pelo fator de abrangência igual a 2, para um nível de confiança de 95,45% (GUM, 2008), então somado à média das diferenças, como mostrado na equação (41),

$$D = \bar{D} + ts_{\bar{D}}, \quad (41)$$

onde: D é a diferença máxima para o nível de confiança de t ;
 \bar{D} é a média das diferenças em todas as posições angulares;
 t é o fator de abrangência para o nível de confiança desejado;
 $s_{\bar{D}}$ é o desvio padrão da média das diferenças.

Os resultados apresentados neste capítulo permitem avaliar a validade da solução proposta, com a comparação das estimativas da tensão induzida, do seu patamar e da velocidade angular decorrente com valores de referência. Por último, apresenta-se o resultado da estimação de torque em um compressor¹⁵.

5.1. ESTIMAÇÃO DA TENSÃO INDUZIDA

As variáveis que influenciam no valor de tensão induzida são velocidade angular e posição angular do eixo. Em cada uma das velocidades angulares médias, mede-se valor de referência a ser comparado com o valor estimado nas 1200 posições angulares marcadas pelo *encoder*.

Os testes de referência e estimação de tensão induzida são realizados utilizando a bancada proposta no capítulo 4. Devido à influência da tensão de alimentação, não é possível realizar a medição direta de tensão induzida quando o motor está sendo acionado eletricamente. Por isso, o teste de referência é feito separadamente do teste de estimação. Primeiramente, obtêm-se os valores de referência por meio da medição direta da tensão induzida, como apresentado na próxima subseção. Em seguida, estima-se a tensão induzida a partir das tensões e correntes de alimentação do motor, adquiridas no conversor eletrônico. Por último, comparam-se os valores médios estimados e de referência.

5.1.1. Aquisição da tensão induzida de referência

Na avaliação pretendida, os valores de tensão induzida medidos diretamente são empregados como referência. Para obter tais valores, faz-se necessário girar o eixo do *BLDC* a partir de outro motor, como

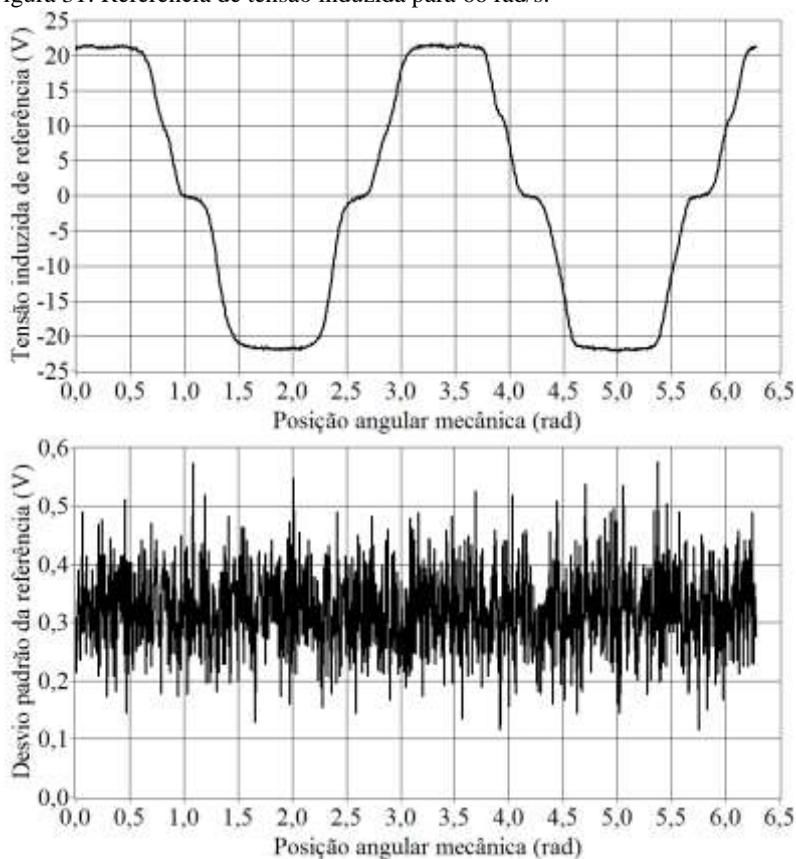
¹⁵ Entre as variáveis de interesse do trabalho, somente a velocidade angular é avaliada devido à falta de confiabilidade da referência de torque, como comentado no capítulo anterior.

proposto em 4.3. Além do *BLDC*, a proposta requer um *PMDC*, para o acionamento do *BLDC*; um *encoder*, para a medição da velocidade angular; três voltímetros, para a medição da tensão induzida. Dessa forma, torna-se possível medir diretamente a tensão induzida de cada fase do motor, para cada velocidade angular média.

A incerteza associada à medição direta é composta pela incerteza do sistema de medição utilizado e pelo desvio padrão da média das medições de referência. A avaliação de incerteza de medição considerando tais fontes – apresentada no apêndice B – ficou prejudicada pela falta de recurso em tempo hábil para garantir a confiabilidade de calibração do equipamento e de especificação metrológica para aquisição de sinal não senoidal. Assim, optou-se pelo uso da média e do desvio padrão para caracterização do comportamento das medições, realizadas neste trabalho.

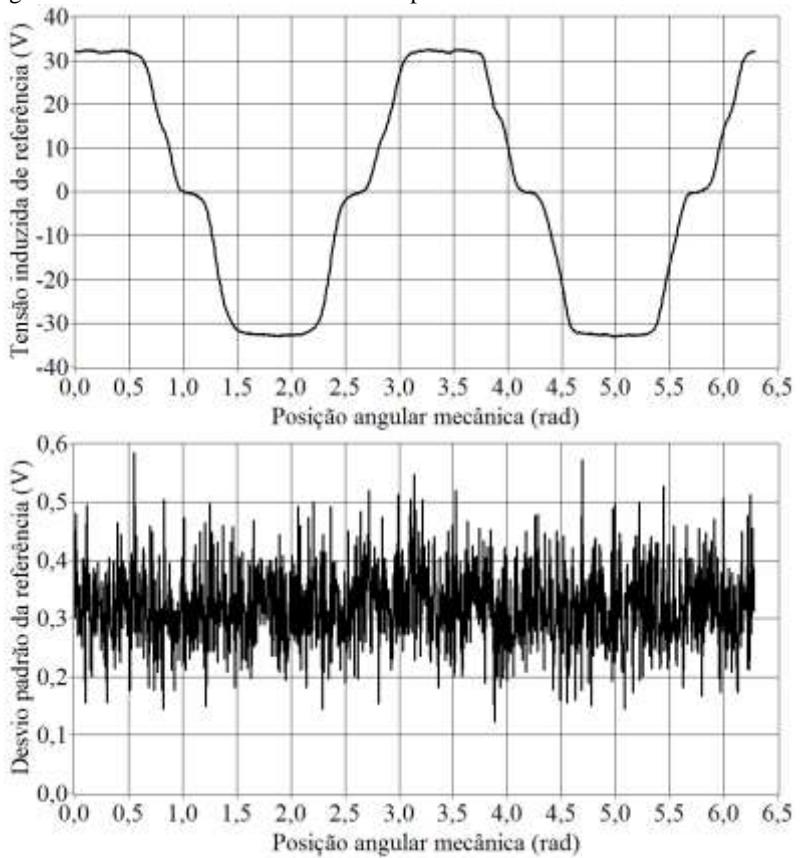
Em cada uma das figuras 31, 32 e 33, no gráfico da parte de cima da figura, são apresentados os valores da média de dez aquisições de referência da tensão induzida $\overline{T I_r}$ para a fase A, nas 1200 posições angulares do eixo, com velocidades angulares médias de 66, 99, 165 rad/s, respectivamente. No gráfico da parte de baixo de cada figura, ilustram-se os valores de desvio padrão para cada uma das medições apresentadas no gráfico superior.

Figura 31: Referência de tensão induzida para 66 rad/s.



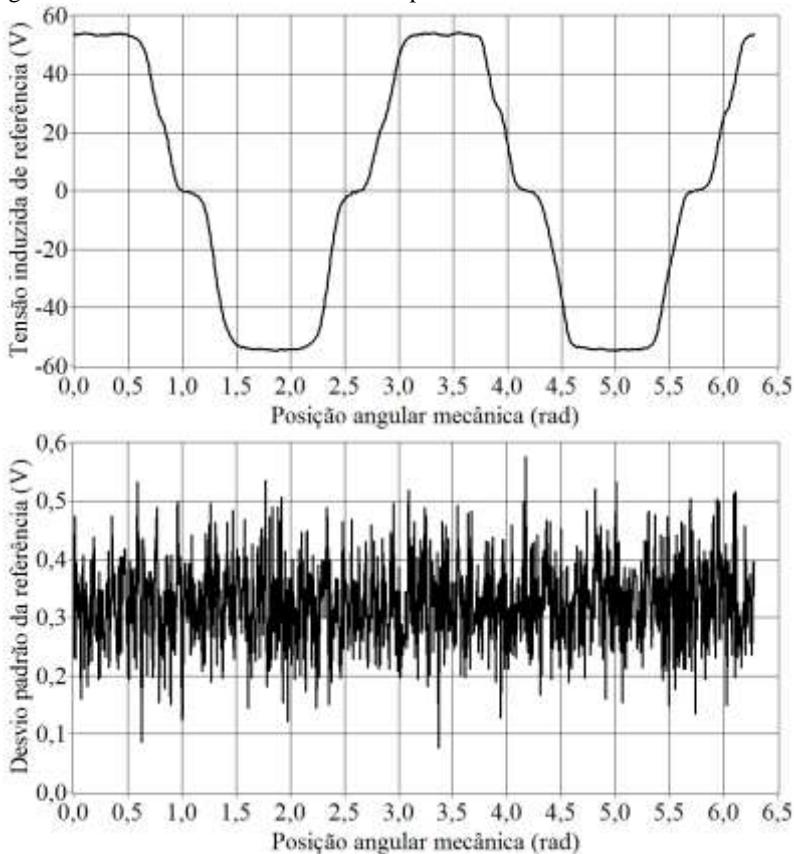
Fonte: Autor.

Figura 32: Referência de tensão induzida para 99 rad/s.



Fonte: Autor.

Figura 33: Referência de tensão induzida para 165 rad/s.



Fonte: Autor.

A próxima subseção apresenta os testes de estimação da tensão induzida do *BLDC* apresentada em 3.2, utilizando as tensões e correntes de alimentação das fases do motor, medidas no conversor eletrônico.

5.1.2. Teste com acionamento do *BLDC*

No teste para estimação da tensão induzida, apresentada em 3.2, o *BLDC* é acionado eletricamente. O dinamômetro proposto no capítulo 4 é empregado de forma que o *PMDC* seja acionado inversamente ao sentido de rotação do eixo do *BLDC*, fornecendo torque contrário ao seu movimento, para a condição de carga; o *encoder* é usado para medição da velocidade angular. Tensão e corrente de alimentação do *BLDC* são

medidas de forma direta no conversor eletrônico, como descrito em 3.1, por meio de voltímetros e amperímetros simultâneos, e os parâmetros resistência e indutância são estimados, como descrito no apêndice C, com valores¹⁶ de $7,78 \Omega$ e $69,0 \text{ mH}$, respectivamente. Os testes foram feitos em seis condições distintas. Nas três primeiras, acionou-se o *BLDC* sem carga, em cada uma das velocidades angulares médias: 66, 99 e 165 rad/s . Os outros três testes foram realizados com o motor submetido à carga constante, aplicada igualmente nas mesmas três velocidades angulares médias.

Como os testes de medição da referência e medição das variáveis para estimação são feitos separadamente, pode haver diferença na velocidade angular entre eles. O efeito dessas variações é minimizado pela aplicação da média da velocidade angular da referência em cada posição angular, conforme equação (42),

$$TI_{EC} = TI_E \frac{\bar{\omega}_r}{\omega_m}, \quad (42)$$

onde: TI_{EC} é a tensão induzida estimada e corrigida;

TI_E é a tensão induzida estimada;

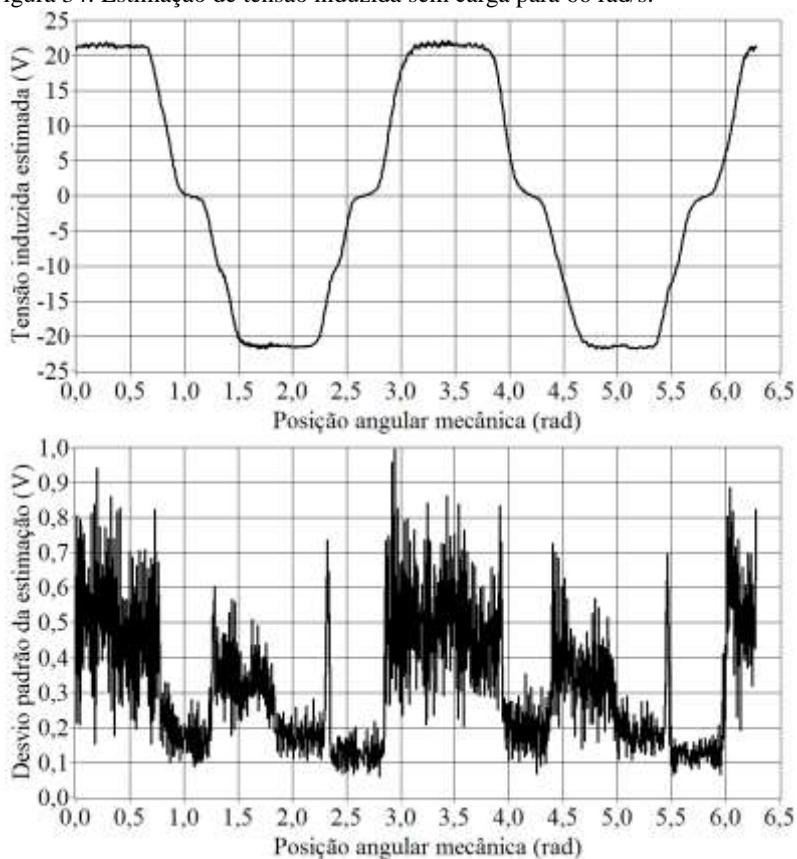
ω_m é a velocidade angular mecânica;

$\bar{\omega}_r$ é a velocidade angular mecânica média da medição de referência da tensão induzida.

Para a avaliação proposta, em cada posição angular definida pelo *encoder* utiliza-se a média de dez estimações corrigidas da tensão induzida $\overline{TI_{EC}}$ e desvio padrão em relação a essa média. As figuras 34 a 36 ilustram os valores estimados de tensão induzida, sem carga, na fase A do *BLDC*, para as velocidades angulares médias de 66, 99 e 165 rad/s , respectivamente, nas 1200 posições angulares. Nas imagens, os gráficos na parte de cima ilustram as médias de cada dez estimações e no da parte de baixo o desvio padrão associado a cada uma delas.

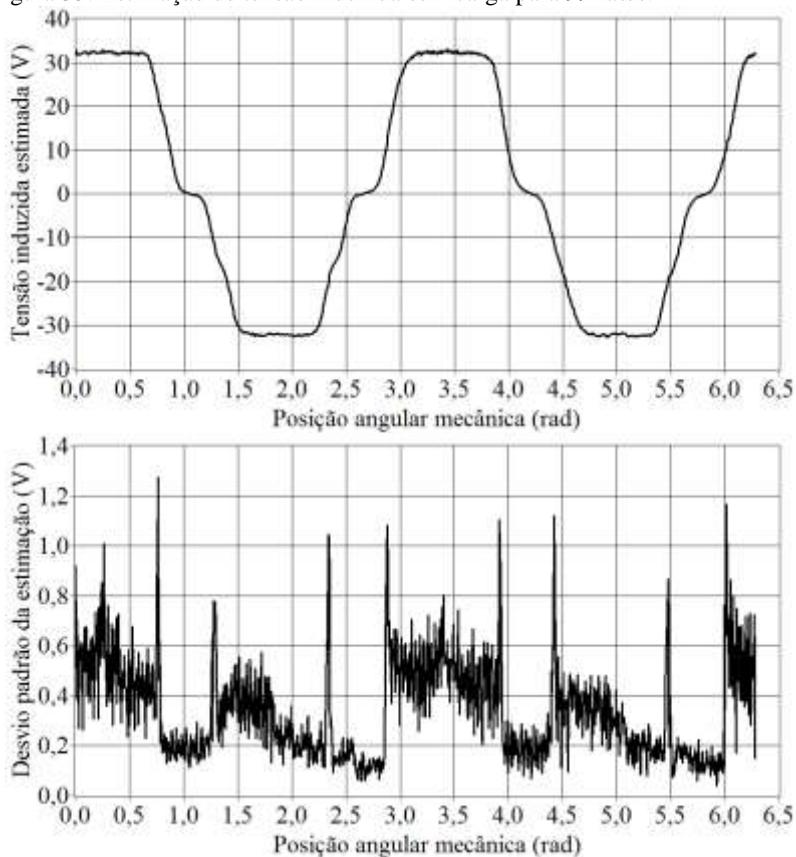
¹⁶ Valor da indutância é considerado como a combinação do valor da autoindutância ($50,3 \text{ mH}$) e da indutância mútua ($18,72 \text{ mH}$).

Figura 34: Estimação de tensão induzida sem carga para 66 rad/s.



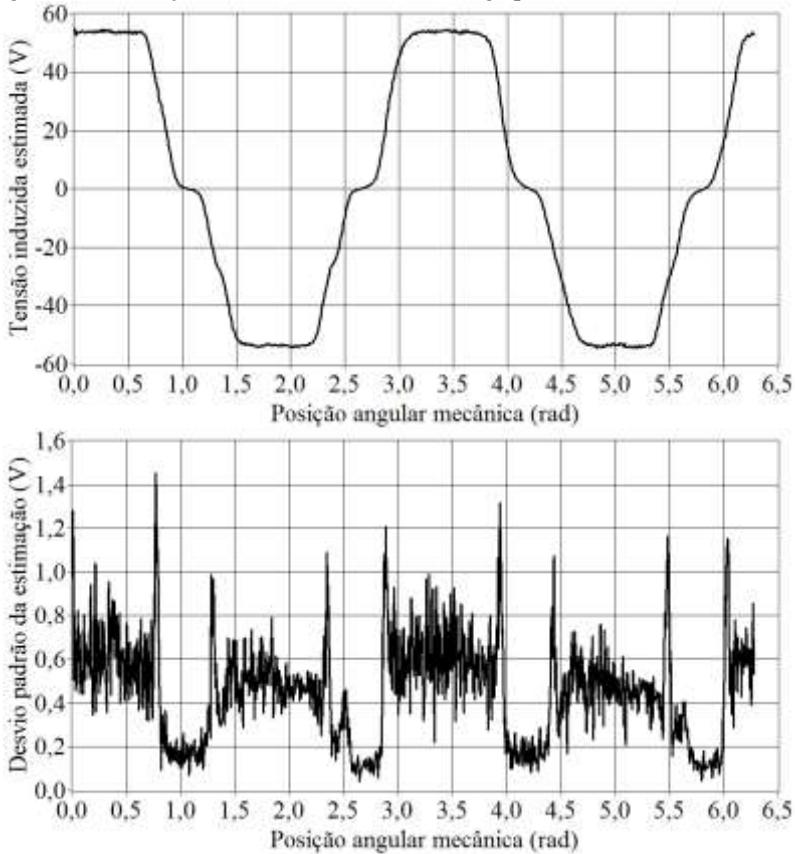
Fonte: Autor.

Figura 35: Estimação de tensão induzida sem carga para 99 rad/s.



Fonte: Autor.

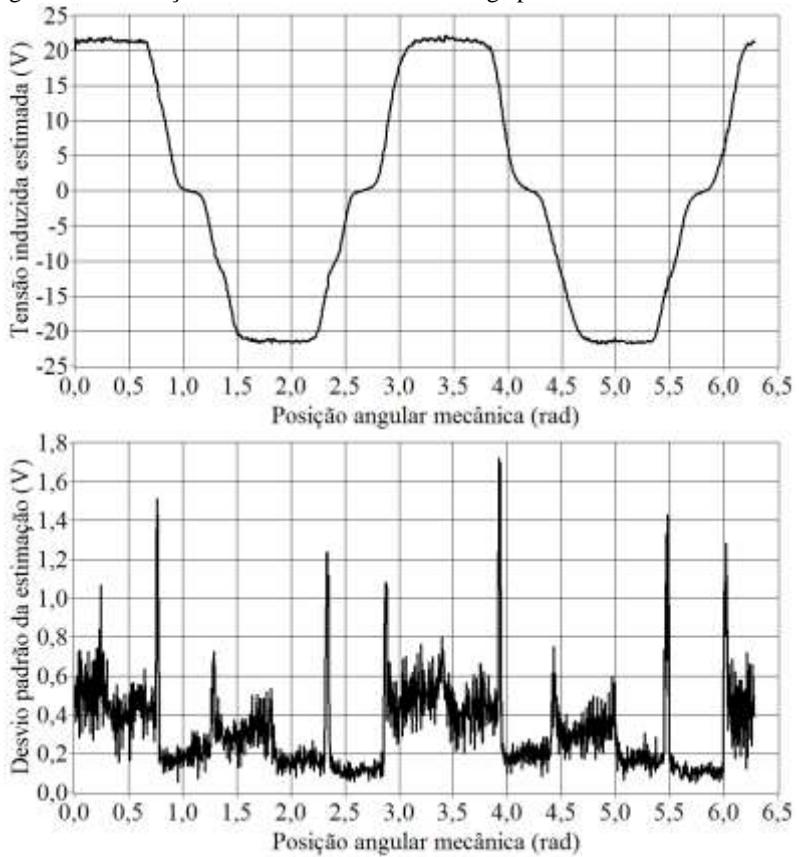
Figura 36: Estimação de tensão induzida sem carga para 165 rad/s.



Fonte: Autor.

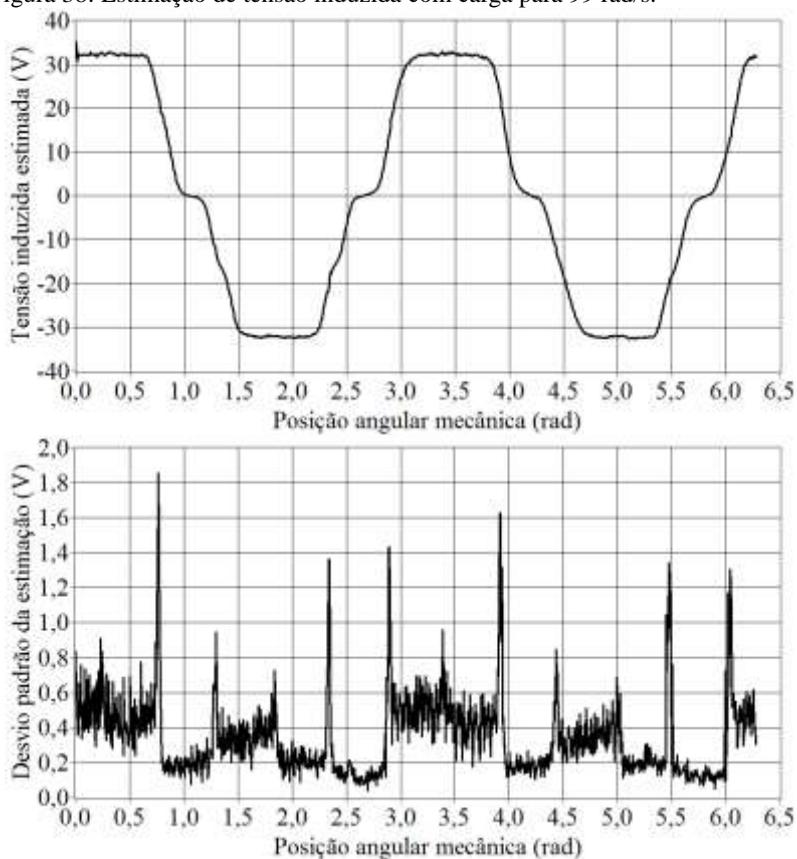
Os resultados dos testes de tensão induzida com carga no motor são ilustrados nas figuras 37 a 39, para a fase A, nas velocidades angulares médias de 66, 99 e 165 rad/s, respectivamente.

Figura 37: Estimação de tensão induzida com carga para 66 rad/s.



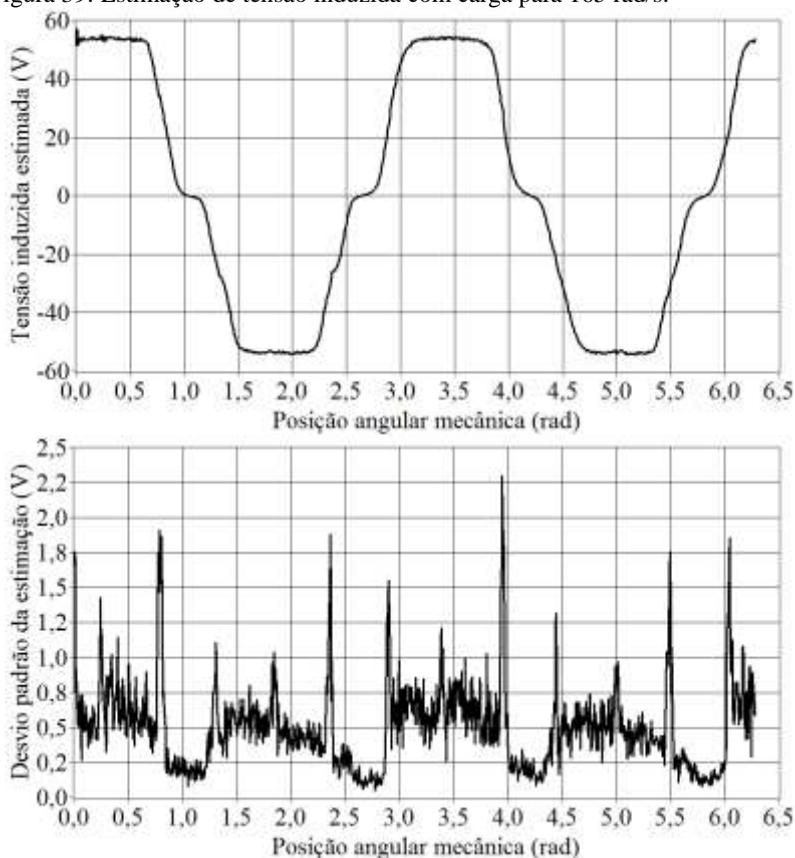
Fonte: Autor.

Figura 38: Estimação de tensão induzida com carga para 99 rad/s.



Fonte: Autor.

Figura 39: Estimação de tensão induzida com carga para 165 rad/s.



Fonte: Autor.

Na subsecção seguinte, comparam-se as estimativas de tensão induzida colocadas nesta subsecção com os valores de referência apresentados em 5.1.1. Nela, calculam-se, para cada posição angular, a diferença entre a média das estimações e a média das medições; o desvio padrão combinado; a diferença máxima D com nível de confiança de 95,45%.

5.1.3. Avaliação da estimação de tensão induzida

A avaliação da solução proposta para obtenção da tensão induzida é feita pela comparação dos valores estimados e corrigidos $\overline{TI_{EC}}$ de 5.1.2 com os de referência $\overline{TI_r}$ de 5.1.1, para cada posição

angular do eixo; em diferentes velocidades angulares médias do *BLDC*. A comparação é expressada pela diferença, resto da subtração da média dos valores de tensão induzida estimada e corrigida $\overline{TI_{EC}}$ da média da tensão induzida de referência $\overline{TI_r}$, para cada posição angular. O desvio padrão da diferença é calculado pela combinação dos desvios padrão de $\overline{TI_{EC}}$ e $\overline{TI_r}$, como descrito na equação (40) – página 79.

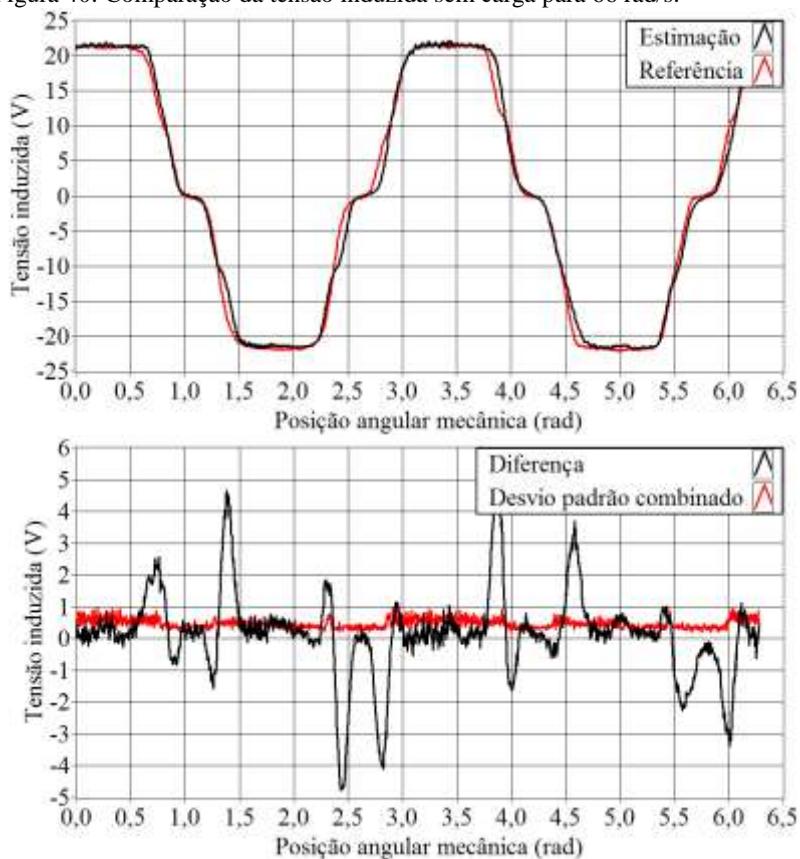
As figuras 40, 41 e 42 apresentam as comparações de estimação para os testes sem carga, e as figuras 43, 44 e 45 para os testes com carga, nas velocidades angulares médias de 66, 99 e 165 rad/s, respectivamente, para a fase A. Nas imagens, o gráfico da parte de cima ilustra as médias das tensões induzida estimada e corrigida $\overline{TI_{EC}}$, em preto, e as médias das referências $\overline{TI_r}$, em vermelho. A diferença resultante é apresentada no gráfico da parte de baixo, em preto, juntamente com o desvio padrão calculado pela equação (40) – página 79, em vermelho. Para cada uma das frequências observadas, com e sem carga, obtém-se a média das diferenças resultantes e desvio padrão associado. A partir desses valores, determina-se a diferença máxima D de estimação, com um nível de confiança de 95,45%, registrada na tabela 5.

Tabela 5: Diferença máxima da tensão induzida com nível de confiança de 95,45%.

Velocidade angular média	66 rad/s	99 rad/s	165 rad/s
Diferença máxima sem carga	2,83 V	4,33 V	7,70 V
Diferença máxima com carga	2,83 V	4,31 V	7,65 V

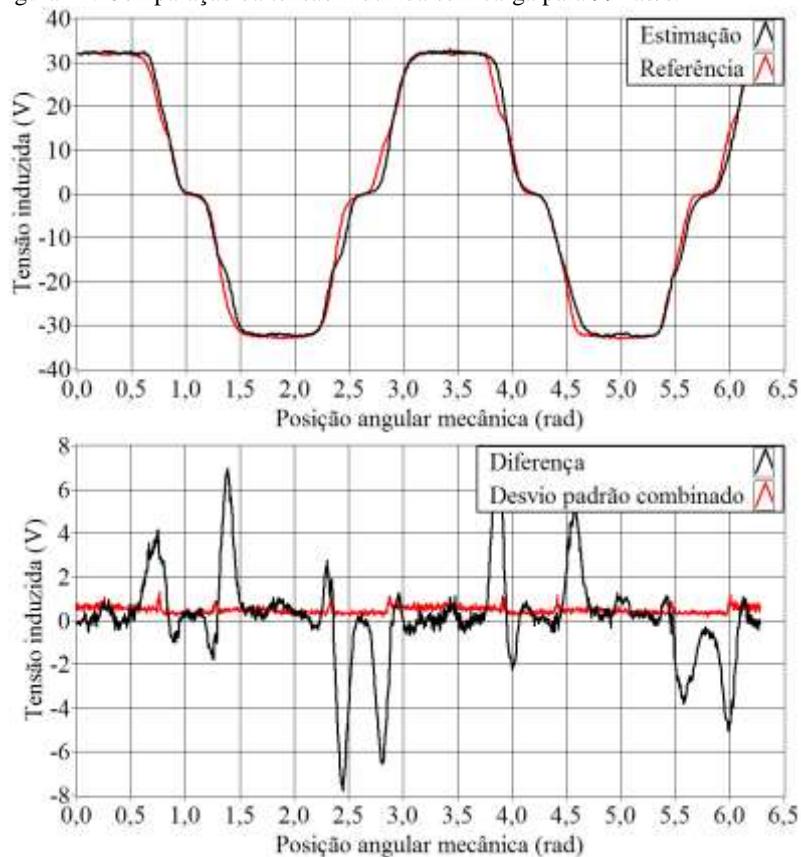
Fonte: Autor

Figura 40: Comparação da tensão induzida sem carga para 66 rad/s.



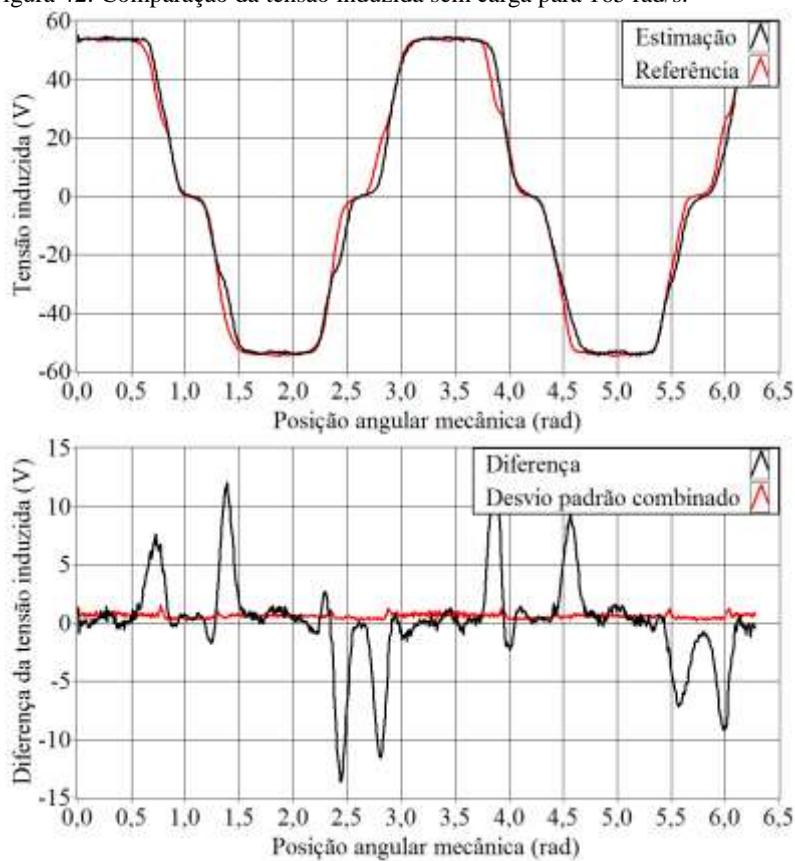
Fonte: Autor.

Figura 41: Comparação da tensão induzida sem carga para 99 rad/s.



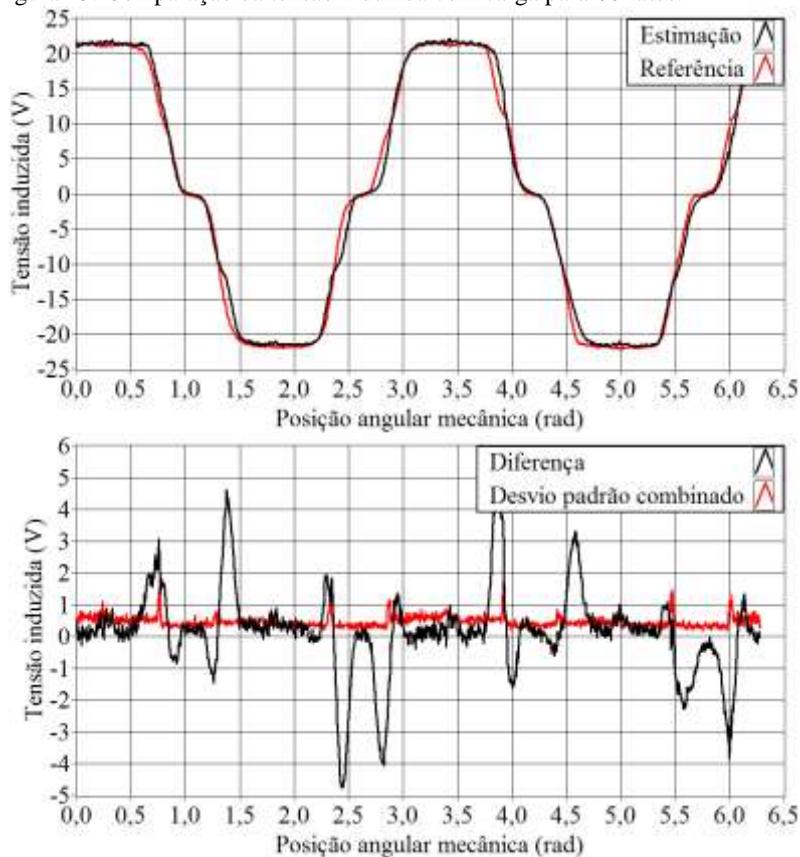
Fonte: Autor.

Figura 42: Comparação da tensão induzida sem carga para 165 rad/s.



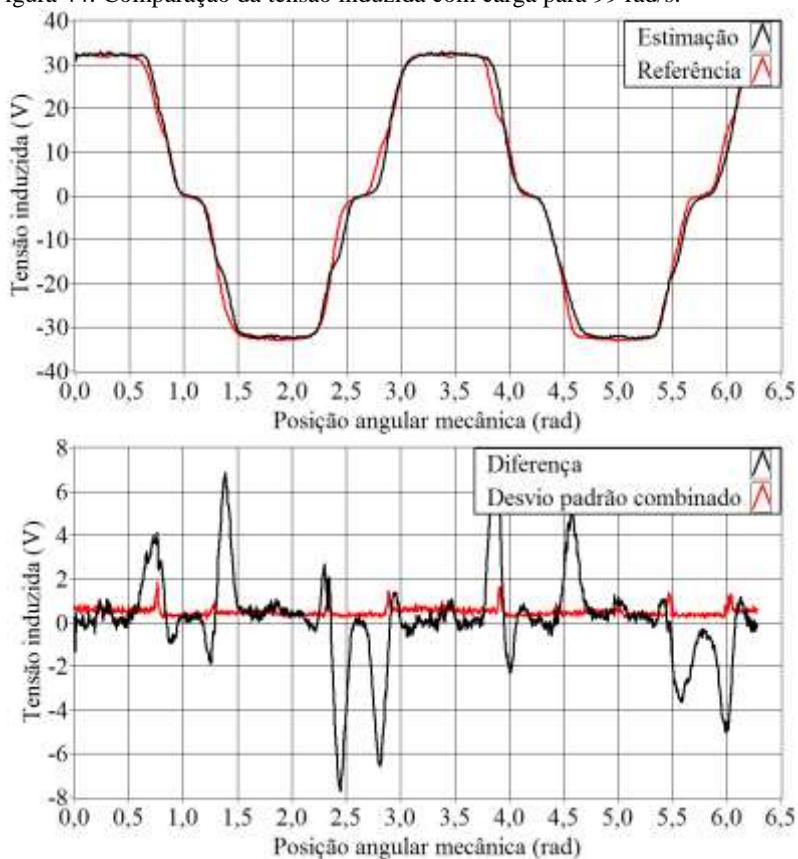
Fonte: Autor.

Figura 43: Comparação da tensão induzida com carga para 66 rad/s.



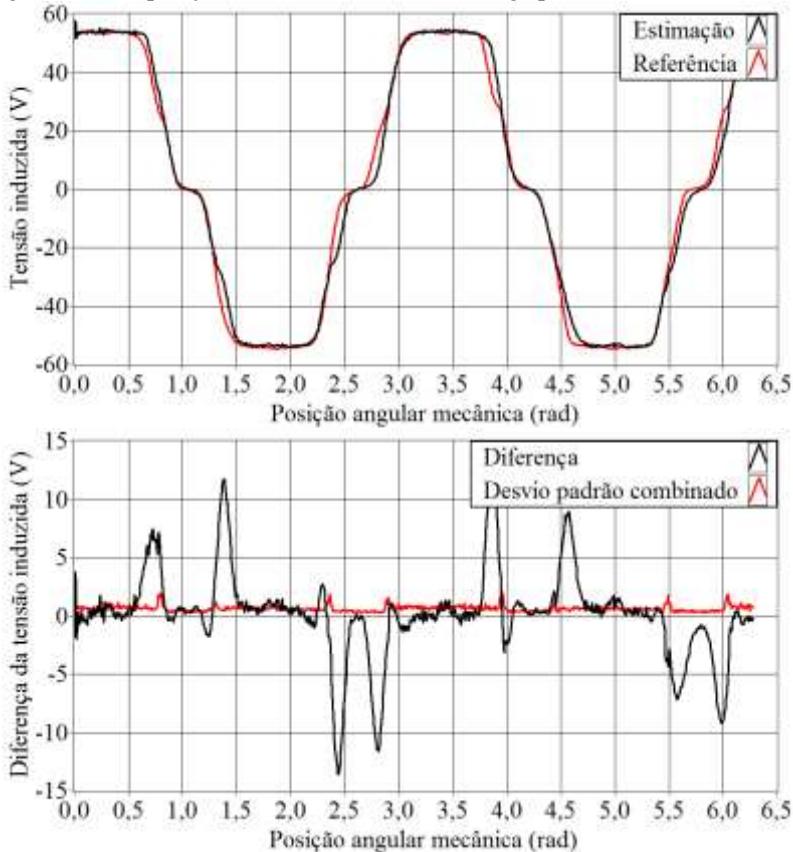
Fonte: Autor.

Figura 44: Comparação da tensão induzida com carga para 99 rad/s.



Fonte: Autor.

Figura 45: Comparação da tensão induzida com carga para 165 rad/s.

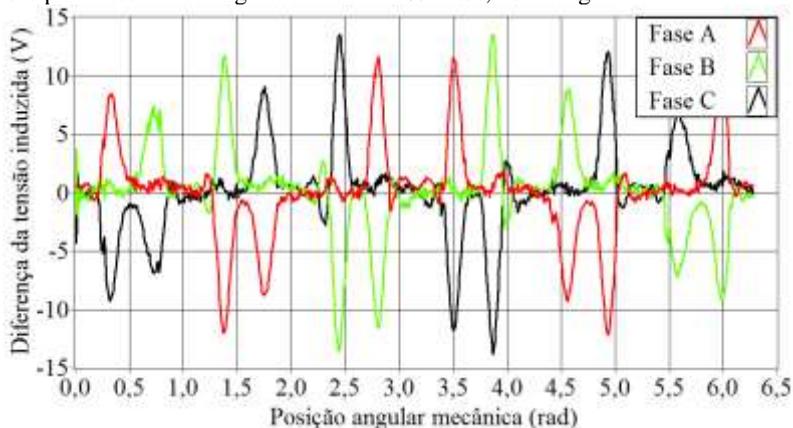


Fonte: Autor.

Diferenças dentro da incerteza da referência poderiam ser obtidas de comparações entre estimações e referências. Contudo, na prática, os procedimentos para obtenção desses valores de tensão induzida estão sujeitos às incertezas de medição, aos ruídos característicos do acionamento do motor (no caso da estimação), aos efeitos da temperatura, a influência do operador, entre outros fatores. Como resultado, os valores de diferença ilustrados nas figuras 40 a 45 são tipicamente não nulos, podendo atingir picos de 15 V (para a velocidade angular média de 165 rad/s) nos instantes de comutação entre fase. Na figura 46, mostram-se os valores de diferença resultante da comparação entre estimação corrigida e referência para as três fases, com velocidade angular média de 165 rad/s, com carga. Observa-se

nessa figura, que quando uma fase apresenta um pico de diferença, no momento de comutação do acionamento, outra fase apresenta diferença de magnitude semelhante, com sinal contrário. Essas diferenças são aceitáveis, pois no cômputo do patamar da tensão induzida, valor efetivamente útil para obtenção da velocidade angular, essas diferenças se compensam. O comportamento ilustrado pela figura 46 também é característico para outras velocidades angulares médias e condições de carga.

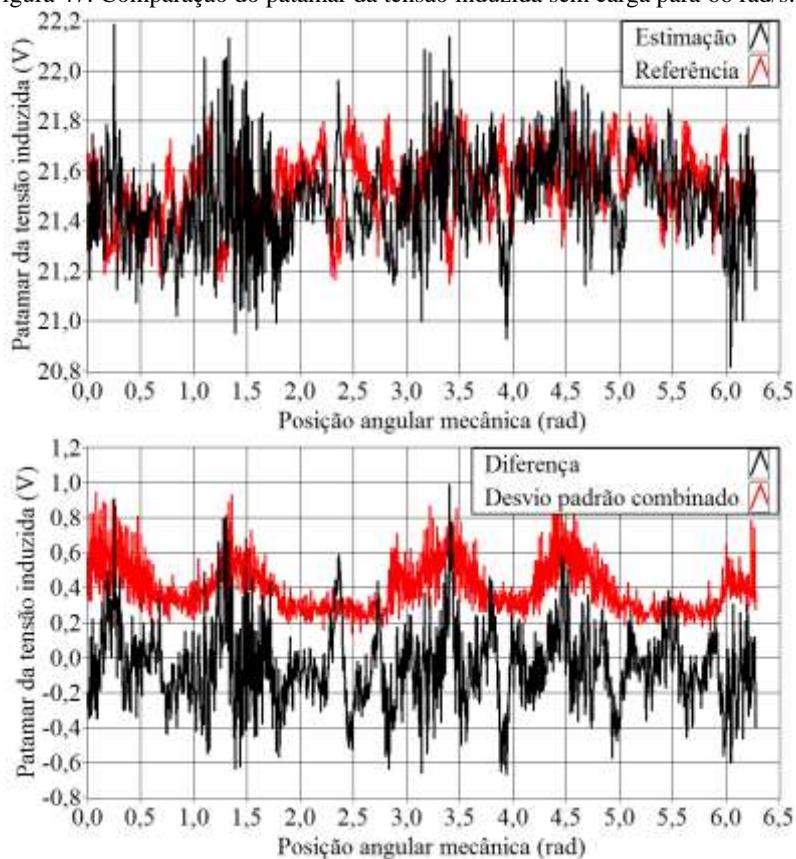
Figura 46: Diferença entre a tensão induzida estimada e a referência nas três fases para velocidade angular média de 165 rad/s, com carga.



Fonte: Autor

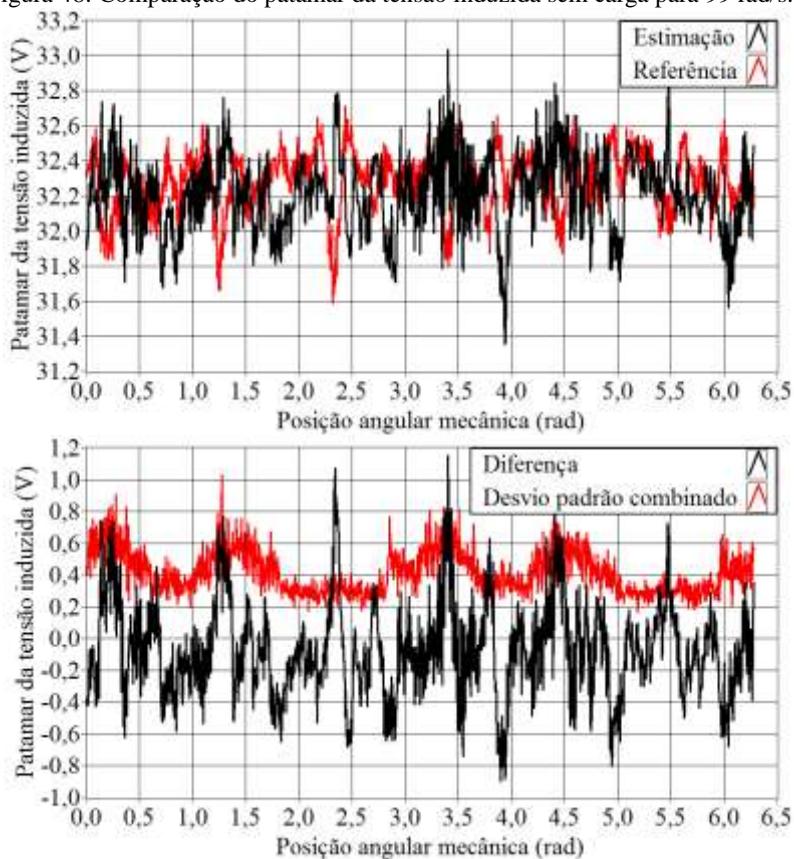
A seguir, comparam-se os valores de patamar obtidos das tensões induzidas estimadas corrigidas com os valores de patamar relativos aos valores de referência. O patamar da tensão induzida é calculado por meio da equação (34) – página 60 – tanto para a referência, quanto para a estimação com correção. Nas figuras 47, 48 e 49 ilustra-se tal comparação para o motor sem carga nas velocidades angulares médias de 66, 99 e 165 rad/s, respectivamente. Nas imagens, no gráfico da parte de cima registra-se a média do patamar calculado por meio da estimação corrigida, em preto, e da referência, em vermelho. A diferença entre os dois valores, em preto, e o desvio padrão combinado, em vermelho, são apresentados no gráfico da parte de baixo.

Figura 47: Comparação do patamar da tensão induzida sem carga para 66 rad/s.



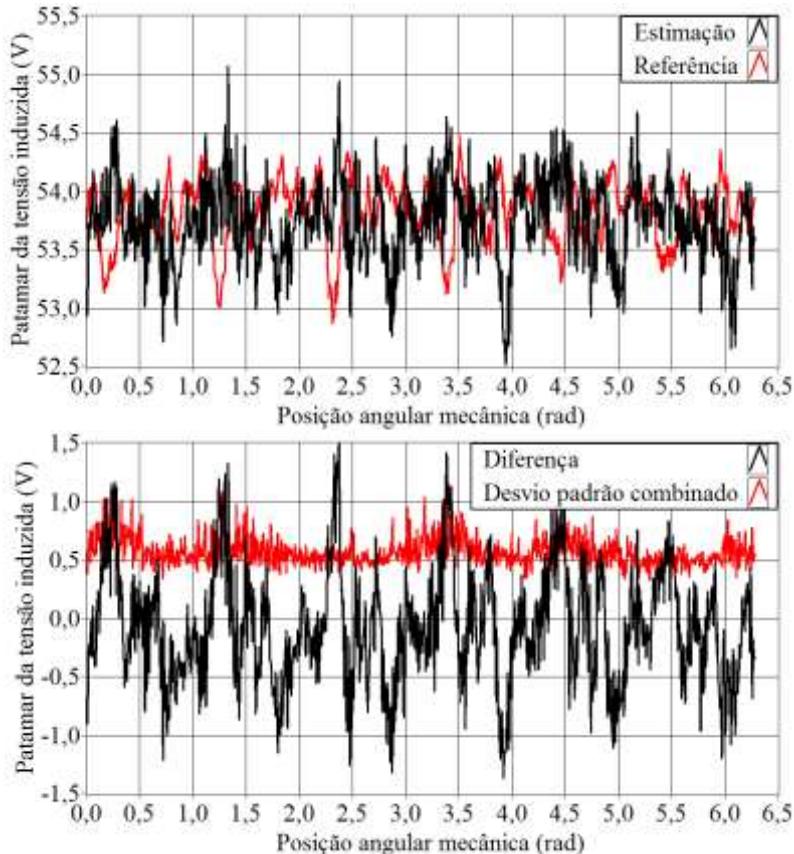
Fonte: Autor.

Figura 48: Comparação do patamar da tensão induzida sem carga para 99 rad/s.



Fonte: Autor.

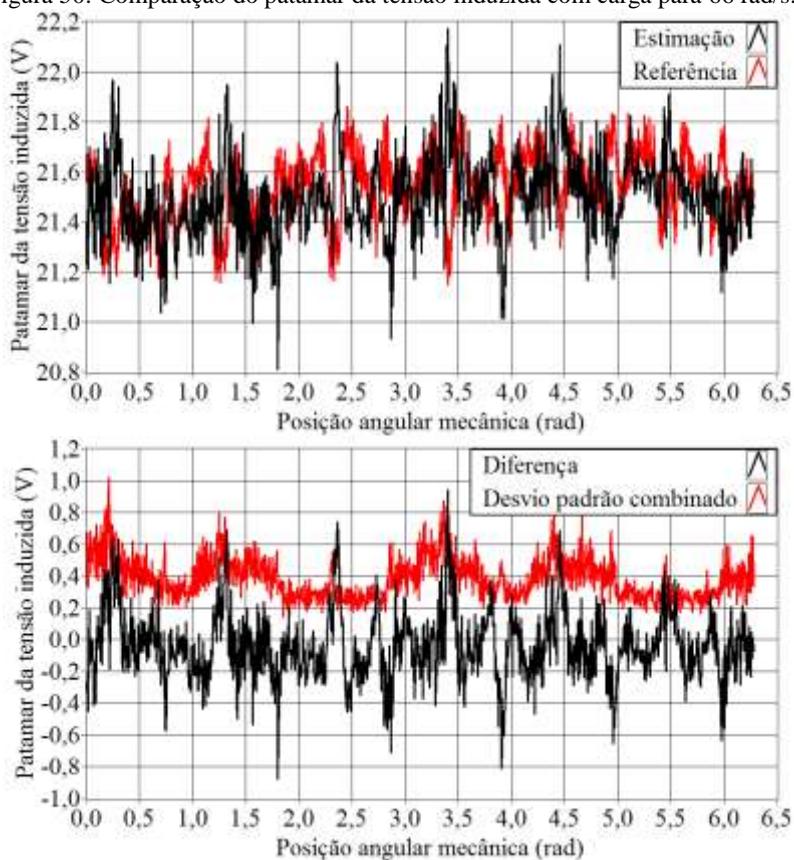
Figura 49: Comparação do patamar da tensão induzida sem carga para 165 rad/s.



Fonte: Autor.

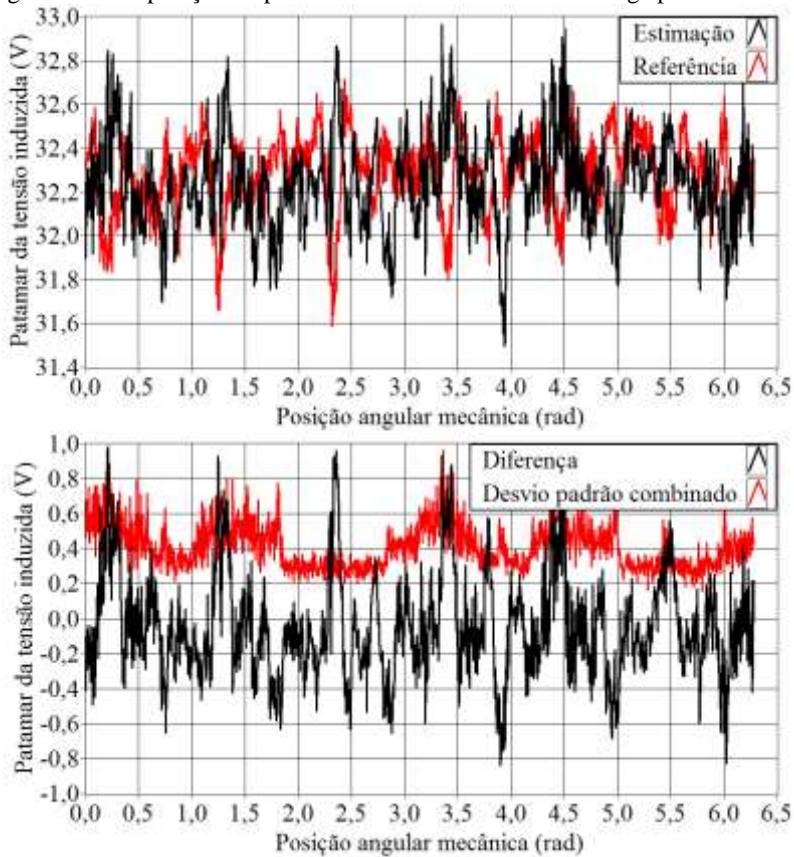
Nas figuras 50, 51 e 52 são apresentadas as comparações semelhantes às ilustradas pelas figuras 47 a 49, porém, para o *BLDC* com carga, nas velocidades angulares médias de 66, 99 e 165 rad/s, respectivamente.

Figura 50: Comparação do patamar da tensão induzida com carga para 66 rad/s.



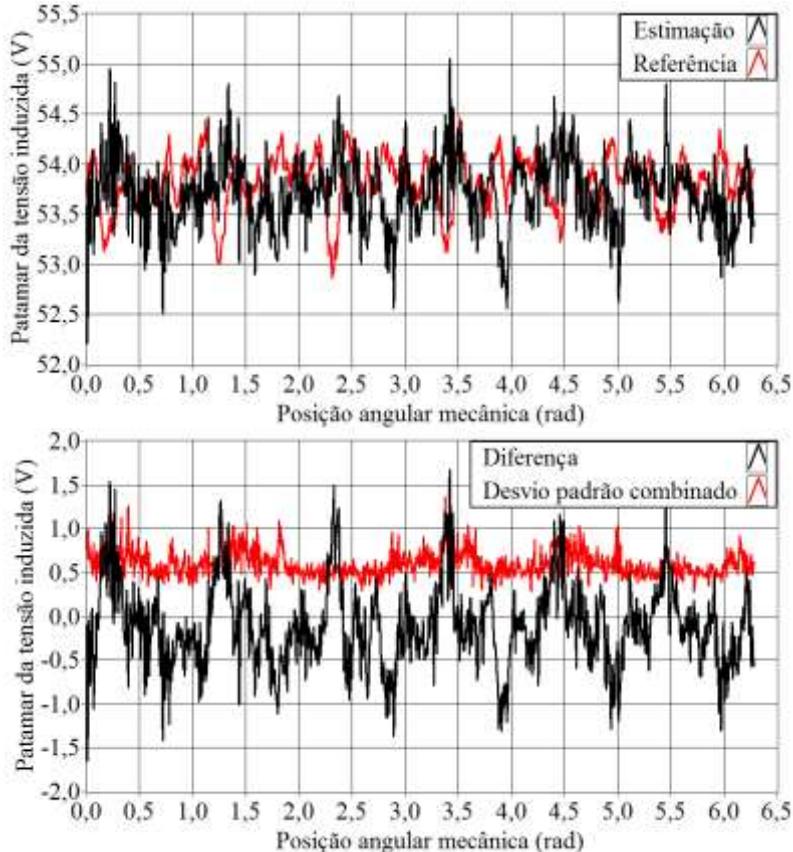
Fonte: Autor.

Figura 51: Comparação do patamar da tensão induzida com carga para 99 rad/s.



Fonte: Autor.

Figura 52: Comparação do patamar da tensão induzida com carga para 165 rad/s.



Fonte: Autor.

Na tabela 6, registram-se os valores de diferença máxima entre a média das estimações corrigidas e a média da referência, com nível de confiança de 95,45%.

Tabela 6: Diferença máxima do patamar com nível de confiança de 95,45%.

Velocidade angular média	66 rad/s	99 rad/s	165 rad/s
Diferença máxima sem carga	0,417 V	0,542 V	0,915 V
Diferença máxima com carga	0,405 V	0,562 V	0,861 V

Fonte: Autor

A subseção a seguir apresenta os resultados do cálculo da constante de tensão induzida obtidos a partir dos valores de tensão

induzida de referência e estimada, apresentadas em 5.1.1 e 5.1.2, respectivamente.

5.1.4. Medição da constante de tensão induzida

Os testes realizados também possibilitam determinar a constante de tensão induzida k_e , que é parâmetro de projeto do *BLDC*. Para tanto, utiliza-se o patamar da tensão induzida, avaliado na última subseção, e a velocidade angular média, medida pelo *encoder*. Para ambas as variáveis, calcula-se a média dos valores obtidos no intervalo de uma volta. A partir da aplicação dos valores médios na equação (4) – página 35 – obtêm-se os valores de constante de tensão induzida k_e do *BLDC* relacionados na tabela 7, para cada um dos testes.

Tabela 7: Valor da constante de tensão induzida k_e .

Velocidade angular média	66 rad/s	99 rad/s	165 rad/s
Referência (V/(rad/s))	0,3262	0,3262	0,3261
Estimação sem carga (V/(rad/s))	0,3255	0,3255	0,3256
Estimação com carga (V/(rad/s))	0,3256	0,3257	0,3254

Fonte: Autor.

A partir da tabela 7, pode-se observar que a constante de tensão induzida k_e é aproximadamente a mesma para todos os testes, independente de o patamar ter sido estimado ou medido, com ou sem carga. Este comportamento é esperado, pois tal constante é parâmetro de projeto do motor. Na próxima seção, apresenta-se a avaliação da medição de velocidade angular, utilizando-se os valores de constante de tensão induzida k_e aqui relacionadas.

5.2. ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE ANGULAR INSTANTÂNEA

A estimação da velocidade angular do *BLDC* é feita pela razão entre o patamar da tensão induzida e a constante de tensão induzida k_e , como apresentado em 3.3. Para isso, adquire-se tensão e corrente do motor no conversor eletrônico que, juntamente com a resistência e indutância das fases, são utilizadas para a estimação da tensão induzida e, então, da velocidade angular. No mesmo teste, adquire-se o sinal do *encoder* para a medição direta da velocidade angular, utilizado como referência.

Emprega-se um *encoder* com 600 pulsos por volta para a medição da velocidade angular de referência. O sinal gerado pelo *encoder* é adquirido por um voltímetro, na frequência de aquisição de

1 MS/s, com aquisição sincronizada a dos instrumentos de medição utilizados para aquisição da tensão e corrente do motor.

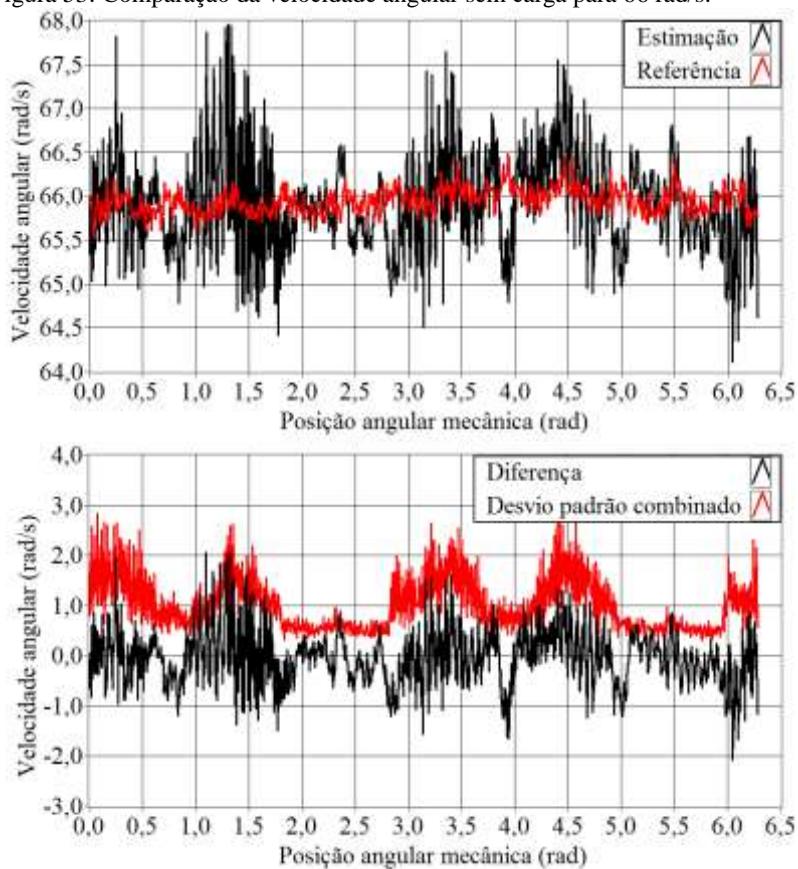
Considera-se razoável que a avaliação da incerteza da medição pelo *encoder* leve em conta os efeitos das seguintes componentes: incerteza do oscilador do sistema de aquisição; incerteza da resolução do sistema de medição; incerteza da largura de pulso do *encoder*; incerteza da média das medições. No apêndice B é apresentada avaliação de incerteza da referência para o caso de uso de equipamentos calibrados e com as devidas especificações. Porém, da mesma forma que na medição de referência da tensão induzida, não existiam informações disponíveis que permitissem, em tempo hábil, assegurar confiabilidade à medição da referência de velocidade angular. Por isso, não será feita a avaliação de incerteza da referência e nem do método de estimação.

A comparação da velocidade angular estimada com a de referência é feita por meio da diferença das médias, para o caso de velocidade angular em condições estáticas, e da diferença dos valores adquiridos, para o caso da velocidade angular em condições dinâmica. Em ambos os casos, calcula-se a diferença máxima D com nível de confiança de 95,45%. O primeiro caso é apresentado na subseção seguinte. Neste, a diferença máxima é calculada para cada velocidade angular média aplicada. O caso com velocidade angular dinâmica é apresentado em 5.2.2. Nele, a diferença máxima é calculada por meio da média das diferenças dos três testes com diferentes velocidades angulares iniciais.

5.2.1. Avaliação da velocidade angular estimada em condições estáticas

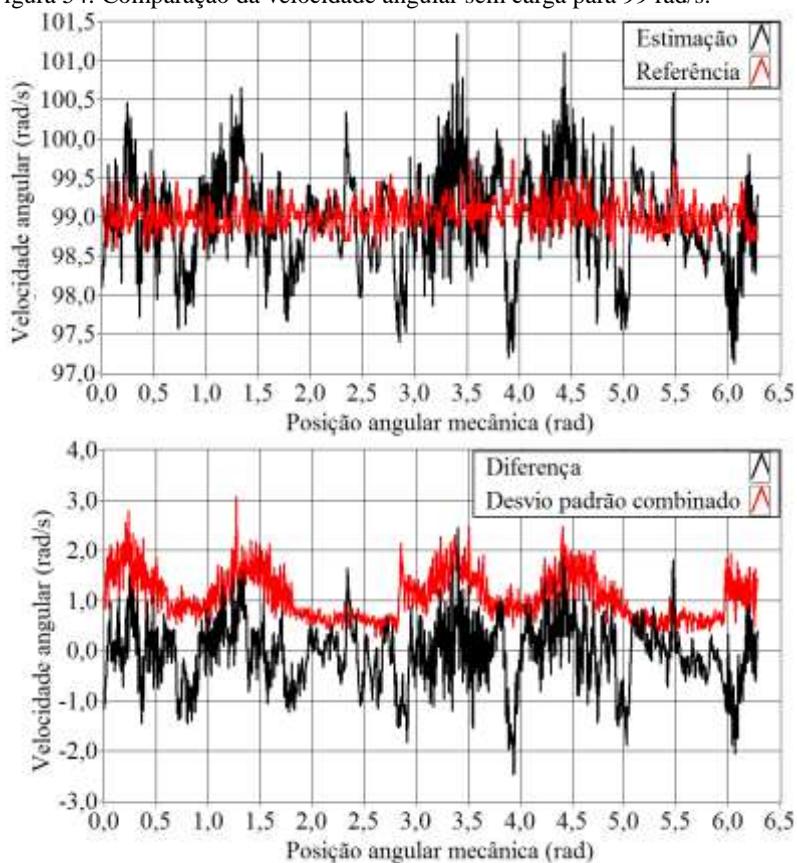
A avaliação da estimação da velocidade angular em condições estáticas é idêntica a da tensão induzida. Faz-se a diferença do valor médio da estimativa do valor médio da referência em cada posição marcada pelo *encoder*. As médias são feitas com os valores obtidos em dez testes e o desvio padrão combinado é calculado pela equação (40) – página 79. Nas figuras 53 a 55, o gráfico da parte de cima ilustra a comparação da média da velocidade angular estimada, em preto, com a média da referência medida, em vermelho, para as velocidades angulares médias de 66, 99 e 165 rad/s, respectivamente, sem carga no motor. No gráfico da parte de baixo das imagens, mostra-se a diferença entre a média da estimação e a média da referência, em preto, e o desvio padrão combinado, em vermelho.

Figura 53: Comparação da velocidade angular sem carga para 66 rad/s.



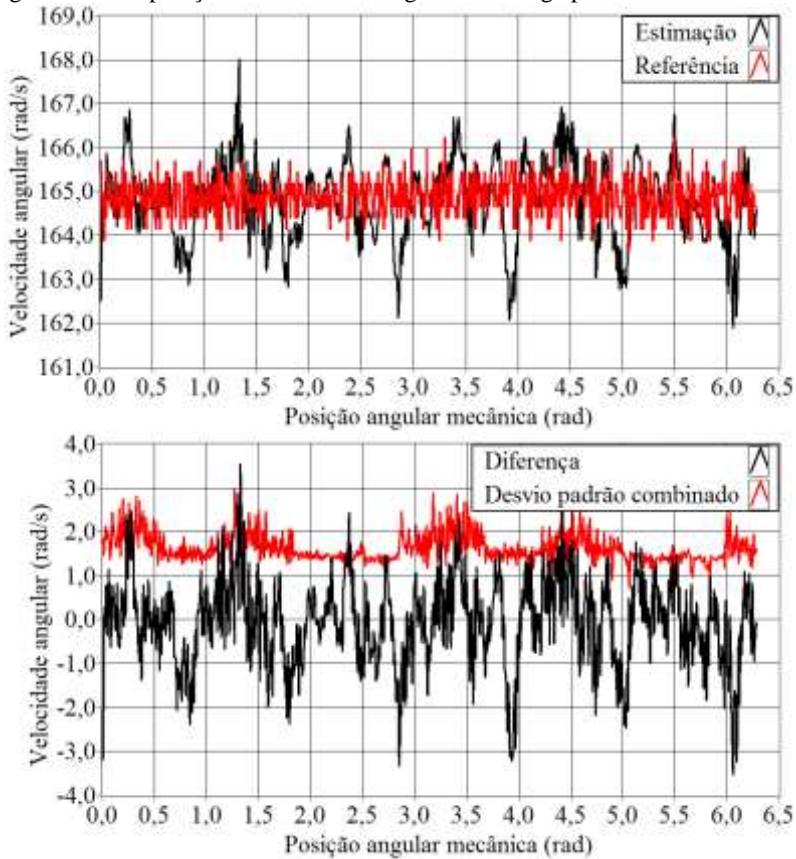
Fonte: Autor.

Figura 54: Comparação da velocidade angular sem carga para 99 rad/s.



Fonte: Autor.

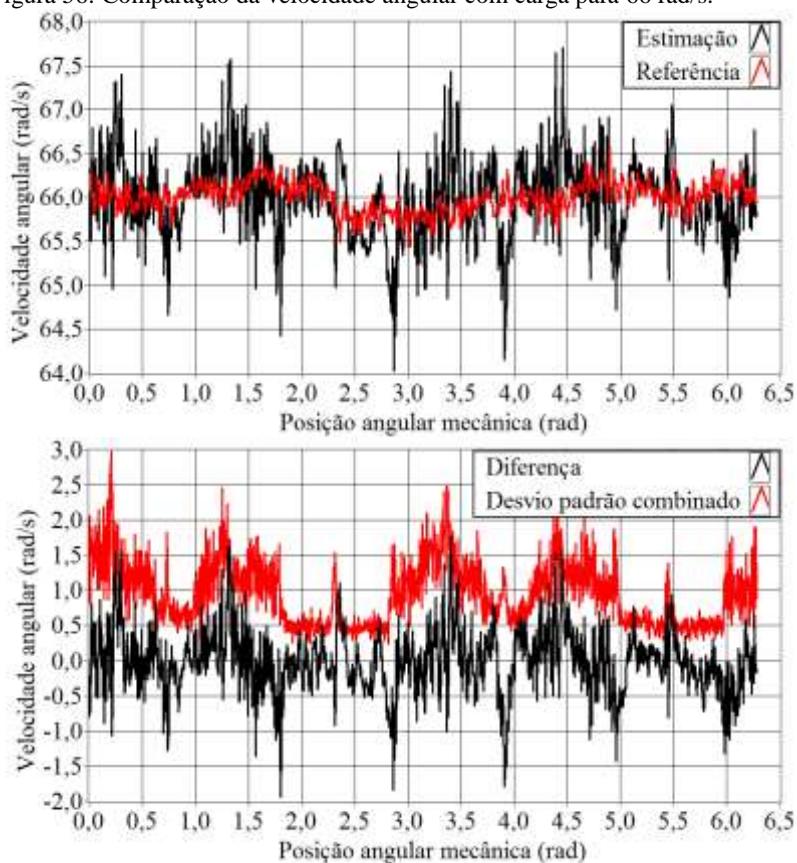
Figura 55: Comparação da velocidade angular sem carga para 165 rad/s.



Fonte: Autor.

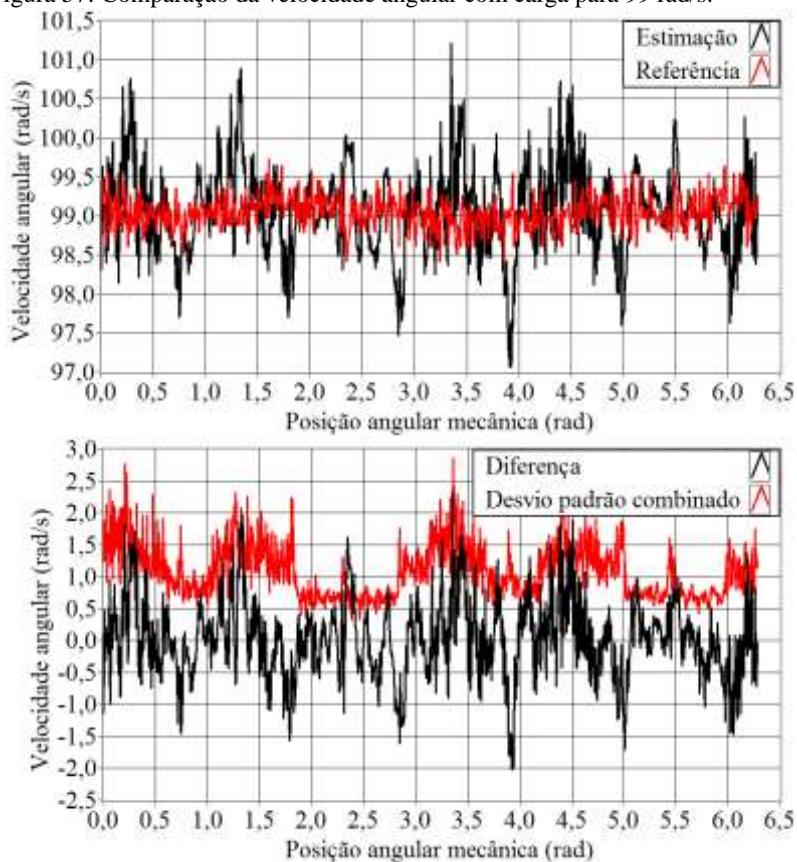
Os testes nas velocidades angulares médias de 66, 99 e 165 rad/s, porém com carga, são ilustrados nas figuras 56, 57 e 58, respectivamente.

Figura 56: Comparação da velocidade angular com carga para 66 rad/s.



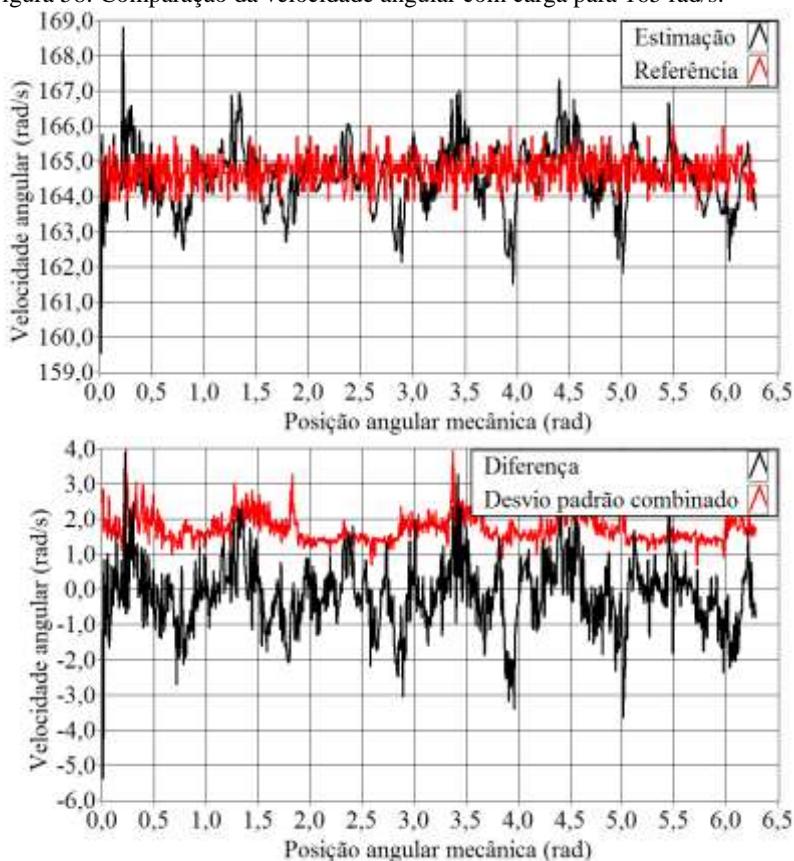
Fonte: Autor.

Figura 57: Comparação da velocidade angular com carga para 99 rad/s.



Fonte: Autor.

Figura 58: Comparação da velocidade angular com carga para 165 rad/s.



Fonte: Autor.

Nas figuras 53 a 58 é possível observar que as médias das velocidades angulares estimadas se assemelham as médias da referência. Na tabela 8 são apresentados os resultados do cálculo da diferença máxima D com nível de confiança de 95,45%.

Tabela 8: Diferença máxima da velocidade angular em condições estáticas com nível de confiança de 95,45%.

Velocidade angular média	66 rad/s	99 rad/s	165 rad/s
Diferença máxima sem carga	1,07 rad/s	1,26 rad/s	1,97 rad/s
Diferença máxima com carga	0,94 rad/s	1,29 rad/s	1,85 rad/s

Fonte: Autor

Na próxima subseção, apresentam-se resultados que permitem avaliar a estimativa de velocidade angular com variações significativas em tempo menor que aquele necessário para completar uma revolução mecânica do eixo do motor.

5.2.2. Avaliação da velocidade angular estimada em condições dinâmicas

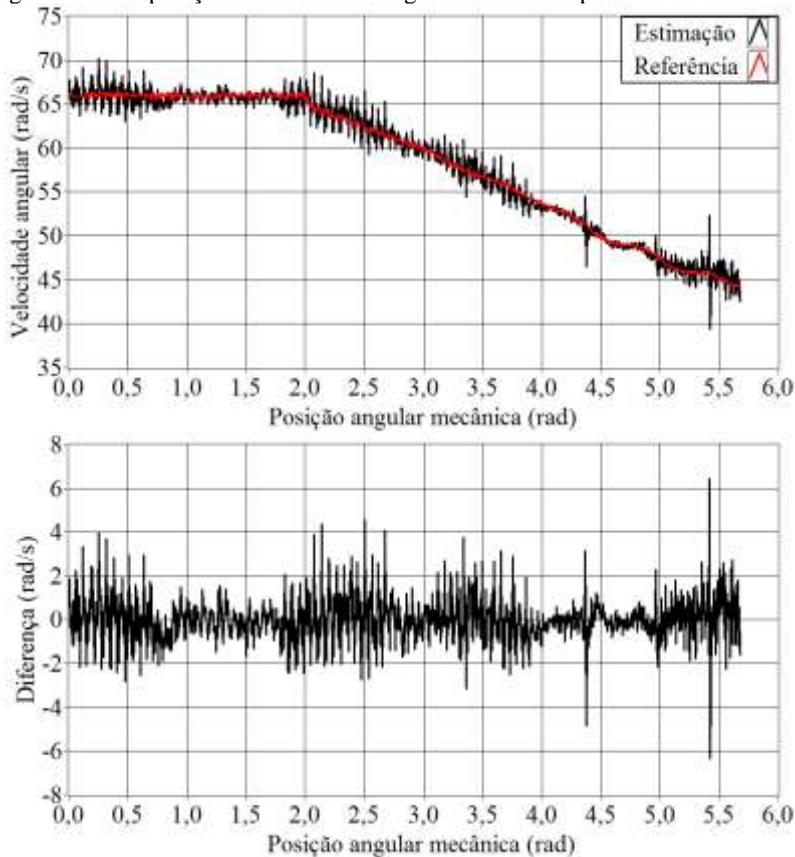
Os testes de velocidade angular em condições dinâmicas têm o objetivo de avaliar a sua estimativa quando essa tem variações significativas durante uma rotação do eixo do motor. Para aplicar tal variação, exerce-se torque contrário ao movimento do eixo do motor de forma a freá-lo. A aquisição das tensões e correntes do motor, bem como do sinal do *encoder* é determinada por um *trigger*¹⁷, definido pelo sinal de acionamento do freio, que ocorre 30 ms após a primeira amostra. Essa diferença entre o início da medição e a aplicação do torque é feita para que o momento de aplicação ocorra em aproximadamente 1/3 do tempo de medição. Como a fonte de acionamento do freio não é sincronizada pelo sinal do *encoder*, não é possível garantir que a aplicação do torque ocorra na mesma posição angular do eixo do motor. Por isso, para esta avaliação não é feita a média das medições. Portanto, cada ponto nos gráficos das figuras 59 a 61 corresponde a uma única medição. Os gráficos da parte de cima das figuras 59 a 61 ilustram as velocidades angulares estimadas, em preto, e as de referência, em vermelho, para velocidade angular inicial de 66, 99, 165 rad/s. Os gráficos da parte de baixo das imagens registram as diferenças resultantes, para cada posição angular observada.

Apesar de as estimativas de velocidade angular em condições dinâmicas apresentarem ruídos, elas possuem curvas de tendência que se assemelham às de referência. É possível observar nos gráficos de velocidade angular a disparidade de resolução dos dois métodos em que a referência utilizada tem resolução maior (diferença entre um valor possível e o imediatamente menor) que a estimativa. Visando a avaliação do resultado desses testes, determina-se a diferença máxima entre a estimativa e a referência da velocidade angular com nível de confiança de 95,45%. Tal valor é determinado com base no desvio

¹⁷ *Trigger* é um sinal que indica o momento em que um evento ocorre. Em sistemas de medição, ele é utilizado na determinação do momento de início da medição, possibilitando que ela aconteça no momento desejado.

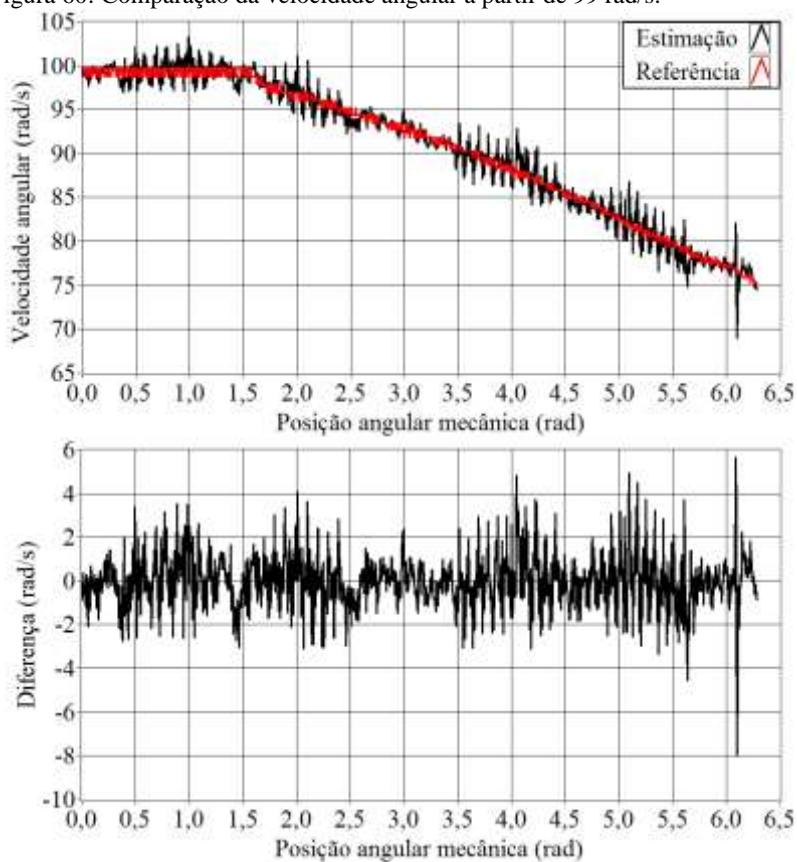
padrão da média das diferenças resultando em diferença máxima da velocidade angular de 2,75 rad/s. A seguir, apresenta-se a estimação de torque dinâmico do *BLDC* aplicada em um compressor.

Figura 59: Comparação da velocidade angular dinâmica a partir de 66 rad/s.



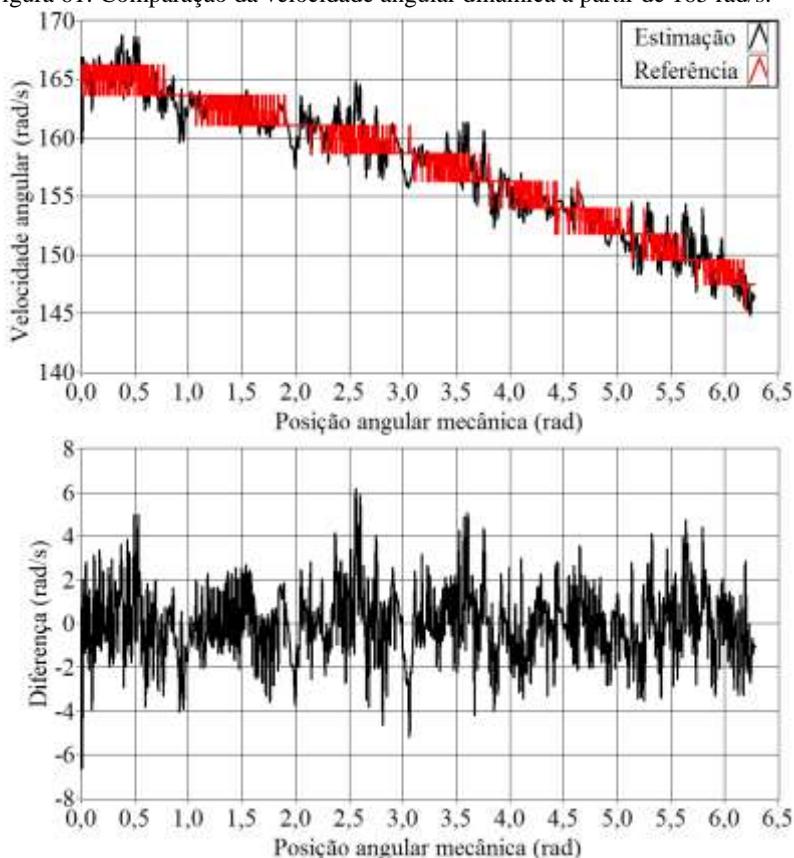
Fonte: Autor.

Figura 60: Comparação da velocidade angular a partir de 99 rad/s.



Fonte: Autor.

Figura 61: Comparação da velocidade angular dinâmica a partir de 165 rad/s.



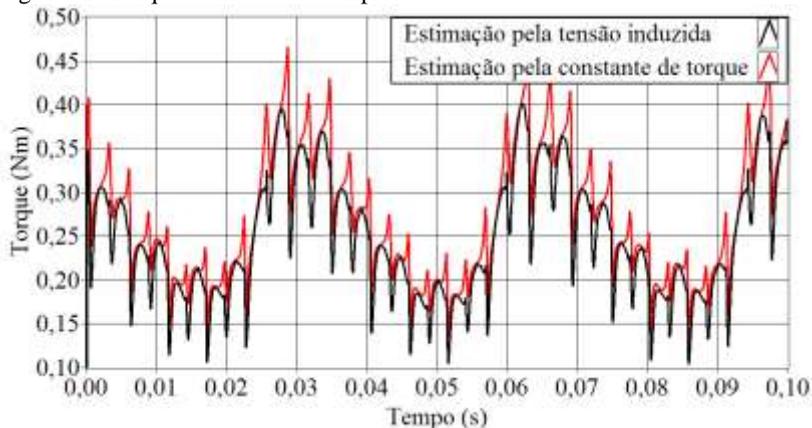
Fonte: Autor.

5.3. ESTIMAÇÃO DO TORQUE DINÂMICO

A estimação do torque de um *BLDC* é feita por meio da medição da tensão e da corrente de alimentação e dos parâmetros do motor. Em um compressor de frequência rotacional variável, com *BLDC*, é possível a medição das variáveis necessárias por meio de voltímetros e amperímetros como ilustrado na figura 16 – página 52. Na figura 62 se mostra, a título de exemplo, a estimativa do torque para um compressor em funcionamento com frequência rotacional de 30 Hz (período de 33,3 ms), pressão na sucção de 626 mbar e na descarga de 6,042 bar. A estimação por meio da tensão induzida, equação (36) –

página 66 – é ilustrada pela linha preta; a estimação pela constante de torque k_t , equação (37) – página 66 – pela linha vermelha.

Figura 62: Torque estimado no compressor.



Fonte: Autor.

5.4. CONSIDERAÇÕES

No capítulo anterior, apresenta-se dinamômetro que viabilizaria a avaliação da solução proposta pelo autor, para obtenção indireta da velocidade angular e do torque, objetivos principais deste trabalho. A bancada também possibilitaria avaliar a estimação da tensão induzida, variável subjacente à obtenção dos parâmetros de interesse. Oportunamente, descreve-se cada uma das partes da bancada, bem como a forma de implementação. Contudo, devido ao caráter inédito do dinamômetro, não foi possível, em tempo hábil, assegurar confiabilidade metrológica aos seus resultados, que permitissem avaliar as estimativas de torque do *BLDC*.

No presente capítulo, discorre-se sobre os testes de avaliação da velocidade angular e da tensão induzida. Nele são descritas as montagens e execução dos testes, a forma de obtenção dos resultados e estratégias de avaliação dos mesmos. Os resultados de estimação e referência foram comparados e discutidos, indicando a validade do uso do método de obtenção proposto. Adicionalmente, apresentam-se resultados de estimções de torque aplicado a um compressor.

No próximo capítulo são feitas as considerações finais sobre este trabalho de mestrado, discutindo-se os seus resultados e avaliando-se o alcance dos objetivos propostos. Adicionalmente, destacam-se

pontos que requerem tratamento complementar e sugerem-se trabalhos adicionais, relacionados aos temas abordados.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho tem como objetivo medir indiretamente a velocidade angular instantânea e o torque do motor de corrente contínua sem escovas, em condições reais de aplicação. Tais medições devem ser realizadas com frequência de aquisição igual a do sinal *PWM* de controle do acionamento do motor, possibilitando a caracterização de oscilações dessas grandezas em instantes equivalentes ao de uma revolução do eixo do *BLDC*. Na solução proposta pelo autor deste trabalho, a tensão induzida é variável subjacente à determinação dos valores das grandezas de interesse, conseqüentemente, faz-se necessário obtê-la para qualquer posição angular do rotor.

A avaliação dos valores estimados por meio da solução proposta demanda o desenvolvimento de uma bancada com características peculiares. Tal bancada deve possibilitar a medição da velocidade angular instantânea e do torque com frequência de aquisição maior ou igual a do sinal *PWM* de acionamento do conversor eletrônico. Na sequência são discutidos os resultados de estimação das variáveis, obtidos por meio da bancada proposta. Na última subseção (6.2), apresentam-se algumas sugestões para atividades futuras, visando o aprimoramento deste trabalho ou a aplicação das soluções nele abordadas.

6.1. CONCLUSÕES

O desenvolvimento deste trabalho está baseado em significativo esforço de revisão bibliográfica. Dele resultaram conceitos elementares sobre motores de corrente contínua sem escovas, constituindo ferramental teórico necessário à estimação das variáveis de interesse, por meio da modelagem matemática pretendida.

Uma bancada para testes de tensão induzida, velocidade angular instantânea e torque em condições dinâmicas foi proposta e implementada neste trabalho. Tal bancada possibilita medir diretamente as variáveis de interesse, com frequência de aquisição maior que a frequência do sinal *PWM* de acionamento, gerando assim valores de referência para avaliação das estimativas e, conseqüentemente, da solução apontada pelo autor. Adicionalmente, a bancada permite gerar torque com oscilação senoidal em frequência igual à frequência rotacional, emulando assim possíveis variações que ocorram no compressor. A bancada apresentou desempenho satisfatório na medição da velocidade angular instantânea e no teste da tensão induzida,

resultando em valores aplicáveis à avaliação da estimação. No entanto, devido às diferenças entre projeto e implementação, causadas pela complexidade da montagem da bancada, não houve tempo hábil para garantir confiabilidade metrológica na medição de torque dinâmico. Além disso, a falta de recursos para assegurar confiabilidade metrológica aos resultados não permitiu a avaliação de incerteza da referência fornecida pela bancada.

A **tensão induzida** foi estimada por meio de modelo matemático do motor e comparada à medição direta, resultante da bancada de testes dinâmicos. O sinal estimado mostrou-se adequado à aplicação proposta, com curvas de tendência que se assemelham às de referência. Na maior parte das posições angulares, a comparação entre a estimativa e os valores de referência resultou em diferença máxima aceitável, considerando que as constantes utilizadas na modelagem do motor foram também estimadas e que os valores das resistências de fase e da constante de tensão induzida são susceptíveis às variações de temperatura. Em algumas posições angulares, nas rampas de subida ou descida da tensão induzida, pode-se observar diferenças mais significativas em relação à referência nos momentos de comutação das fases do motor.

Os cálculos do patamar e da constante de tensão induzida assemelham-se aos valores de referência, apesar dos efeitos indesejáveis que a comutação entre fases provoca na tensão induzida. A minimização desses efeitos decorre de compensação devida à simetria do motor, que provoca a diminuição da tensão induzida em uma fase quando há aumento na outra. Tal compensação é comprovada pelo cálculo do patamar ao utilizar a soma dos módulos da tensão induzida nas três fases. Ela também foi observada no cálculo da diferença que deixa o valor de uma fase maior e o de outra menor.

A **velocidade angular instantânea** é obtida por meio do patamar da tensão induzida e da constante de tensão induzida. Por isso, a estimação da velocidade angular instantânea pela tensão de alimentação e corrente do motor mostrou resultado semelhante ao do patamar. Foram feitos testes na bancada de condições dinâmicas a fim de avaliar a estimativa com velocidade angular em condições estáticas e com variação significativa na velocidade angular em uma rotação do eixo (em condições dinâmicas). A curva de tendência das estimativas resultantes se assemelhou às da referência para ambas às situações. Observou-se ruído que varia o valor de estimação ao redor da referência em ordem de grandeza significativamente menor que o valor de

referência. Tal ruído pode ser atribuído ao chaveamento da alimentação das fases do motor.

A determinação do torque pelas variáveis do conversor eletrônico foi proposta utilizando a teoria presente nas referências. A implementação desta solução utilizou a corrente medida, a constante de tensão induzida e as estimações de tensão induzida e velocidade angular instantânea. A estimacão do torque se mostrou sensível a ruído presente na corrente do motor, contudo não foi avaliada de maneira adequada por não se ter assegurado, em tempo hábil, confiabilidade à medição da referência. Assim, não foi possível determinar a origem do ruído, que pode ser decorrente do chaveamento da alimentação das fases ou das variações de torque causadas pela mudança de campos eletromagnéticos, nas posições angulares entre a bobina de uma fase e a de outra. Pelo mesmo motivo, também não foi possível determinar a confiabilidade dos valores estimados de torque.

De forma geral, constatou-se a validade da solução proposta para estimacão de tensão induzida e velocidade angular instantânea. Apesar da impossibilidade de avaliação da estimacão de torque, obtiveram-se resultados satisfatórios que indicam boas perspectivas de aplicação, a partir de atividades complementares, sugeridas na sequência.

6.2. SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Apesar dos inúmeros problemas resolvidos durante o desenvolvimento deste trabalho, foram identificadas oportunidades para aperfeiçoamento da solução, as quais são colocadas abaixo como sugestões para trabalhos futuros.

- a avaliação da solução para medição indireta de torque dinâmico requer uma referência com frequência igual à frequência rotacional. A medição do torque dinâmico de referência pode ser feita da forma proposta neste trabalho, por meio de aperfeiçoamento (minimização das diferenças entre projeto e montagem) da bancada proposta ou com o uso de outra com as mesmas características desejadas;
- para que o uso da velocidade angular instantânea possa ser aplicado na determinação da posição angular, por meio de derivadas, há a necessidade de filtragem para minimização

do ruído presente na estimativa de velocidade angular instantânea;

- os níveis de incerteza admissíveis são função da aplicação da solução a um problema específico, entretanto, para caracterizar esses níveis é necessário avaliar a incerteza das referências e a repetibilidade dos testes utilizando equipamentos devidamente calibrados e com especificações metrológicas adequadas;
- para minimização da incerteza associada ao método de estimativa das variáveis (tensão induzida, velocidade angular instantânea e torque) é necessário compensar as variações nas constantes do motor, tais como resistências das fases e constante de tensão induzida, devidas à temperatura.

Algumas oportunidades de aplicação da solução proposta neste trabalho foram observadas e listadas abaixo:

- sugere-se a utilização do sinal de tensão induzida estimada para a determinação do momento adequado de comutação das fases do motor, minimizando o consumo de energia do compressor e aumentando a sua eficiência;
- sugere-se estudo acerca da viabilidade do uso de sistemas embarcados para processamento de dados e fornecimento de resultado de tensão induzida, velocidade angular instantânea e torque em tempo real, para estimação de variáveis do sistema de refrigeração;
- sugere-se o uso das informações de velocidade angular instantânea e torque para que o sistema de acionamento varie a potência do motor, minimizando as variações do torque ou velocidade angular instantânea para melhorar a eficiência energética e reduzir o ruído acústico associado ao funcionamento do compressor.

REFERÊNCIAS

- AZZOLIN, R. Z. et al. Sensorless vector control for hermetic reciprocating compressor. **Proceedings of 20th ICEM International Conference on Electrical Machines**, p. 1069-1074, 2012.
- BARBOSA, F. Q. **Redução de incertezas nas medições de grandezas elétricas em uma bancada de ensaio de desempenho de compressores**. 190 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2006.
- CHAM, C.-L.; SAMAD, Z. B. Brushless DC motor electromagnetic torque estimation with single-phase current sensing. **Journal of Electrical Engineering and Technology**, v. 9, n. 3, p. 866-872, 2014.
- CORAL, R. **Método para estimar a capacidade de refrigeração de compressores herméticos integrável à linha de produção**. 238 f. Tese (Doutorado) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2014.
- DADASHNIALEHI, A. et al. Intelligent sensorless antilock braking system for brushless in-wheel electric vehicles. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 62, no. 3, pp. 1629–1638, mar. 2015.
- DAMODHARAN, P.; VASUDEVAN, K. Sensorless brushless DC motor drive based on the zero-crossing detection of back electromotive force (EMF) from the line voltage difference. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol. 25, no. 3, pp. 661–668, set. 2010.
- DARBA, A.; D'HAESE, P.; DE BELIE, F.; Improving the dynamic stiffness in a self-sensing bldc machine drive using estimated load torque feedforward. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 51, no. 4, pp. 3101–3114, jul. 2015.
- DARBA, A.; DE BELIE, F.; MELKEBEEK, J. Sensorless commutation and speed control of brushless DC-machine drives based on the back-EMF symmetric threshold-tracking. **2013 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)**, pp. 492–497. Maio12–15, 2013.

DEMAY, M. B. **Estudo e avaliação de alternativas para medição de frequência rotacional de compressores herméticos em condições de regime permanente e transitório através de grandezas externamente mensuráveis**. 343 f. Tese (Doutorado) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2015.

DIANOV, A. et al. Sensorless vector controlled drive for reciprocating compressor. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 580-586. 2007.

FAKHAM, H.; DJEMAI, M.; BUSAWON, K.. Design and practical implementation of a back-EMF sliding-mode observer for a brushless DC motor. **IET Electric Power Applications**, v. 2, n. 6, p. 353-361, 2008.

FANG, J.; ZHOU, X.; LIU, G. Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 12, p. 4952-4964, 2012.

FLESCHE, R. C. C. **Desenvolvimento e instalação de recursos de automação aplicados a ensaios de compressores de refrigeração da embraco**. Monografia (Curso de Engenharia de Controle e Automação Industrial) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2006.

FLESCHE, R. C. C.; NORMEY-RICO, J. E. Modelling, identification, and control of a calorimeter used for performance evaluation of refrigerant compressors. **Control Engineering Practice**, v. 18, n. 3, p. 254-261. mar. 2010.

GIRIJA, P. K.; PRINCE, A. Robustness evaluation of SMO in sensorless control of BLDC motor under DTC scheme. **2014 International Conference on Power Signals Control and Computations (EPSCICON)**, p. 1-6, set. 2014.

GOLESTAN, S. et al. Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Vol. 29, no. 6, jun. 2014.

GUM, **Guide to the expression of uncertainty in measurement**. Tradução de Inmetro, 1 ed., 2008.

HANSELMAN, D. C. **Brushless permanent magnet motor design**. Writers' Collective, 2003.

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers. **IEEE 1076: IEEE Standard VHDL Language Reference Manual**. 2008.

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers. **IEEE 1364: IEEE Standard for Verilog Hardware Description Language**. 2005.

INMETRO, DOQ-CGCRE-008: **Orientação sobre validação de métodos de ensaios químicos**. Disponível em: http://www.inmetro.gov.br/Sidoq/Arquivos/CGCRE/DOQ/DOQ-CGCRE-8_02.pdf. Acesso em: 21 de novembro de 2016. jun. 2007.

KADAM, S. et al. Comparison of various numerically controlled oscillators. **The 2002 45th Midwest IEEE Symposium on Circuits and Systems**, p. III-200-III-202 vol. 3. Agosto, 2002.

KIM, T.; KIM, C.; LYOU, J. A new sensorless drive scheme for a BLDC motor based on the terminal voltage difference. **IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, pp. 1710–1715. Novembro, 2011.

KISENWETHER, E. C.; TROXELL, W. C. Performance analysis of the numerically controlled oscillator. **40th Annual Symposium on Frequency Control**. 1986.

LAI, Y.-S.; LIN, Y.-K. Novel back-EMF detection technique of brushless DC motor drives for wide range control without using current and position sensors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 23, no. 2, pp. 934–940, mar. 2008.

LAI, Y.-S.; LIN, Y.-K. A unified approach to zero-crossing point detection of back EMF for brushless DC motor drives without current and hall sensors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.26, no.6, pp.1704–1713, jun. 2011.

LENINE, D.; REDDY, B. R.; KUMAR, S. V. Estimation of speed and rotor position of bldc motor using extended kalman filter. **IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences**. India, 2007.

LI, Z.; et al. A novel line-to-line back EMF calculation for sensorless brushless DC motor drives. **IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**, out. 2008.

MAGTROL, **User's manual: TM 300 series in-line torque transducers**. Disponível em: <http://www.magtrol.com/manuals/tm300manual.pdf>. Acesso em: 21 de novembro de 2016. jun. 2011.

MAGTROL, **Datasheet: AHB series compressed-aircooled hysteresis brakes**. Disponível em: <http://www.magtrol.com/datasheets/ahb.pdf>. Acesso em: 21 de novembro, 2016.

MASMOUDI, A.; MASMOUDI, M.; BADSI, B. Direct torque control of brushless DC motor drives with improved reliability. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 50, no. 6, pp. 3744–3754, dez. 2014.

MATLAB, **Estimate parameters from measured data**. Disponível em: <https://www.mathworks.com/help/sldo/gs/estimate-parameters-from-measured-data-using-the-gui.html>. Acesso em: 21 de novembro, 2016.

MERELLO, A. **Application note AN-1123: bootstrap network analysis: focusing on the integrated bootstrap functionality**. International Rectifier. Disponível em: <http://www.infineon.com/dgdl/an-1123.pdf?fileId=5546d462533600a40153559692661096>. Acesso em: 21 de novembro, 2016.

MILLER, T. J. E. **Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives**. Monographs in Electrical and Electronic Engineering No. 2. Oxford. 1989.

MINGJI, L.; HANJIN, G.; MEIHONG, S. Ripple torque analysis and simulation of BLDC motor with different PWM modes. **2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)**, p. 973-977, IEEE. Junho, 2012.

MOHAN, N.; UNDELANDT, M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics**. 2ed, 1995.

MOREIRA, J. C. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating in a wide speed range. **Conference Record of the Industry Applications Society Annual Meeting, IEEE**. Outubro, 1994.

MYRRIA NETO, G. **Análise da contribuição das forças magnéticas no comportamento vibroacústico de um compressor alternativo**. 221 f. Tese (Doutorado) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2015.

PACHECO, A. L. S. **Desenvolvimento de sistema para medir a resistência de enrolamento em motores de compressores energizados**. 180 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2007.

PACHECO, A. L. S. **Desenvolvimento de sistemas neurais artificiais aplicados ao controle de qualidade de compressores em linha de produção**. 228 f. Tese (Doutorado) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2015.

PCB. **Installation and operating manual**. Disponível em: http://shrm.snu.ac.kr/NFUupload/nfupload_down.php?tmp_name=20150514142741.4490.2.0.pdf&name=086C03.pdf. Acesso em: 21 de novembro, 2016.

PENZ, C. A. **Procedimentos para prover confiabilidade ao uso de inteligência artificial em ensaios de desempenho de compressores herméticos de refrigeração**. 179 f. Tese (Doutorado) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2011.

POLETTI, E. L. **Aprimoramento de uma bancada de ensaios de desempenho de compressores herméticos visando reduzir incertezas de medição**. 107 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2006.

RASMUSSEN, C. B.; RITCHIE, E. Variable speed brushless DC motor drive for household refrigerator compressor. **1997 Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives**. Setembro, 1997.

SANTOS, M. **Análise de filtros acústicos de sucção de compressores na presença de escoamento**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2003.

SCHWARZ M. G.; ANDRICH R. **Method of controlling an electric motor, a system for controlling an electric motor and an electric motor**. US Patent 6,922,027. Julho, 2005.

SCUSSEL, J. N. **Proposta de ações para reduzir o tempo demandado por ensaio de desempenho de compressores**. 152 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2006.

SHAO, J. **Direct back EMF detection method for sensorless brushless DC (BLDC) motor drives**. 91 f. Dissertação (Mestrado) – Faculty of the Virginia Polytechnic Institute. Virginia. 2003.

SHAO, J. An improved microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 42, no. 5, pp. 1216–1221, set. 2006.

SHAO, J.; NOLAN, D.; TEISSIER, M.; SWANSON, D. A novel microcontroller based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 39, no. 6, pp. 1734–1740, dez. 2003.

SILVA, M. C. **Estudo e implementação de observador via modos deslizantes aplicados a motores síncronos a ímãs permanentes**. 179 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade do Estado de Santa Catarina. Joiville. 2013.

SILVEIRA, A. N. **Diminuição do tempo de transitório em ensaios de desempenho de compressores utilizando injeção de corrente contínua**. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2010.

SINGH, S.; SINGH B. A voltage-controlled PFC cuk converter-based PMBLDCM drive for air-conditioners. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 48, no. 2, pp. 832–838, mar. 2012.

SOUZA NETO, B. M. **Desenvolvimento de uma bancada para medição automatizada de potência mecânica em motores elétricos de alta rotação e baixo torque**. 130 f. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2009.

SRINIVASA, M. H. N.; ROOPA, M. FPGA implementation of sine and cosine generators using CORDIC algorithm. **International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)**, Vol. 1, nov. 2012.

SRISERTPOL, J.; SRIKAEWA.; JAWAYON, P. AI -based sensorless speed estimation of 3-phase BLDC motor . **Third International Workshop on Advanced Computational Intelligence**, IEEE, China. Agosto, 2010.

TSOTOULIDIS, S.; SAFACAS, A. Deployment of an adaptable sensorless commutation technique on BLDC motor drives exploiting zero sequence voltage. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 62, no. 2, pp. 877–886, fev. 2015.

VENDRAMI, C. E. **Análise de isoladores de vibração usados em refrigeradores**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2013.

VIM. **Vocabulário internacional de metrologia: conceitos fundamentais e gerais e termos associados**. Inmetro, 1 ed. luso-brasileira, 2012.

VUKOSAVIC, S. N. **Third harmonic commutation control system and method**. US Patent 4,912,378. Março, 1990.

WU, H.-C.; WEN, M.-Y.; WONG, C.-C. Speed control of BLDC motors using hall effect sensors based on DSP. **2016 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)**, Taiwan. Julho, 2016.

ZIAEINEJAD, S.; SANGSEFIDI, Y.; SHOULAIE, A. Analysis of commutation torque ripple of BLDC motors and a simple method for its reduction. **IEEE 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI)**, p. 1-6. Setembro, 2011.

APÊNDICE A - AVALIAÇÃO DA SENSIBILIDADE TRANSVERSAL DOS TRANSDUTORES DE FORÇA PIEZOELÉTRICOS

Neste trabalho de mestrado (capítulo 4) propõe-se uma bancada para medição de torque e velocidade angular instantânea em condições dinâmicas. No funcionamento deste sistema, o eixo do motor é rotacionado, o que pode transformar o conjunto em um sistema vibratório, devido a desbalanceamentos e assimetrias inerentes à construção do eixo e do motor. Contudo, por causa da forma como os transdutores são montados, eles devem adquirir apenas as componentes verticais da vibração, obtendo, assim, um sinal senoidal de mesma amplitude e fase em cada transdutor de força (modelo PCB 208C01). Porém, os sinais obtidos apresentaram comportamento com amplitude maior que a esperada para carga nula, levando a uma série de testes, listados abaixo, com o objetivo de encontrar os motivos da anormalidade da resposta.

Testou-se o sistema de aquisição por completo, revisando as conexões, cabos e testando os transdutores de força. Para tal, os transdutores foram posicionados um sobre o outro, apoiados sobre uma superfície plana e rígida, e um leve golpe foi aplicado sobre o transdutor do topo com um martelo de impacto. Como os dois transdutores e o martelo são submetidos à mesma carga, as medições deveriam ser iguais para os três elementos, bem como na resposta obtida para o experimento. Os resultados não mostraram anomalias ou diferenças significativas, o que possibilitou descartar o mau funcionamento do sistema de aquisição.

Os transdutores de força foram testados para a possibilidade de interferência eletromagnética. Para isso, eles foram retirados do seu local de medição e colocados acima do suporte, de forma a estarem muito próximos do seu local de funcionamento, mas não sofrerem nenhum tipo de excitação. O motor foi ligado e não se observou qualquer modificação no sinal de força, eliminando assim essa suposição.

Fizeram-se então diversas montagens e desmontagens do dinamômetro, obtendo assim algumas diferenças de montagem como posicionamentos e aperto dos parafusos. Percebeu-se que em cada montagem a resposta do sistema era diferente. Durante as montagens, observou-se que o torque de aperto aplicado nos parafusos utilizados para fixação dos transdutores piezoelétricos acarretava mudanças no comportamento do sinal obtido.

Testou-se o dinamômetro montado sem a utilização de parafusos nos transdutores, para evitar a influência das diferenças do torque de aperto. Para isso, utilizou-se cola de contato. No entanto, isso não resolveu as anormalidades na medição. Com essa configuração o sinal apresentou mudanças em sua forma a cada remontagem do sistema, que acarretavam em uma nova posição aleatória dos transdutores.

O conjunto foi remontado, então, sem que os transdutores fossem colados, permitindo que fossem rotacionados livremente quando desejado. Com essa nova configuração foi fácil perceber que a rotação dos transdutores causa mudanças majoritariamente sobre a fase dos sinais, e pouco sobre a forma e amplitude dos sinais em si.

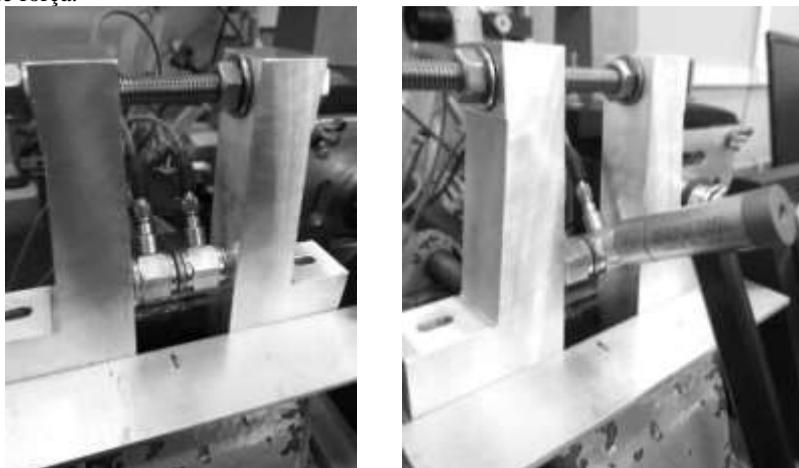
Com receio de que um eventual desalinhamento das superfícies em contato com os transdutores pudesse estar causando o problema, o experimento foi desmontado e levado a uma máquina fresadora para que o faceamento de tais superfícies fosse feito. Após a operação, pôde-se perceber que o alinhamento da montagem foi aprimorado, uma vez que o assentamento dos transdutores às superfícies melhorou visivelmente. Entretanto, pouca diferença foi observada na resposta dos transdutores.

Com a execução dos testes acima e a eliminação das hipóteses anteriores, aventou-se a possibilidade de o transdutor ser sensíveis às componentes transversais da força aplicada a ele e em magnitudes diferentes em cada direção. A possível sensibilidade do transdutor a esforços transversais e ao posicionamento angular, não informada em sua documentação, gerou dúvidas sobre a exatidão da medida do transdutor à força longitudinal exercida nele. Para responder tal questionamento, optou-se pela execução de uma avaliação mais aprofundada sobre a sensibilidade do transdutor de força piezelétrico para forças transversais.

A montagem do teste foi feita em uma estrutura constituída de placas planas fixadas entre si por dois tirantes roscados, os quais permitiam o ajuste da distância entre as placas. Os transdutores foram montados um sobre o outro, fixados um ao outro com um parafuso, longitudinalmente entre essas placas e colados nas placas com cola de contato, como ilustrado na figura 66(a). As superfícies de contato foram devidamente faceadas para garantir assentamento dos transdutores e paralelismo entre as duas placas com tolerância aceitável. Entre um transdutor e outro se adicionou uma arruela de diâmetro maior que o diâmetro dos transdutores. Assim, planejou-se transmitir a força de excitação transversal de forma homogênea para os dois transdutores.

Dessa forma, os transdutores foram submetidos a uma força puramente transversal. O experimento consistiu em aplicar um leve golpe perpendicular ao eixo longitudinal dos transdutores, por meio de martelo de impacto, modelo PCB 086C03 (PCB, 2016), com medição da força de impacto. Na figura 66(b) pode-se observar o martelo de impacto em posição de excitação.

Figura 63: Montagem do experimento de sensibilidade transversal do transdutor de força.



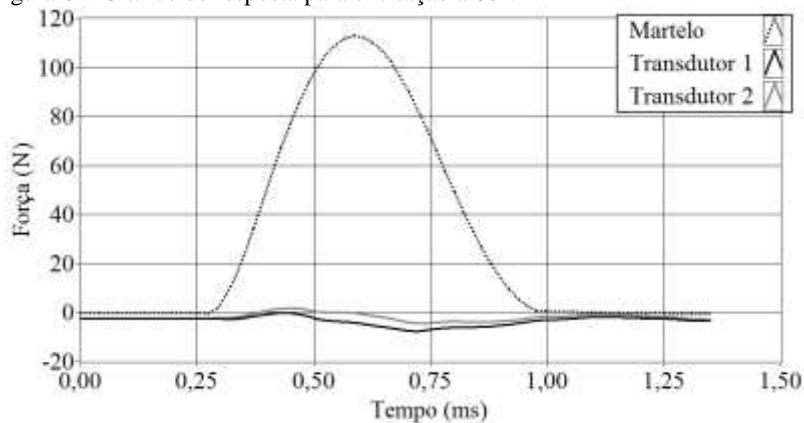
(a) Montagem do teste

(b) Execução do teste com martelo de impacto

Fonte: Autor

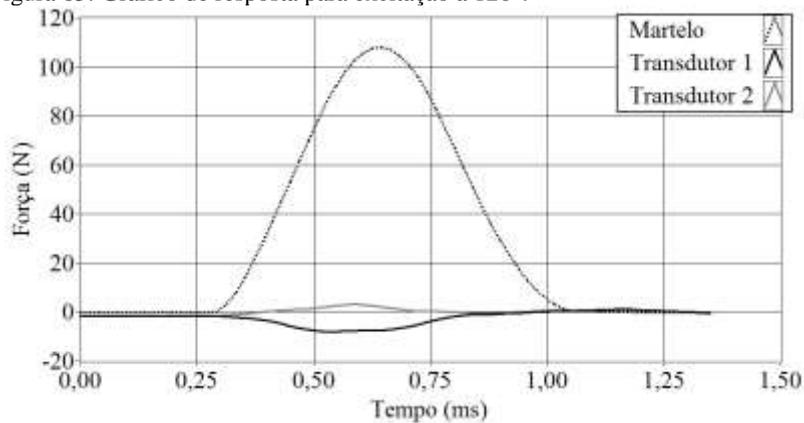
Os golpes do martelo foram aplicados em três ângulos diferentes: 60° , 120° e 240° , com referência no conector. Não foram testadas mais direções de excitação devido ao acesso limitado às demais regiões dos transdutores. Durante o momento de aplicação do golpe monitoraram-se as cargas de tração e compressão dos transdutores e a força de impacto do martelo, com frequência de aquisição de 51,2 kHz. Os sinais adquiridos são expostos nas figuras 64, 65 e 66 para os golpes em 60° , 120° e 240° , respectivamente.

Figura 64: Gráfico de resposta para excitação a 60°.



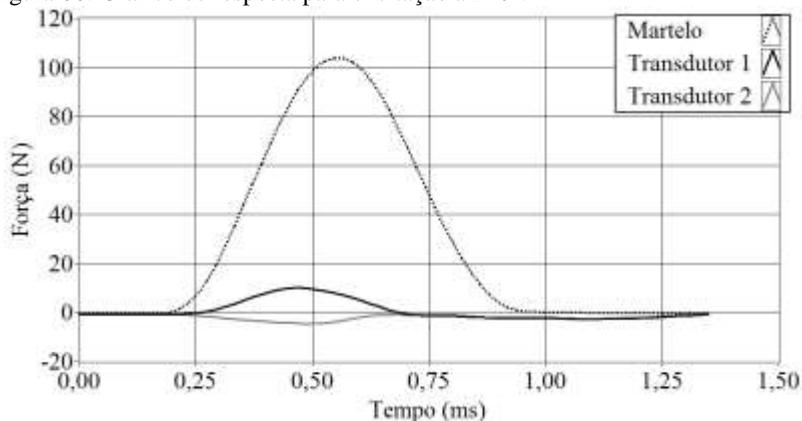
Fonte: Autor

Figura 65: Gráfico de resposta para excitação a 120°.



Fonte: Autor

Figura 66: Gráfico de resposta para excitação a 240°.



Fonte: Autor

Os testes apresentados evidenciam que os transdutores têm sensibilidade à força transversal. Observa-se, também, que a resposta é diferente entre cada teste. Porém, os indícios encontrados não são suficientemente consistentes para fazer uma avaliação repetitiva sobre esta sensibilidade. Isto ocorre devido a limitações do modo como o experimento foi elaborado. Entre as limitações, destaca-se a dificuldade de garantir o alinhamento dos transdutores e a falta de confiança na perpendicularidade da excitação.

APÊNDICE B - AVALIAÇÃO DE INCERTEZA DAS REFERÊNCIAS

A avaliação de incerteza das referências utilizadas não pôde ser feita neste trabalho de mestrado devido à falta de especificações metrológicas necessárias, recursos e tempo hábil para garantir a confiabilidade metrológica dos equipamentos fundamentais. No entanto, este apêndice apresenta as fontes de incertezas presentes nas medições de tensão induzida e velocidade angular instantânea de referência e a estruturação geral do equacionamento pertinente.

A medição de tensão induzida de referência é feita por meio da medição direta das tensões nos terminais do motor em relação ao neutro. Para isso, o motor deve estar submetido ao acionamento mecânico do seu eixo executado por um segundo motor. Nesse caso, a incerteza de medição é constituída pela incerteza do sistema de aquisição e pelo desvio padrão da média das medições, considerando-se que serão feitas n medições. A incerteza do sistema de medição é um parâmetro que deve ser especificado no manual do equipamento ou no certificado de calibração dentro da validade. Esse parâmetro é do tipo B, com distribuição geralmente retangular e está aqui especificado na forma de erro máximo E_{SM} , enquadrando todas as fontes que compõem a incerteza. Aplica-se a equação (43) para a conversão de erro máximo para incerteza padrão do equipamento,

$$u(V_{aq}) = \frac{E_{SM}(V_{aq})}{\sqrt{3}}, \quad (43)$$

onde: $u(V_{aq})$ é a incerteza padrão da medição de tensão;

V_{aq} é a tensão medida pelo sistema de aquisição;

$E_{SM}(V_{aq})$ é o erro máximo do sistema de aquisição para a medição da tensão.

O desvio padrão da média representa a dispersão dos valores medidos, portanto, quanto maior for o número de medições n , mais exata será a média e menor será a influência do erro aleatório. Por isso, a incerteza padrão da média será determinada pela equação (44),

$$u(\overline{V_{aq}}) = \frac{s_m}{\sqrt{n_m}}, \quad (44)$$

onde: $u(\overline{V_{aq}})$ é a incerteza padrão da média das medições de tensão;

s_m é o desvio padrão da médias das medições de tensão;

n_m é o número de medições de tensão que compõem a média.

A incerteza padrão combinada da medição de tensão será composta pela incerteza padrão do sistema de medição e pela incerteza padrão da média. O cálculo de tal combinação é exposto na equação (45). Para o cálculo da incerteza expandida desta medição, equação (47), se faz necessário o cálculo do número de graus de liberdade equivalente da incerteza padrão combinada, dada pela equação (46) (GUM, 2008):

$$u_c(\overline{V_{aq}}) = \sqrt{u(\overline{V_{aq}})^2 + u(V_{aq})^2}; \quad (45)$$

$$v = \frac{u_c(\overline{V_{aq}})}{\frac{u(\overline{V_{aq}})}{n-1} + \frac{u_{SM}(V_{aq})}{\infty}} = \frac{u_c(\overline{V_{aq}})}{u(\overline{V_{aq}})}(n-1); \quad (46)$$

$$U(\overline{V_{aq}}) = t(v)u_c(\overline{V_{aq}}), \quad (47)$$

onde: $u_c(\overline{V_{aq}})$ é a incerteza padrão combinada da média das medições;
 $U(\overline{V_{aq}})$ é a incerteza expandida da medição de referência;
 $t(v)$ é o valor de t-student para o grau de liberdade v ;
 v é o número de graus de liberdade da incerteza padrão combinada.

Para a comparação entre o valor estimado de tensão induzida e sua referência com incerteza de medição, sugere-se o uso do erro normalizado apresentado na equação (48) (INMETRO, 2007),

$$EN = \frac{|\bar{e}_e - \bar{V}_r|}{\sqrt{\frac{s_e^2}{\sqrt{n_m}} + U(\bar{V}_r)^2}}, \quad (48)$$

onde: EN é o erro normalizado;
 \bar{e}_e é a média das estimações de tensão induzida;
 \bar{V}_r é a média das medições diretas de referência da tensão induzida;
 s_e é o desvio padrão da média das estimativas;
 n_m é o número de estimações que compõe a média;
 $U(\bar{V}_r)$ é a incerteza padrão expandida da referência.

O erro normalizado é avaliado utilizando o conceito de compatibilidade metrológica (VIM, 2012), pela comparação do seu valor com a unidade. Caso o valor dele seja menor que a unidade, avalia-se a

estimação como metrologicamente compatível com a referência. Caso contrário, ela não é compatível.

A determinação do patamar da tensão induzida é feita pela equação (49),

$$e_{max} = \frac{|e_a| + |e_b| + |e_c|}{2} \quad (49)$$

onde: e_{max} é o valor máximo da tensão induzida (patamar);
 e_a , e_b e e_c são as tensões induzidas nas fases A, B e C, respectivamente.

Determina-se a incerteza do patamar utilizando o método das derivadas na equação (49) (GUM, 2008). Nesta, considera-se a equação sem os módulos, pois o módulo não é aplicado à incerteza padrão e não é possível derivar equação com módulo. Assim, o cálculo de incerteza do patamar é definido pela equação (50),

$$u(e_{max}) = \frac{\sqrt{3}}{2} u_{SM}(e), \quad (50)$$

onde: $u(e_{max})$ é a incerteza padrão do patamar da tensão induzida;
 $u(e)$ é a incerteza padrão da tensão induzida.

Neste caso, a incerteza padrão da tensão induzida e medida é a mesma que a incerteza padrão da medição de tensão V_m .

A velocidade angular de referência é medida indiretamente por meio de um *encoder*. A aquisição da velocidade angular é feita pela medição do período de cada pulso do *encoder* com largura angular do pulso descrita na equação (52) e então convertido para velocidade angular pela equação (51),

$$\omega_m = l \frac{f_s}{n_s}; \quad (51)$$

$$l = \frac{2\pi}{n_p}; \quad (52)$$

onde: ω_m é a velocidade angular mecânica em rad/s;
 l é a largura angular do pulso;
 f_s é a frequência de aquisição do sistema de medição;
 n_p é o número de pulsos do *encoder* em uma revolução;
 n_s é a quantidade de amostras na frequência de aquisição em um pulso do *encoder*.

As fontes de incerteza de medição da velocidade angular estão presentes em todas as variáveis utilizadas para a sua medição. Deve-se considerar a uniformidade da largura angular do pulso, a precisão da frequência de aquisição e a contagem de amostras em um pulso do *encoder*. A uniformidade do pulso do *encoder* deve ser um parâmetro fornecido pelo fabricante em forma de erro máximo, considerado como incerteza do tipo B, com distribuição retangular. Dispondo-se de um padrão angular adequado, tal parâmetro poderia ser obtido de uma calibração do *encoder*. Da mesma forma a incerteza da frequência de aquisição do instrumento de medição utilizado deve ser composta por um erro máximo com distribuição retangular do tipo B. O cálculo da incerteza padrão de ambas é feito igualmente ao da tensão exposto na equação (43).

O erro associado à contagem de amostras é de ± 1 amostra. Esse erro é associado à resolução do sistema, sendo assim calculado pela equação (43), porém utilizando a metade da resolução (1 amostra) como erro máximo. Com o objetivo de minimizar o erro aleatório, faz-se a média de n contagens de forma idêntica a aplicada na medição de tensão, e, portanto, com a incerteza padrão igual à calculada na equação (44). Com isso, tem-se que a incerteza padrão combinada da contagem de amostras em um pulso do *encoder* é definida pela equação (53),

$$u_c(\bar{n}_s) = \sqrt{u(\bar{n}_s)^2 + u(n_s)^2}, \quad (53)$$

onde: $u(\bar{n}_s)$ é a incerteza padrão da média do número de amostras;
 $u(n_s)$ é a incerteza padrão da resolução na contagem do número de amostras;
 $u_c(\bar{n}_s)$ é a incerteza padrão combinada da média do número de amostras com a da resolução.

Calcula-se então a incerteza combinada da velocidade angular de referência, utilizando o método das derivadas (GUM, 2008), por meio da equação (54),

$$u_c(\bar{\omega}_m) = \sqrt{\left(\frac{f_s}{n_s} u(l)\right)^2 + \left(\frac{l}{n_s} u(f_s)\right)^2 + \left(\frac{l f_s}{n_s^2} u_{c,ns}(\bar{n}_s)\right)^2}, \quad (54)$$

onde: $u(l)$ é a incerteza padrão da largura do pulso do *encoder*;
 $u(f_s)$ é a incerteza padrão da frequência de aquisição;
 $u_c(\bar{\omega}_m)$ é a incerteza padrão combinada da médias das medições de velocidade angular mecânica.

O número de graus de liberdade do número de amostras em um pulso é definido pela equação (55) e o da velocidade angular é calculado pela equação (56):

$$v_c = \frac{u_{c_{ns}}(\bar{n}_s)}{\frac{u(\bar{n}_s)}{n_m - 1} + \frac{u(n_s)}{\infty}} = \frac{u_{c_{ns}}(\bar{n}_s)}{u(\bar{n}_s)}(n - 1); \quad (55)$$

$$v = \frac{u_c(\bar{\omega}_r)}{\frac{u_{c_{ns}}(\bar{n}_s)}{v_{c_{ns}}} + \frac{u(f_s)}{\infty} + \frac{u(l)}{\infty}} = \frac{u_c(\bar{\omega}_r)}{u_{c_{ns}}(\bar{n}_s)} v_{c_{ns}}; \quad (56)$$

onde: n_m é o número de medições que compõem a média;
 v é o número do grau de liberdade da velocidade angular;
 v_c é o número do grau de liberdade da média da quantidade de amostras contada.

Com a incerteza padrão combinada e o número de graus de liberdade, é possível obter a incerteza expandida como calculado na equação (47) e comparar a medição por meio do erro normalizado, como feito para a tensão induzida na equação (48).

A constante de tensão induzida pode ser calculada utilizando-se o patamar da tensão induzida e a velocidade angular medida pelo *encoder*, como exposto na equação (57),

$$k_e = \frac{e_{max}}{\omega_m}, \quad (57)$$

onde: k_e é a constante de tensão induzida;
 ω_m é a velocidade angular mecânica em rad/s;
 e_{max} é o valor máximo da tensão induzida (patamar).

A incerteza dessa constante é calculada utilizando-se o método das derivadas (GUM, 2008), que resulta na equação (58),

$$u(k_e) = \sqrt{\frac{\omega_m^2 u(e_{max})^2 + e_{max}^2 u(\omega_m)^2}{\omega_m^4}}, \quad (58)$$

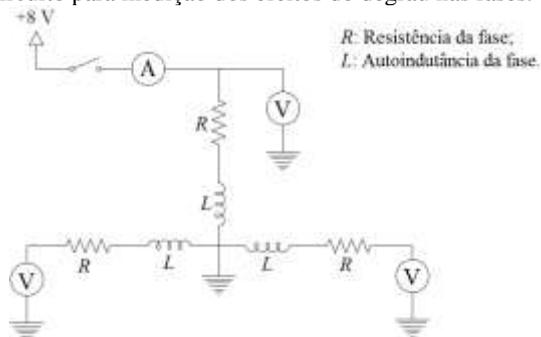
onde: $u(k_e)$ é a incerteza padrão da constante de tensão induzida;
 $u(\omega_m)$ é a incerteza padrão da velocidade angular mecânica;
 $u(e_{max})$ é a incerteza padrão do patamar da tensão induzida.

A incerteza do patamar é calculada utilizando-se a equação (50) e a incerteza da velocidade angular é mostrado na equação (54).

APÊNDICE C - ESTIMAÇÃO DE RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA

Neste apêndice relata-se a estimativa da resistência R , autoindutância L e indutância mútua M de um motor *BLDC*. Os resultados desse procedimento são utilizados para estimativa da tensão induzida, velocidade angular instantânea e torque do motor. Optou-se pela forma de estimação dos parâmetros do circuito por meio de simulação, comparação do resultado da simulação com os valores medidos e minimização do erro entre a simulação e a medição pela mudança dos parâmetros a serem estimados. Para isso, utilizou-se a ferramenta de estimação de parâmetro (*Parameter Estimation*) do MATLAB (MATLAB, 2016). Os parâmetros foram estimados por meio da resposta do sistema a um degrau de tensão em uma de suas fases, aqui denominada de fase A. Para a determinação dos parâmetros desejados, é necessária a aquisição da tensão de cada uma das fases referenciadas ao neutro do motor e a corrente da fase A. O circuito montado com as medições é ilustrado na figura 67, onde se observa uma chave entre a alimentação e a fase A, que possibilita a aplicação do degrau de tensão.

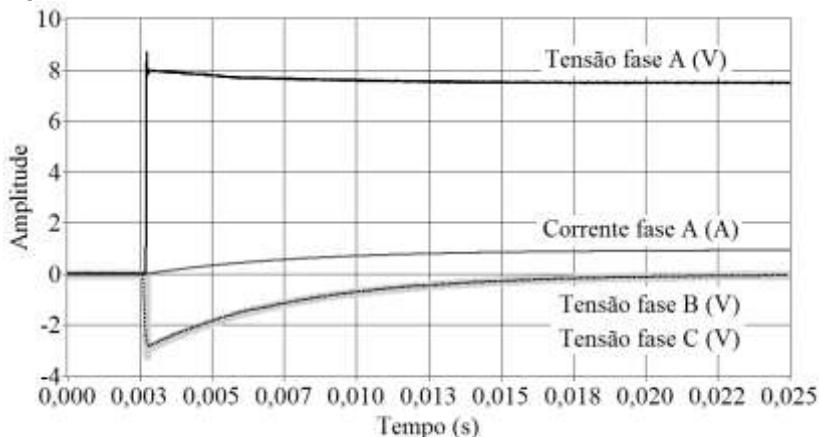
Figura 67: Circuito para medição dos efeitos do degrau nas fases.



Fonte: Autor.

Na figura 68 ilustram-se a corrente e as três tensões medidas durante a aplicação de um degrau de tensão.

Figura 68: Sinais de tensões e corrente medidas.

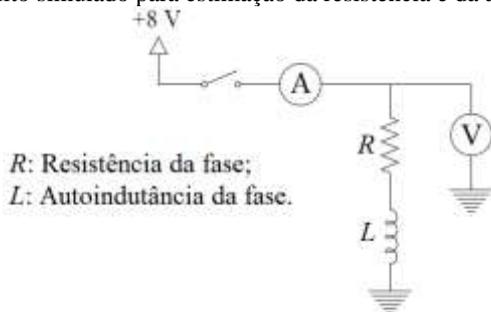


Fonte: Autor.

O processo de estimação dos parâmetros foi dividido em duas partes: a primeira, responsável por definir a resistência e a autoindutância da fase A; a segunda, pela indutância mútua das fases A/B e A/C. Dessa forma, é possível utilizar circuitos simplificados em cada passo, o que diminui a quantidade de variáveis a serem estimadas, reduzindo o esforço computacional e, conseqüentemente, o tempo de estimação.

No primeiro passo utiliza-se o circuito da figura 69 que é composto pela fonte de corrente contínua, voltímetro, amperímetro e a fase A do motor.

Figura 69: Circuito simulado para estimação da resistência e da autoindutância.



Fonte: Autor

Nesta parte da estimação abstraem-se as fases B e C e a medição de tensão nelas, por não serem necessárias ou influentes na

resistência e autoindutância da fase A. A estimação dos parâmetros é feita utilizando-se a tensão medida pelo voltímetro na entrada do circuito simulado e a corrente na saída da simulação. Por meio da comparação entre a corrente medida e a corrente estimada pela simulação, a ferramenta ajusta os parâmetros de resistência R e autoindutância L do circuito, obtendo o valor desejado após diversas iterações. Para a minimização do erro aleatório, estimam-se os parâmetros de dez medições diferentes, obtendo-se, assim, o valor médio de cada um dos parâmetros. Tal processo foi repetido em todas as fases do motor de forma a obter os valores de resistência e autoindutância apresentados na tabela 9.

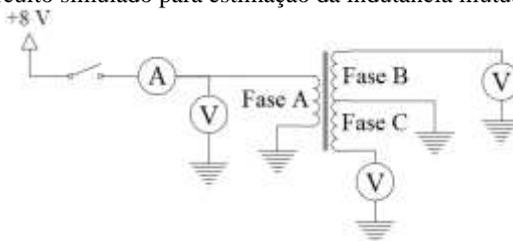
Tabela 9: Valores de resistência e autoindutância do *BLDC*.

Fase	A	B	C	Média
Resistência	7,61 Ω	7,72 Ω	8,03 Ω	7,78 Ω
Autoindutância	50,6 mH	50,1 mH	50,4 mH	50,3 mH

Fonte: Autor

O segundo passo para determinação das indutâncias mútuas é executado de forma similar ao primeiro, contudo com a utilização do circuito da figura 70.

Figura 70: Circuito simulado para estimação da indutância mútua.



Fonte: Autor

No circuito ilustrado (figura 70), utiliza-se: como entrada, a tensão na fase A; como saída, a tensão nas fases B e C. Os parâmetros da fase A (resistência R e autoindutância L), estimados anteriormente, são aplicados na simulação desse circuito como constantes. A comparação da tensão medida com a simulada na fase B possibilita a estimação da indutância mútua entre as fases A/B, da mesma forma que para a fase C. Tal estimação é feita para dez testes, possibilitando a redução do erro aleatório por meio da média dos valores obtidos. Assim como realizado na estimação de resistência e autoindutância, o

procedimento foi repetido para as três fases, resultando nos valores de indutâncias mútuas apresentadas na tabela 10.

Tabela 10: Valores de indutâncias mútuas do *BLDC*.

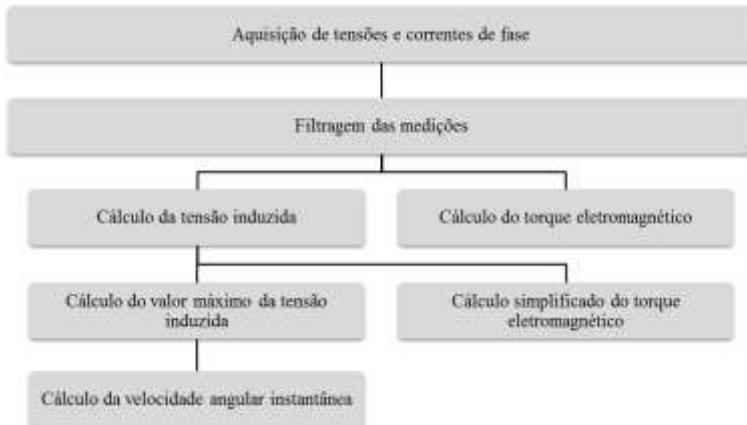
Fase	A	B	C	Média
A	x	-18,54 mH	-18,84 mH	-18,69 mH
B	-18,67 mH	x	-18,65 mH	-18,66 mH
C	-18,99 mH	-18,64 mH	x	-18,81 mH
Média	-18,83 mH	-18,59 mH	-18,74 mH	-18,72 mH

Fonte: Autor.

APÊNDICE D - RESUMO DA MEDIÇÃO DE TORQUE E VELOCIDADE ANGULAR

A figura 71 ilustra os procedimentos associados à solução proposta neste trabalho para medição indireta do torque eletromagnético e velocidade angular instantânea do motor de corrente contínua sem escovas.

Figura 71: Procedimentos para determinação do torque e velocidade angular.



Fonte: Autor

Os procedimentos relacionados na figura 71, abordados com detalhe no capítulo 3, são apresentados resumidamente na sequência:

Aquisição das tensões e correntes de fase do motor por meio de voltímetros e amperímetros, respectivamente, como ilustrado na figura 16 – página 52.

Filtragem das medições utilizando filtro de média móvel para atenuação do ruído de chaveamento da alimentação nas medições de tensões e correntes de fase.

Cálculo da tensão induzida por meio das equações 29 a 31 – página 54:

$$e_a = V_a - Ri_a - L \frac{di_a}{dt} - \frac{V_a + V_b + V_c}{3}; \quad (29)$$

$$e_b = V_b - Ri_b - L \frac{di_b}{dt} - \frac{V_a + V_b + V_c}{3}; \quad (30)$$

$$e_c = V_c - Ri_c - L \frac{di_c}{dt} - \frac{V_a + V_b + V_c}{3}; \quad (31)$$

onde: e_a, e_b e e_c são as tensões induzidas de cada uma das fases;
 V_a, V_b e V_c são as tensões de alimentação de cada uma das fases;
 R é a resistência da fase;
 L é a indutância da fase;
 i_a, i_b e i_c são as correntes em cada uma das fases.

Cálculo do valor máximo da tensão induzida com a equação 34 – página 60,

$$e_{max} = \frac{|e_a| + |e_b| + |e_c|}{2} \quad (34)$$

onde: e_{max} é o valor máximo da tensão induzida (patamar);
 e_a, e_b e e_c são as tensões induzidas de cada uma das fases.

Cálculo da velocidade angular instantânea por meio da equação 35 – página 63,

$$\omega_m = \frac{e_{max}}{k_e}, \quad (35)$$

onde: ω_m é a velocidade angular do eixo do motor;
 e_{max} é o valor máximo da tensão induzida (patamar);
 k_e é a constante de tensão induzida.

Cálculo do torque eletromagnético por meio da equação 36 – página 66,

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m}, \quad (36)$$

onde: T_e é o torque eletromagnético entregue pelo motor no eixo;
 e_a, e_b e e_c são as tensões induzidas de cada uma das fases;
 i_a, i_b e i_c são as correntes em cada uma das fases;
 ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor em rad/s.

Cálculo simplificado do torque eletromagnético por meio da equação 37 – página 66,

$$T_e = \frac{2e_{max} i_p}{\omega_m} = 2k_t i_p, \quad (37)$$

onde: e_{max} é o patamar da tensão induzida;
 i_p é a corrente circulando nas fases acionadas;
 k_t é a constante de torque do motor.