

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Emmanuel Adamski de Moura

**DESENVOLVIMENTO DE MODELOS
HARDWARE-IN-THE-LOOP PARA AVALIAÇÃO E TESTES
DE FIRMWARE PARA MOTORES SÍNCRONOS DE IMÃS
PERMANENTES APLICADOS EM SISTEMAS DE
REFRIGERAÇÃO**

**Santa Maria, RS, Brasil
2024**

Emmanuel Adamski de Moura

**DESENVOLVIMENTO DE MODELOS HARDWARE-IN-THE-LOOP
PARA AVALIAÇÃO E TESTES DE FIRMWARE PARA MOTORES
SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES APLICADOS EM SISTEMAS
DE REFRIGERAÇÃO**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS, Brasil
2024

This study was financed in part by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Finance Code 001

de Moura, Emmanuel Adamski
DESENVOLVIMENTO DE MODELOS
HARDWARE-IN-THE-LOOP PARA AVALIAÇÃO E TESTES
DE FIRMWARE PARA MOTORES SÍNCRONOS DE IMÃS
PERMANENTES APLICADOS EM SISTEMAS DE
REFRIGERAÇÃO / Emmanuel Adamski de Moura - 2024
150 p.; 30 cm

Orientador: Rodrigo Padilha Vieira
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2024

1. Engenharia Elétrica 2. Hardware-in-the-loop 3. PMSM
4. Sistemas de refrigeração 5. BLDC 6. IFOC I. Vieira, Rodrigo
Padilha. II. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados
fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos
Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt
Patta CRB 10/1728.

Declaro, EMMANUEL ADAMSKI DE MOURA, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Dissertação (mestrado)) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

Emmanuel Adamski de Moura

**DESENVOLVIMENTO DE MODELOS HARDWARE-IN-THE-LOOP
PARA AVALIAÇÃO E TESTES DE FIRMWARE PARA MOTORES
SÍNCRONOS DE IMÃS PERMANENTES APLICADOS EM SISTEMAS
DE REFRIGERAÇÃO**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 26 de Fevereiro de 2024:

Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)

Filipe Pinarello Scalcon, Dr. (University of Calgary)

Thieli Smidt Gabbi, Dr. (UFSM) - Videoconferência

Santa Maria, RS, Brasil
2024

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, familiares e amigos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à minha família, em especial à minha irmã, Pietra Adamski de Moura e minha mãe Graziela Cristina Adamski de Moura, por todo o apoio, dedicação e ser um exemplo de fortaleza em minha vida.

Ao meu orientador, professor Rodrigo Padilha Vieira, por todo o apoio, oportunidades, disponibilidade, paciência e ensinamentos transmitidos durante o período de desenvolvimento deste trabalho.

À banca, formada pelos professores Filipe Pinarello Scalcon e Thieli Smidt Gabbi, pelo tempo dedicado a ler e avaliar este trabalho, fornecendo ótimas contribuições.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, por fornecerem o ambiente e as condições que tornaram este trabalho possível.

Aos meus colegas e amigos do GEPOC, por todo o auxílio, troca de ideias e experiência, conversas e risadas, em especial à Lucas Rossato Rocha, Eduardo Cattani e Mozer Lorenzo e Adailton Braga Júnior por todo apoio, conversas e troca de conhecimentos proporcionado.

À equipe da Nidec Embraco que acompanhou e auxiliou no desenvolvimento deste trabalho de forma ativa, em especial aos engenheiros Roberto Andrich e Claudio Eduardo Soares.

À minha namorada Luana Tais Puhl Schneider, por todo o companheirismo, carinho, amor, incentivo, paciência e compreensão.

À todos os meus amigos que ajudaram a tornar este processo mais leve, em especial à Felipe Manzoni, pelas longas conversas e parceria nos momentos leves e difíceis.

E a todos que de alguma forma contribuíram para o meu desenvolvimento pessoal, profissional e para o desenvolvimento deste trabalho.

“A mind is like a parachute. It doesn't work
if it is not open.

Frank Zappa”

RESUMO

DESENVOLVIMENTO DE MODELOS HARDWARE-IN-THE-LOOP PARA AVALIAÇÃO E TESTES DE FIRMWARE PARA MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES APLICADOS EM SISTEMAS DE REFRIGERAÇÃO

AUTOR: EMMANUEL ADAMSKI DE MOURA

ORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

A presente dissertação apresenta uma avaliação da ferramenta de simulação Hardware-in-the-Loop (HIL) para a aceleração do processo de desenvolvimento e validação de *firmware* de controle de motores elétricos voltados à compressores volumétricos aplicados em sistemas de refrigeração residencial. Com a crescente demanda por eficiência energética, os sistemas de refrigeração com controle de velocidade ganham destaque no mercado. Estes possibilitam controlar a taxa de refrigeração do sistema, além de apresentar volume reduzido devido a utilização de PMSMs, que possuem elevada densidade de potência. Assim, o desenvolvimento de *firmware* de controle se torna uma etapa fundamental de projeto, o que aumenta consideravelmente a complexidade da aplicação. Desta forma, este trabalho apresenta um estudo da ferramenta de simulações HIL visando a aceleração do desenvolvimento de produto em ambiente industrial. Para tanto, são abordados os aspectos de modelagem de PMSMs e de compressores em ambiente HIL. São estudadas duas máquinas, uma de ímãs de superfície e outra de ímãs enterrados, ambas presentes em modelos de compressores volumétricos disponíveis no mercado. Os parâmetros elétricos e mecânicos destas máquinas, bem como dados experimentais do comportamento termodinâmico destes compressores foram fornecidos pelo fabricante para a realização desta pesquisa. As máquinas avaliadas são aplicadas em diferentes produtos, possuindo diferentes sistemas de acionamento. Desta forma, esta dissertação tem por objetivo realizar a modelagem em HIL e a validação dos *drives* de ambas. Resultados de simulação HIL considerando o modelo dinâmico do compressor são apresentados. Por fim, são discutidas estratégias para a implementação de rotinas de testes automáticos replicáveis em ambiente industrial, a fim de acelerar o processo de desenvolvimento e validação de *firmware* de controle.

Palavras-chave: Hardware-in-the-loop, PMSM, sistemas de refrigeração, BLDC, IFOC.

ABSTRACT

**DEVELOPMENT OF
HARDWARE-IN-THE-LOOP MODELS FOR
PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS
MOTORS APPLIED TO HERMETIC
COMPRESSORS**

AUTHOR: EMMANUEL ADAMSKI DE MOURA
ADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

This master thesis presents an evaluation of the Hardware-in-the-Loop (HIL) simulation tool for accelerating the development and validation process of control firmware for electric motors applied to volumetric compressors in residential refrigeration systems. With the increasing demand for energy efficiency, speed-controlled refrigeration systems are gaining market prominence. These systems enable control over the cooling rate and are compact due to the use of Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSMs), which have high power density. Therefore, the development of control firmware becomes a fundamental project stage, significantly increasing application complexity. Thus, this work presents a study of the HIL simulation tool aimed at accelerating product development in an industrial environment. The aspects of modeling PMSMs and compressors in an HIL environment are addressed. Two PMSMs are studied, one with surface mounted permanent magnets and the other with interior permanent magnets, both present in market-available volumetric compressor models. The electrical and mechanical parameters of these machines, as well as experimental data on the thermodynamic behavior of these compressors, were provided by the manufacturer for this research. The evaluated machines are applied in different products, having different drive systems. Therefore, this dissertation aims to model in HIL and validate the drives of both. HIL simulation results considering the dynamic model of the compressor are presented. Finally, strategies for implementing automatic test routines replicable in an industrial environment are discussed, in order to accelerate the development and validation process of control firmware.

Keywords: Hardware-in-the-loop, PMSM, refrigeration systems, BLDC, IFOC

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|-------------|---|----|
| Figura 1.1 | – Consumo médio de uma residência norte-americana. | 30 |
| Figura 1.2 | – Sistema de refrigeração. | 33 |
| Figura 1.3 | – Ciclo ideal de Carnot. | 34 |
| Figura 1.4 | – Classificação construtiva dos compressores volumétricos. | 36 |
| Figura 1.5 | – Classificação dos compressores alternativos quanto à posição do motor. (a) Compressor de pistão aberto.(b) Compressor hermético..... | 37 |
| Figura 1.6 | – Compressor alternativo com sistema biela-manivela. | 38 |
| Figura 1.7 | – Etapas de operação do compressor. (a) Compressão. (b) Descarga. (c) Expansão. (d) Admissão. | 39 |
| Figura 1.8 | – Diagrama de pressão por volume no compressor. | 39 |
| Figura 1.9 | – Pressão no compressor pelo ângulo do pistão. | 40 |
| Figura 1.10 | – Torque de carga e torque eletromagnético oriundo da operação do compressor. | 41 |
| Figura 1.11 | – Característica das forças contra-eletromotrizes e das correntes na fase A para (a) Acionamento BLAC e (b) Acionamento BLDC. | 42 |
| Figura 1.12 | – Diferentes técnicas de simulação HIL. (a) <i>Software-in-the-Loop</i> , (b) <i>Controler Hardware-in-the-loop</i> e (c) <i>Power Hardware-in-the-loop</i> ... | 46 |
| Figura 2.1 | – Integração entre computador, microcontrolador e dispositivo HIL. ... | 49 |
| Figura 2.2 | – Dispositivos HIL avaliados para a aplicação. (a) Typhoon HIL 402, (b) Typhoon HIL 404. | 50 |
| Figura 2.3 | – Interação entre SPC e FPGA. | 51 |
| Figura 2.4 | – Amostragem das entradas digitais ao longo de um período de simulação. | 52 |
| Figura 2.5 | – Erro de amostragem devido à baixa resolução de entradas digitais. . | 53 |
| Figura 2.6 | – Erro de amostragem com alta resolução de entradas digitais. | 53 |
| Figura 2.7 | – Procedimentos da simulação HIL que influenciam na latência de retorno. | 54 |
| Figura 2.8 | – Microcontrolador STM32F303RE NUCLEO 64. | 55 |
| Figura 2.9 | – Conexão entre dispositivo HIL e microcontrolador. | 56 |
| Figura 2.10 | – Integração entre microcontrolador, dispositivo HIL e computador. ... | 57 |
| Figura 2.11 | – Inversor trifásico no Typhoon HIL. | 58 |
| Figura 2.12 | – PMSM no Typhoon HIL. | 59 |
| Figura 2.13 | – Estrutura utilizada para simular o encoder em Typhoon HIL. | 60 |
| Figura 2.14 | – Estrutura utilizada para simular o modelo da carga mecânica em Typhoon HIL. | 61 |
| Figura 2.15 | – Diagrama de construção de rotinas de testes automáticos. | 63 |
| Figura 3.1 | – Características construtivas dos PMSMs. (a) PMSMs de ímãs internos e (b). PMSMs de ímãs de superfície. | 66 |
| Figura 3.2 | – Circuito equivalente do SPMSM em coordenadas <i>abc</i> | 69 |
| Figura 3.3 | – Circuito equivalente do PMSM em coordenadas síncronas. (a) Circuito equivalente do eixo direto e (b) circuito equivalente do eixo em quadratura. | 70 |
| Figura 3.4 | – Diagrama de blocos do modelo de simulação por tabelas de correntes e torque. | 73 |
| Figura 3.5 | – Comparação da FCEM trapezoidal ideal (em vermelho) e da FCEM real do SPMSM avaliado (em azul) para a fase A. | 75 |
| Figura 3.6 | – Comparação da FCEM senoidal ideal (em vermelho) e da FCEM real do IPMSM avaliado (em azul) para a fase A. | 75 |

| | | |
|-------------|---|-----|
| Figura 3.7 | – Exemplificação da construção das tabelas tridimensionais para (a) corrente no eixo direto e (b) corrente no eixo de quadratura..... | 76 |
| Figura 3.8 | – Diagrama de construção das tabelas de correntes. | 78 |
| Figura 3.9 | – Diagrama de construção da tabela de torque. | 79 |
| Figura 3.10 | – FCEM normalizadas do SPMSM em coordenadas abc | 81 |
| Figura 3.11 | – Fluxos rotóricos obtidos em coordenadas abc | 81 |
| Figura 3.12 | – Fluxos rotóricos obtidos em coordenadas dq | 82 |
| Figura 3.13 | – Torque eletromecânico obtido para $i_q = 2$ e $i_d = 0$ | 82 |
| Figura 3.14 | – Diagrama da estratégia de validação do modelo proposto. | 83 |
| Figura 3.15 | – Comparação das correntes de eixo direto simuladas para o modelo convencional e modelo proposto para (a) o tempo de simulação total e (b) operação em regime permanente. | 84 |
| Figura 3.16 | – Comparação das correntes de eixo de quadratura simuladas para o modelo convencional e modelo proposto para (a) o tempo de simulação total e (b) operação em regime permanente. | 84 |
| Figura 3.17 | – Comparação dos torques eletromagnéticos simulados para o modelo convencional e modelo proposto para (a) o tempo de simulação total e (b) operação em regime permanente. | 85 |
| Figura 4.1 | – Circuito de acionamento empregado ao PMSM. | 87 |
| Figura 4.2 | – Estado das chaves em cada setor da operação <i>six-step</i> | 89 |
| Figura 4.3 | – Operação do inversor trifásico para o padrão de comutação adotado no acionamento <i>Six-step</i> : (a) Chave S_a conduzindo e (b) chave S_a não conduzindo. | 90 |
| Figura 4.4 | – Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada. | 92 |
| Figura 4.5 | – Diagrama do sistema de acionamento. | 92 |
| Figura 4.6 | – Oscilação na corrente de fase e do barramento resultante da troca de setores. | 93 |
| Figura 4.7 | – Padrão de comutação 1. | 94 |
| Figura 4.8 | – Padrão de comutação 2. | 94 |
| Figura 4.9 | – Padrão de comutação 3. | 95 |
| Figura 4.10 | – Padrão de comutação 4. | 96 |
| Figura 4.11 | – Padrão de comutação 5. | 96 |
| Figura 4.12 | – Diagrama do sistema de acionamento. | 100 |
| Figura 5.1 | – Configuração CHIL utilizada. | 106 |
| Figura 5.2 | – Velocidade rotórica para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ | 108 |
| Figura 5.3 | – (a) Corrente do barramento CC para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom destacando as oscilações causadas pela comutação <i>six-step</i> | 108 |
| Figura 5.4 | – (a) Correntes nas fases obtidas para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom nas correntes trifásicas em regime permanente. | 109 |
| Figura 5.5 | – FCEM e corrente da fase a multiplicado por 100 para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ | 109 |
| Figura 5.6 | – Torque de carga e torque eletromagnético para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. .. | 110 |
| Figura 5.7 | – Velocidade rotórica para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ | 111 |
| Figura 5.8 | – Rastreamento das correntes (a) de eixo direto e (b) em quadratura para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ | 111 |
| Figura 5.9 | – Torque eletromagnético para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ | 112 |
| Figura 5.10 | – (a) Rastreamento de velocidade para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom nas oscilações na velocidade causadas pela característica de carga do compressor. | 113 |
| Figura 5.11 | – Torque eletromagnético e torque de carga do compressor para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ | 114 |

| | |
|--|-----|
| Figura 5.12 – (a) Correntes nas fases para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom nas correntes trifásicas em regime permanente. | 114 |
| Figura 5.13 – Velocidade rotórica para ensaio do tipo degrau de $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$ | 115 |
| Figura 5.14 – Correntes trifásicas para ensaio do tipo degrau de $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$ | 115 |
| Figura 5.15 – Torque eletromagnético e torque de carga do compressor para os degraus de velocidade (a) $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e (b) $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$ | 116 |
| Figura 5.16 – (a) Velocidade rotórica para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom na oscilação de velocidade causada pela característica da carga do compressor. | 116 |
| Figura 5.17 – Rastreamento das correntes (a) de eixo direto e (b) em quadratura para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ | 117 |
| Figura 5.18 – Torque eletromagnético e torque de carga do compressor para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ | 117 |
| Figura 5.19 – Velocidade rotórica para ensaio do tipo degrau de $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$ | 118 |
| Figura 5.20 – Rastreamento das correntes (a) de eixo direto e (b) em quadratura para ensaio do tipo degrau de $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$ | 118 |
| Figura 5.21 – Torque eletromagnético e torque de carga do compressor para os degraus de velocidade (a) $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e (b) $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$ | 119 |
| Figura 5.22 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -23,3^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 54,4^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e toque de carga e (c) zoom nas correntes trifásicas em regime permanente. | 120 |
| Figura 5.23 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -30^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 55^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e toque de carga e (c) zoom nas correntes trifásicas em regime permanente. | 121 |
| Figura 5.24 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -15^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e toque de carga e (c) zoom nas correntes trifásicas em regime permanente. | 122 |
| Figura 5.25 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -23,3^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 54,4^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e toque de carga. | 123 |
| Figura 5.26 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -23,3^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 54,4^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de corrente de eixo direto, (b) rastreamento de corrente de eixo em quadratura. | 123 |
| Figura 5.27 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -24^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 55^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e toque de carga. | 124 |
| Figura 5.28 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -24^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 55^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de corrente de eixo direto, (b) rastreamento de corrente de eixo em quadratura. | 124 |
| Figura 5.29 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -15^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e toque de carga. | 125 |

| | |
|--|-----|
| Figura 5.30 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -15^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de corrente de eixo direto, (b) rastreamento de corrente de eixo em quadratura. | 125 |
| Figura 5.31 – Histograma de velocidade do acionamento BLDC para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. 126 | |
| Figura 5.32 – Histograma de velocidade do acionamento BLAC para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. 127 | |
| Figura B.1 – Relatório gerado para rotina de testes de diferentes condições de operação do compressor. | 144 |
| Figura B.2 – Relatório gerado para rotina de testes de diferentes condições de operação do compressor. | 145 |
| Figura B.3 – Relatório gerado para teste de degrau de velocidade com carga constante. | 146 |
| Figura B.4 – Relatório gerado para teste de degrau de velocidade com carga constante. | 147 |
| Figura B.5 – Relatório gerado para teste de degrau de velocidade com carga do compressor. | 148 |
| Figura B.6 – Relatório gerado para teste de degrau de velocidade com carga do compressor. | 149 |
| Figura B.7 – Relatório gerado para a construção da curva de torque por velocidade. | 150 |

LISTA DE TABELAS

| | | | |
|------------|---|---|-----|
| Tabela 1.1 | – | Comparação entre diferentes técnicas de simulação HIL..... | 46 |
| Tabela 2.1 | – | Especificações técnicas avaliadas para os dispositivos HIL..... | 50 |
| Tabela 2.2 | – | Resoluções efetivas dos PWMs nos dispositivos Typhoon HIL 402 e 404 para $f_s = 10kHz$ | 52 |
| Tabela 2.3 | – | Especificações técnicas do STM32F303RE NUCLEO 64..... | 55 |
| Tabela 2.4 | – | Obtenção da posição do rotor a partir de sensores de efeito Hall. ... | 60 |
| Tabela 3.1 | – | Parâmetros elétricos do SPMSM. | 80 |
| Tabela 4.1 | – | Sequência de comutação adotada para a estratégia <i>six-step</i> | 89 |
| Tabela 4.2 | – | Divisão do comportamento do BLDCM em 12 setores. | 93 |
| Tabela 5.1 | – | Parâmetros do SPMSM..... | 107 |
| Tabela 5.2 | – | Ganhos dos controladores para o acionamento BLDC. | 107 |
| Tabela 5.3 | – | Parâmetros do IPMSM. | 110 |
| Tabela 5.4 | – | Ganhos dos controladores do para o acionamento BLAC..... | 111 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|--------------|---|
| <i>EPE</i> | Empresa de Pesquisa Energética |
| <i>HIL</i> | <i>Hardware-in-the-Loop</i> |
| <i>BLAC</i> | <i>Brushless Alternated Current</i> |
| <i>BLDC</i> | <i>Brushless Direct Current</i> |
| <i>FOC</i> | <i>Field Oriented Control</i> |
| <i>IFOC</i> | <i>Indirect Field Oriented Control</i> |
| <i>CUT</i> | <i>Controller Under Test</i> |
| <i>FPGA</i> | <i>Field Programmable Gate Array</i> |
| <i>SIL</i> | <i>Software-in-the-Loop</i> |
| <i>CHIL</i> | <i>Controller Hardware-in-the-Loop</i> |
| <i>PHIL</i> | <i>Power Hardware-in-the-Loop</i> |
| <i>SPMSM</i> | <i>Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor</i> |
| <i>IPMSM</i> | <i>Internal Permanent Magnet Synchronous Motor</i> |
| <i>FCEM</i> | Força contra-eletromotriz |
| <i>SPC</i> | <i>Standard Processing Core</i> |
| <i>GDSO</i> | <i>Gate Driver Signal Oversampling</i> |
| <i>API</i> | <i>Application Programming Interface</i> |
| <i>GPIOs</i> | <i>General Purpose Inputs/Outputs</i> |
| <i>MEF</i> | Método dos Elementos Finitos |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|---------------------|--|
| T_s | Período de amostragem |
| T_{suc} | Temperatura de sucção |
| T_{desc} | Temperatura de descarga |
| T | Passo da simulação |
| f_{PWM} | Frequência da portadora |
| Δt_1 | Período de amostragem da simulação |
| Δt_2 | Período de amostragem dos sinais dos Gate Drivers |
| λ_{abc} | Fluxo magnético nas fases abc |
| $\lambda_{e_{abc}}$ | Fluxo estatórico nas fases abc |
| λ_{abc_r} | Fluxo rotórico nas fases abc |
| L_{abc} | Indutância própria nas fases abc |
| M_{abc} | Indutância mútua entre as fases abc |
| v_{abc} | Tensões nas fases abc |
| i_{abc} | Correntes nas fases abc |
| R_s | Resistência estatórica |
| e_{abc} | Força contra-eletromotriz nas fases abc |
| K_e | Constante elétrica do motor |
| ω_r | Velocidade rotórica |
| ω_e | Velocidade elétrica |
| e_n | Força contra-eletromotriz normalizada |
| T_e | Torque eletromagnético |
| v_{dq} | Tensão em coordenadas dq |
| i_{dq} | Corrente em coordenadas dq |
| L_{dq} | Indutância em coordenadas dq |
| λ_{dq} | Fluxo magnético em coordenadas dq |
| λ_{pm} | Fluxo magnético dos ímãs permanentes |
| P_{in} | Potência de entrada |
| P_{out} | Potência de saída |
| J | Constante de inércia |
| B | Coefficiente de atrito viscoso |
| T_l | Torque de carga |
| P | Número de pares de pólos |
| K_{Pd} | Ganho proporcional discreto do controlador de corrente do eixo direto |
| K_{Pq} | Ganho proporcional discreto do controlador de corrente do eixo de quadratura |
| k_{Pd} | Ganho proporcional contínuo do controlador de corrente do eixo direto |
| k_{Pq} | Ganho proporcional contínuo do controlador de corrente do eixo de quadratura |
| K_{Id} | Ganho integral discreto do controlador de corrente do eixo direto |
| K_{Iq} | Ganho integral discreto do controlador de corrente do eixo de quadratura |

| | |
|----------------|--|
| k_{Id} | Ganho integral contínuo do controlador de corrente do eixo direto |
| k_{Iq} | Ganho integral contínuo do controlador de corrente do eixo de quadratura |
| $K_{P\omega}$ | Ganho proporcional discreto do controlador de velocidade |
| $K_{I\omega}$ | Ganho integral discreto do controlador de velocidade |
| $k_{P\omega}$ | Ganho proporcional contínuo do controlador de velocidade |
| $k_{I\omega}$ | Ganho integral contínuo do controlador de velocidade |
| K_P | Ganho proporcional discreto do controlador de corrente DC |
| K_I | Ganho integral discreto do controlador de corrente DC |
| k_P | Ganho proporcional contínuo do controlador de corrente DC |
| k_I | Ganho integral contínuo do controlador de corrente DC |
| d | Razão cíclica |
| $E_{I_{dc}}$ | Erro de rastreamento de corrente do barramento DC |
| $I_{dc_{ref}}$ | Referência de corrente do barramento DC |
| E_ω | Erro de rastreamento de velocidade |
| E_d | Erro de rastreamento de corrente de eixo direto |
| E_q | Erro de rastreamento de corrente de eixo de quadratura |
| $i_{d_{ref}}$ | Referência de corrente de eixo direto |
| $i_{q_{ref}}$ | Referência de corrente de eixo de quadratura |

LISTA DE APÊNDICES

| | |
|---|-----|
| Apêndice A – Modelagem do torque mecânico do compressor | 139 |
| Apêndice B – Relatórios de Testes Automáticos | 143 |

SUMÁRIO

| | |
|---|----|
| 1 INTRODUÇÃO | 29 |
| 1.1 MOTIVAÇÃO | 29 |
| 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 32 |
| 1.2.1 Sistemas de refrigeração | 32 |
| 1.2.2 Compressores volumétricos | 35 |
| 1.2.3 Compressores com controle de velocidade | 41 |
| 1.2.4 Simulações Hardware-in-the-Loop | 43 |
| 1.3 OBJETIVOS | 46 |
| 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO | 47 |
| 2 ESTUDO DA ESTRUTURA HARDWARE-IN-THE-LOOP 49 | |
| 2.1 APRESENTAÇÃO DO PROCESSADOR | 54 |
| 2.2 APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR | 57 |
| 2.3 APRESENTAÇÃO DO MODELO DA MÁQUINA | 58 |
| 2.4 APRESENTAÇÃO DO SENSOR DE POSIÇÃO MECÂNICA | 59 |
| 2.5 APRESENTAÇÃO DO MODELO DA CARGA MECÂNICA | 61 |
| 2.6 ROTINAS DE TESTES AUTOMÁTICOS | 61 |
| 2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS | 63 |
| 3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO PMSM | 65 |
| 3.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS | 65 |
| 3.2 MODELO DINÂMICO DO PMSM | 66 |
| 3.2.1 Modelo dinâmico do SPMSM | 68 |
| 3.2.2 Modelo dinâmico do IPMSM em coordenadas síncronas | 69 |
| 3.2.3 Modelo mecânico do PMSM | 72 |
| 3.3 MODELO DINÂMICO EMPREGADO EM SIMULAÇÕES HIL | 72 |
| 3.3.1 Metodologia de obtenção do modelo para SPMSM | 76 |
| 3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS | 85 |
| 4 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO | 87 |
| 4.1 ACIONAMENTO BLDC | 88 |
| 4.1.1 Comutação <i>Six-step</i> | 88 |
| 4.1.1.1 Modelo dinâmico do inversor | 89 |
| 4.1.2 Padrões de Modulação | 93 |
| 4.1.3 Controle de corrente do barramento CC | 96 |
| 4.1.4 Controle de velocidade | 98 |
| 4.2 ACIONAMENTO BLAC | 99 |
| 4.2.1 Controle vetorial | 99 |

| | |
|---|-----|
| 4.2.2 Controle de corrente em referencial síncrono | 100 |
| 4.2.3 Controle de velocidade | 102 |
| 4.2.4 Estratégia de modulação | 102 |
| 4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS | 103 |
| 5 RESULTADOS | 105 |
| 5.1 ACIONAMENTO COM CARGA LINEAR | 106 |
| 5.1.1 Acionamento BLDC | 107 |
| 5.1.2 Acionamento BLAC | 110 |
| 5.2 ACIONAMENTO DO COMPRESSOR | 112 |
| 5.2.1 Acionamento BLDC | 113 |
| 5.2.2 Acionamento BLAC | 116 |
| 5.3 ROTINAS DE TESTES AUTOMÁTICOS | 119 |
| 5.3.1 Avaliação do compressor em diferentes condições de operação para o acionamento BLDC | 119 |
| 5.3.2 Avaliação do compressor em diferentes condições de operação para o acionamento BLAC | 122 |
| 5.3.3 Histograma de Estabilidade para o Acionamento BLDC | 125 |
| 5.3.4 Histograma de Estabilidade para o Acionamento BLAC | 126 |
| 5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS | 127 |
| 6 CONCLUSÃO | 129 |
| 6.1 ARTIGOS PUBLICADOS | 130 |
| 6.2 TRABALHOS FUTUROS | 131 |
| REFERÊNCIAS | 133 |
| APÊNDICES | 137 |
| B.1 DIFERENTES CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO DO COMPRESSOR | 143 |
| B.2 DEGRAU DE REFERÊNCIA DE VELOCIDADE COM CARGA CONSTANTE | 145 |
| B.3 DEGRAU DE REFERÊNCIA DE VELOCIDADE COM CARGA DO COMPRESSOR . | 147 |
| B.4 CURVA DE TORQUE POR VELOCIDADE | 149 |

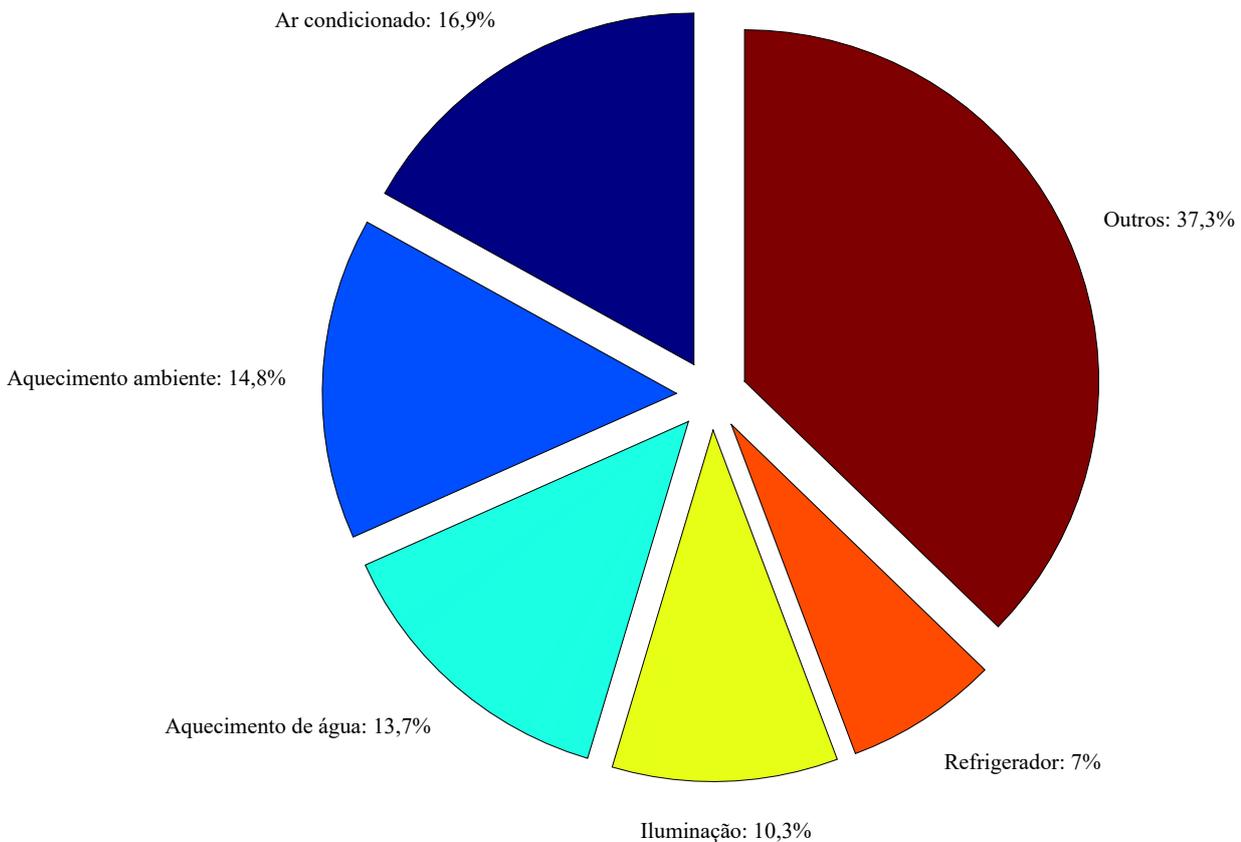
1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Estima-se que existam aproximadamente 300 milhões de motores elétricos em operação nos EUA, responsáveis por aproximadamente 45% do consumo da energia elétrica total produzida no país (EIA, 2023) (IEA, 2023). Isso equivale a cerca de 1700 TWh consumidos anualmente. Portanto, uma parcela significativa da eletricidade gerada nos EUA é convertida em energia mecânica, seja em aplicações residenciais, comerciais ou industriais. Ainda, o mercado de motores elétricos na América do Norte foi avaliado em cerca de 29,4 bilhões de dólares em 2023, com previsões de crescimento contínuo (IMARC, 2023). Diante deste cenário, torna-se evidente a necessidade de investir em pesquisa e desenvolvimento de sistemas de acionamento de máquinas elétricas cada vez mais eficientes.

A Figura 1.1 mostra a distribuição percentual do consumo de energia em uma residência típica norte-americana. Refrigeradores são responsáveis por 7 % do consumo, aparelhos de ar-condicionado representam 16,9% das despesas mensais em energia elétrica (EIA, 2015). Desta forma, aplicações de refrigeração domésticas correspondem a uma parcela significativa do consumo de energia elétrica do setor residencial norte-americano. Este consumo representa cerca de 38,5 bilhões de dólares por ano gastos com refrigeração doméstica (GIESEL et al., 2007).

Figura 1.1 – Consumo médio de uma residência norte-americana.



Fonte: Adaptado de (EIA, 2015)

No panorama nacional, as tendências não são diferentes. Segundo dados da Empresa de Pesquisa Energética - EPE, verifica-se que o consumo energético anual em 2022 foi de 586,1 TWh. Isto representa uma expansão de 2,3% em relação ao ano de 2021. O setor industrial representa cerca de 37% do consumo total, enquanto o setor residencial participou com 27% do consumo de energia elétrica no Brasil (EPE, 2023). A prevalência de motores elétricos em aplicações industriais e residenciais no Brasil espelha a tendência observada no mercado norte-americano. Estes são elementos cruciais na operação de diversos processos industriais, ferramentas e eletrodomésticos. Desta forma, a busca por novas tecnologias e sistemas de testes de alta confiabilidade contribuem significativamente para a competitividade econômica de motores elétricos em um mercado crescente.

Com base no impacto de mercado dos sistemas de refrigeração doméstica, verifica-se a necessidade de buscar soluções energeticamente eficientes para o acionamento dos motores que fornecem torque eletromagnético para compressores volumétricos, que são responsáveis por induzir as trocas térmicas do sistema. Os motores elétricos de indução monofásicos, com potências que variam de 30 W a 700 W, são comumente empregados para esta função. Estes motores são partidos diretamente pela rede elétrica. Para tanto, podem utilizar relés, termoresistores e bobinas auxiliares (GIESEL et al., 2007), a fim de fornecer condições de partida para o motor monofásico. Estes operam em velocidades

constantes e com um escorregamento em torno de 3%. No compressor volumétrico, a capacidade de refrigeração é proporcional ao volume de gás deslocado pelo pistão, que depende da rotação do eixo do motor. Desta forma, o único modo de se variar a taxa com que o calor é retirado do sistema de refrigeração é com um controle do tipo *on-off*.

O método de controle *on-off* é implementado por meio de um termostato com retardo, formando uma banda de histerese para a operação do compressor. Quando a temperatura interna do compartimento refrigerado excede o nível desejado, o compressor é acionado. Quanto a temperatura cai abaixo do limite estabelecido pela banda de histerese, o compressor é desligado. Apesar de sua simplicidade e baixo custo, este sistema implica um alto consumo de energia, especialmente durante a partida do compressor. Em sistemas de refrigeração típicos, um refrigerador pode ser ligado e desligado de três a quatro vezes por hora (GIESEL et al., 2007). Desta forma, a energia consumida durante essas partidas representa cerca de 3% do consumo total do compressor em um ciclo de refrigeração.

Visando a redução desse consumo energético, estratégias de acionamento que possibilitam o controle de velocidade, como o controle vetorial e o *six-step* (LEE et al., 2009) vem sendo utilizadas. Estas estratégias também permitem a avaliação de outros tipos de motores para o acionamento dos compressores, como os motores síncronos de ímãs permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motors* - PMSMs). Estes são acionados por um inversor trifásico, permitindo o controle da velocidade do motor e, conseqüentemente, da capacidade de refrigeração do sistema. A principal vantagem do acionamento com controle de velocidade é a economia de energia, que pode chegar a 40% em comparação com sistemas convencionais (GIESEL et al., 2007). Essa eficiência é alcançada através de um *software* de controle que ajusta a velocidade do motor de acordo com a temperatura do compartimento refrigerado, reduzindo a taxa de remoção de calor à medida que a temperatura se aproxima da referência desejada. Isso resulta na diminuição da frequência de partidas do compressor e, conseqüentemente, no consumo de energia.

A regulação da velocidade do motor é realizada através de estratégias de controle digital, o que implica na integração de um microprocessador no projeto do sistema de acionamento. Assim, o desenvolvimento do *firmware* de controle se torna uma etapa fundamental. Para a concepção de produtos competitivos no mercado, o controlador deve ser exaustivamente testado em diversas condições de operação. Ainda, é um passo fundamental a validação do *firmware* para condições de falta. Isto faz com que a concepção e validação do *firmware* de controle representem uma etapa de projeto complexa e lenta. Desta forma, tecnologias que buscam acelerar e melhorar o processo de desenvolvimento, depuração e testes de sistemas de controle digital são de grande valia.

Os desafios no desenvolvimento de sistemas de controle para refrigeração envolvem a consideração das dinâmicas não-lineares dos compressores, o que pode limitar as condições de testes controlados em bancada. Assim, o uso de sistemas de simulação

altamente confiáveis se faz necessário, principalmente nas primeiras etapas de desenvolvimento de produto. Para tanto, a técnica de simulação Hardware-In-the-Loop (HIL) pode ser adotada. Esta abordagem utiliza um sistema digital para representar sistemas físicos complexos, permitindo simular em tempo real o comportamento elétrico e mecânico do compressor, implementando a lógica de controle diretamente pelo microprocessador avaliado para a aplicação. A simulação HIL tem um impacto significativo em diversos aspectos do desenvolvimento, como redução de custos, aumento da eficiência, otimização do tempo e maior flexibilidade, permitindo modificações e melhorias rápidas no sistema (MULKA, 2016). Além disso, a utilização de modelos HIL permite a redução de custos com testes e protótipos, uma vez que o controlador pode ser testado em um ambiente virtual. Isso resulta em um processo de desenvolvimento de *firmware* de controle digital mais ágil e confiável.

Neste contexto, este trabalho busca propor uma Metodologia de modelagem, avaliação e validação de ferramentas HIL no processo de aceleração do desenvolvimento de sistemas de acionamento de máquinas elétricas em ambiente industrial. Levando em conta o impacto de mercado dos sistemas de refrigeração residencial, a ferramenta HIL é avaliada para a aplicação em sistemas de refrigeração residencial com controle de velocidade.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A presente seção irá apresentar a revisão bibliográfica deste trabalho. Inicialmente serão abordados os princípios de funcionamento de um sistema de refrigeração. Na sequência, serão apresentados maiores detalhes sobre compressores volumétricos, com destaque para o compressor alternativo à pistão, que domina o mercado de refrigeração residencial. Também serão abordadas técnicas de acionamento de motores com velocidade controlada. Por fim, a técnica de simulações Hardware-in-the-Loop será discutida.

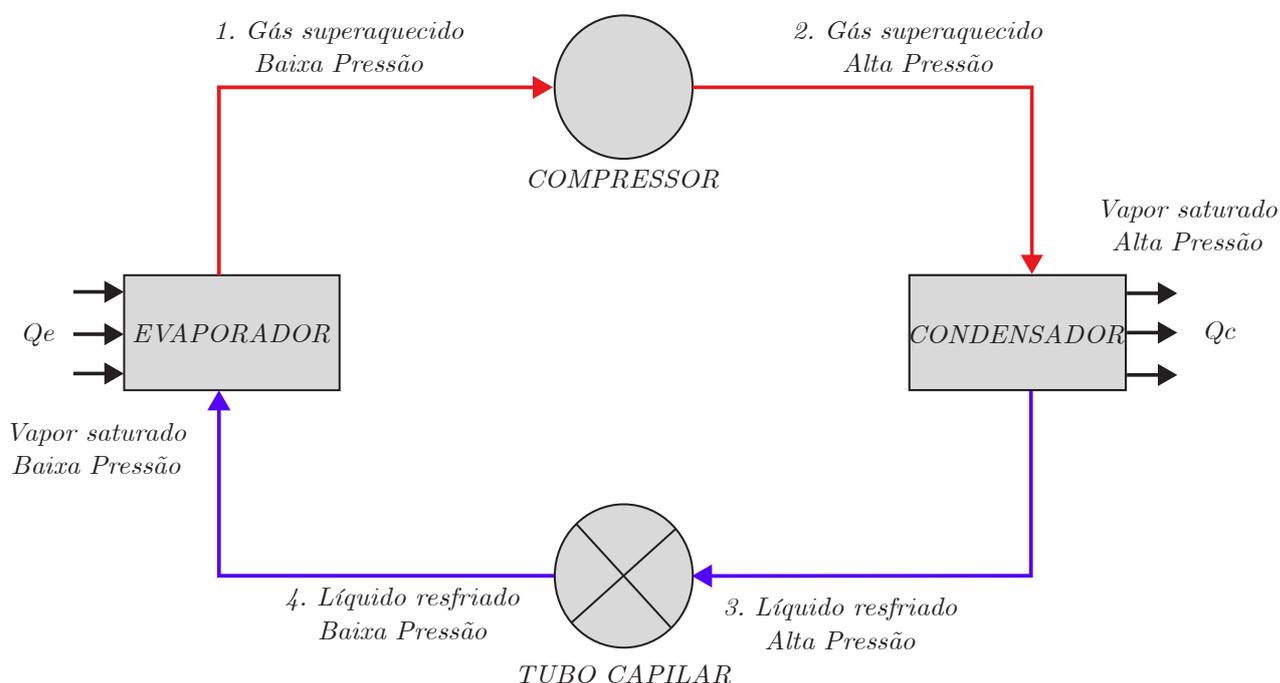
1.2.1 Sistemas de refrigeração

Os sistemas de refrigeração são projetados para remover o calor de um espaço através de ciclos termodinâmicos, forçando redução de temperatura no ambiente. A refrigeração ocorre através do princípio físico da evaporação de um líquido refrigerante. Ao evaporar em situação de pressão constante, o líquido e os corpos em contato térmico permanecem com a temperatura constante. A energia fornecida ao sistema de refrigeração é utilizada na mudança de estado do fluido refrigerante. Uma vez que a evaporação ocorre, o fluido é comprimido, retornando ao estado líquido. Desta forma, fornece o calor absorvido durante o processo de evaporação ao meio. Estes sistemas são constituídos de

quatro componentes principais: compressor, condensador, evaporador e tubos capilares. Estes componentes são ilustrados na Figura 1.2. Os fluidos refrigerantes desempenham um papel crucial nesse processo, passando por mudanças de estado para absorver e liberar calor. Este ciclo termodinâmico pode ser repetido inúmeras vezes, uma vez que o fluido não se degrada durante o processo de mudança de estado.

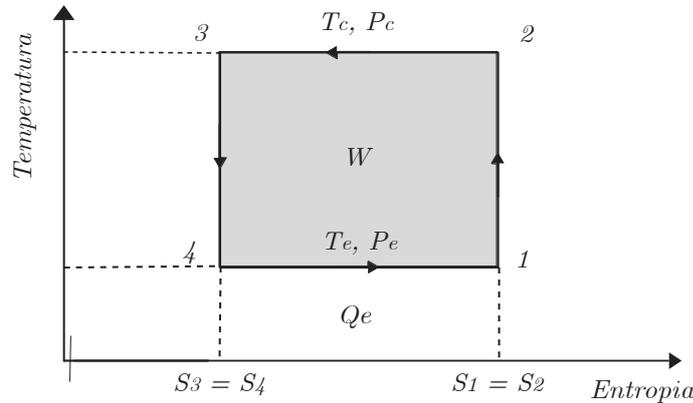
O evaporador é o compartimento pelo qual o fluido refrigerante circula em condições de baixa pressão (P_e) e temperatura (T_e). Sua função é absorver o calor dos alimentos dentro do refrigerador. O fluido entra no evaporador em fase líquida, absorvendo o calor do ambiente até que seja realizada a mudança para a fase gasosa. Após a mudança de estado, o fluido é succionado pelo compressor. Na Figura 1.2, o evaporador é responsável pelo processo indicado no caminho 4 - 1, recebendo o líquido resfriado e em baixa pressão pelo tubo capilar, realizando a absorção do calor Q_e do compartimento de refrigeração. Com esta troca térmica, o gás superaquecido é bombeado pelo compressor. Este processo termodinâmico pode ser destacado no ciclo ideal de Carnot, apresentado na Figura 1.3. A etapa de evaporação é representada pelo trecho 4 - 1 no ciclo de Carnot, no qual percebe-se o aumento na entropia do fluido durante esta etapa.

Figura 1.2 – Sistema de refrigeração.



Fonte: Próprio autor

Figura 1.3 – Ciclo ideal de Carnot.



Fonte: Próprio autor

O compressor realiza a movimentação do fluido refrigerante do compartimento de baixa temperatura T_e e pressão P_e para o compartimento de alta temperatura T_c e pressão P_c . Isto ocorre a partir da compressão, que cria uma diferença de pressão que empurra o fluido através do sistema de refrigeração em um ciclo contínuo. Na Figura 1.2, o compressor atua nos trechos 1 - 2, conferindo alta pressão para o gás superaquecido recebido pelo evaporador. O gás é então direcionado para o condensador, onde realiza novamente troca com o meio. Este é um compartimento em que o fluido refrigerante circula a fim de expelir o calor absorvido no evaporador. Em um refrigerador, este compartimento fica na parte externa e realiza troca de calor Q_c com o ambiente externo. Na Figura 1.3 este processo é indicado pelo trecho 2 - 3, no qual a entropia do fluido é reduzida devido a mudança de estado proveniente de troca térmica.

Após a mudança de fase para o estado líquido, este é conduzido através de tubos capilares, que realizam a restrição da passagem do fluido, separando a região de alta temperatura e pressão do condensador da parte de baixa temperatura e pressão do evaporador. A função destes é criar uma resistência à circulação do fluido, causando um grande diferencial de pressão entre condensador e evaporador. Na Figura 1.3, o trecho 3 - 4 indica a passagem pelo tubo capilar. O degrau de pressão em que o fluido é submetido impulsiona-o para o evaporador. Neste, ao encontrar um ambiente de baixa pressão, o fluido passa do estado líquido para o gasoso, absorvendo o calor do refrigerador. Este ciclo termodinâmico se repete enquanto o compressor estiver atuando.

Os tubos capilares normalmente são empregados em sistemas de refrigeração de pequeno porte, como geladeiras e congeladores domésticos, sendo constituídos de tubos estreitos que causam restrição do fluxo do refrigerante. Outros sistemas de restrição, como dispositivos de medição termostáticos são empregados nos mais diversos sistemas de refrigeração. Estes utilizam um bulbo parcialmente preenchido com o fluido refrigerante, o qual é fixado à tubulação que sai do evaporador. Esse bulbo detecta a temperatura do fluido que está deixando o evaporador e, por meio da pressão, pode abrir e fechar

para variar a quantidade de refrigerante que entra no evaporador. Ainda, algumas aplicações podem utilizar dispositivos restritores eletrônicos, que são mais precisos e de maior custo, adquirindo medições por um sensor eletrônico de pressão, injetando o fluido no evaporador de forma apurada. O evaporador, por sua vez, realiza a mudança de fase do líquido refrigerante, retornando ao compressor na forma gasosa, a fim de recomeçar o ciclo termodinâmico.

Existem diversos tipos de substâncias que podem ser empregadas como fluidos refrigerantes. Diferentes fluidos possuem propriedades distintas para atender uma ampla gama de aplicações. São exemplos de fluidos refrigerantes o propano (R290), amônia (R717) e CO_2 (R744), além de outros gases como o R600, R32, R410A, R422D, R507. Para que um fluido possa ser cotado para aplicações em sistemas de refrigeração, é necessário que este evapore em uma faixa de temperaturas de interesse na refrigeração (entre $-35\text{ }^\circ\text{C}$ e $5\text{ }^\circ\text{C}$) quando submetido a uma pressão entre 1 atm e 3 atm (GIESEL et al., 2007). O uso de pressões próximas à atmosférica permite a redução do custo do refrigerador, uma vez que os componentes podem ser dimensionados com resistências mecânicas usuais.

Conforme apresentado, o compressor volumétrico constitui um componente chave no sistema de refrigeração. Geralmente, os compressores empregados em geladeiras e congeladores residenciais são do tipo alternativo, que utilizam pistões ou êmbolos. Nestes compressores, a quantidade de gás comprimido em cada ciclo é relativamente pequena se comparada à massa total do gás no sistema. Portanto, o processo de bombeamento pode ser tratado como contínuo, pois as pressões de admissão e descarga do gás não apresentam variações bruscas, devido ao caráter progressivo do bombeamento. Deste modo, o evaporador e o condensador podem ser considerados dois reservatórios infinitos com pressões constantes (GIESEL et al., 2007).

1.2.2 Compressores volumétricos

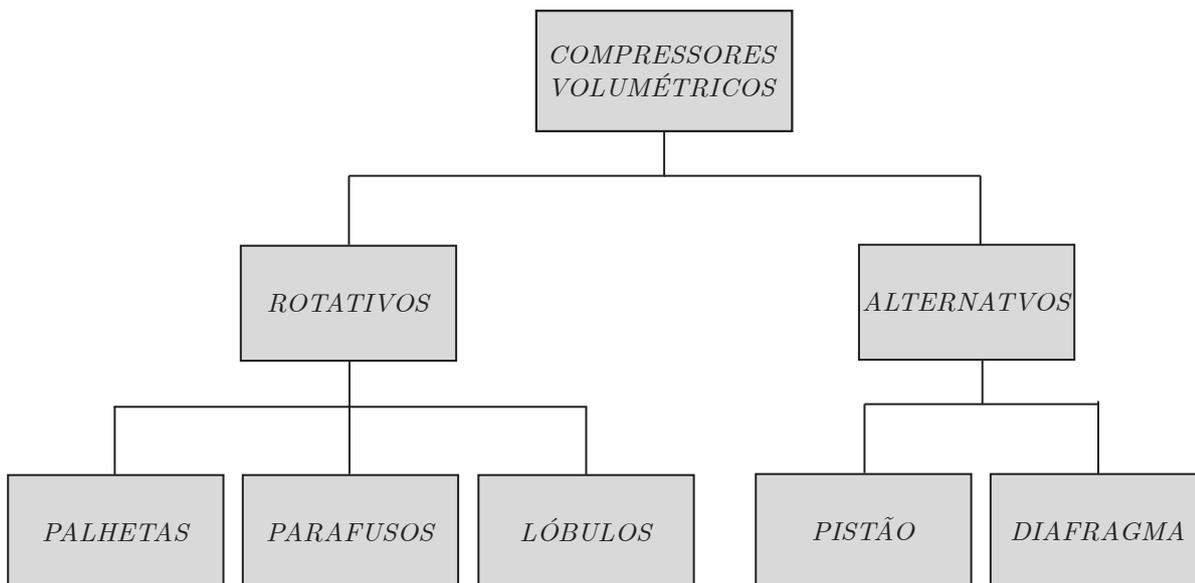
Os compressores volumétricos, também conhecidos como compressores de deslocamento positivo, são dispositivos mecânicos essenciais em uma variedade de aplicações industriais e comerciais. Esses compressores funcionam baseados no princípio de reduzir o volume de um fluido para aumentar sua pressão. Diferentemente dos compressores dinâmicos, que utilizam energia cinética para aumentar a pressão do fluido, os compressores volumétricos confiam na redução física do espaço ocupado pelo fluido para elevarem sua pressão (PICHOT, 1986).

Esses equipamentos são amplamente utilizados em uma gama diversificada de setores além dos sistemas de refrigeração. Na indústria química, são utilizados para a compressão de gases em reatores ou para o transporte de gases em tubulações. Na indústria de alimentos, são empregados no processamento e embalagem de produtos. Na

indústria farmacêutica, são essenciais para a criação de ambientes quimicamente controlados. Os compressores volumétricos também são fundamentais em sistemas pneumáticos, utilizados em ferramentas e maquinários (PICHOT, 1986; BROWN, 1997).

A eficiência, o controle da pressão e a capacidade de operar em uma ampla gama de condições tornam os compressores volumétricos adequados para diversas aplicações. Além disso, a capacidade de fornecer pressão e volume de ar ou gás de forma estável e controlada é uma característica valiosa que destaca os compressores volumétricos em muitos processos industriais e comerciais. Seus aspectos construtivos podem incluir pistões, diafragmas, parafusos rotativos, entre outros mecanismos, variando de acordo com requisitos de projeto (BLOCH; GODSE, 2006). Os mecanismos de funcionamento de compressores volumétricos podem ser baseados em estruturas alternativas ou rotativas, sua classificação é ilustrada na Figura 1.4.

Figura 1.4 – Classificação construtiva dos compressores volumétricos.



Fonte: Próprio autor

Nos compressores rotativos, a compressão dos fluidos é realizada por meio de elementos giratórios. Estes compressores apresentam vantagens como menores perdas por atrito. O rendimento desta tecnologia de compressores é superior devido a realização de compressão contínua, diferentemente do processo intermitente realizado pelos compressores alternativos. Além disso, a ausência de válvulas de sucção e descarga também impactam positivamente na redução de perdas (MA; CHEN; QU, 2019). Estes podem ser concebidos a partir de sistemas rotativos que empregam palhetas, lóbulos ou parafusos.

Já os compressores alternativos operam com base no movimento de um pistão dentro de um cilindro, desempenhando a compressão de maneira discreta. Quando o pistão se move de um ponto morto a outro, o fluido é admitido no cilindro através de uma válvula

de sucção que se abre automaticamente devido à diferença de pressão. Posteriormente, ao se deslocar na direção oposta, o pistão comprime o fluido. Os compressores alternativos possuem custo de fabricação reduzido quando comparados aos compressores rotativos. Podem ser classificados pela suas características construtivas como compressores alternativos de diafragma ou de pistão.

Compressores de diafragma contém uma membrana que realiza a separação das partes mecânicas e do fluido, de forma que estes são impossibilitados de entrar em contato. Esta característica torna estes compressores cotados para a indústria alimentícia, farmacêutica e química, nas quais evitar contaminações do fluido são requisitos de projeto. Seu princípio de funcionamento é semelhante ao compressor alternativo de pistão, porém este não evita o contato do fluido com o pistão. Outra classificação dos compressores é quanto à posição em que o motor elétrico é alocado. Compressores de pistão aberto apresentam o motor externo a vedação, por onde o fluido circula. É necessário o emprego de seladores para evitar a fuga do fluido ou a penetração de ar externo. Ainda, os compressores podem ser semi-herméticos ou herméticos, em que a carcaça é totalmente blindada, com o motor e compressor selados internamente. Isto resulta na redução do tamanho da carcaça e elimina problemas relacionados à vazamentos. No entanto, por possuir o motor alocado juntamente com o sistema de compressão, este pode ter sua eficiência reduzida devido ao aquecimento das bobinas do motor em contato com o fluido refrigerante. As diferenças construtivas entre compressores de pistão aberto e hermético podem ser observadas na Figura 1.5

Figura 1.5 – Classificação dos compressores alternativos quanto à posição do motor. (a) Compressor de pistão aberto.(b) Compressor hermético

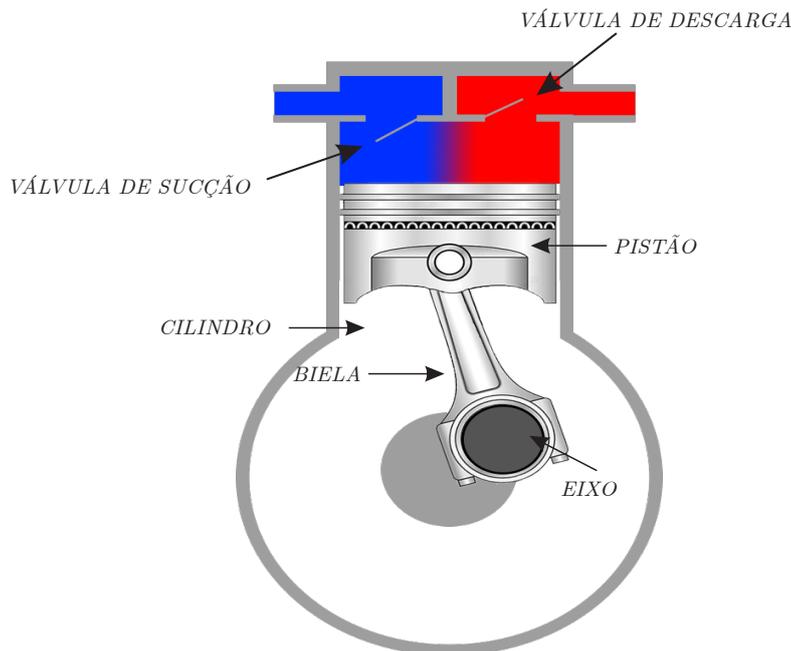


Fonte: Adaptado de (a) (MOTOMIL, 2024). (b) (EMBRACO, 2024)

Os compressores herméticos alternativos de pistão têm sido a escolha técnica e econômica predominante na indústria de refrigeração desde a década de 1950 (BROWN, 1997; STOECKER; JONES, 1982). O compressor alternativo de pistão consiste em um

cilindro, pistão, válvulas de sucção e descarga, sistema biela-manivela e motor responsável pelo movimento do pistão, conforme Figura 1.6. O uso de sistema biela-manivela permite converter o movimento rotativo do eixo em movimento translacional do pistão. Este mecanismo soluciona problemas intrínsecos do projeto de compressores volumétricos, como força de pico e controle de final de curso. Sua confiabilidade e baixo custo de fabricação os mantêm competitivos no mercado.

Figura 1.6 – Compressor alternativo com sistema biela-manivela.

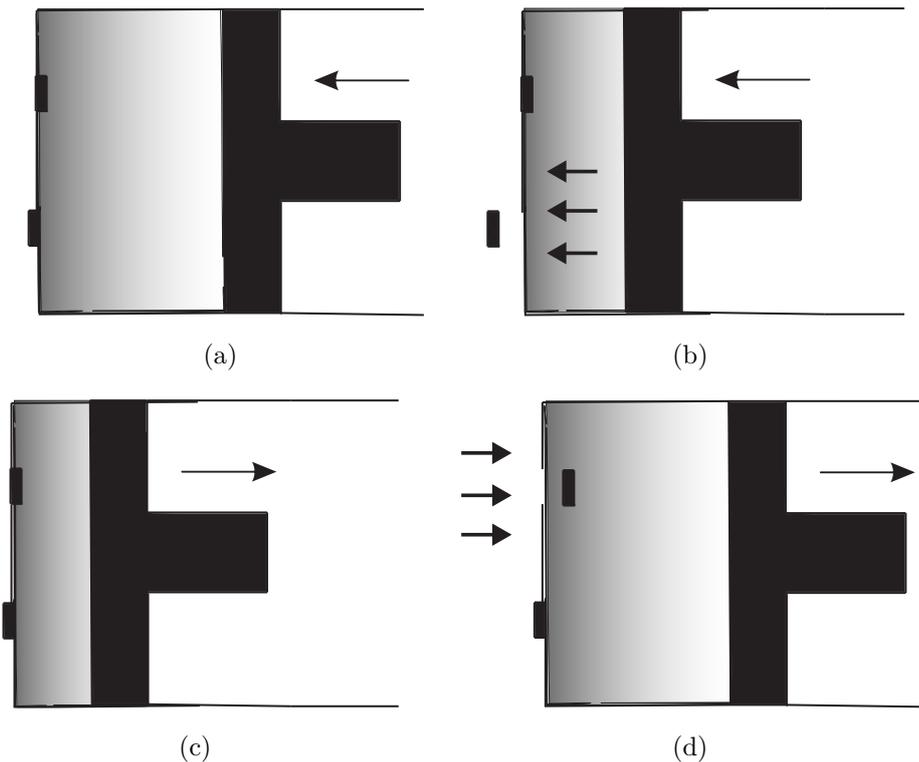


Fonte: Próprio autor

Durante a operação, o pistão se move para frente e para trás no cilindro, realizando ciclos de sucção e compressão. O ciclo de operação pode ser dividido em quatro etapas. Estas etapas são ilustradas na Figura 1.7. Na primeira etapa o pistão comprime o fluido no interior do cilindro, as válvulas de sucção e descarga permanecem fechadas. A compressão de volume do fluido é representada no trecho 1-2 no diagrama de pressão por volume apresentado na Figura 1.8. Na segunda etapa, a pressão no cilindro ultrapassa o valor da pressão de condensação, causando a abertura da válvula de descarga. O fluido é então dirigido para o condensador e a pressão é equalizada com a pressão de condensação. Na Figura 1.8, esta etapa é caracterizada pela pressão de descarga constante P_d no trecho 2-3. A temperatura na segunda e terceira etapa permanece a mesma. O terceiro passo é a expansão, no qual o cilindro começa o movimento reverso, o que faz com que a pressão fique abaixo da pressão de condensação, causando o fechamento da válvula de descarga

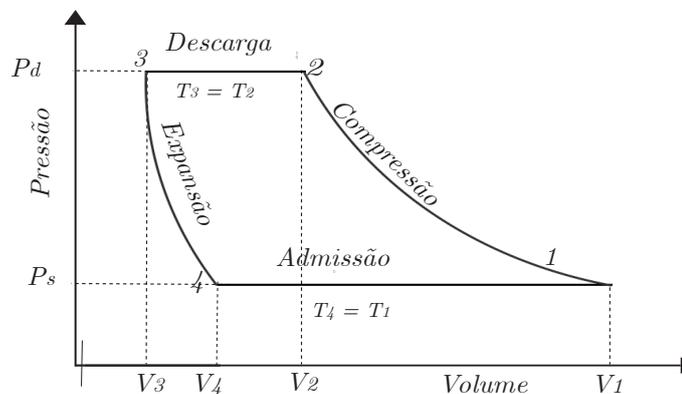
e reduzindo gradualmente a pressão no cilindro. Isto é evidenciado no trecho 3-4 na Figura 1.8 . Durante a quarta etapa, a pressão no cilindro cai abaixo da pressão do compartimento de evaporação, o que faz com que a válvula de sucção se abra. Neste momento o fluido do evaporador é succionado para o interior do cilindro de compressão. Na Figura 1.8 é possível observar a pressão de sucção constante P_s entre os trechos 4-1.

Figura 1.7 – Etapas de operação do compressor. (a) Compressão. (b) Descarga. (c) Expansão. (d) Admissão.



Fonte: Próprio autor

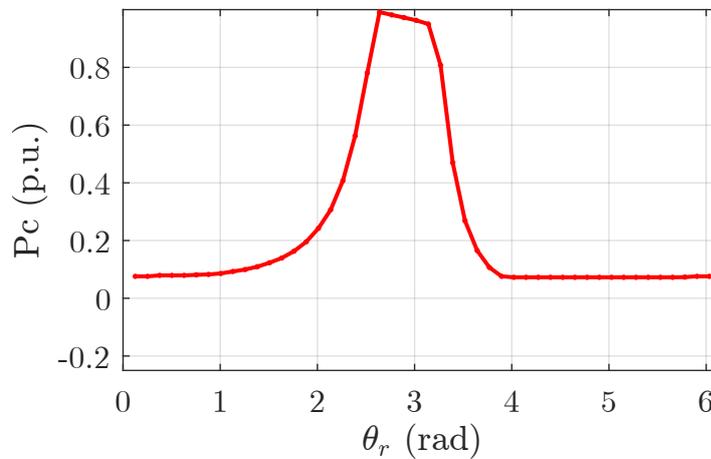
Figura 1.8 – Diagrama de pressão por volume no compressor.



Fonte: Próprio autor

Durante o ciclo de operação, o fluido refrigerante é comprimido a uma pequena fração do seu volume, cerca de 1/5 a 1/10 do volume máximo inicial (GIESEL et al., 2007), o que confere ao fluido um comportamento elástico. Desta forma, o gás tende a empurrar o cilindro na direção contrária à do movimento. Assim, as forças envolvidas no final da compressão são bastante elevadas e precisam ser supridas pelo motor. A grande compressão de fluido que ocorre no ciclo de operação ocasiona em um elevado diferencial de pressão entre o evaporador e o condensador. Este comportamento é ilustrado no gráfico de pressão por posição do pistão, apresentado na Figura 1.9

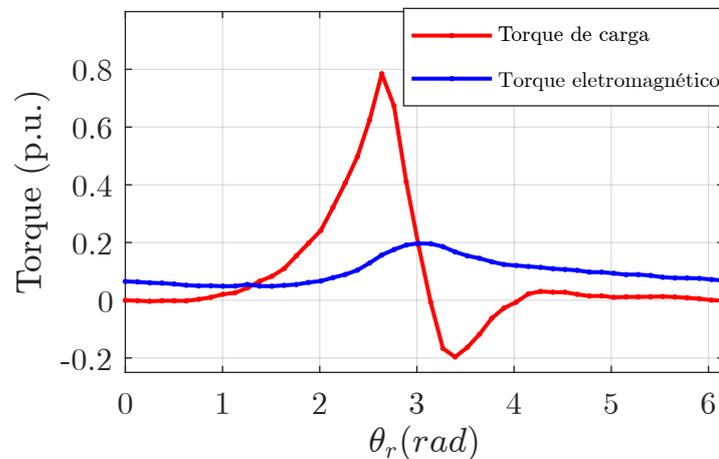
Figura 1.9 – Pressão no compressor pelo ângulo do pistão.



Fonte: Próprio autor

O comportamento dinâmico do pistão faz com que o motor acumule energia cinética ao longo de uma volta, disponibilizando-a ao pistão quando necessário. A energia cinética acumulada no motor é cerca de dez vezes maior que a energia exigida pelo mecanismo a cada ciclo. Esse excesso de energia é de vital importância no funcionamento de compressores para refrigeração, uma vez que o torque exigido pelo sistema mecânico para a abertura da válvula é muito superior ao torque eletromagnético máximo que o motor pode produzir. A carga de torque produzida pelo cilindro e o torque eletromagnético fornecido pelo motor durante a operação são ilustrados na Figura 1.10.

Figura 1.10 – Torque de carga e torque eletromagnético oriundo da operação do compressor.



Fonte: Próprio autor

Esta diferença considerável entre o torque produzido pelo motor e o torque de carga necessário para movimentar o pistão faz com que, no caso de um desligamento abrupto do compressor, a perda dessa energia cinética impeça a reinicialização imediata. Neste caso, o motor não possui condições de disponibilizar torque suficiente para superar o pico de força necessário para abrir a válvula de descarga. Nesta situação, é necessário aguardar a equalização das pressões no evaporador e condensador antes de reiniciar o compressor. O momento de inércia do rotor ajuda a absorver os picos de torque exigidos, facilitando o controle do processo.

1.2.3 Compressores com controle de velocidade

Ao longo das últimas cinco décadas, compressores herméticos alternativos têm sido majoritariamente acionados por motores de indução diretamente conectados à rede elétrica, devido à sua robustez e baixo custo. Contudo, a natureza discreta de seu controle resulta em um consumo de energia considerável, devido às frequentes partidas do motor ao longo da vida útil do produto. A adoção de sistemas de controle de velocidade pode reduzir significativamente o consumo de energia, uma vez que existe uma redução substancial no número de partidas do motor, além de permitir o controle da temperatura do refrigerador pela variação da capacidade de refrigeração do compressor.

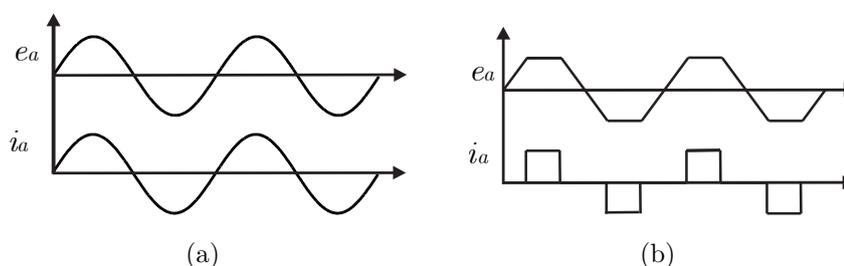
A utilização de um inversor trifásico para o acionamento permite a avaliação de diferentes tecnologias de motores elétricos para compressores. Neste contexto, os motores síncronos de ímãs permanentes foram inseridos como uma alternativa no mercado de compressores herméticos, devido a características como sua elevada densidade de potência (PILLAY; KRISHNAN, 1987) e possibilidade de operação em altas velocidades (BIAN-

CHI; BOLOGNANI; LUISE, 2004), o que permite reduzir o volume total do produto final. O aumento da densidade de energia para a redução do tamanho do compressor (PERSSON; KULATUNGA; SUNDARARAJAN, 2007) é possível devido à avanços tecnológicos como aprimoramento na produção de rotores com ímãs permanentes, produção em larga escala de semicondutores de potência, surgimento de ímãs permanentes de alta energia a um custo menor do que no passado, fornecimento em escala industrial de aço elétrico de baixa perda e análise computacional e simulação do funcionamento da máquina ainda na etapa de projeto (RAHMAN; CHIBA; FUKAO, 2004).

A substituição de motores de indução monofásicos por motores de ímãs permanentes com controle de velocidade oferece múltiplos benefícios para aplicações em compressores herméticos. Além de aprimorar significativamente a eficiência energética, esta mudança contribui para a redução do tamanho físico do compressor, uma vez que emprega máquinas de maior densidade de potência. Adicionalmente, a utilização de técnicas de modulação e controle de velocidade aprimora o desempenho termodinâmico do sistema de refrigeração (PERSSON; KULATUNGA; SUNDARARAJAN, 2007; LAI et al., 2007).

Os PMSMs podem ser acionados de diferentes maneiras, dependendo principalmente de suas características construtivas. Para os PMSMs que possuem Força Contraeletromotriz (FCEM) com característica senoidal, o torque resultante será constante se as correntes estatóricas possuírem característica senoidal (PILLAY; KRISHNAN, 1987), pode-se denominar este acionamento por *Brushless AC* (BLAC). Já os PMSMs que possuem FCEM com característica trapezoidal, conhecidos como BLDCM (*Brushless DC Motor*) necessitam da injeção de correntes estatóricas retangulares para produzir um torque constante (PILLAY; KRISHNAN, 1987), podendo ser denominado acionamento *Brushless DC* (BLDC). A Figura 1.11 demonstra a diferença das FCEM e das correntes na fase A para ambos os acionamentos.

Figura 1.11 – Característica das forças contra-eletromotrizes e das correntes na fase A para (a) Acionamento BLAC e (b) Acionamento BLDC.



Fonte: Próprio autor

A topologia de conversor estático usualmente empregada em acionamentos de PMSMs é constituída de um inversor trifásico. Este pode sintetizar correntes estatóricas senoidais ou trapezoidais, dependendo da estratégia de controle adotada. Para a

injeção de correntes senoidais, os três braços do inversor são operados continuamente. Já a injeção de correntes retangulares pode ser realizada através da operação de seis pulsos 120°, acionando dois semicondutores do conversor por vez, o que possibilita o uso da fase flutuante para detectar o cruzamento por zero da FCEM. As principais diferenças construtivas e operacionais entre os acionamentos BLAC e BLDC são amplamente discutidas na literatura (KRAUSE et al., 2002; CHIASSON, 2005; KRISHNAN, 2017; GIERAS, 2002).

1.2.4 Simulações Hardware-in-the-Loop

As simulações HIL são empregadas por ser um sistema preciso e eficiente no desenvolvimento de modelos de planta e produtos, o que permite a realização de testes e simulações com maior confiabilidade, a partir de um sistema digital que representa um sistema físico complexo. Esta metodologia de simulação vem ganhando espaço no mercado, especialmente em campos em que a segurança e a confiabilidade são de suma importância, como na indústria aeroespacial, automotiva e em sistemas de controle industrial (TASHAKORI; EKTESABI; HOSSEINZADEH, 2011). O princípio fundamental do HIL é a criação de um ambiente de simulação em que componentes de *hardware* reais são integrados com um modelo de *software* em tempo real. Isto permite que os projetistas testem e validem o comportamento de sistemas complexos em um cenário virtual que imita o comportamento real do sistema sob teste, sem os riscos e custos associados aos testes em condições reais.

A evolução das simulações HIL acompanhou o avanço da tecnologia digital e do processamento de dados em tempo real, permitindo simulações cada vez mais precisas e abrangentes. Esta capacidade de simular cenários realistas e dinâmicos oferece vantagens no desenvolvimento de produtos, permitindo a identificação e resolução de problemas potenciais antes da produção em massa. Além disso, o uso de HIL vem se expandindo para além dos setores críticos, como a indústria aeroespacial, encontrando aplicações em áreas emergentes como energia renovável, sistemas de acionamento de motores elétricos e na Internet das Coisas (*Internet of Things* - IoT) (COLLIN; STEPHENS; JOUANNE, 2020; CHANDRAN; KUMAR; BHAKAR, 2018), nos quais a integração de *hardware* e *software* desempenha papel fundamental na concepção do produto final.

Esta técnica de simulação apresenta grande impacto nos parâmetros de desenvolvimento, como custo, eficiência, tempo e flexibilidade, permitindo modificar e melhorar o sistema (MULKA, 2016). Além disso, o uso de modelos HIL possibilita menor custo nos testes e protótipos, uma vez que o controlador pode ser testado em um sistema virtual, constituído de um modelo matemático da aplicação física, buscando agilidade e confiabilidade no projeto do *firmware* de controle digital, podendo reduzir gastos com prototipagem

e aumentando a confiabilidade do produto final.

Os dispositivos de simulação em tempo real são normalmente baseados em uma estrutura de um processador central e uma *Field Programmable Gate Array* (FPGA). A principal função do processador no sistema HIL é a interface com usuário, manejando os passos temporais programados para a simulação. Além disso, o processador realiza algumas operações matemáticas, interpreta entradas digitais e analógicas e é responsável por integrar a FPGA no sistema. Já a FPGA desempenha a execução de modelos de fenômenos físicos e a geração de sinais em tempo real. As FPGAs são adequadas para este propósito devido à sua alta velocidade e capacidade de reconfiguração. É possível simular as características elétricas e mecânicas no ambiente virtual a partir de interpretação de tabelas e geradores de sinais, que são realizados em curtos períodos de tempo pela FPGA, o que permite a característica de tempo real da simulação. Desta forma, com a integração de processador e FPGA, as simulações HIL conseguem reproduzir passos de simulação na ordem dos nanossegundos, permitindo que o *Controller Under Test* (CUT) responda como se estivesse operando em ambiente físico.

A interação entre o processador e a FPGA dentro de um sistema HIL é fundamental para a eficácia da simulação em tempo real. O processador executa o modelo dentro do passo temporal programado, incluindo os parâmetros e condições do sistema a ser testado. Essas informações são então transmitidas para a FPGA, que atua para replicar as entradas e saídas físicas que o CUT experimentaria em uma situação real. Por exemplo, em um sistema HIL usado para testar um controlador de motor elétrico, a FPGA pode simular parâmetros do motor, além de cargas dinâmicas e condições elétricas que o motor estaria submetido na aplicação. Assim, estruturas lógicas como alguns processos de resolução de sistemas elétricos e algoritmos programados pelo usuário são reproduzidos no processador do simulador HIL, enquanto parâmetros não lineares, *solvers* específicos, geração de sinais e consultas de tabelas são realizadas pela FPGA.

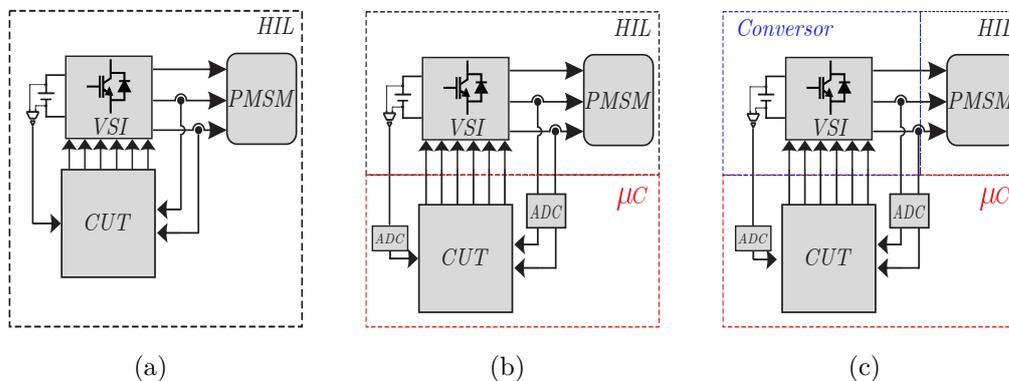
As simulações HIL podem ser executadas de diferentes formas, dependendo das especificações do sistema a ser testado, da confiabilidade necessária para o projeto e do investimento financeiro disponível para o mesmo. Em algumas aplicações, como energias renováveis e microrredes, não é necessário testar um *hardware* externo, como um microcontrolador. Nestes casos, a técnica HIL é empregada a fim de acelerar significativamente o tempo de compilação e execução das simulações, constituindo a técnica de simulação *Software-in-the-Loop* (SIL). O SIL oferece um meio de simular entradas, processar dados e gerar saídas em um ambiente puramente virtual, diferenciando-se de uma simulação tradicional devido a alta velocidade de execução. Esta abordagem também pode ser útil na validação da lógica e do comportamento do *software* em uma fase inicial do desenvolvimento. O SIL pode ser aplicado para detectar erros e problemas de compatibilidade no código antes que ele seja integrado com o *hardware* real, economizando tempo e recursos, o que permite ciclos de desenvolvimento mais ágeis.

Para a validação, concepção e testes de *firmware*, pode-se aplicar a técnica CHIL (*Controller Hardware-in-the-Loop*), na qual o *hardware* real do controlador é integrado na malha de simulação. Nesta configuração, o CUT é conectado a um dispositivo HIL, que simula o sistema físico a ser testado em escalas de tempo suficientemente menores que o período de interrupção do microcontrolador, o que permite que o mesmo reproduza um comportamento semelhante ao esperado de sua operação em um sistema físico. Desta forma, a simulação CHIL apresenta uma forma eficiente e confiável para depuração de *firmware*. A partir da simulação CHIL, pode-se testar o desempenho e a resposta do *firmware* para diversas condições de operação, incluindo situações extremas e falhas no sistema, que podem ser custosas ou inviáveis de serem reproduzidas em sistemas físicos.

A técnica de simulação PHIL (*Power Hardware-in-the-Loop*) inclui, além do controlador físico, o sistema de potência a ser testado, simulando em ambiente HIL apenas a carga ou a condição de operação. Para uma aplicação em acionamento de motores elétricos por exemplo, a simulação PHIL utiliza controlador, inversor e circuitos de instrumentação, simulando apenas o motor e o comportamento da carga mecânica em ambiente HIL. Desta forma, esta técnica apresenta a maior confiabilidade e precisão, se assemelhando o máximo possível com o sistema real, porém também apresenta elevado custo, uma vez que, além do *hardware físico* do conversor e da instrumentação, é necessário adaptar os níveis de potência do conversor para que possam ser interpretados pelo dispositivo HIL.

As principais diferenças entre as três técnicas de simulação HIL citadas estão relacionadas com a complexidade do sistema a ser testado, a confiabilidade requerida para a aplicação e o recurso financeiro disponível. O SIL tem como foco a validação da lógica do controle, apresentando facilidade de implementação mas menos precisão ao representar as condições reais de operação. O CHIL introduz a complexidade do *hardware* do controlador, proporcionando uma melhor compreensão da interação entre o *firmware* de controle e o sistema físico, com todo o circuito de potência sendo reproduzido em ambiente controlado. Em termos financeiros, não existe grande diferença de investimentos entre SIL e CHIL, uma vez que a aquisição de um dispositivo HIL, que representa a parcela mais significativa do investimento, é necessária para a realização de ambas as simulações. Assim, a diferença financeira para aplicar as duas técnicas está na concepção de uma placa de condicionamento de sinais para integrar o microcontrolador ao dispositivo HIL. Já a técnica PHIL incorpora componentes de potência reais, o que aumenta a confiabilidade do sistema, porém com menor segurança para fases iniciais de projeto, uma vez que eventuais falhas podem ocorrer diretamente no circuito de potência. Além disso, seu custo de implementação é significativamente maior, devido a necessidade de *hardware* adicional e de amplificadores de potência. A Figura 1.12 ilustra as diferenças entre as técnicas SIL, CHIL e PHIL para uma aplicação em controle de máquinas elétricas. Na Tabela 1.1, é apresentada uma comparação entre as diferentes técnicas de simulação HIL.

Figura 1.12 – Diferentes técnicas de simulação HIL. (a) *Software-in-the-Loop*, (b) *Controller Hardware-in-the-loop* e (c) *Power Hardware-in-the-loop*



Fonte: Próprio autor

Tabela 1.1 – Comparação entre diferentes técnicas de simulação HIL.

| Técnica | Fidelidade | Hardware necessário | Finalidade |
|-------------|--|---|--|
| SIL | Controle, planta e circuito de potência implementados virtualmente | Dispositivo HIL | Etapas iniciais de projeto |
| CHIL | Planta e circuito de potência implementado virtualmente. Uso do hardware do controlador | Dispositivo HIL, microcontrolador, instrumentação | Depuração de firmware de controle |
| PHIL | Planta implementada virtualmente, Uso do hardware do controlador e hardware de potência. | Dispositivo HIL, microcontrolador, instrumentação, circuito de potência | Depuração da integração do firmware de controle e hardware de potência |

1.3 OBJETIVOS

A presente dissertação tem por objetivo propor uma metodologia de modelagem, avaliação e validação de ferramentas HIL no processo de aceleração do desenvolvimento de sistemas de acionamento de máquinas elétricas em ambiente industrial. Neste trabalho, a estrutura HIL é avaliada considerando aplicações em conversores herméticos alternativos de pistão, empregados em sistemas de refrigeração residencial. São estudadas duas máquinas, uma de ímãs de superfície e outra de ímãs enterrados, ambas presentes em modelos de compressores volumétricos disponíveis no mercado. Os parâmetros elétricos

e mecânicos destas máquinas, bem como dados experimentais do comportamento termodinâmico destes compressores foram fornecidos pelo fabricante para a realização desta pesquisa. As máquinas avaliadas são aplicadas em diferentes produtos, possuindo diferentes sistemas de acionamento. Desta forma, esta dissertação tem por objetivo realizar a modelagem em HIL e a validação dos *drives* de ambas. A complexidade da modelagem da carga mecânica inerente da operação do compressor torna este tipo de aplicação uma ótima candidata para a investigação de ferramentas de simulação mais robustas, buscando agilidade e confiabilidade no desenvolvimento e validação de produtos.

Os objetivos específicos desta dissertação são:

- Estudo dos princípios de funcionamento da estrutura HIL;
- Estudo das principais estratégias de acionamento de PMSMs, a fim de desenvolver algoritmos de controle para os acionamentos BLAC e BLDC aplicados em compressores herméticos;
- Modelagem de motores elétricos não-ideais em ambiente de simulação HIL;
- Modelagem do torque de carga produzido pela operação do compressor de pistão, a fim de reproduzir o sistema físico em ambiente virtual.
- Desenvolver rotinas de testes automáticos aplicáveis à ambiente industrial, com a finalidade de acelerar etapas de desenvolvimento de produto.
- Avaliação dos impactos da ferramenta HIL nas etapas de desenvolvimento e testes de produtos em ambiente industrial.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A presente dissertação é dividida em 6 capítulos e dois apêndices. No primeiro capítulo foi apresentada a motivação e os objetivos do trabalho. Foi realizada uma revisão bibliográfica à respeito de sistemas de refrigeração e compressores volumétricos, com destaque para o compressor alternativo de pistão, empregado em refrigeradores residenciais. Também foram abordados tópicos à respeito dos sistemas de acionamento de máquinas elétricas com velocidade controlada, e seu impacto na eficiência dos compressores. Uma abordagem geral sobre as simulações HIL também foi apresentada.

No segundo capítulo, será apresentado um estudo de caso da ferramenta HIL para a aplicação em questão. Primeiramente, são tratados dos principais parâmetros técnicos dos dispositivos HIL avaliados. Na sequência, são abordados os princípios de operação dos simuladores HIL e parâmetros de importância na integração entre simulador e microcontrolador. Por fim, são apresentadas configurações dos elementos a serem modelados em ambiente de simulação HIL.

O terceiro capítulo descreve a modelagem matemática dos PMSMs. Primeiramente, são abordadas as características construtivas destes motores. Na sequência, são apresentados os modelos matemáticos convencionais para a simulação de PMSMs com ímãs de superfície e ímãs enterrados. Por fim, são discutidas estratégias de implementação de modelos não-ideais de PMSMs com alta resolução em ferramentas HIL.

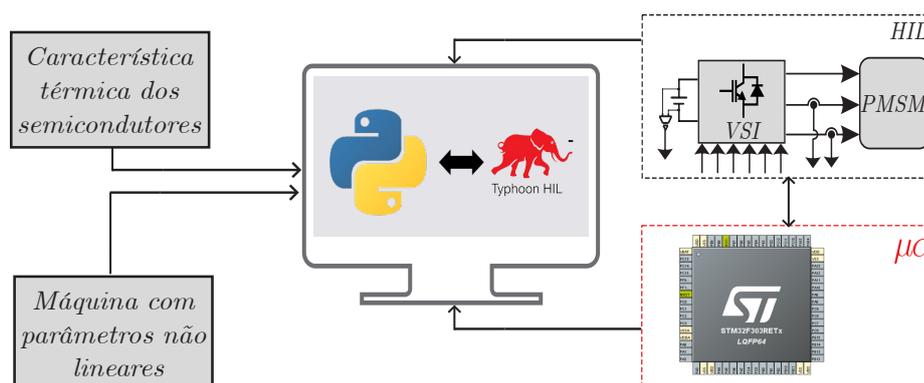
No quarto capítulo, são estudadas duas técnicas de controle de PMSMs, o acionamento BLDC e o acionamento BLAC. Ambas as técnicas são discutidas em termos de princípios de implementação e projeto do sistema de controle. O quinto capítulo apresenta os resultados obtidos com as simulações HIL do compressor para ambos os sistemas de acionamento avaliados. Além disso, é apresentada a estrutura utilizada para a elaboração de rotinas de testes automáticos em ambiente de simulação HIL. Em seguida, o sexto capítulo apresenta as conclusões do trabalho.

A dissertação também conta com dois apêndices. No Apêndice A é discutida a implementação do modelo de simulação do compressor, levando em conta seu comportamento termodinâmico durante os ciclos de operação. O Apêndice B traz alguns exemplos de relatórios gerados a partir das rotinas de testes automáticos descritas no Capítulo 5.

2 ESTUDO DA ESTRUTURA HARDWARE-IN-THE-LOOP

Nesta dissertação, a estrutura de simulações HIL é avaliada considerando aplicação em acionamento de PMSMs para sistemas de refrigeração residencial. Para tanto, é necessário modelar matematicamente as características do motor utilizado e da carga do compressor alternativo de pistão. A fim de atingir uma estrutura de alta confiabilidade de testes de *firmware*, é proposta a utilização da técnica de simulação CHIL. Desta forma, o circuito de potência (barramento CC e inversor trifásico), a máquina e o comportamento da carga são implementados virtualmente no dispositivo de simulação. A integração realizada entre microcontrolador, dispositivo HIL e computador é ilustrada na Figura 2.1. Para a aplicação, foram avaliados os dispositivos HIL fabricados pela Typhoon HIL, que constituem uma estrutura capaz de simular os parâmetros não-lineares de máquinas e características térmicas dos semicondutores utilizados no projeto dos conversores de eletrônica de potência utilizados no acionamento.

Figura 2.1 – Integração entre computador, microcontrolador e dispositivo HIL.



Fonte: Próprio Autor.

Os dispositivos HIL avaliados para a aplicação são o Typhoon HIL 402 e Typhoon HIL 404, conforme Figura 2.2. Estes dispositivos foram considerados devido a suas especificações técnicas, que cumprem os requisitos de resolução e quantidades de entradas e saídas digitais e analógicas necessárias para acionamentos de máquinas elétricas. Os parâmetros de ambos os dispositivos HIL são especificados na Tabela 2.1.

Figura 2.2 – Dispositivos HIL avaliados para a aplicação. (a) Typhoon HIL 402, (b) Typhoon HIL 404.



Fonte: Adaptado de (TYPHOON-HIL, 2024).

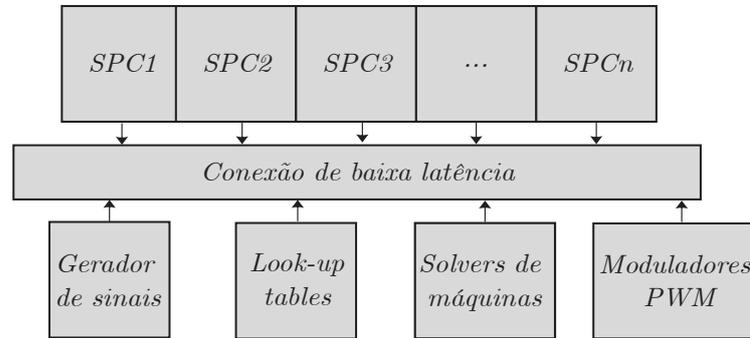
Tabela 2.1 – Especificações técnicas avaliadas para os dispositivos HIL.

| Parâmetro | HIL 402 | HIL 404 |
|--|--------------|--------------|
| Passo de simulação mínimo | 500 ns | 200 ns |
| Resolução de amostragem de DIs | 6,2 ns | 3,5 ns |
| Resolução de atualização de DOs | até 6,25 ns | até 3,5 ns |
| Atraso de saída das DOs | 250 ns | 150 ns |
| Atraso de saída das AOs | 640 ns | 340 ns |
| Entradas e saídas analógicas | 16 | 16 |
| Entradas e saídas digitais | 32 | 32 |
| Limite de tensão para I/Os analógicos | -10 V a 10 V | -10 V a 10 V |
| Mínima tensão de entrada para nível lógico alto | 2 V | 2 V |
| Máxima tensão de entrada para nível lógico baixo | 0,8 V | 0,8 V |
| Mínima tensão de saída para nível lógico alto | 4,8 V | 4,8 V |
| Máxima tensão de saída para nível lógico baixo | 0,2 V | 0,2 V |
| Comunicação USB | Sim | Sim |
| Conectividade Ethernet | Sim | Sim |
| Comunicação CAN | Não | Sim |
| Comunicação RS232 | Não | Sim |

Conforme mencionado no capítulo anterior, o funcionamento do dispositivo HIL ocorre através da interação de um processador e de uma FPGA. A arquitetura utilizada nos dispositivos avaliados consiste na comunicação das informações processadas pela FPGA com o *Standart Processing Core* (SPC) através de uma conexão de baixa latência, a fim de evitar a adição de atrasos nos passos de simulação. O SPC é responsável por simular circuitos elétricos constituídos de elementos passivos lineares, tanto constantes quanto variantes no tempo, além de conversores baseados em semicondutores ideais e semicondutores não-ideais. O *solver* dos dispositivos HIL organiza os elementos citados em vetores, conectados através de uma linhas de comunicação dedicadas, o que permite que estes troquem informações e variáveis dentro de um passo de simulação. Outros elementos de simulação, como geradores de sinais, *look-up tables* (LUT), *solvers* de máquinas e moduladores PWM são executados de maneira independente ao vetor SPC, via FPGA.

A Figura 2.3 destaca a conexão destes elementos.

Figura 2.3 – Interação entre SPC e FPGA



Fonte: Adaptado de (TYPHOON-HIL, 2024).

O gerador de sinais dos dispositivos HIL avaliados é responsável por gerar formas de onda com a máxima taxa de amostragem programada. É utilizado principalmente na simulação de fontes de tensão e corrente. Caso as fontes sejam simuladas em um passo temporal maior que o mínimo da simulação, são realizadas interpolações lineares para reproduzir os pontos da forma de onda nos intervalos corretos de amostragem. As LUTs permitem a rápida implementação de elementos não-lineares a partir do armazenamento destes dados em tabelas, formando uma estrutura de rápida consulta para a FPGA. Na arquitetura do Typhoon HIL, estas são responsáveis por representar painéis solares, baterias, elementos passivos não-lineares e transformadores saturáveis. Os *solvers* de máquinas emulam o modelo da máquina de forma otimizada a partir de seu circuito magnético, para que possam ser implementadas em passos temporais pequenos. Nestes solvers, também são inclusas estruturas de medição de velocidade, via *encoder* ou *resolver*, cujos dados podem ser enviados para as saídas digitais do dispositivo HIL, sendo recebidos e interpretados pelo microcontrolador, tal qual ocorre em bancada. Os moduladores PWM presentes nesta arquitetura são baseados no *clock* interno da FPGA, podendo também realizar a geração de tempo-morto. Este elemento é normalmente utilizado em simulações SIL, onde a lógica de controle é reproduzida inteiramente no dispositivo HIL, necessitando realizar a modulação. Na configuração CHIL, esta etapa é realizada diretamente no microcontrolador avaliado, com os sinais PWM gerados sendo enviados diretamente para as entradas digitais do dispositivo HIL.

A resolução efetiva dos PWMs gerados pelo microcontrolador e integrados na simulação HIL dependem do passo de simulação adotado, T , em HIL e da frequência de chaveamento f_{PWM} , podendo ser calculado conforme a equação (2.1). Considerando os dados apresentados na Tabela 2.1, e uma frequência de chaveamento de 10 kHz, é possível obter resoluções efetivas de 7 bits para o Typhoon HIL 402 e 8 bits para o Typhoon HIL 404. Estas resoluções são baixas para uma avaliação efetiva do sistema de controle. Desta forma, é possível habilitar a configuração de *Gate driver signal oversampling - GDSO*

nos dispositivos Typhoon HIL, que permite que as entradas digitais sejam amostradas na frequência máxima do dispositivo, aumentando consideravelmente a resolução dos PWMs, tornando a simulação adequada para a avaliação do sistema de controle. As resoluções efetivas para os dispositivos Typhoon HIL 402 e Typhoon HIL 404 com e sem GDSO são apresentadas na Tabela 2.2.

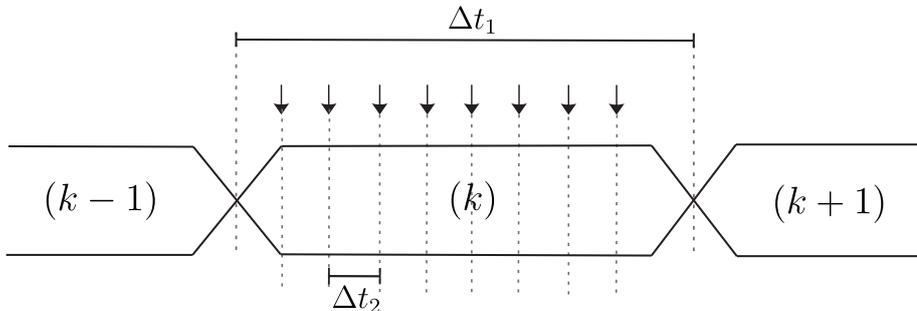
$$RES_{ef} = \log_2 \frac{1}{f_{PWM}T} \quad (2.1)$$

Tabela 2.2 – Resoluções efetivas dos PWMs nos dispositivos Typhoon HIL 402 e 404 para $f_s = 10kHz$.

| | Typhoon HIL 402 | Typhoon HIL 404 |
|----------------------------|------------------------|------------------------|
| Resolução efetiva sem GDSO | 7 bits | 8 bits |
| Resolução efetiva com GDSO | 13 bits | 14 bits |

A partir desta configuração, as entradas digitais e analógicas do Typhoon HIL são amostradas em uma taxa muito superior que o passo de simulação, permitindo receber sinais de alteração de estado do sistema a fim de incluí-los na resolução do próximo passo da simulação. A Figura 2.4 demonstra a relação entre o período de simulação Δt_1 com o período de amostragem das entradas digitais Δt_2 .

Figura 2.4 – Amostragem das entradas digitais ao longo de um período de simulação.

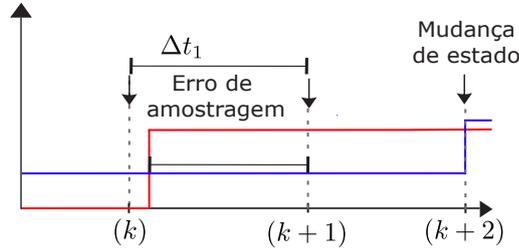


Fonte: Adaptado de (TYPHOON-HIL, 2024).

Esta configuração é essencial para a correta avaliação do sistema de controle pois taxas de amostragem das entradas digitais próximas ao período de simulação podem provocar atrasos na mudança de estado do sistema ocasionado pela resposta ao sinal recebido. Na Figura 2.5 a configuração de GDSO não é ativada, a curva em vermelho indica o estado da entrada digital do dispositivo HIL, enquanto a curva em azul indica o estado da variável correspondente na simulação. Como a mudança de estado da entrada digital ocorre logo após uma amostragem, sua ocorrência só é computada pelo simulador no passo subsequente ($k+1$), tornando possível implementar a mudança de estado apenas no passo ($k+2$). O erro de amostragem pode ser determinado pela diferença de tempo

entre a mudança real de estado da entrada digital e passo de simulação que computa esta mudança.

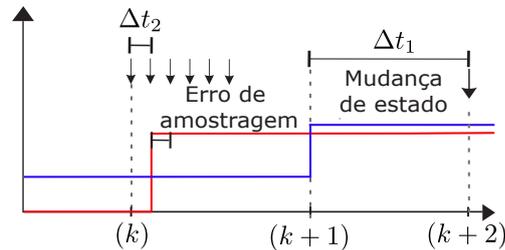
Figura 2.5 – Erro de amostragem devido à baixa resolução de entradas digitais.



Fonte: Adaptado de (TYPHOON-HIL, 2024).

Este erro de amostragem é drasticamente reduzido quando a função GDSO é ativada. Com a amostragem das entradas digitais ocorrendo em uma taxa muito superior à taxa de simulação, a resolução efetiva do sistema aumenta. Na Figura 2.6 a função de *oversampling* é habilitada, permitindo que a mudança de estado decorrente da leitura da entrada digital seja implementada no passo de simulação subsequente ($k + 1$).

Figura 2.6 – Erro de amostragem com alta resolução de entradas digitais.



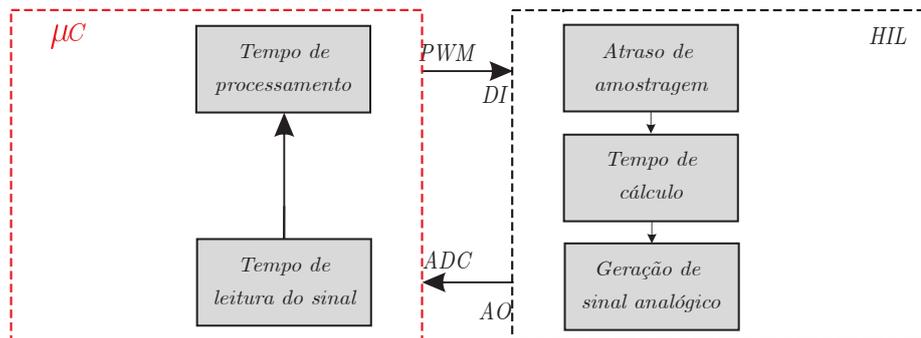
Fonte: Adaptado de (TYPHOON-HIL, 2024).

Parâmetros como passo temporal da simulação e tempo de leitura das entradas digitais influenciam diretamente no funcionamento da estrutura de simulação em tempo real. Estes parâmetros, somados ao tempo de processamento do CUT e o tempo de cálculo da simulação formam a latência de retorno. Esta latência é dada pelo atraso temporal entre a implementação de um sinal pelo microcontrolador (como um PWM) e a leitura do sinal de resposta enviado pelo dispositivo HIL. Esse fenômeno é um aspecto crítico nas simulações HIL, pois pode afetar significativamente a precisão e a eficácia da simulação, especialmente em aplicações que requerem resposta em tempo real ou têm tolerâncias de tempo muito restritas, como é caso de sistemas de controle de motores elétricos. Nestes sistemas uma latência de retorno significativa pode levar a discrepâncias entre o comportamento simulado e o comportamento real, comprometendo a validade dos testes de simulação. A latência de retorno é influenciada por vários fatores, incluindo

a velocidade de processamento do *hardware* de simulação, a eficiência do *software* de simulação, a velocidade de comunicação entre estes e o processamento interno do CUT.

A gestão e a minimização da latência de retorno são, portanto, componentes fundamentais no *design* e na implementação de sistemas de simulação HIL eficientes. Isto geralmente envolve a otimização do *software* de simulação para garantir processamento e cálculos rápidos, bem como a seleção de *hardware* de simulação de alta performance. Além disso, o uso de interfaces e protocolos de comunicação de alta velocidade entre o hardware e o software é crucial para reduzir atrasos na transmissão de dados. Desta forma, é fundamental a avaliação da influência da latência de retorno no sistema HIL. Este parâmetro pode ser reduzido através da diminuição do passo temporal da simulação ou do aumento da velocidade de computação do processador avaliado, uma vez que outros parâmetros, como velocidade de comunicação entre as partes e tempo de geração de sinais não podem ser alterados pelo usuário, pois dependem das características intrínsecas do sistema. A Figura 2.7 ilustra os procedimentos que interferem na latência de retorno realizados pelo CUT e dispositivo HIL ao longo da simulação.

Figura 2.7 – Procedimentos da simulação HIL que influenciam na latência de retorno.



Fonte: Adaptado de Adaptado de (TYPHOON-HIL, 2024).

2.1 APRESENTAÇÃO DO PROCESSADOR

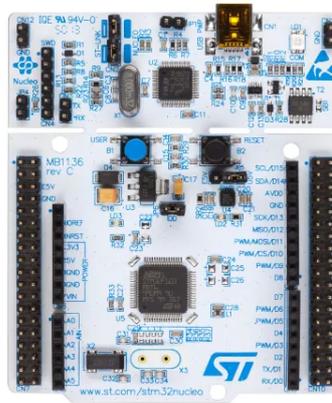
Para a aplicação em questão, foi avaliado o microcontrolador STM32F303RE NUCLEO 64, baseada no processador ARM Cortex-M4. As especificações deste constam na Tabela 2.3. O processador em questão foi selecionado pois possibilita a execução dos algoritmos de controle de máquinas elétricas avaliados nesta dissertação, possuindo suporte a operações com ponto flutuante e possibilitando a execução das leis de controle dentro da faixa de frequências de interesse. Ainda, este é um processador de baixo custo, adequado para aplicações em eletrodomésticos. Nestas, o custo total da eletrônica do produto deve ser reduzido, a fim de permitir competitividade no mercado. Desta forma, a seguir serão descritos os passos da integração do processador com a estrutura HIL. A Figura 2.8 ilustra

a placa de desenvolvimento utilizada.

Tabela 2.3 – Especificações técnicas do STM32F303RE NUCLEO 64

| Característica | Especificação |
|------------------------------|---------------|
| Núcleo do processador | ARM Cortex-M4 |
| Tamanho do núcleo | 32 bits |
| Frequência máxima | 72 MHz |
| Memória Flash | 512 kb |
| Tensão de operação | 2 a 3,6 V |
| Suporte para ponto flutuante | Sim |

Figura 2.8 – Microcontrolador STM32F303RE NUCLEO 64



Fonte: Adaptado de (STMICROELECTRONICS, 2024).

Conforme demonstrado na Tabela 2.1, os níveis de tensão dos dispositivos Typhoon HIL 402 e 404 não são compatíveis com os do microcontrolador STM32F303RE, como detalhado na Tabela 2.3. Portanto, para integrar o STM32F303RE na interface HIL, é essencial adaptar os níveis de tensão dos dispositivos. Isso é alcançado por meio de uma placa de condicionamento de sinais, que protege os canais do microcontrolador através de limitação de tensão. Além disso, as saídas analógicas do dispositivo HIL devem ser conectadas aos canais ADC (*Analog to Digital Converter*) do STM32F303RE, bem como as entradas e saídas digitais de ambos os dispositivos. Para facilitar a integração do dispositivo HIL com diferentes modelos de microcontroladores, a conexão é efetuada por meio de uma placa de circuito impresso separada da placa de condicionamento de sinais. Assim, a placa de condicionamento assegura que os sinais sejam limitados em 3,3V ou 5V, faixas compatíveis com vários modelos de microcontroladores, e a conexão é feita usando uma placa específica para cada modelo de microcontrolador. Esta estrutura de conexão entre HIL e microcontrolador é apresentada na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Conexão entre dispositivo HIL e microcontrolador



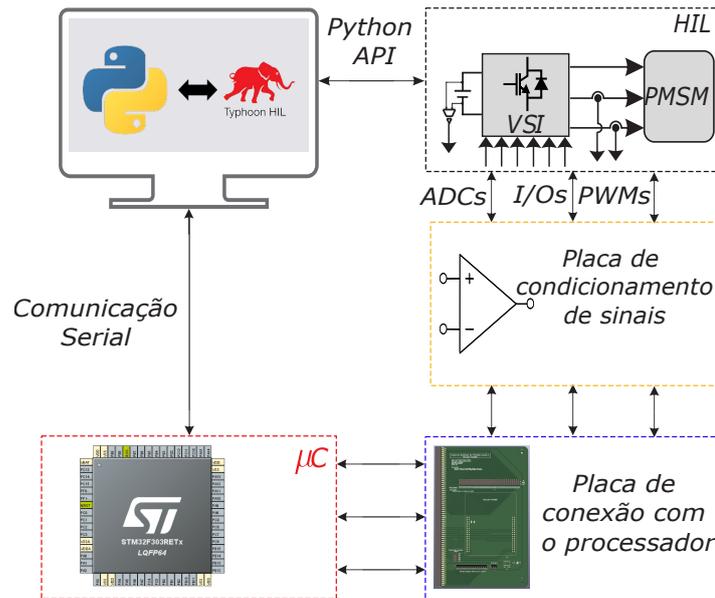
Fonte: Próprio autor.

A interação entre microcontrolador e dispositivos Typhoon HIL pode ser comandada em ambiente Python através da HIL API (*Application Programming Interface*), uma biblioteca que disponibiliza as funcionalidades necessárias para maximizar a eficiência e a eficácia das simulações HIL, permitindo a integração dos componentes e comandos disponíveis no Typhoon HIL com o vasto ecossistema de bibliotecas e ferramentas Python, incluindo bibliotecas de análise de dados como Pandas e Numpy, além de ferramentas de visualização de dados como Matplotlib. Isso torna a API particularmente útil para aplicações que requerem análise de dados complexa, processamento de sinal, e visualização de resultados de simulação.

Além da automação e controle de simulações HIL, a API também oferece funcionalidades avançadas para o desenvolvimento de rotinas de testes e cenários de simulação. Desta forma, pode-se programar rotinas Python para executar uma série de testes com parâmetros variáveis, coletar resultados de forma automática e aplicar técnicas de aprendi-

zado de máquina ou algoritmos de otimização. A API também apresenta a capacidade de interagir com o dispositivo HIL em tempo real, possibilitando ajustes dinâmicos durante as simulações. Além da HIL API, também pode-se interagir com o microcontrolador via Python através de uma estrutura de comunicação serial, permitindo coletar variáveis internas do microcontrolador e mudar parâmetros de controle em tempo real. A integração entre microcontrolador, dispositivo HIL e Python é ilustrada na Figura 2.10

Figura 2.10 – Integração entre microcontrolador, dispositivo HIL e computador.

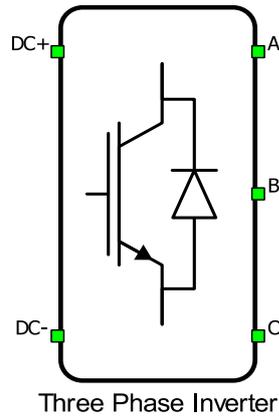


Fonte: Próprio autor.

2.2 APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR

A implementação do inversor trifásico em ambiente Typhoon HIL permite receber os seis sinais PWM enviados diretamente do microcontrolador ou pode-se fornecer um sinal PWM para cada fase, de forma a realizar a implementação do tempo-morto diretamente no *software* de simulação. A configuração de *Gate Driver Signal Oversampling* deve ser habilitada a fim de que o conversor receba os sinais de acionamento das chaves com resolução suficiente. Em simulações SIL, pode-se utilizar o modulador interno do inversor, sendo necessário apenas fornecer as características do contador e a razão cíclica a ser implementada. O bloco que implementa o inversor trifásico no *software* Typhoon HIL é apresentado na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Inversor trifásico no Typhoon HIL



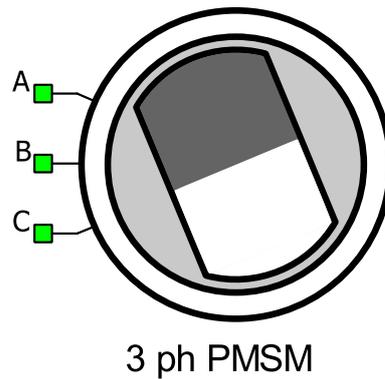
Fonte: Adaptado de (TYPHOON-HIL, 2024).

O conversor pode operar considerando semicondutores com características ideais ou não-ideais. A introdução de características não-ideais das chaves possibilita o cálculo térmico, determinando as temperaturas de junção a partir das perdas por condução e comutação. Pode-se também implementar atrasos de chaveamento. A introdução dos parâmetros não-ideais é realizada através de tabelas que contém as características térmicas das chaves, incluindo as energias de comutação do IGBT ou MOSFET e do diodo. Pode-se também incluir características do dissipador na simulação, no entanto o cálculo térmico adiciona complexidade considerável ao sistema, o que pode impactar nos passos temporais de simulação.

2.3 APRESENTAÇÃO DO MODELO DA MÁQUINA

Os PMSMs podem ser implementados em Typhoon HIL através de modelos distintos, dependendo de suas características. Desta forma, pode-se simular motores síncronos de ímãs permanentes com força contra-eletromotriz de característica puramente trapezoidal e PMSMs com força contra-eletromotriz de característica puramente senoidal. Estes podem levar em conta as diferenças de indutâncias de eixo direto e em quadratura. Este modelo também pode ser modificado para permitir que o usuário forneça tabelas descrevendo a característica do fluxo magnético nos eixos direto e em quadratura do motor, a fim de permitir a avaliação de não-linearidades desta máquina. Pode-se também utilizar como parâmetros de entrada arquivos gerados a partir de simulações FEM (*Finite Element Method*) pelo *software* JMAG. Quanto à carga mecânica, pode-se utilizar tanto referências de torque quanto de velocidade motor. O bloco que implementa o PMSM no *software* Typhoon HIL é apresentado na Figura 2.12.

Figura 2.12 – PMSM no Typhoon HIL



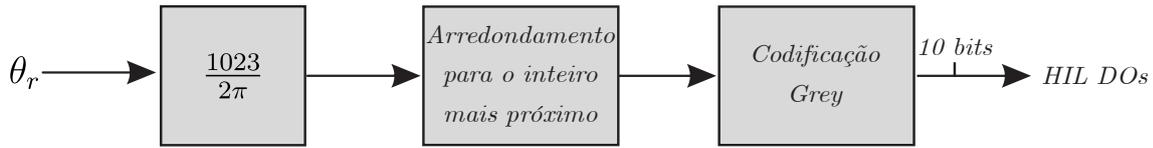
Fonte: Adaptado de (TYPHOON-HIL, 2024).

2.4 APRESENTAÇÃO DO SENSOR DE POSIÇÃO MECÂNICA

A posição mecânica é uma variável essencial para a realização do controle de máquinas elétricas. Para tanto, o *software* Typhoon HIL disponibiliza sensores de posição nativos, sendo estes um encoder incremental e um resolver. Estes sensores são disponibilizados no modelo da máquina simulada, sendo conectado às saídas digitais do dispositivo HIL. Ao receber estes dados no microcontrolador, é necessário implementar um algoritmo de decodificação da posição.

A fim de reproduzir um ambiente de simulação HIL mais próximo possível de um ambiente experimental, foi realizada a implementação de uma lógica de codificação Gray em 10 bits para enviar a informação da posição, a fim de emular o encoder disponível para bancada experimental. Esta codificação é realizada através da conversão do valor de posição para binário 10 bits e sua codificação em código Gray. Os 10 bits são então enviados para saídas digitais do dispositivo HIL, que são conectadas em GPIOs do microcontrolador. A lógica da implementação do encoder realizada no *software* Typhoon HIL é apresentada na Figura 2.13. Ao receber os dados, o microcontrolador realiza a operação inversa, recuperando o sinal de posição mecânica enviado e realizando sua diferenciação para obter a informação de velocidade. Esta operação foi realizada através da implementação de um filtro de variáveis de estados, a fim de evitar erros numéricos inerentes da diferenciação em tempo discreto.

Figura 2.13 – Estrutura utilizada para simular o encoder em Typhoon HIL.



Fonte: Próprio autor.

A medição da velocidade e posição das máquinas elétricas também pode ser realizada a partir de sensores de efeito Hall em alguns casos. Estes sensores podem ser incluídos no projeto de alguns motores, devido ao seu baixo custo e afinidade com o acionamento *six-step*. Os sensores de efeito Hall possuem uma resolução de 60° nas medições de posição, pois são compostos de três sensores que possuem saída lógica. A implementação destes sensores em ambiente de simulação HIL é realizada a partir do estado das FCEM de linha da máquina. Como a FCEM da máquina é uma função da posição rotórica, o conjunto de sensores de efeito Hall pode indicar o sextante em que a máquina se encontra. A lógica utilizada para a interpretação dos sensores Hall pode ser implementada de acordo com a Tabela 2.4. Assim, esta estratégia de medição de posição foi construída no *software* Typhoon HIL a partir do cálculo das FCEM de linha e da implementação da lógica apresentada na Tabela 2.4 em código C.

Tabela 2.4 – Obtenção da posição do rotor a partir de sensores de efeito Hall.

| Setor | θ_e | Hall A | HALL B | Hall C | e_{ab} | e_{bc} | e_{ca} |
|-------|-------------------------|--------|--------|--------|----------|----------|----------|
| 1 | $-30^\circ - 30^\circ$ | 1 | 0 | 1 | + | - | - |
| 2 | $30^\circ - 90^\circ$ | 1 | 0 | 0 | + | + | - |
| 3 | $90^\circ - 150^\circ$ | 1 | 1 | 0 | - | + | - |
| 4 | $150^\circ - 210^\circ$ | 0 | 1 | 0 | - | + | + |
| 5 | $210^\circ - 270^\circ$ | 0 | 1 | 1 | - | - | + |
| 6 | $270^\circ - -30^\circ$ | 0 | 0 | 1 | + | - | + |

Desta forma, a mudança do valor de qualquer um dos sensores de efeito Hall indica a troca de sextante da posição rotórica. O intervalo entre as trocas de setores pode então ser computado a fim de permitir a medição da velocidade. A velocidade angular média do rotor pode ser estimada através da informação de posição adquirida pelos sensores Hall através de (2.2) (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1996), em que T_H é o tempo decorrido entre a troca de setores e P é o número de pares de polos do motor.

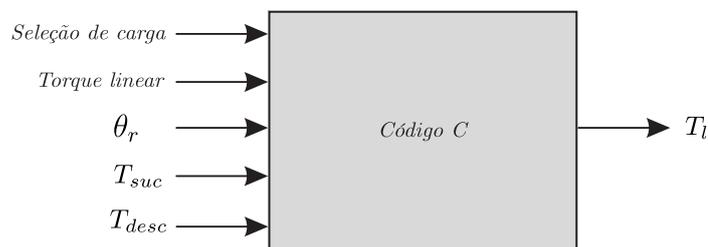
$$\bar{\omega}_r = \frac{\pi}{3PT_H} \quad (2.2)$$

2.5 APRESENTAÇÃO DO MODELO DA CARGA MECÂNICA

O torque de carga é um parâmetro de grande importância na simulação de motores elétricos, pois é responsável pela definição da potência mecânica em que o motor é submetido, juntamente com a velocidade rotórica, determinando a condição de operação da máquina. Na simulação de compressores à pistão, a correta definição da carga é essencial, pois modela a dinâmica mecânica em que o motor estará submetido ao operar como fornecedor de trabalho para o sistema de refrigeração.

A característica da carga do compressor é não-linear e dependente da posição mecânica do pistão, podendo assumir valores negativos de torque em determinadas regiões. Desta forma, para testes iniciais no *firmware* de controle, é interessante operar o motor com cargas lineares. Para tanto, a modelagem da carga foi implementada em código C, tendo como um dos parâmetros de entrada um seletor de tipo de carga, o que permite fornecer à máquina o torque linear ou o torque do compressor, podendo alterar entre ambos em tempo real. Os demais parâmetros de entradas do código C que implementa a carga são o torque linear a ser implementado, caso este seja selecionado, e os parâmetros necessários para a implementação do modelo matemático do compressor, caso este seja selecionado. O modelo matemático do compressor depende da posição rotórica θ_r , da temperatura de sucção T_{suc} e da temperatura de descarga T_{desc} . A partir destes valores, os ciclos termodinâmicos para sucção e descarga são calculados, resultando no torque de carga do compressor. Maiores detalhes sobre as equações implementadas na definição do torque do compressor são apresentadas no Apêndice A. A Figura 2.14 ilustra a implementação do modelo da carga mecânica realizada no *software* Typhoon HIL.

Figura 2.14 – Estrutura utilizada para simular o modelo da carga mecânica em Typhoon HIL.



Fonte: Próprio autor.

2.6 ROTINAS DE TESTES AUTOMÁTICOS

A fim de avaliar a potencialidade da ferramenta HIL na aceleração de desenvolvimento de produtos no cenário industrial, são executadas rotinas de testes automáticos

em ambiente HIL. Estes testes são executados a partir da Typhoon HIL Python API, que permite integrar a capacidade de realizar um grande número de simulações em curto espaço de tempo do sistema HIL com a ampla gama de funcionalidades disponíveis em Python. Para tanto, foram desenvolvidas rotinas de testes a fim de avaliar o desempenho dos *drives* em diferentes condições de operação do compressor. Além disso, também se utilizou desta ferramenta na construção do histograma de estabilidade de rotação das máquinas.

As rotinas de testes automáticos são construídas em ambiente Python. Primeiramente são carregados os parâmetros de interesse para o teste a ser realizado. Na sequência a simulação do sistema de acionamento é realizada para as condições definidas. As simulações são realizadas em tempo real no dispositivo HIL, o que permite desenvolver rotinas que propõe um grande número de iterações, já que o tempo de execução da simulação não é um fator limitante. Após a execução da simulação, os dados de interesse são salvos e processados. Por fim, utiliza-se da estrutura Python para gerar um relatório automático sumarizando os resultados dos testes realizados. A lógica da construção dos algoritmos de testes automáticos é apresentada na Figura 2.15. Os relatórios gerados a partir dos testes automáticos são apresentados no Apêndice B.

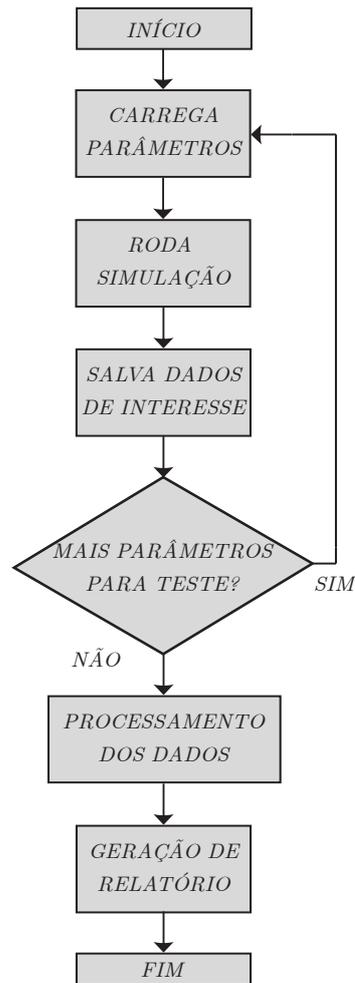


Figura 2.15 – Diagrama de construção de rotinas de testes automáticos.

2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo apresentou aspectos técnicos à respeito da técnica de simulação HIL. Inicialmente foram apresentados os dispositivos HIL avaliados para a aplicação em questão. Também foram discutidos princípios de funcionamento do HIL, baseados na integração de um processador e de uma FPGA. Foram abordados aspectos de grande importância na integração do *hardware* do processador na simulação, como latência de retorno e amostragem das entradas digitais do simulador. Por fim, foram discutidas configurações no *software* Typhoon HIL para a aplicação em questão. Na sequência do trabalho serão apresentados os modelos matemáticos de IPMSMs e SPMSMs a serem implementados em HIL.

3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO PMSM

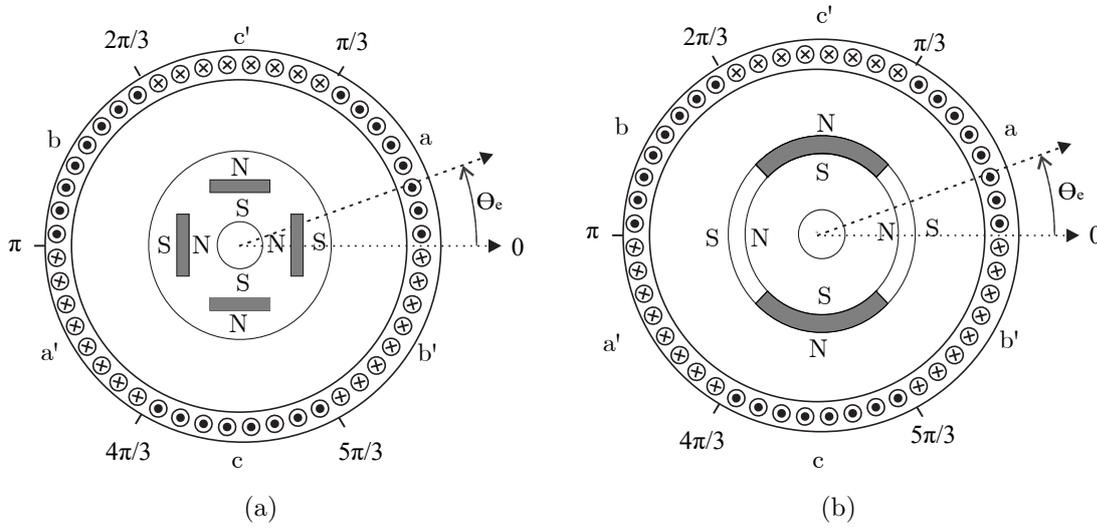
Neste capítulo será abordada a modelagem matemática do PMSM. A determinação das equações diferenciais que regem o comportamento dinâmico destes motores podem ser obtidas através da força magnetomotriz (KRAUSE et al., 2002) ou a partir da densidade de fluxo magnético do motor (KRISHNAN, 2001). Neste capítulo, inicialmente serão abordados os aspectos construtivos dos PMSMs. Na sequência, será apresentada a modelagem simplificada do PMSM baseada em (CHIASSON, 2005) e (KRISHNAN, 2001), na qual as equações dinâmicas que regem o comportamento do motor são obtidas através do fluxo magnético do motor.

A modelagem matemática a ser apresentada tem por objetivo a simulação do motor e seu sistema de acionamento em HIL, a partir do ambiente Typhoon HIL. Desta forma, é proposto um modelo de simulação que inclui as harmônicas espaciais que compõe a característica da força contra-eletromotriz (FCEM), o que permite aproximar os resultados de simulações da prática em bancada. A metodologia utilizada para a construção e implementação destes modelos na plataforma de simulações HIL é descrita.

3.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS

A principal característica construtiva dos PMSMs é a presença de ímãs permanentes em seu rotor. A forma de alocação destes ímãs diferenciam as máquinas quanto a suas características de operação e modelo matemático. No geral, os ímãs permanentes normalmente utilizados são constituídos de alnico, ferrite ou materiais terras - raras (EHSANI et al., 2018). Os ímãs permanentes podem ser alocados na superfície do rotor (*Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor* - SPMSM) ou podem ser usados internamente ao rotor (*Interior Permanent Magnet Synchronous Motor* - IPMSM), conforme Figura 3.1.

Figura 3.1 – Características construtivas dos PMSMs. (a) PMSMs de ímãs internos e (b). PMSMs de ímãs de superfície.



Fonte: Próprio autor

A Figura 3.1 (a) ilustra um motor construído com ímãs permanentes inseridos em seu rotor. Esta característica construtiva resulta na variação de relutância do entreferro, acarretando em uma diferença não-desprezável entre as indutâncias de eixo direto e em quadratura. Esta anisotropia de indutâncias também resulta na formação de torque de relutância na operação deste motor, o que permite o uso de estratégias de Máximo Torque por Ampère (MTPA) a fim de somar o torque de relutância ao torque total produzido. Ainda, estas máquinas podem operar em velocidades superiores aos SPMSMs, uma vez que não existe o risco dos ímãs descolarem em altas velocidades (GABBI et al., 2019).

A Figura 3.1 (b) ilustra um motor construído com ímãs permanentes colados na superfície do rotor. Nesta configuração, a relutância se mantém praticamente constante durante todo o entreferro, o que permite considerar as indutâncias iguais nas fases e nos eixos direto e em quadratura do motor. Ainda, esta configuração apresenta menor robustez mecânica e limitação de velocidade de operação, quando comparada ao IPMSM. No entanto, seu custo de fabricação normalmente é menor, uma vez que não é necessário usinar o rotor. Outra diferença existente entre os PMSMs está associada a característica da força contra-eletromotriz dos mesmos.

3.2 MODELO DINÂMICO DO PMSM

A definição de um modelo dinâmico para o PMSM é essencial para o projeto do sistema de controle e para a simulação do mesmo. Na sequência, será abordada a modelagem matemática considerando as particularidades dos SPMSMs e dos IPMSMs. Em

ambos os casos, são considerados motores síncronos de ímãs permanentes sem escovas, possuindo enrolamentos estatóricos equilibrados e distribuídos uniformemente. Os modelos do SPMSM e do IPMSM são diferenciados pela característica da indutância dos mesmos. Para tanto, são realizadas as seguintes considerações:

- Campo magnético nulo no entreferro.
- A saturação magnética é desprezada.
- A distância angular entre ímãs é desprezada.
- A resistência estatórica é igual nas três fases.
- São desprezados os efeitos da variação de temperatura.

O fluxo magnético total λ_{abc} em cada fase do PMSM pode ser descrito pela soma dos fluxos estatóricos próprios λ_{eabc} de cada fase, fluxos estatóricos concatenados entre as fases e fluxo rotórico λ_{abcr} , conforme (3.1).

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{ea} & \lambda_{eba} & \lambda_{eca} \\ \lambda_{eab} & \lambda_{eb} & \lambda_{ecb} \\ \lambda_{eac} & \lambda_{ebc} & \lambda_{ec} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ar}(\theta_r) \\ \lambda_{br}(\theta_r) \\ \lambda_{cr}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Os fluxos estatóricos próprios e concatenados entre as fases são definidos através das características magnéticas do motor, conforme (CHIASSON, 2005) e (KRISHNAN, 2001), podendo ser representados através das correntes das fases e das indutâncias próprias e mútuas do motor, como apresentado na equação (3.2).

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ba} & M_{ca} \\ M_{ab} & L_b & M_{cb} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ar}(\theta_r) \\ \lambda_{br}(\theta_r) \\ \lambda_{cr}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

O fluxo magnético total também pode ser obtido pela integração das tensões v_{abc} e correntes i_{abc} em cada enrolamento, conforme (3.3).

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \int \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} dt \quad (3.3)$$

A equação (3.4) é obtida isolando o termo derivativo em (3.3). Conforme empregado em (KRISHNAN, 2001), a FCEM de cada fase é determinada através da lei de Faraday, como apresentado em (3.5)

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$e(\theta_r) = \frac{d\lambda_r(\theta_r)}{dt} \quad (3.5)$$

A amplitude da FCEM é definida através da constante elétrica do motor K_e e da velocidade de operação, conforme (3.6). A mesma pode possuir característica senoidal ou trapezoidal, dependendo da construção da máquina, sendo isto representado pela função normalizada $e_n(\theta_r)$. Esta função pode ser obtida através de ensaios experimentais com o motor, a fim de considerar todas as harmônicas espaciais que compõe o comportamento da FCEM ao longo da variação da posição rotórica. A constante elétrica do motor é dada por $K_e = 2R_r B_r l N_e$, e pode ser obtida através de ensaios experimentais da máquina operando como gerador.

$$e(\theta_r) = K_e \omega_r e_n(\theta_r) \quad (3.6)$$

Substituindo (3.2) em (3.4), é possível obter o modelo do PMSM dependendo das características elétricas impostas pelo sistema de acionamento. Este modelo pode ser usado para o projeto dos controladores, sendo válido tanto para IPMSMs quanto para SPMSMs. Na sequência, serão apresentadas simplificações possíveis para o SPMSM e o modelo matemático do motor em coordenadas síncronas, uma vez que estes modelos possuem maior simplicidade e são adequados para o projeto dos controladores do acionamento BLAC, a ser aplicado ao motor IPMSM.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ba} & M_{ca} \\ M_{ab} & L_b & M_{cb} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) \\ e_b(\theta_r) \\ e_c(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

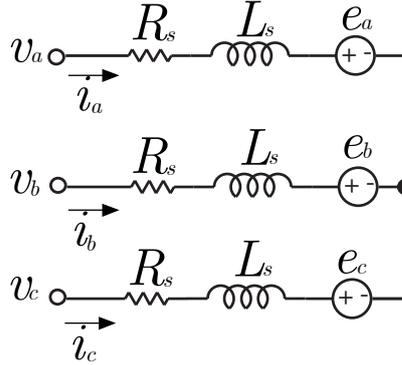
3.2.1 Modelo dinâmico do SPMSM

A diferença entre os modelos do IPMSM e do SPMSM está na característica de indutâncias destas máquinas. Considerando os ímãs colados na superfície do rotor, pode-se desprezar a diferença entre as indutâncias nos enrolamentos. Desta forma, é suposto que as indutâncias próprias são iguais entre si, ou seja, $L_a = L_b = L_c = L$, as indutâncias mútuas também são consideradas iguais, $M_{ba} = M_{ca} = M_{ab} = M_{cb} = M_{ac} = M_{bc} = M$, e o sistema trifásico é considerado equilibrado, assim $i_a + i_b + i_c = 0$. Desta forma, a equação do modelo matemático em coordenadas abc para o SPMSM é apresentada em (3.8), em que $L_s = L - M$ e $R_a = R_b = R_c = R_s$.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) \\ e_b(\theta_r) \\ e_c(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

O modelo pode ser representado pelo diagrama elétrico apresentado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Circuito equivalente do SPMSM em coordenadas abc .



Fonte: Próprio autor

O torque eletromagnético resultante é composto pelo torque de relutância, torque de borda e torque mútuo (BARATIERI et al., 2015). Para a construção deste modelo, foi considerado apenas o torque mútuo, por representar a parcela mais significativa e não depender dos efeitos de variação de indutância, que foram desconsiderados nesta modelagem do SPMSM. Desta forma, pode-se definir o torque eletromagnético por (3.9).

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} [e_a(\theta_r)i_a + e_b(\theta_r)i_b + e_c(\theta_r)i_c] \quad (3.9)$$

3.2.2 Modelo dinâmico do IPMSM em coordenadas síncronas

A fim de simplificar o modelo matemático do IPMSM apresentado em coordenadas abc , pode-se realizar uma transformada de referencial, com o intuito de reduzir a complexidade do sistema para dois termos linearmente independentes. Pode-se adotar um referencial girante em velocidade síncrona, através da transformada de Park (KRAUSE et al., 2002) de maneira que as grandezas elétricas possam ser representadas como termos constantes. Desta forma, o projeto do sistema de controle é facilitado, uma vez que não é necessário utilizar referências de controle senoidais. A matriz de transformação de coordenadas abc para $dq0$ é apresentada em (3.10).

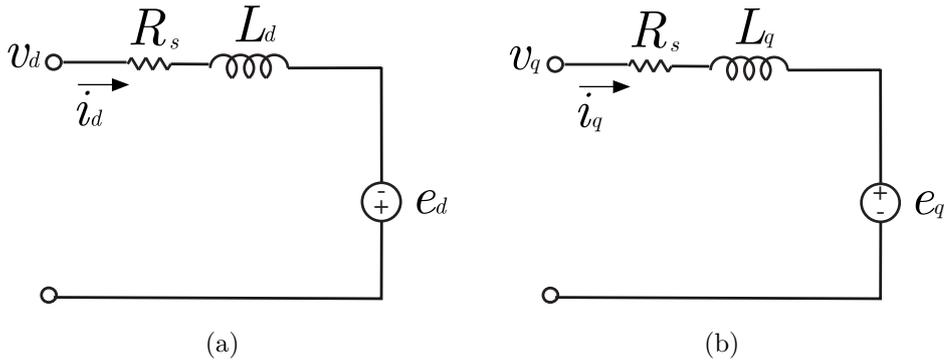
$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Pode-se representar o comportamento dinâmico do PMSM em função das forças contra-eletromotrizes em coordenadas síncronas, ao aplicar a transformada de coordenadas na equação (3.7), conforme:

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_q(\theta_r) \\ e_d(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Este modelo pode ser representado pelo circuito equivalente apresentado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Circuito equivalente do PMSM em coordenadas síncronas. (a) Circuito equivalente do eixo direto e (b) circuito equivalente do eixo em quadratura



Fonte: Próprio autor

O modelo matemático da máquina também pode ser representado em coordenadas síncronas em termos do fluxo magnético nos eixos direto e de quadratura λ_{dq} , conforme (3.12). Vale destacar que existe um termo de acoplamento entre os eixos, proporcional à velocidade elétrica ω_e .

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_e \lambda_d \\ -\omega_e \lambda_q \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Os termos de fluxo também podem ser representados por meio das indutâncias e correntes estatóricas do motor, como é apresentado em (3.13). No modelo construído para a IPMSM, existe diferença entre os valores de indutância de eixo direto L_d e de quadratura L_q . No referencial síncrono, as grandezas de eixo direto estão associadas com a magnetização dos ímãs, enquanto as grandezas do eixo de quadratura estão vinculadas à potência ativa entregue pela máquina. Vale destacar que a diferença entre as indutâncias L_{dq} presente no IPMSM proporciona torque de relutância, que é associado à corrente de

eixo direto i_d do motor.

$$\begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Ao substituir os termos de (3.13) na equação (3.12), pode-se obter o modelo do IPMSM em coordenadas síncronas, dependendo apenas das variáveis fornecidas pelo sistema de acionamento, conforme apresentado em (3.14).

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & -L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_e \lambda_{pm} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

O torque eletromagnético resultante da operação do motor pode ser descrito analiticamente através da comparação da potência elétrica consumida pela máquina e da potência mecânica entregue pela mesma (GABBI et al., 2015). A potência de entrada P_{in} da máquina em coordenadas síncronas é dada por (3.15), na qual são desconsiderados os termos de correntes e tensões de sequência zero.

$$P_{in} = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.15)$$

A potência de saída P_{out} depende das variáveis mecânicas do sistema, representada por:

$$P_{out} = T_e \omega_r \quad (3.16)$$

Ao substituir (3.14) em (3.15), obtém-se:

$$P_{in} = \frac{3}{2}(R_s i_d^2 + R_s i_q^2 + L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega_e i_d i_q - \omega_e L_q i_d i_q + \omega_e \lambda_{pm} i_q) \quad (3.17)$$

Na equação (3.17), destaca-se que o primeiro termo, que acompanha a resistência estatórica R_s é referente à potência dissipada nos condutores do motor, devido ao efeito Joule. Os termos que acompanham as parcelas derivativas das correntes i_{dq} estão atrelados à energização dos enrolamentos da máquina. Desta forma, a parcela de potência que a máquina entrega em forma de torque está associada aos demais termos da equação. Vale destacar que a existência de diferença entre indutâncias de eixo direto e de quadratura permite com que a máquina produza torque de relutância (SCALCON et al., 2019). Desta forma, o torque eletromagnético analítico pode ser deduzido ao igualar a potência de saída com os termos destacados no texto:

$$T_e \omega_r = \frac{3}{2} \omega_r P (L_d i_q i_d - L_q i_d i_q + \lambda_{pm} i_q) \quad (3.18)$$

A velocidade elétrica se relaciona com a velocidade mecânica através do número

de pares de pólos P da máquina, conforme:

$$\omega_e = P\omega_r \quad (3.19)$$

Desta forma, substituindo (3.19) em (3.18), pode-se definir o torque eletromagnético produzido pela IPMSM como:

$$T_e = \frac{3}{2}P i_q (\lambda_{pm} + (L_d - L_q) i_d) \quad (3.20)$$

Destaca-se que o torque mútuo produzido pela IPMSM é controlado diretamente pela corrente de eixo em quadratura i_q , enquanto a parcela de torque relacionada a corrente de eixo direto i_d está associada com a anisotropia de indutâncias da máquina, sendo relacionada ao torque de relutância produzido pela mesma.

3.2.3 Modelo mecânico do PMSM

A dinâmica da velocidade mecânica produzida pela máquina é representada pela equação (3.21), em que J é a constante de inércia do PMSM e B é o coeficiente de atrito viscoso, sendo estes os parâmetros mecânicos associados à máquina. No modelo mecânico, também é considerada a parcela de torque de carga T_l .

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{1}{J}[T_e - T_l - B\omega_r] \quad (3.21)$$

A variação da posição rotórica pode ser representada através de:

$$\frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r \quad (3.22)$$

Vale destacar que os ângulos e velocidades elétricas e mecânicas estão associados pelo número de pares de polos presentes nos PMSMs, desta forma:

$$\theta_e = P\theta_r \quad (3.23)$$

3.3 MODELO DINÂMICO EMPREGADO EM SIMULAÇÕES HIL

Os modelos dinâmicos empregados em simulações HIL através do *software* Typhoon HIL podem ser construídos de duas maneiras:

- **Modelo ideal:** Modelos considerando a característica ideal da FCEM, sendo esta de formato puramente senoidal (aplicado ao acionamento BLAC) ou idealmente trapezoidal (aplicado ao acionamento BLDC). Estes modelos são implementados através das equações (3.8) e (3.14) respectivamente, nos quais não se pode alterar

a característica ideal da força contra-eletromotriz.

- **Modelo por tabelas de correntes e torque:** Modelos que implementam as correntes nos eixos direto e de quadratura i_{dq} como funções dos fluxos magnéticos direto e em quadratura λ_{dq} , e da posição rotórica θ_r . Este tipo de modelagem pode representar tanto IPMSMs, quanto SPMSMs, em coordenadas síncronas, permitindo a inclusão das não linearidades da máquina, efeitos de saturação magnética e harmônicas espaciais da FCEM. Desta forma, as características da máquina são expressas através de tabelas tridimensionais de correntes e torque, adotando a equação (3.12), que representa o PMSM em termos de fluxo magnético. O esquemático da implementação deste modelo é apresentado na Figura 3.4.

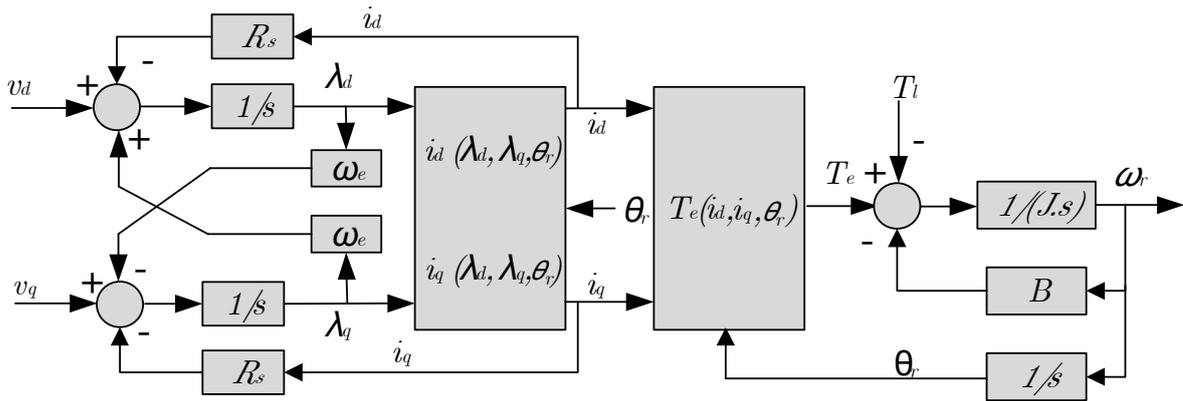
$$i_d = f(\lambda_d, \lambda_q, \theta_r) \quad (3.24)$$

$$i_q = g(\lambda_d, \lambda_q, \theta_r) \quad (3.25)$$

$$T_e = h(i_d, i_q, \theta_r) \quad (3.26)$$

Vale destacar que ambas as formas de modelagem mencionadas acima são implementadas através de blocos nativos do ambiente Typhoon HIL, sendo estes otimizados para serem executados na FPGA presente no dispositivo HIL, de forma a permitir a simulação em tempo real com o menor passo temporal possível.

Figura 3.4 – Diagrama de blocos do modelo de simulação por tabelas de correntes e torque.



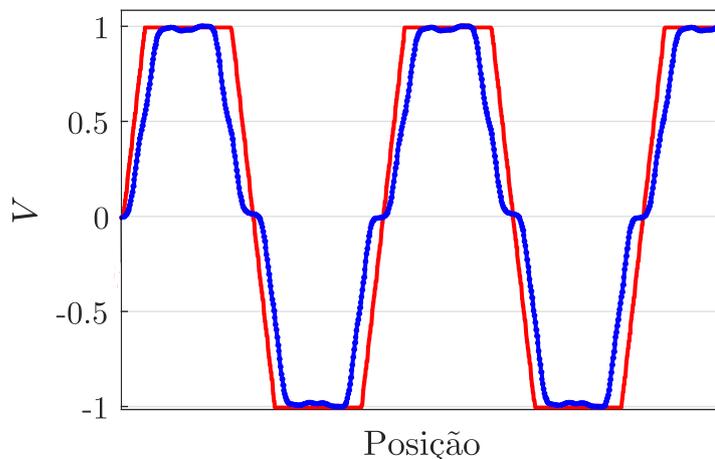
Fonte: Próprio autor

O modelo por tabelas de correntes e torque é construído de forma a permitir a inclusão de parâmetros da máquina obtidos por simulações através do Método de Elementos Finitos (MEF). A modelagem por MEF permite incluir os efeitos de saturação magnética, acoplamento mútuo, harmônicas espaciais e perdas no ferro (ELSHERBINY et al., 2022).

No entanto, esta metodologia necessita do amplo conhecimento do projeto da máquina, incluindo desenho, materiais empregados e características físicas de construção do rotor e estator. Ainda, a qualidade das soluções encontradas por MEF é altamente dependente do refino da malha utilizada, o que torna a complexidade e custo computacional extremamente elevados (ELSHERBINY et al., 2022). Desta forma, os modelos ideais são muito mais simples de serem obtidos, mas não representam o comportamento dinâmico da máquina com a mesma acurácia

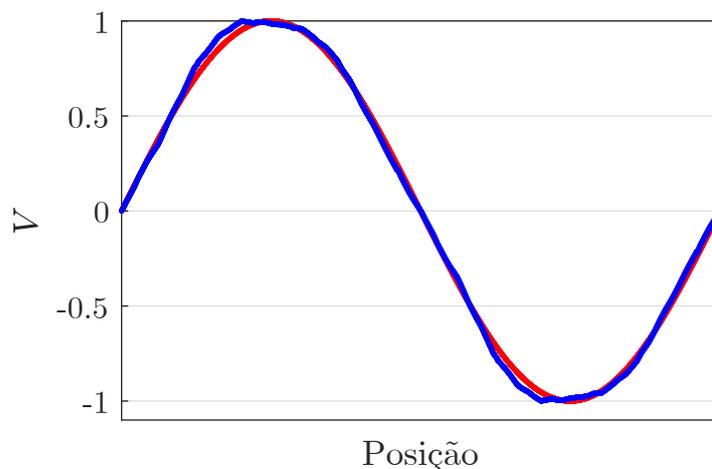
A avaliação do impacto da consideração das harmônicas espaciais da simulação é realizada para ambos os motores avaliados. A Figura 3.5 apresenta a comparação da FCEM real da máquina SPMSM com um trapézio ideal. Na Figura 3.6 a FCEM real da IPMSM é comparada com um seno ideal. Percebe-se considerável diferença entre a FCEM real da SPMSM e o trapézio ideal. As harmônicas espaciais presentes na FCEM influenciam diretamente o torque mútuo produzido pela máquina, que representa a parcela mais significativa do torque resultante (BARATIERI et al., 2015). Desta forma, é proposta uma metodologia analítica de construção do modelo por tabelas de correntes e torque, permitindo a inclusão das não-idealidades da FCEM. Esta metodologia busca construir o modelo através de ensaios nas máquinas, para obter a característica real da FCEM, composta de todas as suas harmônicas espaciais, definindo as tabelas de torque com maior acurácia quando comparado ao modelo ideal. Assim, os dados implementados no modelo por tabelas de correntes e torque são definidos sem a utilização de simulações baseadas em MEF, o que resulta na inclusão das harmônicas espaciais da FCEM, sem a inserção dos efeitos de saturação magnética, acoplamento mútuo e perdas no ferro, como seria possível de obter através do MEF. Deste modo, a metodologia de modelagem proposta é muito mais eficiente em termos de complexidade e custo computacional, porém possui menor acurácia quando comparado ao modelo baseado em MEF. Em relação ao IPMSM avaliado, percebe-se que a FCEM real pouco diferencia-se de um seno ideal. Desta forma, o modelo de simulação ideal em coordenadas síncronas é adotado, uma vez que a inclusão de não-idealidades é um parâmetro que influencia diretamente na complexidade do modelo e no passo temporal da simulação.

Figura 3.5 – Comparação da FCEM trapezoidal ideal (em vermelho) e da FCEM real do SPMSM avaliado (em azul) para a fase A.



Fonte: Próprio autor

Figura 3.6 – Comparação da FCEM senoidal ideal (em vermelho) e da FCEM real do IPMSM avaliado (em azul) para a fase A.

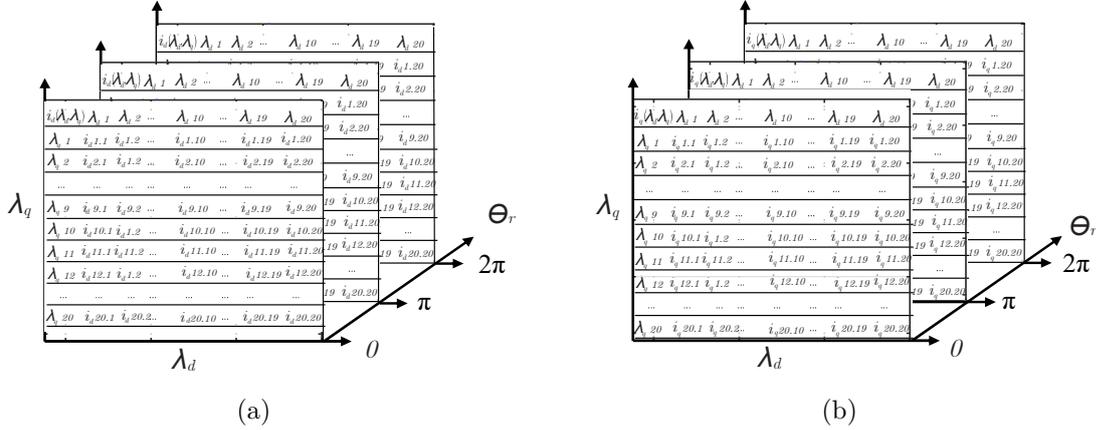


Fonte: Próprio autor

As tabelas tridimensionais de correntes e torque são geradas a partir de resultados experimentais da máquina operando como gerador, a fim de obter a característica real da FCEM das mesmas. Após a obtenção destes dados, as equações que regem o comportamento dinâmico do motor em termos de FCEM e em termos de fluxo magnético são comparadas, possibilitando definir uma metodologia de geração das tabelas utilizadas no modelo implementável em FPGA. As tabelas tridimensionais das correntes de eixo direto e de quadratura apresentam a relação entre i_{dq} e λ_d no eixo das abscissas e λ_q no eixo das ordenadas, formando tabelas bidimensionais. Estas tabelas bidimensionais são expandidas para os valores de posição que compõe uma revolução elétrica, formando uma tabela tridimensional, conforme indicado na Figura 3.7. A tabela de torque é construída

a partir da mesma estratégia, com a relação entre torque eletromagnético e corrente i_d representada no eixo das abscissas e i_q representada no eixo das ordenadas.

Figura 3.7 – Exemplificação da construção das tabelas tridimensionais para (a) corrente no eixo direto e (b) corrente no eixo de quadratura



Fonte: Próprio autor

As tabelas foram geradas considerando vetores de 20 pontos para cada grandeza avaliada, totalizando 8000 pontos por tabela. O tamanho dos vetores foi definido através da avaliação do tempo de compilação do modelo em relação a sua precisão, buscando definir uma quantidade de pontos que apresente resultados satisfatórios sem que o tempo de compilação seja demasiadamente elevado. Os valores de correntes i_{dq} em relação aos vetores de fluxos magnéticos e posição rotórica são interpolados pelo *software* durante a simulação em tempo real. A seguir, é descrita a metodologia de obtenção das tabelas para o SPMSM avaliado.

3.3.1 Metodologia de obtenção do modelo para SPMSM

A metodologia proposta para a obtenção das tabelas de correntes e torque no SPMSM é realizada através da manipulação do modelo baseado em fluxos magnéticos em *abc*, apresentado em (3.1). Considerando as simplificações na matriz de indutâncias possíveis de serem realizadas para o SPMSM, os fluxos magnéticos totais nas fases podem ser dados por:

$$\lambda_{abc} = L_s i_{abc} + \lambda_{r_{abc}} \quad (3.27)$$

A partir de (3.27), é necessário definir uma relação entre fluxo rotórico e FCEM, a fim de incluir as harmônicas de FCEM representadas em termos de fluxo. Esta relação é dada através da lei de Faraday, conforme (3.5). Esta equação pode ser reescrita utilizando-

se de derivadas parciais, conforme (3.28).

$$e(\theta_r) = \frac{\partial \theta_r}{\partial t} \frac{\partial}{\partial \theta_r} \lambda_r(\theta_r) \quad (3.28)$$

A FCEM pode ser reescrita conforme (3.6), substituindo em (3.28) e reescrevendo a taxa de variação da posição no tempo como velocidade rotórica, obtém-se:

$$K_e \omega_r e_n(\theta_r) = \omega_r \frac{\partial}{\partial \theta_r} \lambda_r(\theta_r) \quad (3.29)$$

A partir disto, a relação entre fluxo rotórico e FCEM pode ser obtida isolando o termo λ_r na equação (3.29).

$$\lambda_r(\theta_r) = \int K_e e_n(\theta_r) d\theta_r \quad (3.30)$$

Para a construção das tabelas de corrente por fluxo e ângulo, isola-se a corrente em (3.27). Substituindo o fluxo rotórico para cada fase determinado em (3.30), obtém-se:

$$i_{abc} = \frac{1}{L_s} \lambda_{abc} - \frac{1}{L_s} \int K_e e_{n_{abc}}(\theta_r) d\theta_r \quad (3.31)$$

As tabelas de corrente em coordenadas abc dependem do fluxo magnético na fase e da posição rotórica. O modelo a ser implementado requer como entrada vetores igualmente espaçados de fluxo magnético e posição mecânica, desta forma, as tabelas das FCEM normalizadas devem ser interpoladas a fim de serem expandidas para qualquer valor de posição. Esta interpolação foi realizada no *software* Matlab, através da ferramenta *Smoothing Splines*. Esta ferramenta permite definir uma função que representa a característica das FCEM. Para a construção das tabelas, são definidos vetores de posição rotórica e fluxo magnético em coordenadas síncronas. A integração ao longo da posição para a definição do fluxo rotórico é realizada através de *cumtrapz* do Matlab. A partir destes vetores, calcula-se as componentes de fluxo magnético nas fases abc para cada valor de λ_d , λ_q e θ_r . Aplica-se então a equação (3.31) para a definição da corrente estatórica nas fases abc para cada componente dos vetores em questão. Por fim, é realizada a transformação de coordenadas para os eixos síncronos, definindo as tabelas de correntes a serem implementadas no modelo apresentado. Desta forma, os parâmetros de entrada para a geração do modelo são as indutâncias estatóricas, resistências estatóricas e as FCEM normalizadas obtidas através de dados experimentais, a fim de representar o espectro harmônico completo da máquina. O processo de obtenção das tabelas de correntes do modelo é representado no diagrama da Figura 3.8

Figura 3.8 – Diagrama de construção das tabelas de correntes.



Fonte: Próprio autor

Para a construção da tabela de torque eletromagnético, deve-se escrever o torque em função das correntes em dq e da posição rotórica. Para tanto, são calculadas as componentes de torque mútuo por fase, que podem ser definidas a partir da equação (3.9), em que $\mathbf{T}_{e_{abc}}$ representa o vetor das componentes de torque oriundas de cada fase.

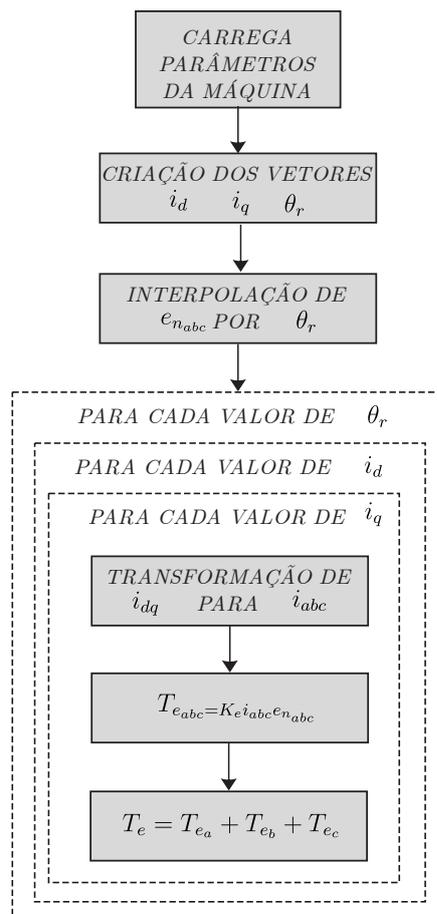
$$\mathbf{T}_{e_{abc}} = K_e \mathbf{i}_{abc} \mathbf{e}_{n_{abc}} \quad (3.32)$$

A equação (3.32) utiliza a FCEM normalizada e_n a fim de tirar a dependência da velocidade na obtenção do torque. Para a construção das tabelas, a FCEM normalizada é interpolada com relação à posição rotórica, utilizando a ferramenta *Smoothing Splines* presente no *software* Matlab. O procedimento de construção das tabelas de torque é semelhante utilizado na construção das tabelas de corrente, em que são definidos vetores de posição rotórica e de corrente nos eixos dq . Estes vetores são utilizados para calcular as correntes em abc para cada termo da tabela, aplicando (3.32) para a definição da

contribuição de torque mútuo para cada fase. Na sequência, as parcelas de torque mútuo são somadas para definir o torque eletromagnético total fornecido pela máquina, conforme (3.33). Na Figura 3.9 é apresentado um diagrama que ilustra a lógica de construção da tabela de torque.

$$T_e = T_{e_a} + T_{e_b} + T_{e_c} \quad (3.33)$$

Figura 3.9 – Diagrama de construção da tabela de torque.



Fonte: Próprio autor

A partir deste procedimento, são definidas as tabelas de correntes nos eixos dq em relação aos fluxos dq e a posição rotórica, bem como é construída a tabela de torque eletromagnético em função das correntes dq e da posição rotórica. Um resumo do procedimento adotado na concepção das tabelas consta nos itens abaixo:

1. Inicialização dos parâmetros da máquina.
2. Criação dos vetores de fluxos magnéticos em dq e posição rotórica.
3. Interpolação das FCEM normalizadas em coordenadas abc em função da posição rotórica.

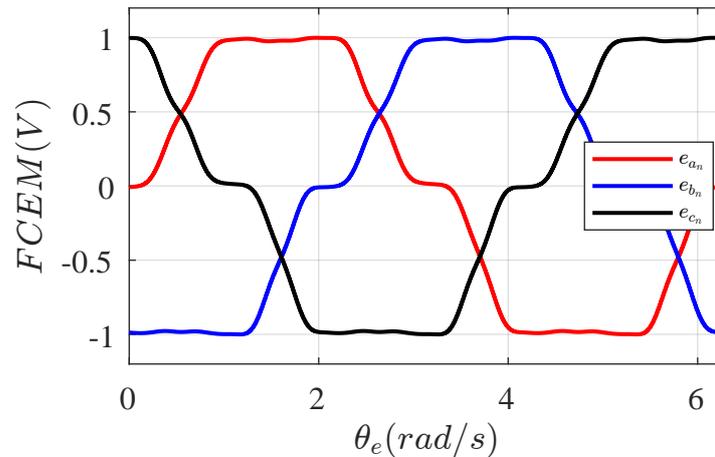
4. Definição das integrais cumulativas das FCEM normalizadas.
5. Cálculo das correntes em abc aplicando a equação (3.31), para cada ponto dos vetores de fluxo magnético dq e θ_r .
6. Transformação de cada valor de corrente calculado para coordenadas síncronas, formando as tabelas de correntes.
7. Criação dos vetores de correntes em coordenadas síncronas, para definição da tabela de torque eletromagnético.
8. Transformação de coordenadas dq para abc dos vetores de corrente criados.
9. Construção das tabelas da contribuição de torque por fase, em abc , conforme equação (3.32).
10. Construção das tabelas de torque total, somando as parcelas de torque mútuo de cada fase, conforme (3.33).

Os parâmetros elétricos do SPMSM estudado estão apresentados na tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros elétricos do SPMSM.

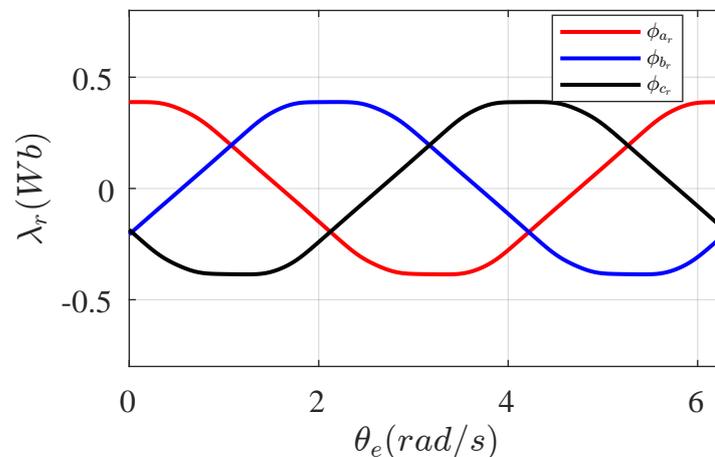
| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|------------------------|---------|-----------------|
| Resistência estatórica | R_s | $4,7 \Omega$ |
| Indutância equivalente | L_s | $0.056 H$ |
| Constante elétrica | K_e | $0,377 V/rad/s$ |

A partir da estratégia de modelagem apresentada, é possível definir tabelas de correntes em função dos fluxos em coordenadas síncronas e da posição rotórica, de forma a representar a totalidade do espectro harmônico da máquina, uma vez que são utilizados dados experimentais de FCEM para constituir as tabelas. A Figura 3.10 apresenta as FCEM normalizadas em coordenadas abc do SPMSM avaliado. Estas servem como parâmetro de entrada para o algoritmo de construção das tabelas de correntes e torque eletromagnético, apresentados nas Figuras 3.8 e 3.9.

Figura 3.10 – FCEM normalizadas do SPMSM em coordenadas abc .

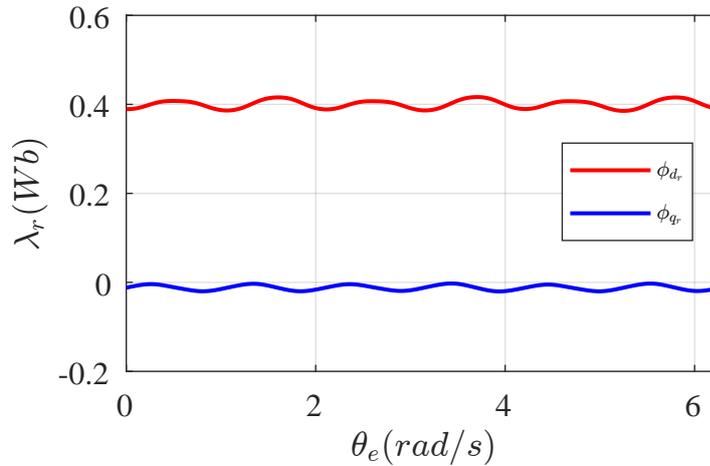
Fonte: Próprio autor

A partir da equação (3.30), é possível obter as componentes de fluxo rotórico em coordenadas abc , considerando as harmônicas espaciais presentes na FCEM da máquina. A Figura 3.11 mostra os fluxos rotóricos obtidos pela metodologia apresentada.

Figura 3.11 – Fluxos rotóricos obtidos em coordenadas abc .

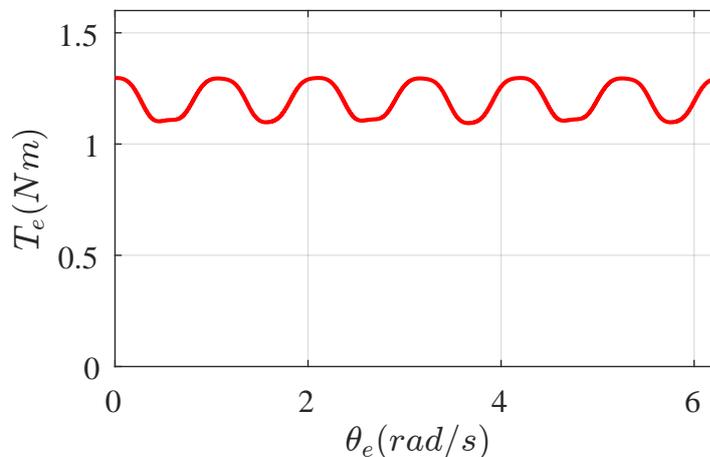
Fonte: Próprio autor

As componentes de fluxo obtidas são então representadas em coordenadas síncronas, a fim de permitir a construção das tabelas. Os fluxos rotóricos de eixo direto e em quadratura podem ser observados na Figura 3.12. Verifica-se o conteúdo harmônico presente nos fluxos em coordenadas síncronas, com o fluxo de eixo direto concentrado ao redor da constante de fluxo da máquina. A componente em quadratura do fluxo rotórico se concentra ao redor de zero. Desta forma, percebe-se que o espectro harmônico presente nas FCEM em coordenadas abc pode ser representado em termos de harmônicas de fluxo em coordenadas síncronas. Ressalta-se que a transformação de coordenadas altera o grau das harmônicas que constituem o espectro dos sinais em coordenadas abc .

Figura 3.12 – Fluxos rotóricos obtidos em coordenadas dq .

Fonte: Próprio autor

As tabelas de torque dependem do conteúdo harmônico das FCEM, bem como da amplitude das correntes de eixo direto e quadratura. A Figura 3.13 apresenta o torque eletromecânico obtido para o ponto de operação $i_d = 0$ e $i_q = 2$. Percebe-se que o conteúdo harmônico presente na FCEM também influencia nas harmônicas de torque. Pontos de operação distintos poderão modificar drasticamente o comportamento do torque eletromecânico fornecido pela máquina. Aumentos nas amplitudes das correntes, considerando comportamento puramente senoidal em coordenadas abc , irão resultar num aumento do nível contínuo do torque eletromagnético, o que é demonstrado pela equação (3.32). Modificações no espectro harmônico das correntes em coordenadas abc podem modificar o comportamento em frequência do torque, resultante das interações entre as harmônicas das correntes e harmônicas de FCEM.

Figura 3.13 – Torque eletromecânico obtido para $i_q = 2$ e $i_d = 0$.

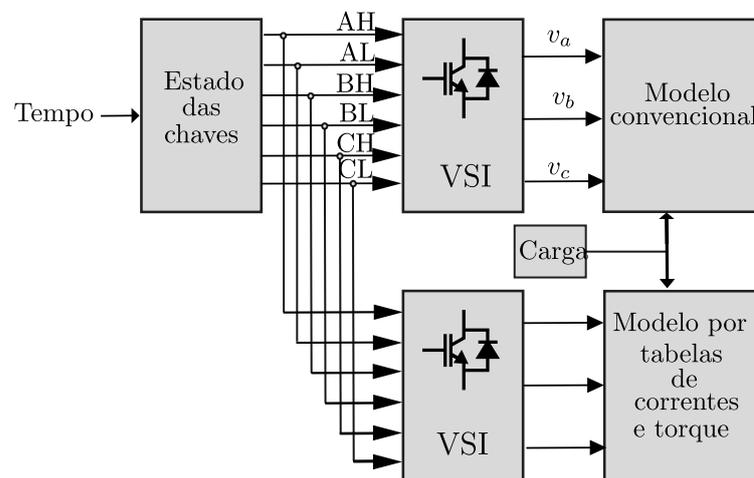
Fonte: Próprio autor

A validação da metodologia proposta para a obtenção do modelo de simulações

baseado em tabelas de correntes e torque foi realizada através da comparação deste com resultados obtidos pela da simulação do modelo convencional baseado nas FCEM da máquina, conforme apresentado em (3.8). O modelo convencional é implementado de acordo com circuito equivalente apresentado na Figura 3.2, em que a fonte de tensão que representa a FCEM foi substituída por tabelas contendo a relação da FCEM em abc pela posição rotórica. Os modelos devem apresentar o mesmo resultado em simulações, visto que as harmônicas espaciais da FCEM estão presentes em ambos. A diferença entre a implementação dos dois modelos está no processamento em tempo real do dispositivo HIL, que é otimizado para os modelos nativos do *software*. Desta forma, a validação não foi realizada em simulação em tempo real.

A metodologia de validação consiste em operar o sistema de controle, através de acionamento BLDC, para o modelo convencional baseado nas FCEM em abc . A partir desta simulação, foram tabelados os sinais de estado de condução das chaves para cada instante de tempo simulado. Esta tabela então foi utilizada para definir os estados das chaves em simulação com o modelo proposto, conforme demonstrado no diagrama da Figura (3.14). Este procedimento foi adotado a fim de retirar incertezas na validação que podem surgir devido à operação do sistema de controle. Desta forma, sujeitos aos mesmos sinais de condução das chaves e a mesma condição de carga, os resultados apresentados por ambos os modelos devem convergir. Maiores detalhes sobre o acionamento BLDC empregado serão discutidos no Capítulo 4.

Figura 3.14 – Diagrama da estratégia de validação do modelo proposto.

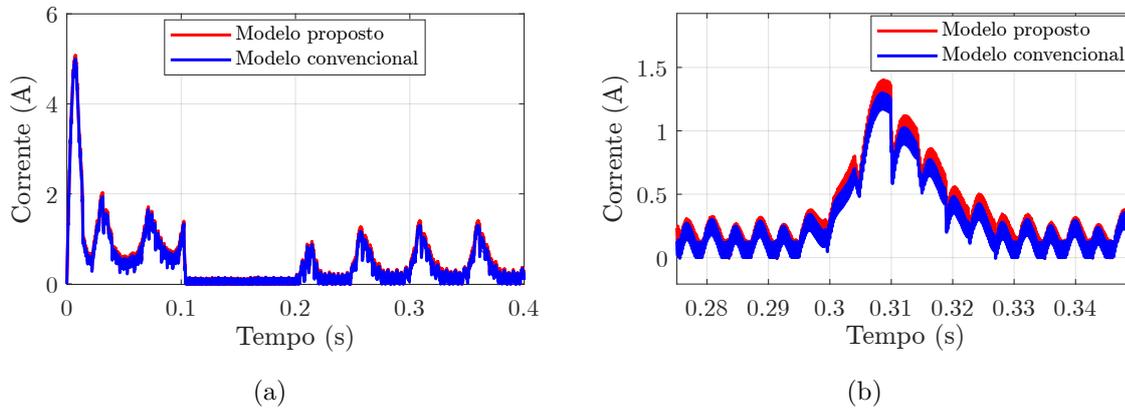


Fonte: Próprio autor

Para a avaliação do modelo proposto, foram comparadas as correntes nos eixos dq e o torque eletromagnético produzido pelo motor durante o tempo de simulação adotado. Os resultados obtidos em termos de corrente de eixo direto para ambos os modelos são apresentados na Figura 3.15. Em (a), as correntes são apresentadas para todo o tempo de simulação adotado, a fim de representar os comportamentos transitórios. Em (b) é

realizado um *zoom* do gráfico em regime permanente, a fim de facilitar a comparação entre os modelos.

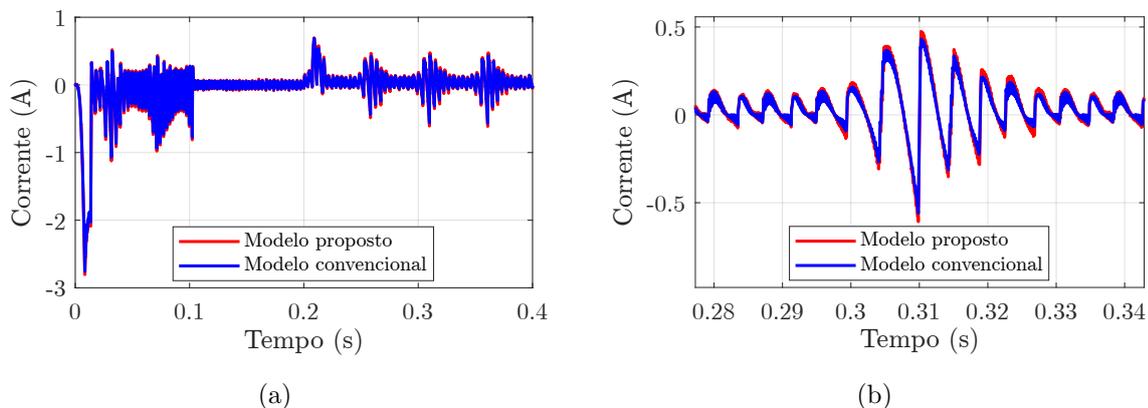
Figura 3.15 – Comparação das correntes de eixo direto simuladas para o modelo convencional e modelo proposto para (a) o tempo de simulação total e (b) operação em regime permanente.



Fonte: Próprio autor

Os resultados obtidos em termos de corrente de eixo de quadratura para ambos os modelos são apresentados na Figura 3.16. Em (a), as correntes são apresentadas para todo o tempo de simulação adotado, a fim de representar os comportamentos transitórios. Em (b) é realizado um *zoom* do gráfico em regime permanente, a fim de facilitar a comparação entre os modelos.

Figura 3.16 – Comparação das correntes de eixo de quadratura simuladas para o modelo convencional e modelo proposto para (a) o tempo de simulação total e (b) operação em regime permanente.

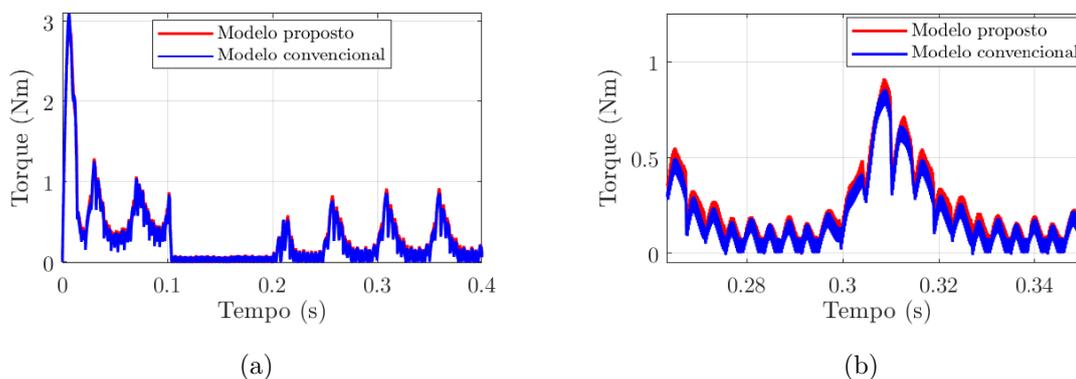


Fonte: Próprio autor

Os resultados obtidos em termos de torque eletromagnético para ambos os modelos são apresentados na Figura 3.17. Em (a), o torque produzido é apresentadas para todo o tempo de simulação adotado, a fim de representar os comportamentos transitórios. Em

(b) é realizado um *zoom* do gráfico em regime permanente, a fim de facilitar a comparação entre os modelos.

Figura 3.17 – Comparação dos torques eletromagnéticos simulados para o modelo convencional e modelo proposto para (a) o tempo de simulação total e (b) operação em regime permanente.



Fonte: Próprio autor

A partir da comparação entre os resultados das simulações apresentados acima, pode-se averiguar que a metodologia proposta para a geração das tabelas de correntes e torque a serem implementadas no modelo de simulação em tempo real apresenta-se válida. Os resultados mostram-se semelhantes para ambas as abordagens de modelagem. Desta forma, o comportamento dinâmico do SPMSM pode ser corretamente representado pela metodologia adotada para a simulação em tempo real otimizada a fim de permitir que o modelo seja implementado pela FPGA do dispositivo HIL, não tendo seu passo temporal de simulação limitado pelo processador do mesmo.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi abordada a modelagem matemática de PMSMs. Foi apresentado o modelo matemático do SPMSM em coordenadas abc , além da modelagem do IPMSM em coordenadas síncronas, levando em conta a diferença de indutâncias nos eixos dq que estes apresentam. Na sequência, foram discutidos aspectos da implementação dos modelos de máquinas em ambiente HIL, que permite simular modelos ideais e não-ideais de máquinas. A fim de considerar as harmônicas espaciais presentes na FCEM, foi proposta uma metodologia de modelagem da máquina em termos de fluxos magnéticos, refletindo as não-idealidades da FCEM para o fluxo rotórico da máquina, a fim de ser integrado ao modelo. Esta abordagem foi realizada para o SPMSM avaliado, uma vez que sua FCEM apresenta diferenças significativas com relação ao trapézio ideal, enquanto o IPMSM avaliado possui uma FCEM de característica próxima a senoidal. Na sequência, serão discutidos os

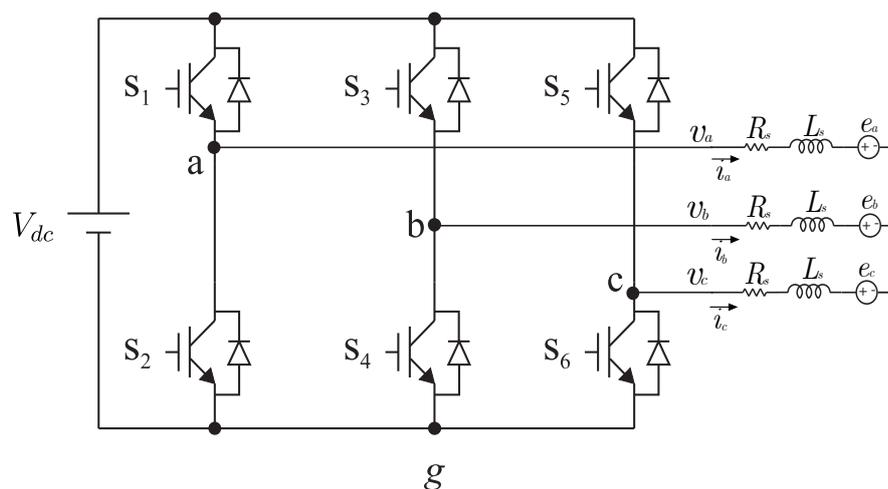
sistemas de acionamento e controle de velocidade dos PMSMs.

4 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO

A escolha da estratégia de acionamento para motores síncronos de ímãs permanentes (PMSMs) é influenciada tanto pelos aspectos construtivos da máquina quanto pelos requisitos específicos da aplicação. O circuito de acionamento empregado para a realização do controle da velocidade de rotação e das correntes do motor normalmente utiliza inversores trifásicos, a fim de injetar correntes defasadas em 120° elétricos. O circuito de acionamento utilizado é apresentado na Figura 4.1.

Para motores com FCEM de característica trapezoidal, a injeção de correntes elétricas retangulares é essencial para assegurar torque constante, para tanto, pode-se empregar técnicas de acionamento BLDC. Em contrapartida, em motores com FCEM de característica senoidal, como em máquinas BLAC, pode-se optar por injetar correntes senoidais por meio de técnicas de controle orientado ao campo (*Field Oriented Control - FOC*).

Figura 4.1 – Circuito de acionamento empregado ao PMSM.



Fonte: Próprio autor.

Outras características a serem avaliadas na definição do sistema de acionamento estão relacionadas com a concepção do produto em que o PMSM será empregado. Em aplicações na qual a eficiência é um fator crítico, pode-se obter melhor desempenho com o acionamento *six-step*, uma vez que apenas duas chaves comutam simultaneamente, podendo reduzir as perdas na operação do inversor trifásico. No entanto, no instante da troca de setores na operação do *six-step*, a corrente varia abruptamente, o que resulta em oscilações no torque produzido pela máquina. Este problema pode ser contornado por estratégias de controle vetorial, em que as três fases estão em condução durante toda a operação. Contudo, esta estratégia de controle requer grande resolução na medida da posição rotórica, uma vez que são empregadas transformações de coordenadas para o eixo síncrono, enquanto o acionamento *six-step* pode ser operado com uma resolução de 60°

elétricos para realizar a correta comutação entre as fases.

No contexto desta dissertação, o acionamento *six-step* é empregado para o SPMSM, uma vez que a máquina avaliada possui FCEM de característica trapezoidal. Já para o IPMSM considerado, opta-se pelo acionamento FOC, uma vez que este permite incluir as diferenças de indutância de eixo direto e quadratura presentes neste máquina, além da mesma apresentar FCEM de característica predominantemente senoidal. Desta forma, no decorrer deste capítulo serão abordadas as estratégias de controle de velocidade e corrente para o PMSM considerando os dois sistemas de acionamento.

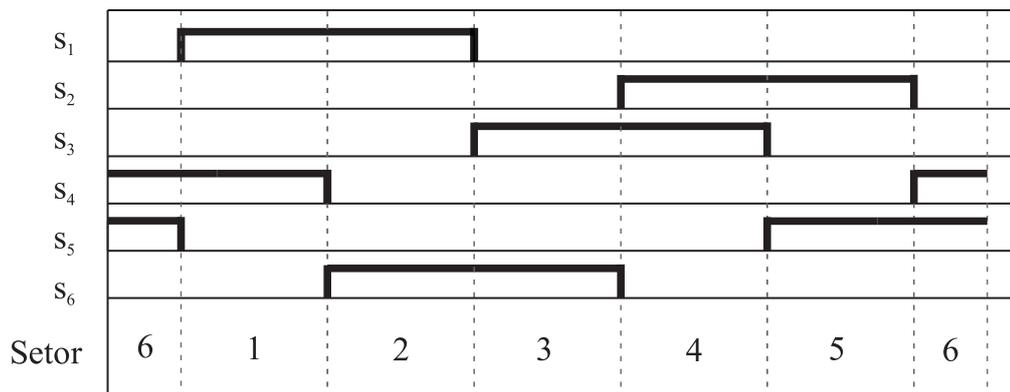
4.1 ACIONAMENTO BLDC

O acionamento BLDC é fundamentado no princípio de operar o PMSM de forma a se assemelhar a máquinas de corrente contínua, porém a comutação é realizada de maneira eletrônica, ao invés de empregar comutadores mecânicos, como escovas. A substituição de comutadores mecânicos por comutação eletrônica permite maior eficiência e vida útil do sistema, uma vez que extingue o faiscamento, reduzindo o atrito, ruído, vibrações e manutenção destas máquinas. Além disso, motores BLDC possuem maior densidade de potência quando comparados a motores CC com escovas (DERAMMELAERE et al., 2016).

Nesta seção serão apresentados os princípios de operação do acionamento BLDC, bem como modos de operação do inversor trifásico para a comutação *six-step*. Também será apresentado o modelo médio em espaço de estados, permitindo obter a planta necessária para o projeto do controlador de corrente do barramento CC, abordando também a estratégia de controle de velocidade adotada.

4.1.1 Comutação *Six-step*

A comutação *six-step* é baseada na divisão dos 360° da posição elétrica em seis regiões, divididas entre si em 60° . Nesta estratégia, apenas duas fases do motor são energizadas em cada setor de operação. Ainda, a comutação deve ser alinhada com a FCEM. Como esta possui característica trapezoidal, esta cruza por zero e sobe de forma linear até atingir um valor constante. Assim, a comutação é realizada no instante em que a FCEM atinge valor constante, sendo executada novamente quando esta começa a decair. Tomando como exemplo a fase A, a bobina é energizada em 30° elétricos, mantendo-se assim até atingir 90° elétricos, onde a FCEM começa a decair e a fase A deve ser desenergizada. A sequência de comutação para as três fases é apresentada na Figura 4.2

Figura 4.2 – Estado das chaves em cada setor da operação *six-step*.

Fonte: Próprio autor.

Os instantes de comutação com base na posição elétrica para todas as fases são apresentados na Tabela 4.1 (CHAU, 2015).

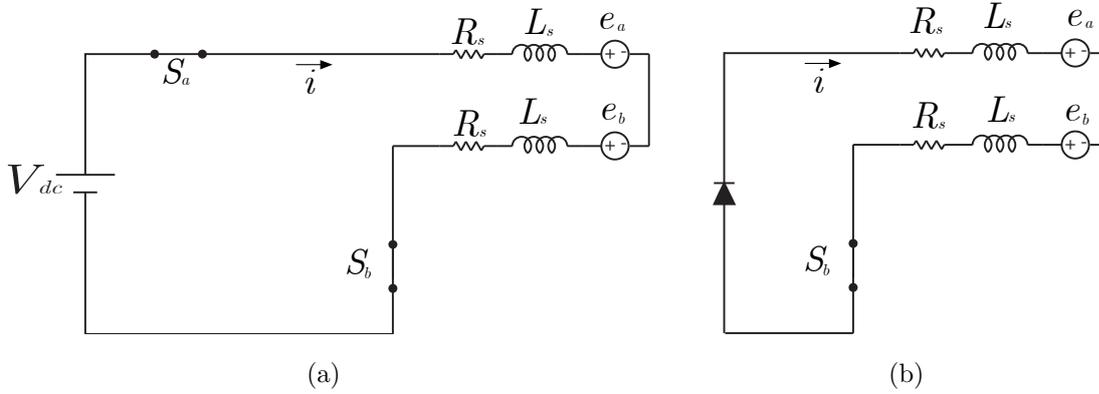
Tabela 4.1 – Sequência de comutação adotada para a estratégia *six-step*.

| Setor | Posição | Chaves acionadas | Fases A, B, C |
|-------|-------------------------|------------------|---------------|
| 1 | $-30^\circ - 30^\circ$ | S_1, S_4 | $+, -, 0$ |
| 2 | $30^\circ - 90^\circ$ | S_1, S_6 | $+, 0, -$ |
| 3 | $90^\circ - 150^\circ$ | S_3, S_6 | $0, +, -$ |
| 4 | $150^\circ - 210^\circ$ | S_3, S_2 | $-, +, 0$ |
| 5 | $210^\circ - 270^\circ$ | S_5, S_2 | $-, 0, +$ |
| 6 | $270^\circ - -30^\circ$ | S_5, S_4 | $0, -, +$ |

4.1.1.1 Modelo dinâmico do inversor

Para o projeto do controlador da malha interna, é necessário obter a função de transferência que relaciona a corrente no barramento CC e razão cíclica. A malha interna consiste em controle de corrente do barramento, uma vez que, durante o acionamento *six-step*, duas fases da máquina são conectadas, enquanto uma permanece flutuando. Para tanto, analisa-se a modelagem em espaço de estados do inversor trifásico com modulação PWM durante a operação do *six-step*. Com o inversor operando nos setores descritos anteriormente, este pode ser simplificado em duas etapas de operação, conforme Figura 4.3. Na primeira etapa, a chave S_a está conduzindo, sendo desligada na segunda etapa.

Figura 4.3 – Operação do inversor trifásico para o padrão de comutação adotado no acionamento *Six-step*: (a) Chave S_a conduzindo e (b) chave S_a não conduzindo.



Fonte: Próprio autor.

A modelagem dinâmica do conversor estático é realizada através da análise das etapas de operação, a fim de realizar a obtenção de um modelo médio em espaço de estados (4.1). O procedimento adotado para a modelagem é baseado em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). As equações diferenciais que definem o comportamento dinâmico do circuito nas Etapas 1 e 2 constam em (4.2) e (4.3), respectivamente. Assume-se a FCEM constante para um período de comutação.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i(t) &= \frac{-R_s}{L_s} i(t) + \frac{1}{2L_s} [1 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} V_{dc} \\ -e_a \\ e_b \end{bmatrix} \\ y(t) &= i(t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i(t) &= \frac{-R_s}{L_s} i(t) + \frac{1}{2L_s} [1 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} 0 \\ -e_a \\ e_b \end{bmatrix} \\ y(t) &= i(t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

O modelo médio em espaço de estados é obtido através da média das matrizes de estados para cada etapa de operação. Pode ser expresso na conforme (4.4).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \bar{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_{T_s} \bar{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_{T_s} \bar{\mathbf{u}}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_{T_s} \bar{\mathbf{x}}(t) \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned}
A_1 &= A_2 = A \\
A_{T_s} &= A \\
B_1 &= B_2 = B \\
B_{T_s} &= B \\
C_{T_s} &= 1
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Desta forma, o modelo médio do inversor com modulação PWM para a operação *six-step* é dado por (4.6).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \bar{i}(t) &= \frac{-R_s}{L_s} \bar{i}(t) + \frac{1}{2L_s} [1 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} \bar{V}_{dc} d(t) \\ -\bar{e}_a \\ \bar{e}_b \end{bmatrix} \\
\bar{y}(t) &= \bar{i}(t)
\end{aligned} \tag{4.6}$$

A função de transferência da corrente em função da razão cíclica pode ser obtida das matrizes no espaço de estados através de (4.7).

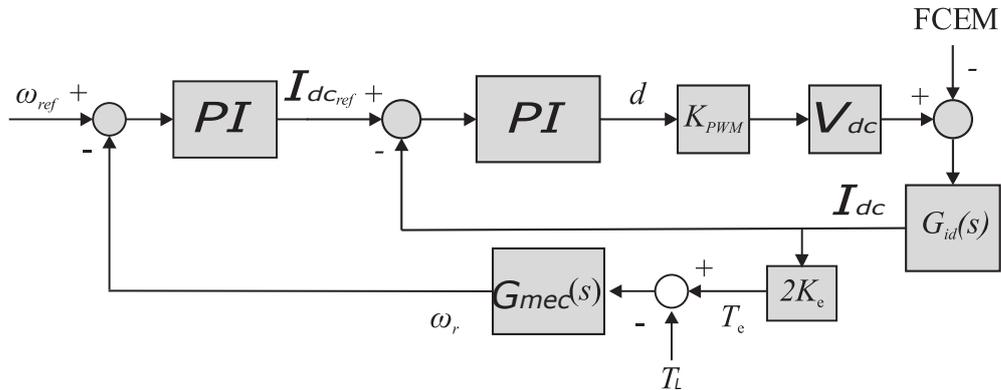
$$G_{id}(s) = C_{T_s} (sI - A_{T_s})^{-1} B_{T_s} \tag{4.7}$$

A função de transferência (4.8) é obtida através da substituição dos termos obtidos em (4.6) em (4.7).

$$G_{id}(s) = \frac{V_{dc}}{2L_s} \left(\frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} \right) \tag{4.8}$$

Para a realização do controle de velocidade de rotação do motor e corrente do barramento CC, é projetado um sistema de controle com duas malhas. A malha externa relaciona a velocidade rotórica com a corrente no barramento CC, enquanto a malha interna relaciona corrente no barramento CC e razão cíclica. O diagrama do sistema de controle utilizado é apresentado na Figura 4.4. Para ambas as malhas, foram utilizados controladores PI.

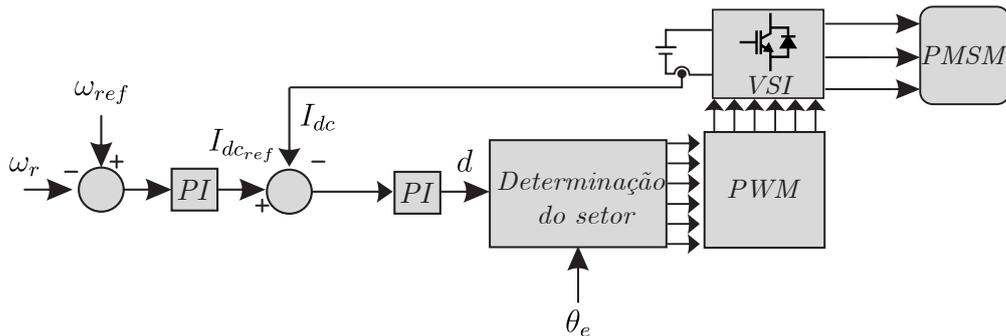
Figura 4.4 – Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada.



Fonte: Próprio autor.

O diagrama do sistema de acionamento proposto é apresentado na Figura 4.5.

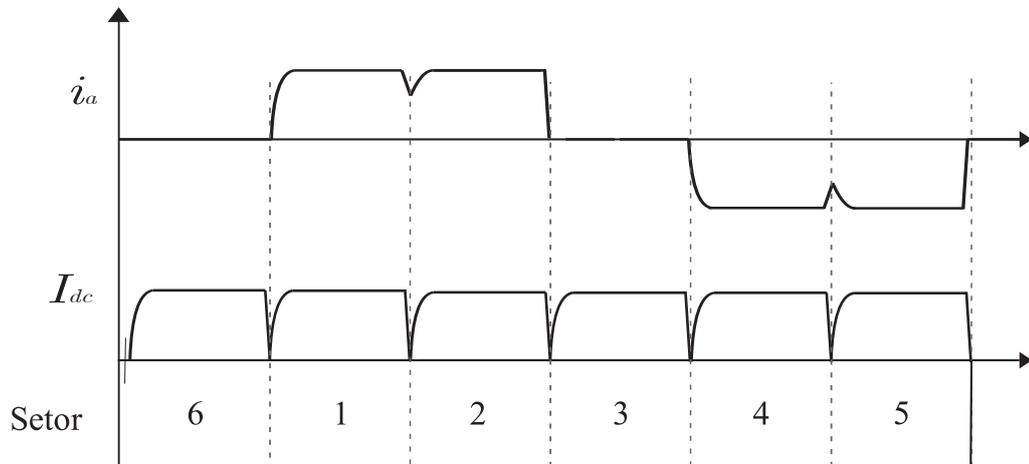
Figura 4.5 – Diagrama do sistema de acionamento.



Fonte: Próprio autor.

Vale destacar que no instante da troca de setor ocorre uma oscilação na corrente das fases ativas no momento. Isto ocorre pois a indutância da máquina não permite que a corrente seja zerada no instante em que a chave é fechada, decaindo conforme o indutor da fase é desenergizado. A oscilação em questão também é refletida na corrente do barramento CC e no torque eletromagnético produzido pela máquina. O comportamento descrito pode ser ilustrado pela Figura 4.6.

Figura 4.6 – Oscilação na corrente de fase e do barramento resultante da troca de setores.



Fonte: Próprio autor.

O comportamento do BLDC durante um ciclo elétrico pode ser dividido em doze setores de 30° elétricos de acordo com dois eventos, o cruzamento da FCEM por zero e a comutação das fases (BARATIERI et al., 2011). A relação entre posição, setor e evento é apresentada na tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Divisão do comportamento do BLDCM em 12 setores.

| Setor | Posição | Chaves acionadas | Evento |
|-------|-------------------------|------------------|-------------------------------------|
| 12 | $0^\circ - 30^\circ$ | S_5, S_4 | Comutação da chave S_5 para S_1 |
| 1 | $30^\circ - 60^\circ$ | S_1, S_4 | Cruzamento por zero da fase C |
| 2 | $60^\circ - 90^\circ$ | S_1, S_4 | Comutação da chave S_4 para S_6 |
| 3 | $90^\circ - 120^\circ$ | S_1, S_6 | Cruzamento por zero da fase B |
| 4 | $120^\circ - 150^\circ$ | S_1, S_6 | Comutação da chave S_1 para S_3 |
| 5 | $150^\circ - 180^\circ$ | S_3, S_6 | Cruzamento por zero da fase A |
| 6 | $180^\circ - 210^\circ$ | S_3, S_6 | Comutação da chave S_6 para S_2 |
| 7 | $210^\circ - 240^\circ$ | S_3, S_2 | Cruzamento por zero da fase C |
| 8 | $240^\circ - 270^\circ$ | S_3, S_2 | Comutação da chave S_3 para S_5 |
| 9 | $270^\circ - 300^\circ$ | S_5, S_2 | Cruzamento por zero da fase B |
| 10 | $300^\circ - 330^\circ$ | S_5, S_2 | Comutação da chave S_2 para S_4 |
| 11 | $330^\circ - 360^\circ$ | S_5, S_4 | Cruzamento por zero da fase A |

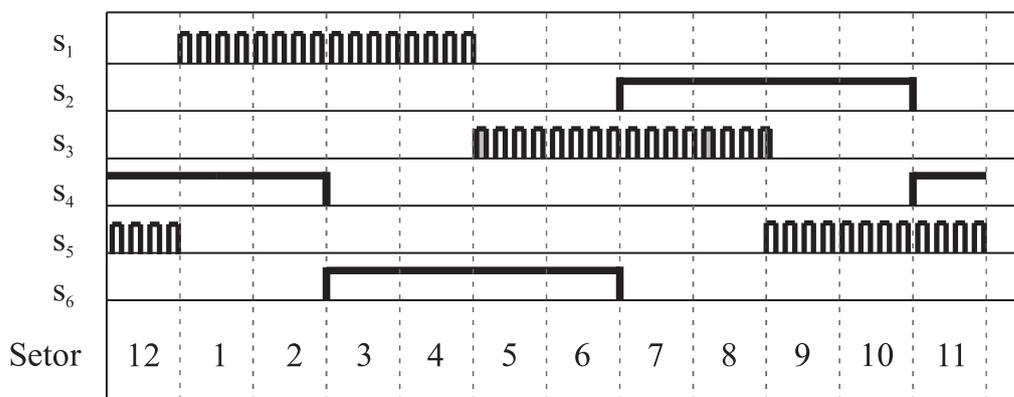
4.1.2 Padrões de Modulação

A divisão do comportamento do BLDCM em 12 setores permite definir diferentes padrões de modulação PWM para o acionamento *six-step*. A diferença entre os padrões de modulação interfere na possibilidade de existir corrente reversa no barramento CC

durante a condução via diodo de roda livre (LAI; LIN, 2006). Em (BARATIERI et al., 2011), são apresentados cinco padrões de comutação.

O padrão de comutação 1 realiza a troca de setores a cada 60° elétricos enviando sinais modulados em largura de pulso para as chaves superiores dos braços do inversor. Este padrão é ilustrado na Figura 4.7. Em cada setor uma chave superior recebe sinal PWM e uma chave inferior é mantida constantemente acionada para realizar a condução. Neste padrão de comutação ocorre a condução por diodo de roda livre nos períodos em que a FCEM da fase aberta é negativa. Esta condução interfere no comportamento das correntes de fase do motor e permite a condução reversa de corrente do barramento CC.

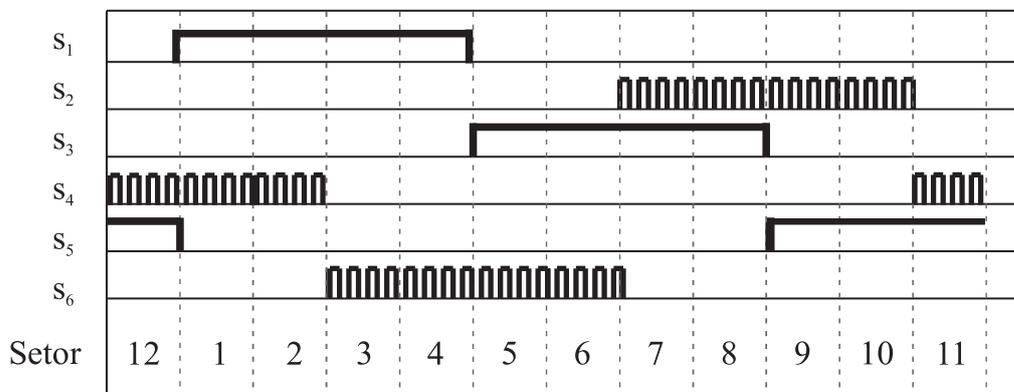
Figura 4.7 – Padrão de comutação 1.



Fonte: Adaptado de (BARATIERI et al., 2011).

O padrão de comutação 2 é semelhante ao padrão 1, porém as chaves inferiores recebem o sinal modulado em largura de pulso, enquanto as chaves superiores permanecem conduzindo. O padrão é apresentado na Figura 4.8. Neste padrão de comutação, a condução da fase por diodo de roda livre ocorre na fase aberta quando a FCEM é positiva.

Figura 4.8 – Padrão de comutação 2.

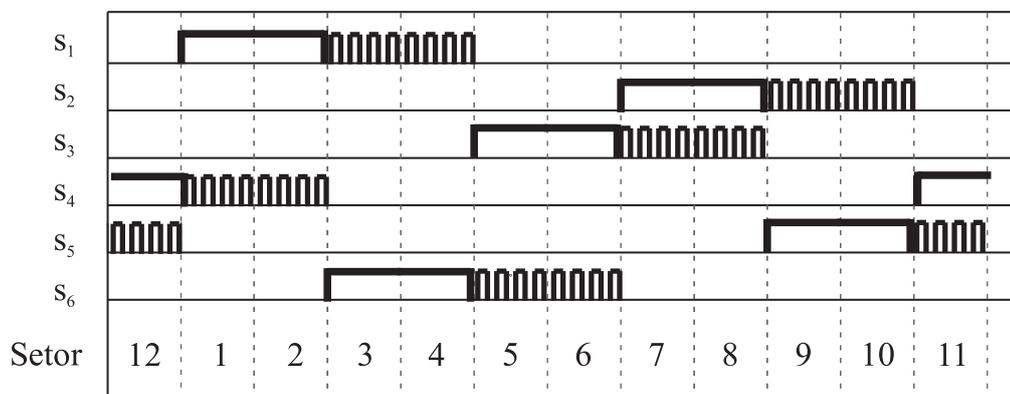


Fonte: Adaptado de (BARATIERI et al., 2011).

Ambos os padrões de comutação apresentados anteriormente possuem compor-

tamento assimétrico entre as fases superiores e inferiores. Desta forma, as perdas por condução e comutação são diferentes entre as chaves superiores e inferiores. Na sequência, são apresentados três padrões de comutação simétricos, a fim de distribuir igualmente as perdas entre as chaves. No padrão de comutação 3 o sinal PWM é alternado entre as chaves superiores e inferiores, conforme ilustra a Figura 4.9. Nos primeiros 60° a chave superior se mantém em condução enquanto o sinal PWM é enviado na chave inferior. No próximo setor, o sinal PWM é enviado na chave superior enquanto a chave inferior é mantida constante, com este padrão se repetindo para todos os setores. Este padrão de comutação apresenta perdas de condução e comutação equilibradas entre as chaves, no entanto apresenta corrente reversa no barramento CC devido a condução por diodo de roda livre após a comutação entre fases.

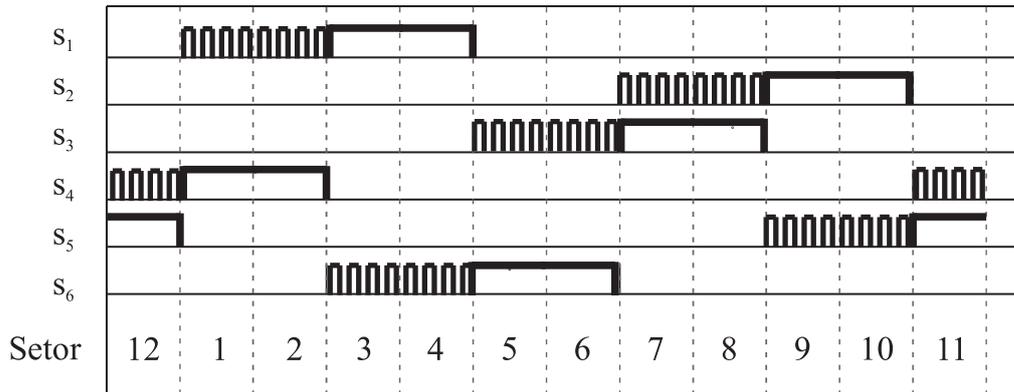
Figura 4.9 – Padrão de comutação 3.



Fonte: Adaptado de (BARATIERI et al., 2011).

No padrão de comutação 4 as chaves também são simétricas em sua operação, sendo semelhante ao padrão apresentado anteriormente. Porém a chave superior recebe o sinal PWM no primeiro setor, enquanto a chave inferior permanece conduzindo constantemente. No próximo setor, a chave superior passa a conduzir enquanto a chave inferior recebe o sinal PWM (LAI; SHYU; CHANG, 2004). Este padrão é apresentado na Figura 4.10. Nesta estratégia de modulação é eliminada a condução de corrente reversa para o barramento CC, pois a condução devido à diodo de roda livre ocorre com a fase conectada a outro terminal do motor.

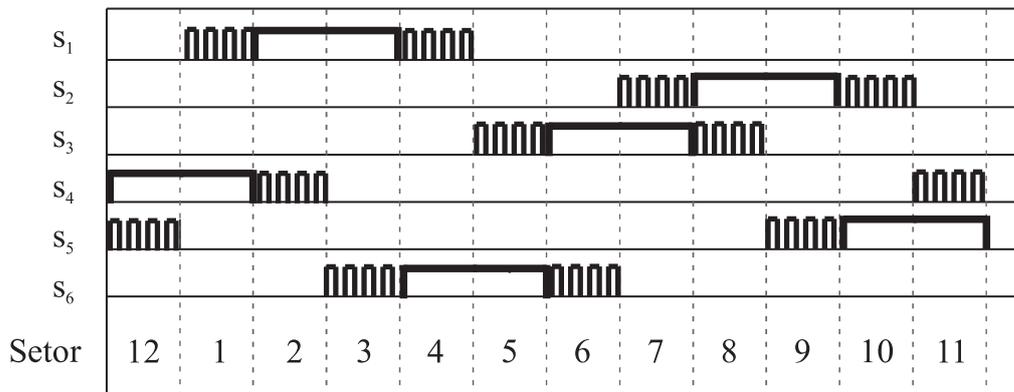
Figura 4.10 – Padrão de comutação 4.



Fonte: Adaptado de (BARATIERI et al., 2011).

O padrão de comutação 5 é simétrico e necessita de precisão de 30° elétricos para ser implementado, conforme Figura 4.11. Neste padrão, são evitadas as formações de condução por diodo de roda livre (KUN et al., 2004). Desta forma, também não existe fluxo reverso de corrente no barramento CC.

Figura 4.11 – Padrão de comutação 5.



Fonte: Adaptado de (BARATIERI et al., 2011).

4.1.3 Controle de corrente do barramento CC

Com a função de transferência $G_{id}(s)$ obtida, pode-se realizar o projeto do controlador PI da malha interna do sistema de controle. A função de transferência do controlador PI é dada por (4.9).

$$G_c(s) = k_P + \frac{k_I}{s} \quad (4.9)$$

A função de transferência do sistema em malha fechada é apresentada pela equação (4.10).

$$G_{mf}(s) = \frac{G_c(s)G_{id}(s)}{1 + G_c(s)G_{id}(s)} \quad (4.10)$$

Substituindo (4.9) e (4.8) em (4.10), obtém-se:

$$G_{mf}(s) = \frac{\left(k_P + \frac{k_I}{s}\right) \frac{V_{dc}}{2L_s} \left(\frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}}\right)}{1 + \left(k_P + \frac{k_I}{s}\right) \frac{V_{dc}}{2L_s} \left(\frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}}\right)} \quad (4.11)$$

Rearranjando os termos, pode-se realizar a comparação da função de transferência obtida com uma planta de segundo grau, conforme (4.12).

$$G_{mf}(s) = \frac{\left(\frac{V_{dc}k_P}{2L_s}\right) + \frac{V_{dc}k_I}{2L_s}}{s^2 + \left(\frac{V_{dc}k_P + 2R_s}{2L_s}\right)s + \frac{V_{dc}k_I}{2L_s}} = \frac{2\xi\omega_C s + \omega_C^2}{s^2 + 2\xi\omega_C s + \omega_C^2} \quad (4.12)$$

O termo ξ é o Coeficiente de amortecimento a serem projetados para o sistema, ω_c é a frequência natural não amortecida. Considera-se que o ganho proporcional deverá ser significativamente maior que o dobro da resistência estatórica para que possa ser desprezado na comparação das plantas. $k_P \gg 2R_s$. Assim, os ganhos k_p e k_i podem ser obtidos por (4.13) e (4.14).

$$k_P = \frac{4\xi\omega_C L_s - 2R_s}{V_{dc}} \quad (4.13)$$

$$k_I = \frac{2L_s\omega_C^2}{V_{dc}} \quad (4.14)$$

Para a implementação do controlador no domínio do tempo discreto, é realizada a discretização pelo método de Tustin (OGATA, 1999), conforme (4.15).

$$\begin{aligned} K_P &= k_P - \frac{k_I T_s}{2} \\ K_I &= k_I T_s \end{aligned} \quad (4.15)$$

A implementação do controlador PI no domínio do tempo discreto é descrita em (4.16), em que $d_{(k)}$ é a razão cíclica do instante atual, $I_{dc(k)}$ é a corrente do barramento DC no instante atual, $I_{dc_{ref}(k)}$ é a referência de corrente no barramento CC e o erro no rastreamento de corrente é dado por $E_{I_{dc}(k)}$.

$$\begin{aligned} d_{(k)} &= d_{(k-1)} + (K_P + K_I)E_{I_{dc}(k)} - K_P E_{I_{dc}(k-1)} \\ E_{I_{dc}(k)} &= I_{dc_{ref}(k)} - I_{dc(k)} \end{aligned} \quad (4.16)$$

4.1.4 Controle de velocidade

A estratégia de projeto do controlador PI da malha de velocidade será a mesma utilizada no projeto do controlador da malha interna. A função de transferência mecânica do PMSM pode ser dada por (4.17)

$$G_{mec}(s) = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} \quad (4.17)$$

A função de transferência do controlador PI é dada por (4.18), em que $K_{P\omega}$ e $k_{I\omega}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador, respectivamente.

$$G_{c\omega}(s) = k_{P\omega} + \frac{k_{I\omega}}{s} \quad (4.18)$$

A função de transferência do controlador e da planta em malha fechada é apresentada em (4.19).

$$G_{mf\omega}(s) = \frac{G_{mec}(s)G_{c\omega}(s)}{1 + G_{mec}(s)G_{c\omega}(s)} \quad (4.19)$$

Ao substituir (4.18) e (4.17) em (4.19), pode-se constatar que as dinâmicas em malha fechada do sistema podem ser comparados com uma planta de segunda ordem, em que ω_c é a frequência natural não amortecida da planta e ξ é o coeficiente de amortecimento desejado para a planta.

$$G_{mf}(s) = \frac{\frac{k_{P\omega}}{J}s + \frac{k_{I\omega}}{J}}{s^2 + \frac{B+k_{P\omega}}{J}s + \frac{k_{I\omega}}{J}} = \frac{2\xi\omega_C s + \omega_C^2}{s^2 + 2\xi\omega_C s + \omega_C^2} \quad (4.20)$$

Observa-se que o coeficiente de atrito viscoso deve ser significativamente menor que o ganho proporcional projetado, a fim de que possa ser desprezado na comparação das plantas, desta forma $k_{P\omega} \gg B$. Os ganhos proporcional e integral do controlador são dados por (4.21) e (4.22)

$$k_{P\omega} = 2\xi\omega_C J \quad (4.21)$$

$$k_{I\omega} = \omega_C^2 J \quad (4.22)$$

A discretização dos ganhos é realizada pelo método de Tustin (OGATA, 1999), conforme (4.23).

$$\begin{aligned} K_{P\omega} &= k_{P\omega} - \frac{k_{I\omega}}{2} T_s \\ K_{I\omega} &= k_{I\omega} T_s \end{aligned} \quad (4.23)$$

A implementação do controlador no domínio do tempo discreto é apresentada em

(4.24), em que $\omega_{r(k)}$ é a velocidade rotórica no instante atual, $\omega_{r_{ref}(k)}$ é a referência de velocidade rotórica e $E_{\omega(k)}$ é o erro de rastreamento de velocidade no instante atual.

$$\begin{aligned} I_{dc_{ref}(k)} &= I_{dc_{ref}(k-1)} + (K_{P\omega} + K_{I\omega})E_{\omega(k)} - K_{P}E_{\omega(k-1)} \\ E_{\omega(k)} &= \omega_{r_{ref}(k)} - \omega_{r(k)} \end{aligned} \quad (4.24)$$

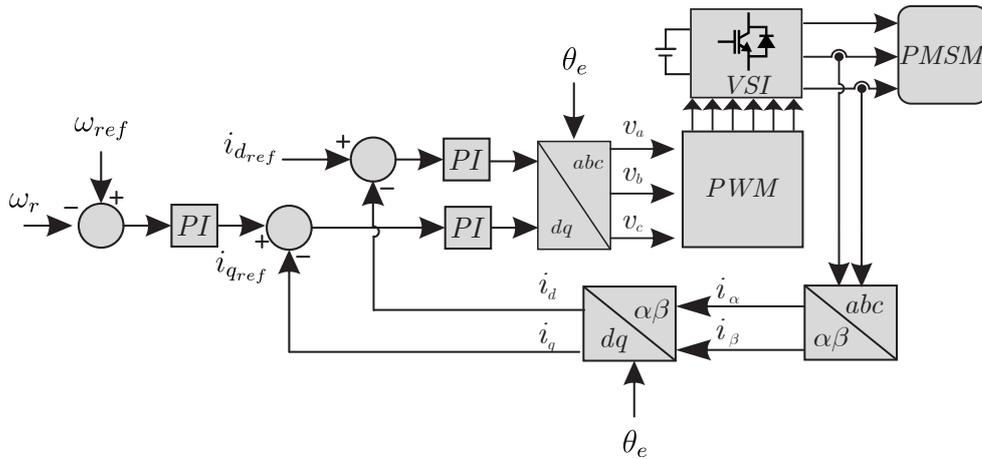
4.2 ACIONAMENTO BLAC

O acionamento BLAC é fundamentado na injeção de correntes senoidais no PMSM, a fim de proporcionar torque eletromagnético constante, aplicado a máquinas em que a FCEM possui comportamento senoidal. O PMSM apresenta sua dinâmica de velocidade relacionada com a frequência das correntes estatóricas, desta forma estas são utilizadas no controle de velocidade do motor. Nesta dissertação, o acionamento BLAC é aplicado ao IPMSM avaliado. Na sequência, será descrita a estratégia adotada para o acionamento BLAC, bem como o projeto dos controladores utilizados.

4.2.1 Controle vetorial

A técnica de controle vetorial a ser utilizada no acionamento BLAC é o controle por campo orientado indireto (*Indirect Field Oriented Control - IFOC*). Nesta técnica, considera-se que o vetor de fluxo rotórico está sempre alinhado ao eixo direto, permitindo controlar de maneira independente o fluxo da máquina e o torque eletromagnético, através da injeção de correntes nos eixos direto e de quadratura. A estratégia de controle vetorial indireto é escolhida devido às dificuldades relacionadas com a obtenção das medidas de fluxo, necessárias para estratégias de controle por campo orientado direto, possuindo menor complexidade e apresentam maior interesse para aplicações industriais (GASTALDINI et al., 2008), uma vez que o controle é realizado através das medidas de correntes de eixo direto e de quadratura. Para tanto, são utilizadas duas malhas de controle. A velocidade é controlada via malha externa, e as correntes nos eixos direto e de quadratura são controladas por uma malha interna. Na técnica de controle vetorial, a injeção de correntes no eixo direto é responsável por induzir a produção de torque de relutância pela máquina, enquanto a injeção de correntes de eixo de quadratura é responsável pela geração de torque mútuo. O diagrama do sistema de acionamento IFOC é apresentado na Figura 4.12.

Figura 4.12 – Diagrama do sistema de acionamento.



Fonte: Próprio autor.

4.2.2 Controle de corrente em referencial síncrono

Na estratégia IFOC, é realizado o controle das correntes de eixo de quadratura e de eixo direto do PMSM. O projeto dos controladores é realizado através da função de transferência em tempo contínuo que relaciona as correntes no referencial síncrono com as tensões neste referencial. A função de transferência que representa o comportamento da planta no eixo direto é apresentada em (4.25), enquanto a função de transferência que representa a planta no eixo de quadratura é dada por (4.26)

$$G_d(s) = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_d}} \quad (4.25)$$

$$G_q(s) = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_q}} \quad (4.26)$$

Para ambos os eixos, são adotados controladores do tipo PI, uma vez que o erro de rastreamento de correntes no referencial síncrono é linear. As funções de transferência dos controladores são apresentadas em (4.27) e (4.28).

$$G_{c_d}(s) = k_{P_d} + \frac{k_{I_d}}{s} \quad (4.27)$$

$$G_{c_q}(s) = k_{P_q} + \frac{k_{I_q}}{s} \quad (4.28)$$

As funções de transferência dos sistemas em malha fechada são dadas por (4.29) e (4.30).

$$G_{mf_d}(s) = \frac{G_d(s)G_{c_d}(s)}{1 + G_d(s)G_{c_d}(s)} \quad (4.29)$$

$$G_{mf_q}(s) = \frac{G_q(s)G_{c_q}(s)}{1 + G_q(s)G_{c_q}(s)} \quad (4.30)$$

Ao substituir (4.25), (4.26), (4.27) e (4.28) em (4.29) e (4.30), obtém-se (4.31) e (4.32). Pode-se comparar as plantas em malha fechada obtidas com um sistema padrão de segunda ordem, em que ξ é o coeficiente de amortecimento desejado para a planta e ω_c é a frequência natural não amortecida da mesma.

$$G_{mf_d}(s) = \frac{\frac{k_{P_d}}{L_d}s + \frac{k_{I_d}}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + k_{P_d}}{L_d}s + \frac{k_{I_d}}{L_d}} = \frac{2\xi\omega_C s + \omega_C^2}{s^2 + 2\xi\omega_C s + \omega_C^2} \quad (4.31)$$

$$G_{mf_q}(s) = \frac{\frac{k_{P_q}}{L_q}s + \frac{k_{I_q}}{L_q}}{s^2 + \frac{R_s + k_{P_q}}{L_q}s + \frac{k_{I_q}}{L_q}} = \frac{2\xi\omega_C s + \omega_C^2}{s^2 + 2\xi\omega_C s + \omega_C^2} \quad (4.32)$$

Para que a resistência estática possa ser desprezada na comparação das plantas, é necessário que o ganho proporcional projetado seja significativamente maior que a resistência, de tal forma que $k_{P_d} \gg R_s$ e $k_{P_q} \gg R_s$.

Assim, pode-se determinar os ganhos dos controladores PI das malhas de corrente conforme:

$$k_{P_d} = 2\xi\omega_C L_d - R_s \quad (4.33)$$

$$k_{P_q} = 2\xi\omega_C L_q - R_s \quad (4.34)$$

$$k_{I_d} = \omega_C^2 L_d \quad (4.35)$$

$$k_{I_q} = \omega_C^2 L_q \quad (4.36)$$

A discretização dos ganhos é realizada pelo método de Tustin (OGATA, 1999). Os ganhos discretizados para os controladores PI dos eixos direto e de quadratura são apresentados em (4.37).

$$\begin{aligned} K_{P_d} &= k_{P_d} - \frac{k_{I_d}}{2}T_s \\ K_{I_d} &= k_{I_d}T_s \\ K_{P_q} &= k_{P_q} - \frac{k_{I_q}}{2}T_s \\ K_{I_q} &= k_{I_q}T_s \end{aligned} \quad (4.37)$$

A implementação dos controladores no domínio do tempo discreto é realizada conforme (4.38), em que $v_{d(k)}$ e $v_{q(k)}$ são as tensões de eixo direto e de quadratura, $i_{d_{ref}(k)}$ e

$i_{q_{ref}(k)}$ são as referências de corrente de eixo direto e de quadratura, $E_{d(k)}$ e $E_{q(k)}$ são os erros de rastreamento de corrente de eixo direto e de quadratura.

$$\begin{aligned}
 v_{d(k)} &= v_{d(k-1)} + (K_{P_d} + K_{I_d})E_{d(k)} - K_P E_{d(k-1)} \\
 v_{q(k)} &= v_{q(k-1)} + (K_{P_q} + K_{I_q})E_{q(k)} - K_P E_{q(k-1)} \\
 E_{d(k)} &= i_{d_{ref}(k)} - i_{d(k)} \\
 E_{q(k)} &= i_{q_{ref}(k)} - i_{q(k)}
 \end{aligned} \tag{4.38}$$

4.2.3 Controle de velocidade

O procedimento para o projeto do controlador PI da malha de velocidade para o controle IFOC é o mesmo adotado no projeto deste controlador para o acionamento BLDC. Desta forma, os ganhos são dados por (4.21) e (4.22). A implementação discreta do sistema de controle é feita conforme (4.16).

4.2.4 Estratégia de modulação

O sistema de acionamento proposto para o IPMSM define as tensões que devem ser aplicadas em cada período de amostragem a fim de permitir a realização do controle da velocidade rotórica e das correntes nos eixos direto e de quadratura. Para tanto, é necessário realizar a modulação em largura de pulso, a fim de gerar os sinais de comando das chaves do inversor trifásico. Existem diversas estratégias de modulação que podem ser empregadas a fim de atingir um melhor aproveitamento do barramento CC, tais como modulação geométrica, modulação *Space Vector* e modulação síncrona ótima (HOLMES; LIPO, 2003). Desta forma, foi empregada a modulação a partir de abordagem geométrica, uma vez que esta possui implementação simples e permite um uso eficiente do barramento CC na região linear de operação do inversor trifásico. O inversor trifásico sintetiza apenas duas tensões linearmente independentes. Pode-se relacionar as tensões de linha com as tensões de fase a partir da equação (4.39), em que v_0 é uma variável auxiliar inserida para que a matriz apresentada não seja singular.

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{4.39}$$

Considerando a matriz da equação (4.39) não-singular, pode-se reescrevê-la como:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

A partir da matriz apresentada em (4.40), pode-se definir as tensões a serem aplicadas no terminal da máquina. Na sequência, são definidos os limites da variável de tensão auxiliar v_0 para que o conversor opere na região linear.

$$\begin{aligned} c_1 &= -2v_{ab} - v_{bc} \\ c_2 &= 3V_{dc} + c_1 \\ c_3 &= v_{ab} - v_{bc} \\ c_4 &= 3V_{dc} + c_3 \\ c_5 &= v_{ab} - 2v_{bc} \\ c_6 &= 3V_{dc} + c_5 \end{aligned} \quad (4.41)$$

Para que o inversor trifásico esteja operando na região linear, a variável auxiliar v_0 deverá estar limitada entre os valor máximos e mínimos da região definida em (4.41), conforme:

$$\max(c_1, c_2, c_3) < v_0 < \min(c_2, c_4, c_5) \quad (4.42)$$

O valor de v_0 foi obtido a partir da média aritmética dos valores máximos e mínimos considerados, como visto em (4.43).

$$v_0 = \frac{\max(c_1, c_2, c_3) + \min(c_2, c_4, c_5)}{2} \quad (4.43)$$

Assim, a partir do cálculo de v_0 , é possível definir as tensões de fase a serem moduladas por:

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{-c_1 + v_0}{3} \\ v_b &= \frac{-c_3 + v_0}{3} \\ v_c &= \frac{-c_5 + v_0}{3} \end{aligned} \quad (4.44)$$

Estes valores de tensão são então normalizados em relação à tensão lida no barramento CC e enviados para o comparador do contador responsável por realizar a modulação PWM.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram discutidos os sistemas de acionamento BLDC e BLAC aplicados a PMSMs. Para o acionamento BLDC, foi realizada a apresentação do sistema de

controle a ser utilizado para regular a corrente no barramento CC e a velocidade rotórica. Para o acionamento BLAC, foi discutido um algoritmo IFOC, com a finalidade de regular a velocidade rotórica e as componentes de eixo direto e de quadratura da corrente estatórica. Também foram apresentados aspectos da modulação utilizada para as duas estratégias. No próximo capítulo, serão apresentados os resultados obtidos nesta dissertação.

5 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos em simulação HIL para ambos os sistemas de acionamento considerados. Primeiramente, serão exibidos os resultados obtidos a partir de uma carga constante, a fim de validar o sistema de acionamento. Na sequência, serão expostos os resultados adquiridos considerando o torque de carga resultante da operação do compressor. Por fim, serão discutidas estratégias de automação de rotinas de testes em HIL, a fim de verificar as potencialidades da ferramenta HIL na aceleração do processo de desenvolvimento de produto em ambiente industrial.

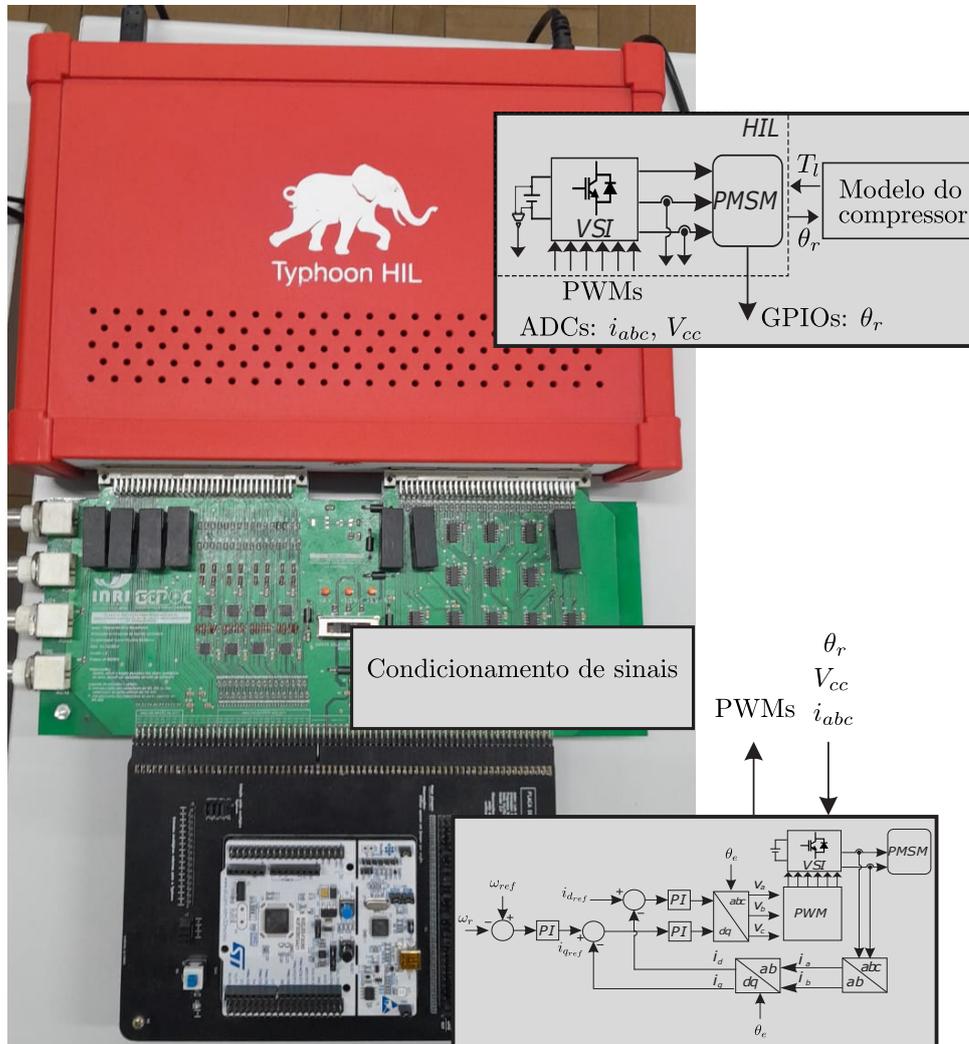
As máquinas avaliadas nesta dissertação, SPMSM com acionamento *six-step* e IPMSM com acionamento IFOC, são motores utilizados no contexto industrial de compressores herméticos. Estas máquinas possuem diferenças quanto sua faixa de potência e velocidade máxima de operação, sendo cotadas para diferentes aplicações em sistemas de refrigeração. Desta forma, não se deseja fazer uma comparação de desempenho entre ambas. O objetivo desta seção é apresentar a validação da ferramenta HIL para as duas estratégias de acionamento avaliadas, uma vez que ambas podem ser empregadas na indústria de compressores herméticos. Os parâmetros destes motores foram fornecidos pelo fabricante. Apesar de suas diferenças construtivas, ambas as máquinas foram simuladas para a mesma faixa de velocidades e potência. Isto foi realizado pois a característica da carga do compressor depende de parâmetros termodinâmicos experimentais fornecidos pelo fabricante. Apenas a característica de carga do compressor que utiliza a SPMSM é conhecido neste trabalho, desta forma, a mesma modelagem de carga foi empregada para ambos os sistemas, para fins de validação do acionamento e do modelo de simulação HIL.

Existem desafios associados à validação experimental de motores inseridos em compressores herméticos, devido à limitações no uso de sensores mecânicos de posição nestes produtos. Estas surgem em virtude das características de pressão, temperatura e volume reduzido dos compressores. Como o acionamento *sensorless* de PMSMs não faz parte do escopo deste trabalho, são apresentados resultados obtidos em simulação CHIL. Busca-se aproximar as simulações de resultados esperados em bancada, uma vez que o algoritmo de controle é implementado diretamente no microcontrolador avaliado para a aplicação.

A configuração utilizada entre dispositivo HIL e microcontrolador é destacada na Figura 5.1. O dispositivo HIL reproduz o modelo matemático da máquina, inversor trifásico, barramento CC, carga mecânica e sensores. O microcontrolador recebe os sinais analógicos e digitais através da placa de condicionamento de sinais. O conversor AD do microcontrolador recebe os sinais condicionados de tensão do barramento CC e correntes das três fases. As entradas digitais do microcontrolador recebem os sinais de posição mecânicas através da emulação de um *encoder* absoluto pelo dispositivo HIL, conforme detalhado no capítulo 2. O microcontrolador implementa o cálculo da taxa de variação da posição mecânica a fim de obter a leitura da velocidade da máquina. Com a execução

da malha de controle, o microcontrolador envia sinais PWM para o dispositivo HIL, que emula o chaveamento do inversor trifásico.

Figura 5.1 – Configuração CHIL utilizada.



Fonte: Próprio autor.

5.1 ACIONAMENTO COM CARGA LINEAR

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos para os acionamentos BLDC e BLAC considerando uma carga constante de $0,2 \text{ Nm}$. Este passo é realizado a fim de verificar o desempenho do sistema sem a consideração das dinâmicas do torque de carga do compressor.

5.1.1 Acionamento BLDC

Os parâmetros do SPMSM considerado para o acionamento BLDC são apresentados na Tabela 5.1. Os ganhos dos controladores projetados a partir da metodologia descrita no capítulo anterior são expostos na Tabela 5.2. Para o *six-step*, foi empregado o padrão de modulação 1, descrito no capítulo anterior, uma vez que a existência da condução por roda livre dos diodos do conversor não é um fator crítico para a aplicação. Foram adotadas frequências de chaveamento e amostragem em 10 kHz .

Tabela 5.1 – Parâmetros do SPMSM.

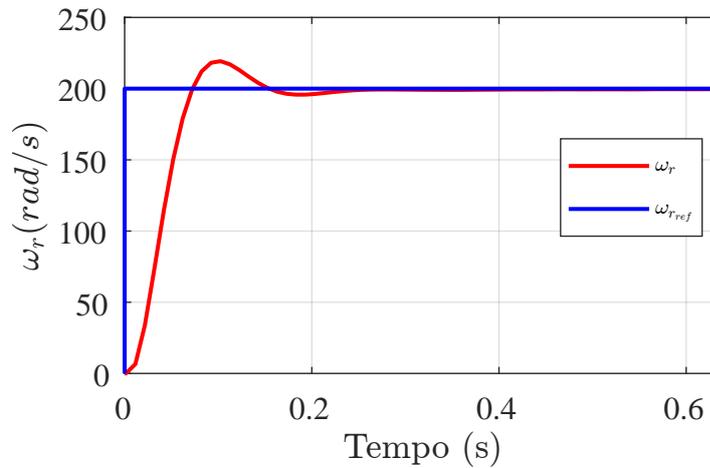
| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|--------------------------------|----------|---------------------------|
| Tensão | V_{cc} | 310 V |
| Resistência estatórica | R_s | 4,7 Ω |
| Indutância equivalente | L_s | 0,056 H |
| Constante elétrica | K_e | 0,377 V/rad/s |
| Coefficiente de atrito viscoso | B | 0 Nms |
| Momento de inércia do rotor | J | $2,24e^{-4}\text{ kgm}^2$ |
| Número de pares de polos | P | 2 |
| Potência nominal | 200 | W |
| Rotação máxima | 450 | rad/s |

Tabela 5.2 – Ganhos dos controladores para o acionamento BLDC.

| Controlador | Ganho |
|-------------|------------------------------------|
| KP | 0,299116020803366 |
| KI | 0,007235317262762 |
| KP_ω | 0,037901219125459 |
| KI_ω | $1,989712247259614 \cdot 10^{-04}$ |

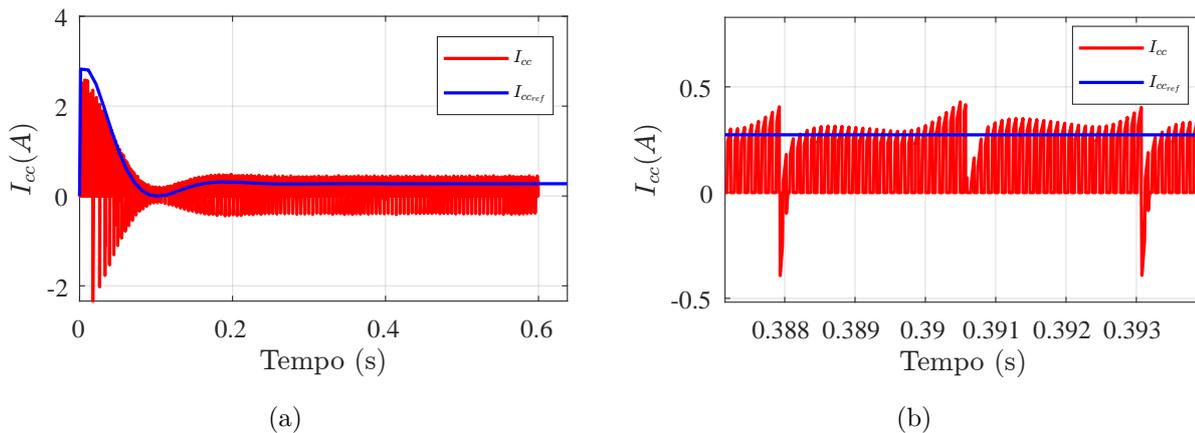
A simulação foi realizada considerando uma velocidade de referência de 200 rad/s e um torque de carga de 0.2 Nm . O rastreamento de velocidade do motor pode ser verificado na Figura 5.2. Também é avaliado o comportamento da corrente do barramento CC, conforme Figura 5.3 uma vez que esta é uma das variáveis controladas pelo sistema. Pode-se verificar um elevado pico de corrente durante a partida, até o motor estabelecer rotação nominal. Em regime permanente, a corrente do barramento CC tem comportamento constante, conforme a velocidade. Na Figura 5.3 (b) pode-se verificar a oscilação causada na corrente do barramento CC devido à mudança de setor do *six-step*. Também é possível perceber a existência de corrente reversa no barramento CC. Isto ocorre devido ao padrão de modulação adotado, que permite a condução por roda livre dos diodos do conversor.

Figura 5.2 – Velocidade rotórica para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

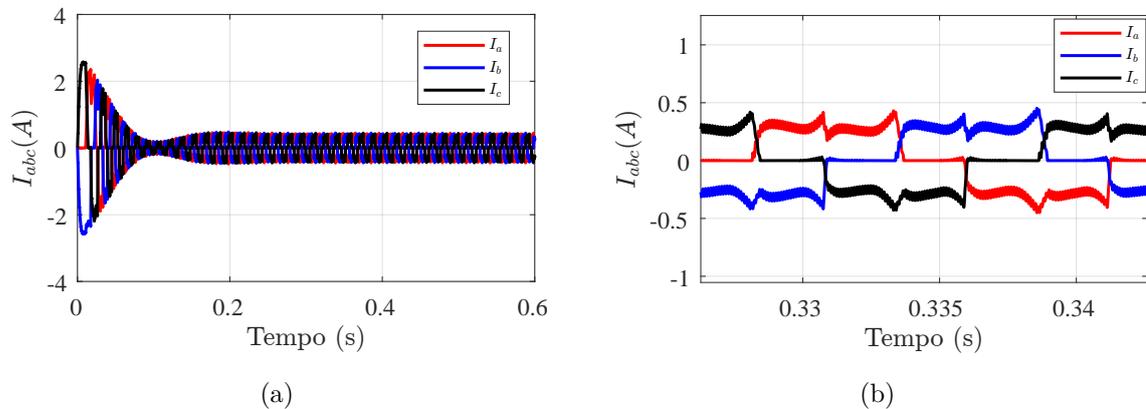
Figura 5.3 – (a) Corrente do barramento CC para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom destacando as oscilações causadas pela comutação *six-step*.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.4 (a) são expostas as correntes nas fases *abc* obtidas na condição de operação considerada. Percebe-se que as correntes de fase possuem um pico na partida de mesma magnitude da corrente do barramento CC. Após a partida, as correntes se estabilizam. Na Figura 5.4 (b) é apresentado um zoom nas correntes trifásicas em regime permanente.

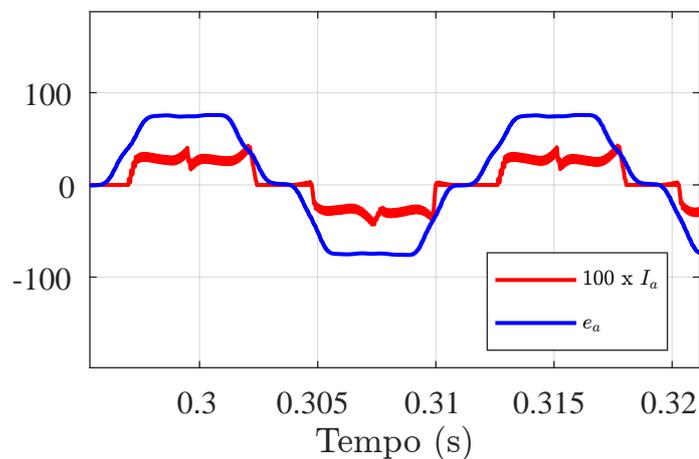
Figura 5.4 – (a) Correntes nas fases obtidas para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom nas correntes trifásicas em regime permanente.



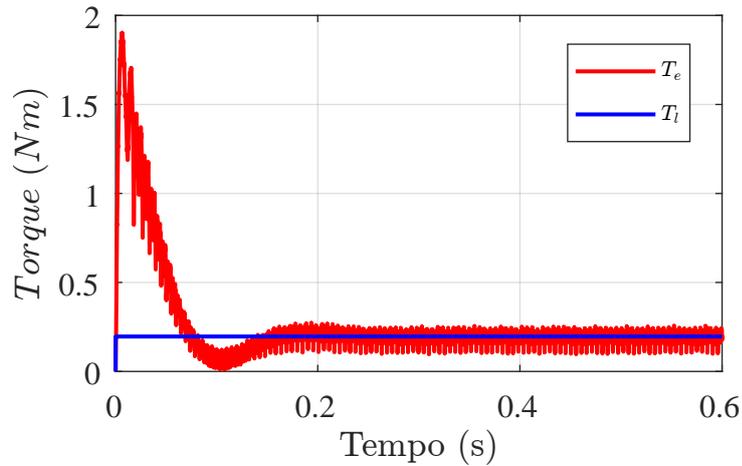
Fonte: Próprio autor.

Para que o acionamento BLDC produza torque constante, é necessário que as correntes nas fases estejam alinhadas com a FCEM. Na Figura 5.5 são apresentadas a FCEM da fase a e a corrente da fase a multiplicada por 100, a fim de facilitar a visualização do alinhamento dos dois sinais. O torque eletromagnético produzido pela máquina para esta condição de operação consta na Figura 5.6. É possível verificar que as correntes estão em fase com a FCEM. Como resultado disto, o torque produzido pela máquina é praticamente constante após o regime transitório, apresentando ondulações resultantes da troca de setores do *six-step*.

Figura 5.5 – FCEM e corrente da fase a multiplicado por 100 para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.6 – Torque de carga e torque eletromagnético para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$.

Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Acionamento BLAC

Os parâmetros do IPMSM considerado para o acionamento BLAC são apresentados na Tabela 5.3. Os ganhos dos controladores são exibidos na Tabela 5.4, estes foram projetados conforme a metodologia descrita no capítulo anterior. Para a avaliação do desempenho do controle vetorial, foi novamente utilizada uma carga constante de $0,2 \text{ Nm}$. Foram adotadas frequências de chaveamento e amostragem em 10 kHz .

Tabela 5.3 – Parâmetros do IPMSM.

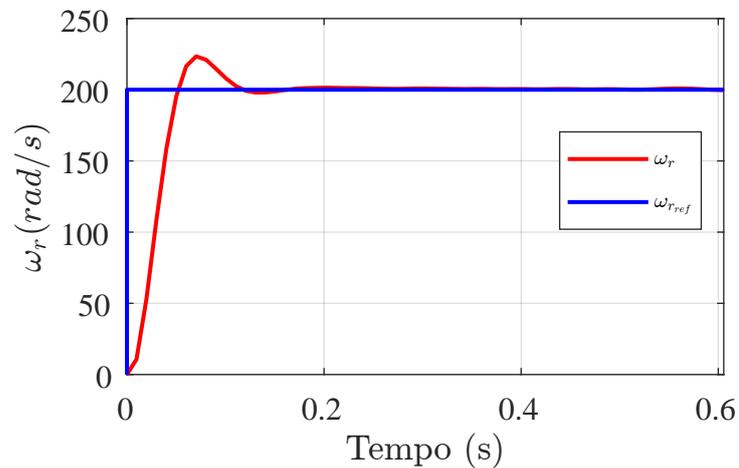
| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|----------------------------------|----------|------------------------------------|
| Tensão | V_{cc} | 310 V |
| Resistência estatórica | R_s | $2,67 \Omega$ |
| Indutância de eixo direto | L_d | 18 mH |
| Indutância de eixo de quadratura | L_s | 24 mH |
| Constante elétrica | K_e | $0,2963 \text{ V/rad/s}$ |
| Coefficiente de atrito viscoso | B | $0,362 \cdot 10^{-3} \text{ Nms}$ |
| Momento de inércia do rotor | J | $0,87 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$ |
| Número de pares de polos | P | 4 |
| Potência nominal | 450 | W |
| Rotação máxima | 650 | rad/s |

O IPMSM foi acionado com uma velocidade de referência de 200 rad/s . O rastreamento de velocidade rotórica é apresentado na Figura 5.7, na qual pode-se observar que o motor atinge a velocidade de referência. Para verificar o desempenho dos controladores, também são avaliadas o rastreamento das correntes de eixo direto e eixo de quadratura, conforme Figura 5.8. Como nesta dissertação não se está realizando avaliação do torque

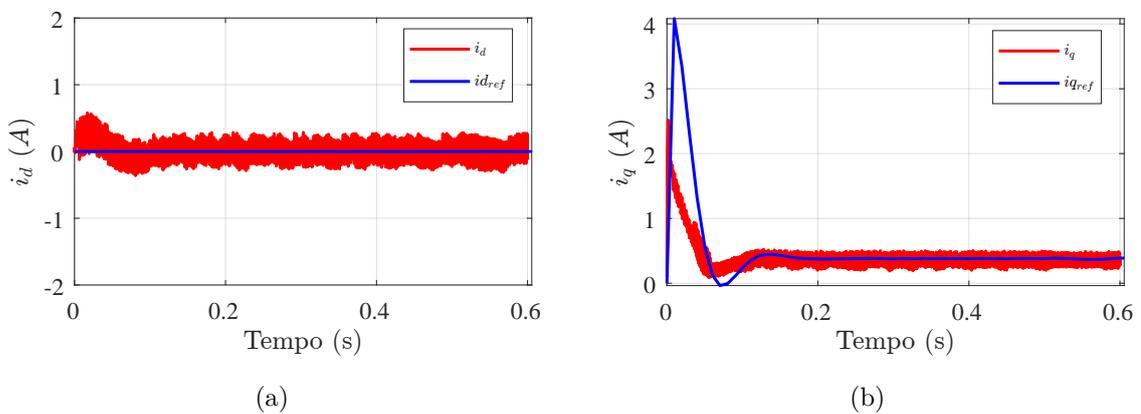
Tabela 5.4 – Ganhos dos controladores do para o acionamento BLAC.

| Controlador | Ganho projetado |
|-------------|------------------------------------|
| KP_d | 27,066842636404548 |
| KI_d | 1,5988759129764768 |
| KP_q | 36,979123515206062 |
| KI_q | 2,131834550635301 |
| KP_ω | 0,029502948772638 |
| KI_ω | $3,091160098421188 \cdot 10^{-05}$ |

de relutância produzido pela IPMSM, a referência de corrente de eixo direto é zero para todos os resultados apresentados nesta seção.

Figura 5.7 – Velocidade rotórica para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$.

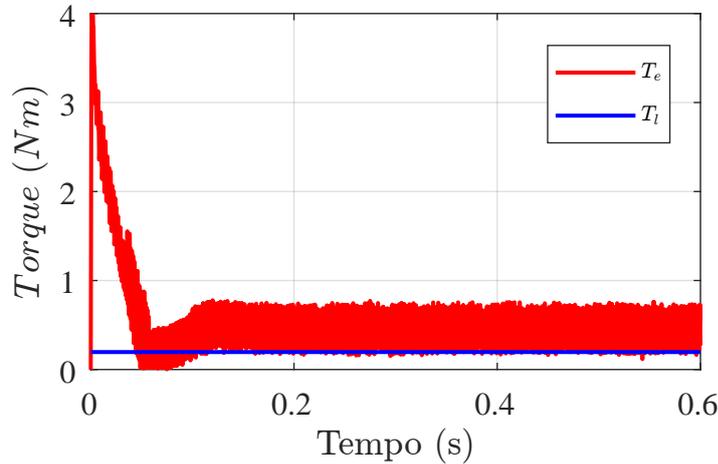
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.8 – Rastreamento das correntes (a) de eixo direto e (b) em quadratura para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$.

Fonte: Próprio autor.

O torque eletromagnético produzido pela máquina é apresentado na Figura 5.9. Verifica-se que o torque produzido pela máquina é proporcional à corrente de eixo de quadratura.

Figura 5.9 – Torque eletromagnético para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

5.2 ACIONAMENTO DO COMPRESSOR

Na sequência, serão apresentados os resultados obtidos a partir da simulação HIL de ambos os sistemas de acionamento considerando o torque de carga produzido pelo compressor. A modelagem da carga do compressor depende diretamente das temperaturas de sucção T_{suc} e descarga T_{desc} a qual este é submetido, estas definem a amplitude da carga gerado pelo mesmo. As simulações aqui apresentadas foram realizadas considerando temperatura de sucção de $-23,3^\circ C$ e temperatura de descarga de $54,4^\circ C$. Estas temperaturas de sucção e descarga foram definidas através de dados fornecidos pela empresa fabricante dos compressores avaliados, sendo estes parâmetros usuais de testes em ambiente de simulação para o compressor que utiliza a SPMSM avaliada neste trabalho. Estes parâmetros são inclusos no modelo do compressor a partir de uma interpolação que relaciona as temperaturas de sucção e descarga com as pressões de sucção e descarga.

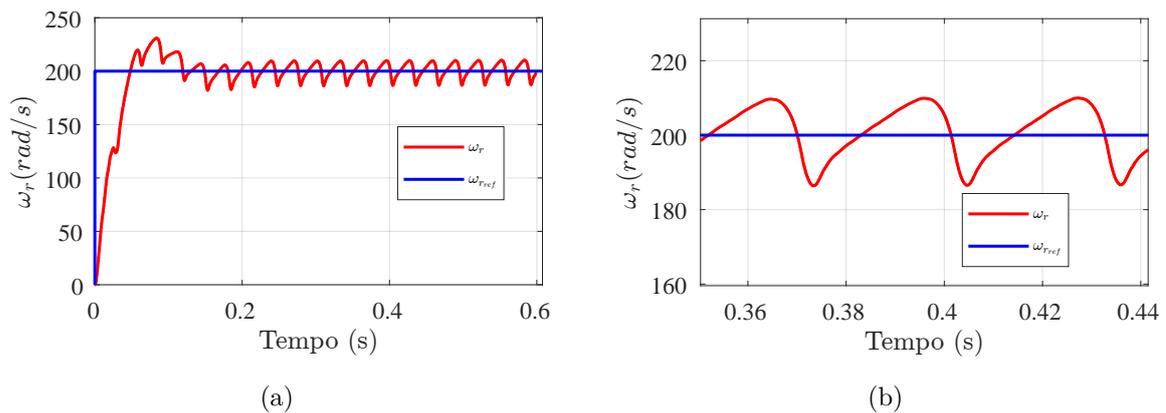
Os dados para esta interpolação variam entre diferentes modelos de compressores e normalmente são adquiridos de maneira experimental. Desta forma, os resultados apresentando o torque de carga do compressor foram normalizados com relação a esta condição de operação. Esta normalização foi realizada a fim de evitar a divulgação de dados experimentais fornecidos pela fabricante para a realização do presente estudo. Assim, as amplitudes de torque de carga são representadas em valores por unidade (p.u.). A condição de operação $T_{suc} = -23,3^\circ$ e $T_{desc} = 54,4^\circ$ produz torque de carga considerado unitário na apresentação dos resultados desta seção, com outros pontos de operação sendo

normalizados em função do torque máximo produzido por esta condição específica. Mais detalhes a respeito da modelagem do torque produzido pelo compressor são apresentados no Apêndice A.

5.2.1 Acionamento BLDC

A Figura 5.10 (a) apresenta a velocidade rotórica obtida para a simulação considerando a carga do compressor e velocidade de referência de 200 rad/s para o acionamento BLDC. Percebe-se a oscilação causada na velocidade devido à inclusão da dinâmica do compressor no sistema. Esta oscilação é evidenciada na Figura 5.10 (b) e ocorre a cada ciclo mecânico, uma vez que a dinâmica do compressor está atrelada à posição do rotor.

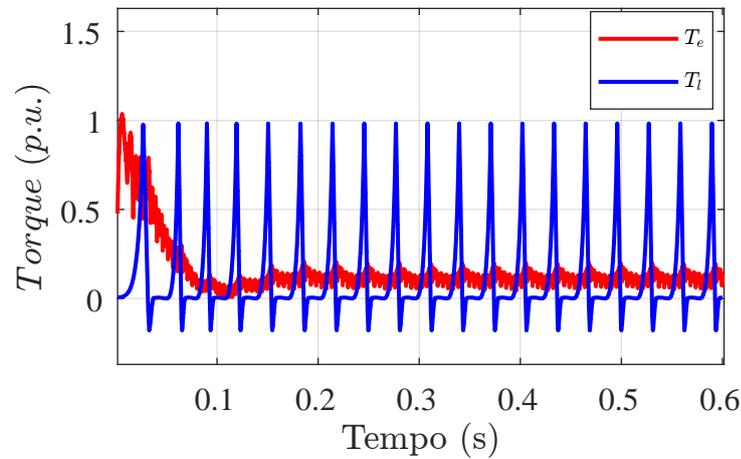
Figura 5.10 – (a) Rastreamento de velocidade para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom nas oscilações na velocidade causadas pela característica de carga do compressor.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.11 é apresentado o torque eletromagnético fornecido pelo motor e o torque de carga exigido pelo compressor. Pode-se verificar que o torque eletromagnético produzido é consideravelmente inferior ao torque de carga, porém o comportamento dinâmico do compressor permite que o PMSM acumule inércia durante a operação.

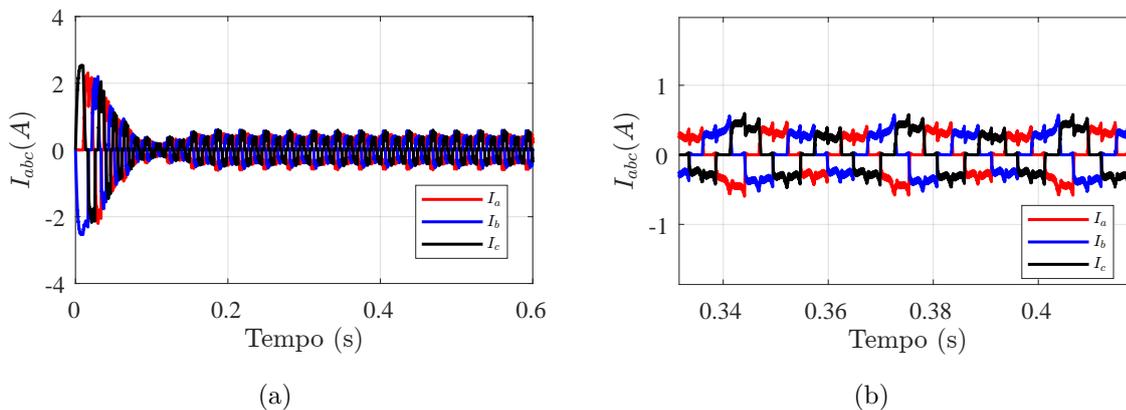
Figura 5.11 – Torque eletromagnético e torque de carga do compressor para $\omega_{rref} = 200 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

A oscilação observada na velocidade também é refletida nas correntes das fases do motor. Isto pode ser percebido na Figura 5.12. Na Figura 5.12 (b) é realizado um zoom nas correntes de fase em regime permanente, a fim de evidenciar a oscilação causada pela operação do compressor volumétrico.

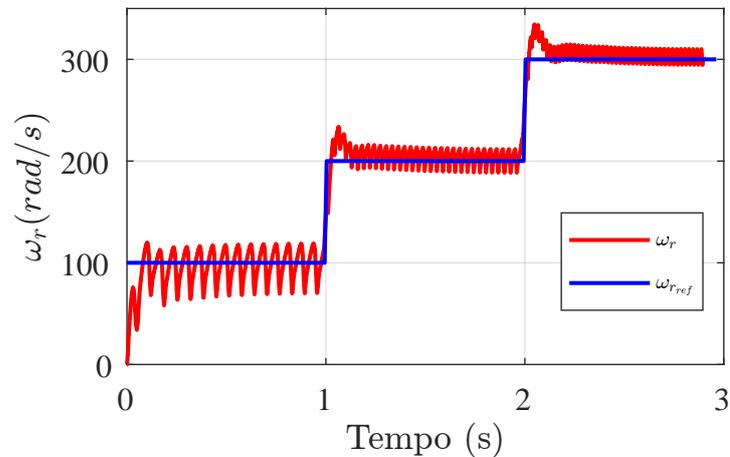
Figura 5.12 – (a) Correntes nas fases para $\omega_{rref} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom nas correntes trifásicas em regime permanente.



Fonte: Próprio autor.

Também foi avaliada a resposta do sistema considerando a carga do compressor para um degrau de velocidade. Para tanto, é realizado o acionamento com velocidade de referência de 100 rad/s , inserindo um degrau para 200 rad/s em 1 segundo de simulação. Em 2 segundos, é realizado outro degrau de velocidade para 300 rad/s . A resposta da velocidade do sistema pode ser vista na Figura 5.13, na qual é possível verificar o comportamento oscilatório da velocidade devido ao comportamento dinâmico do compressor.

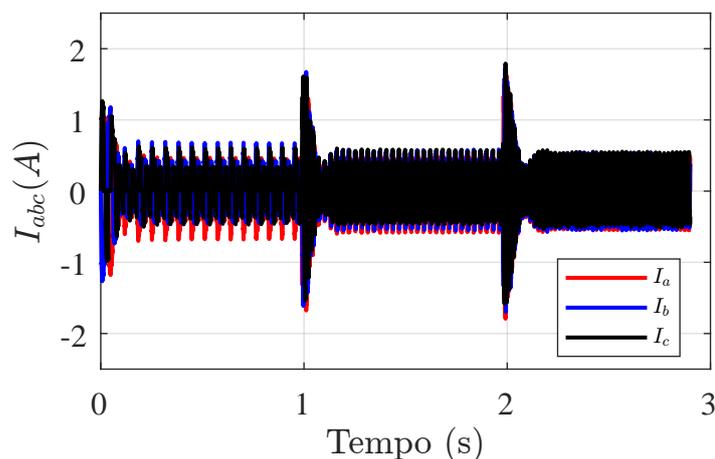
Figura 5.13 – Velocidade rotórica para ensaio do tipo degrau de $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

As correntes trifásicas para os degraus de velocidade realizados são apresentadas na Figura 5.14. Percebe-se o um pico na amplitude da corrente de fase, ocasionado pelo aumento da referência de corrente do barramento CC devido a atuação do controle de velocidade. Também é possível notar o aumento de frequência nas correntes relacionado com o aumento da velocidade mecânica do motor.

Figura 5.14 – Correntes trifásicas para ensaio do tipo degrau de $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$.

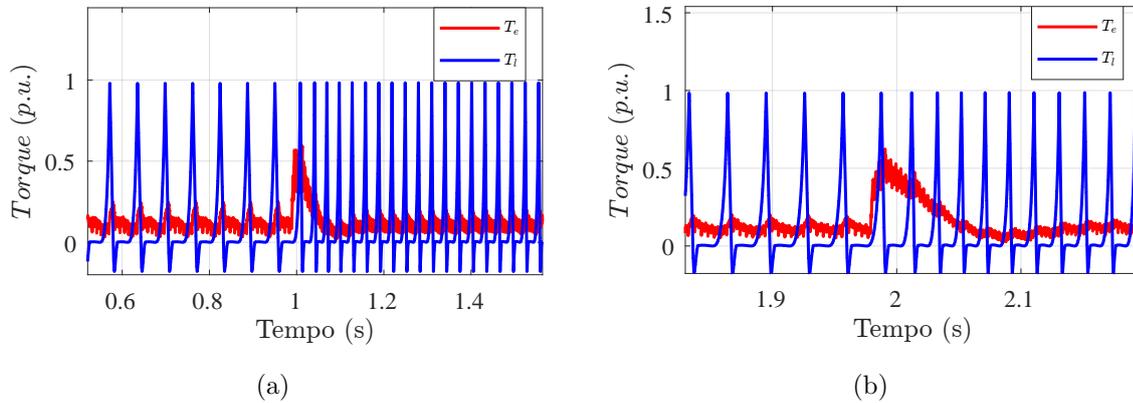


Fonte: Próprio autor.

O torque eletromagnético produzido pela máquina também sofre uma oscilação no instante do aumento na referência de velocidade. Este comportamento é evidenciado na Figura 5.15. Percebe-se que o comportamento dinâmico do compressor é refletido no torque durante toda a operação. Ainda, verifica-se que com o aumento da velocidade rotórica, a frequência do compressor também aumenta, o que evidencia a característica

de controle da taxa de refrigeração do sistema.

Figura 5.15 – Torque eletromagnético e torque de carga do compressor para os degraus de velocidade (a) $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e (b) $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$.

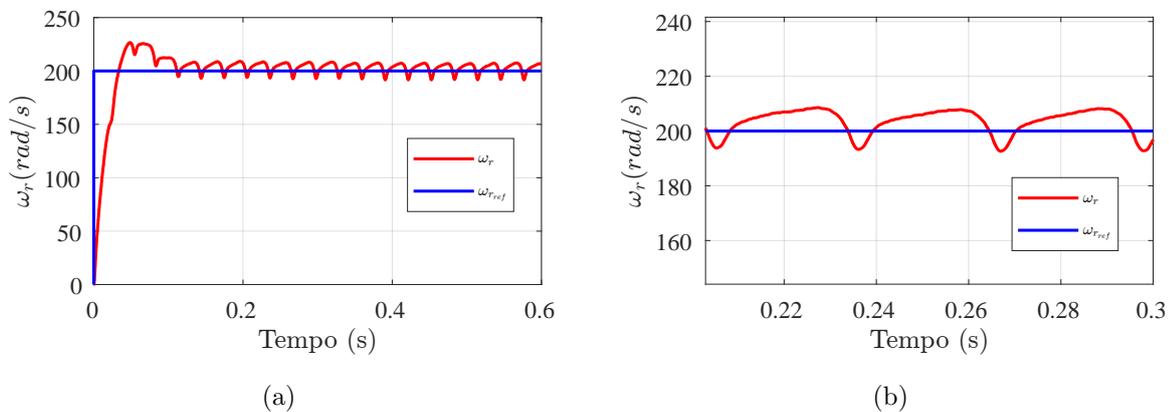


Fonte: Próprio autor.

5.2.2 Acionamento BLAC

Nesta seção, é avaliado o comportamento do sistema BLAC proposto para o torque de carga do compressor. Para tanto, é realizado o acionamento com velocidade de referência de 200 rad/s . A condição de carga do compressor é a mesma avaliada para o acionamento BLDC. A Figura 5.16 apresenta os resultados obtidos em termos de velocidade rotórica. Verifica-se que o motor atinge a velocidade desejada. Percebe-se também a oscilação na velocidade decorrente da carga dinâmica do compressor.

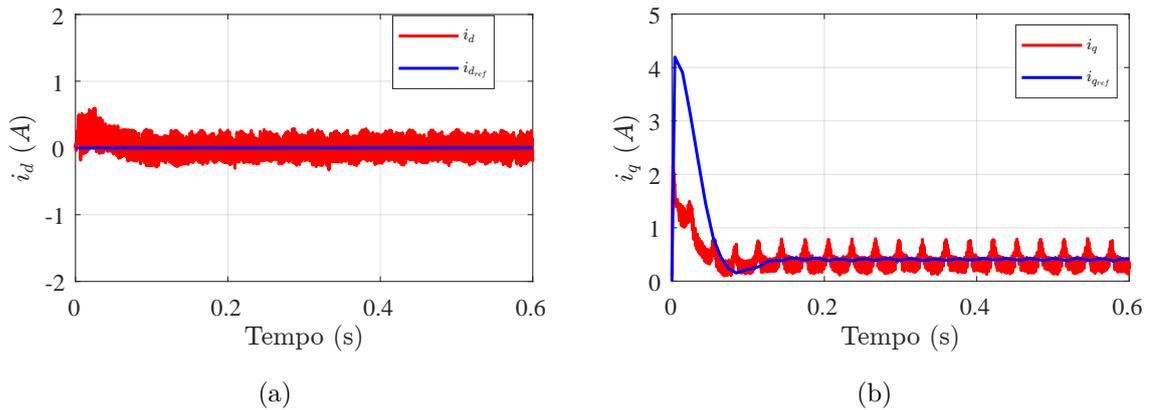
Figura 5.16 – (a) Velocidade rotórica para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$. (b) Zoom na oscilação de velocidade causada pela característica da carga do compressor.



Fonte: Próprio autor.

O efeito da oscilação no torque de carga também é presente nas correntes em coordenadas síncronas, como evidencia a Figura 5.17. Este comportamento é refletido na corrente de eixo direto, devido a proporcionalidade com o torque eletromagnético da máquina.

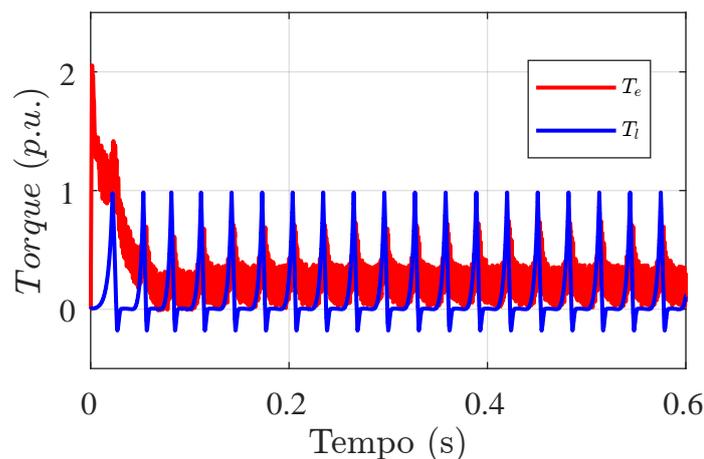
Figura 5.17 – Rastreamento das correntes (a) de eixo direto e (b) em quadratura para $\omega_{ref} = 200 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.18 exibe os resultados obtidos em termos de torque eletromagnético e torque de carga para a velocidade de referência de 200 rad/s . Verifica-se oscilação no torque eletromagnético ocasionada pela carga do compressor.

Figura 5.18 – Torque eletromagnético e torque de carga do compressor para $\omega_{ref} = 200 \text{ rad/s}$

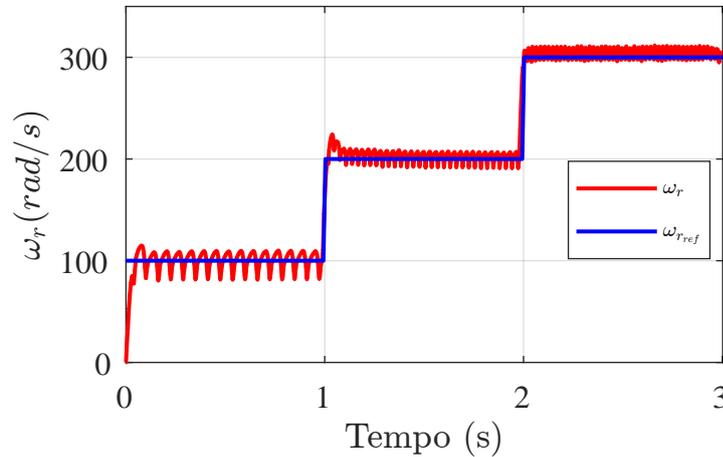


Fonte: Próprio autor.

Também é avaliado o comportamento do sistema BLAC para um degrau na velocidade de referência. Para tanto, o motor é acionado em 100 rad/s , sofrendo um degrau na referência de velocidade para 200 rad/s no instante 1 segundo. Em dois segundos, é

realizado outro degrau para a referência de velocidade de 300 rad/s . A Figura 5.19 expõe o resultado obtido em termos de velocidade rotórica para esta simulação.

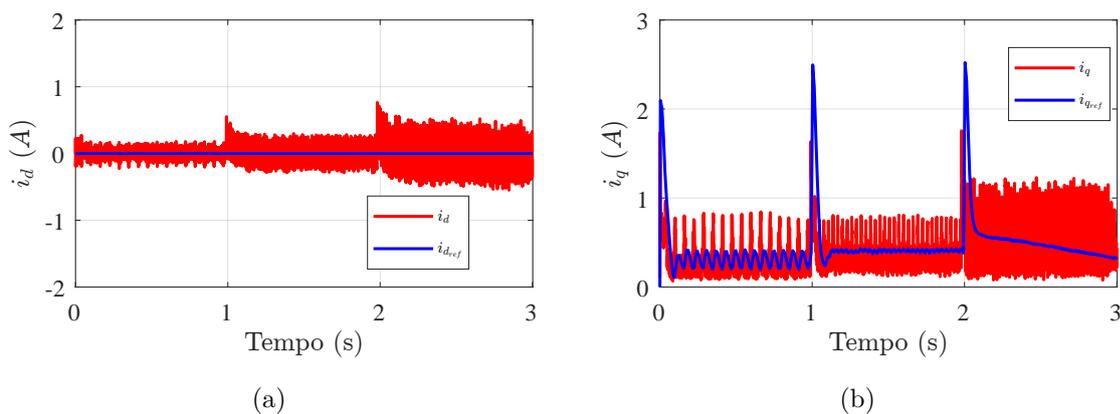
Figura 5.19 – Velocidade rotórica para ensaio do tipo degrau de $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.20 apresenta as correntes de eixo direto e de quadratura para o ensaio. Verifica-se oscilações na amplitude da corrente de eixo direto nos instantes dos degraus de velocidade. Também percebe-se o efeito da carga do compressor nas oscilações da corrente de eixo de quadratura.

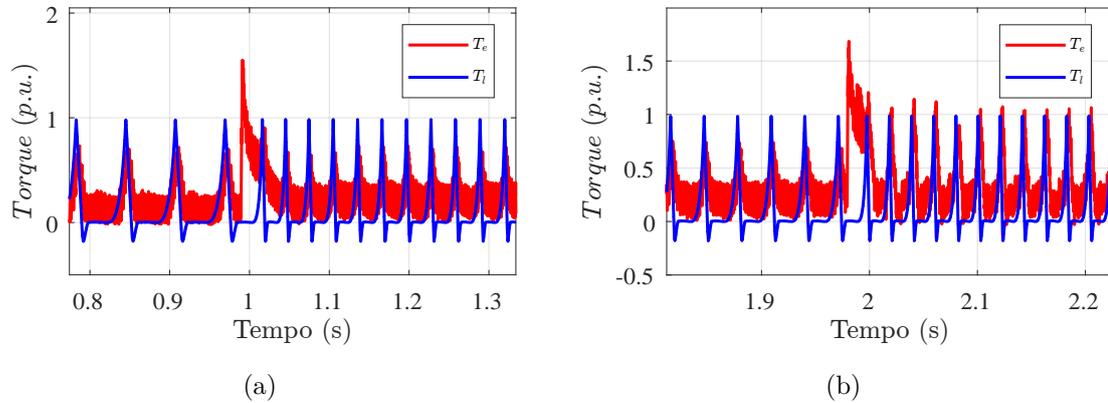
Figura 5.20 – Rastreamento das correntes (a) de eixo direto e (b) em quadratura para ensaio do tipo degrau de $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

O torque eletromagnético obtido na simulação, bem como o torque de carga do compressor são apresentados na Figura 5.21. Para este degrau de velocidade, é evidente o aumento na frequência da carga do compressor, o que se traduz em uma maior taxa de refrigeração no sistema.

Figura 5.21 – Torque eletromagnético e torque de carga do compressor para os degraus de velocidade (a) $\omega_{r_{ref}} = 100 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ e (b) $\omega_{r_{ref}} = 200 \text{ rad/s}$ para $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$.



Fonte: Próprio autor.

5.3 ROTINAS DE TESTES AUTOMÁTICOS

Na sequência serão apresentados resultados obtidos através de rotinas de testes automatizados elaboradas a fim de avaliar a potencialidade da ferramenta HIL na aceleração de validação de projeto de *drives* para compressores herméticos em ambiente industrial. Nesta seção, são apresentados testes para ambos os sistemas de acionamento avaliados para diversas condições de operação do compressor. As condições de operação analisadas foram escolhidas de acordo com testes comuns deste tipo de produto em ambiente industrial. O intuito destas rotinas é automatizar o processo de testes dos compressores, que devem ser validados para estas condições de operação sempre que alguma alteração significativa no *firmware* de controle é realizada. Também são apresentados resultados referentes à estabilidade de rotação em regime permanente dos motores avaliados.

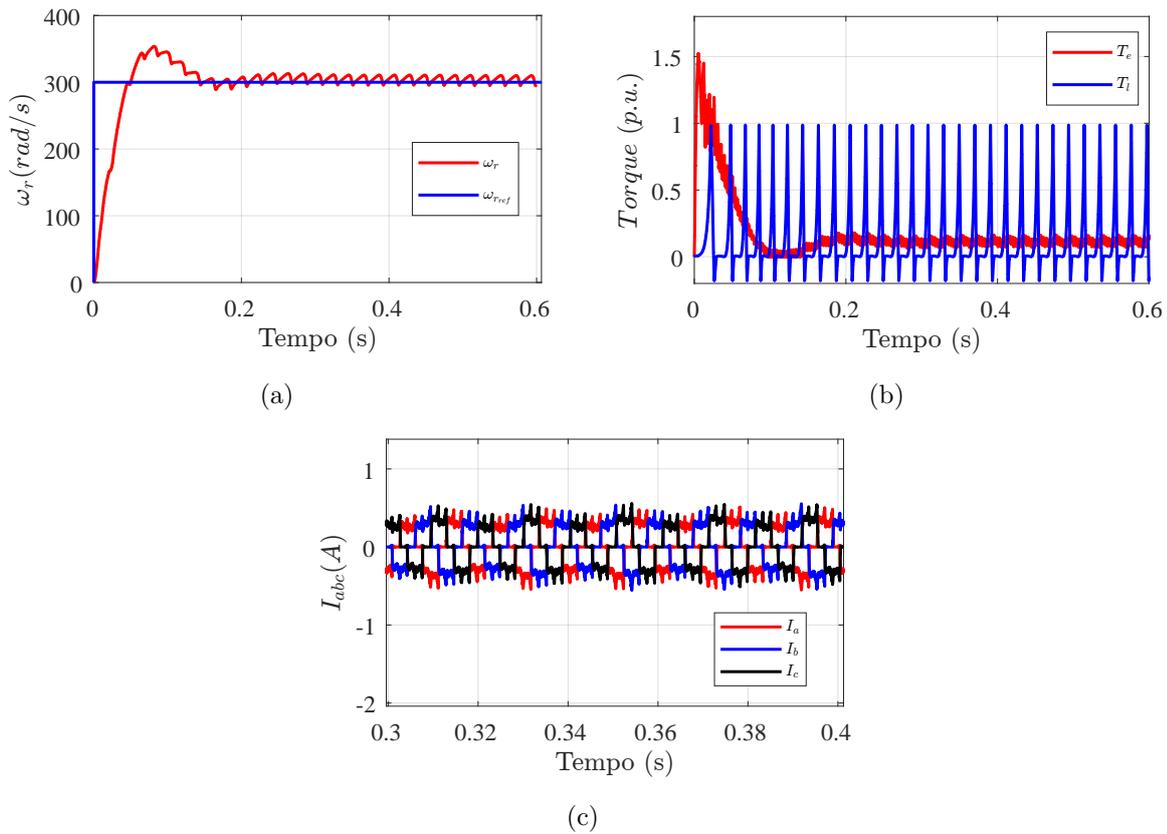
5.3.1 Avaliação do compressor em diferentes condições de operação para o acionamento BLDC

Esta rotina de testes é implementada a fim de verificar o desempenho do sistema de controle para diferentes condições de carga do compressor. Para tanto, foram realizadas três simulações para cada acionamento. Estas condições são modificadas pelas temperaturas de sucção T_{suc} e descarga T_{desc} . Desta forma, os valores do torque de carga do compressor foram normalizados de acordo com a condição de operação apresentada anteriormente. Assim, a condição $T_{suc} = -23, 3^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 54.4^\circ \text{ C}$ apresenta amplitude unitária. Além desta, o comportamento do sistema de acionamento será avaliado para as

condições $T_{suc} = -30^\circ \text{ C}$, $T_{desc} = 55^\circ \text{ C}$ e $T_{suc} = -15^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{ C}$.

Para o acionamento BLDC, as simulações foram realizadas com referência de velocidade de 300 rad/s . Os parâmetros de interesse para avaliar o funcionamento do sistema de controle são a velocidade rotórica, o comportamento do torque eletromagnético e as correntes nas fases. Na Figura 5.22 estes parâmetros são apresentados.

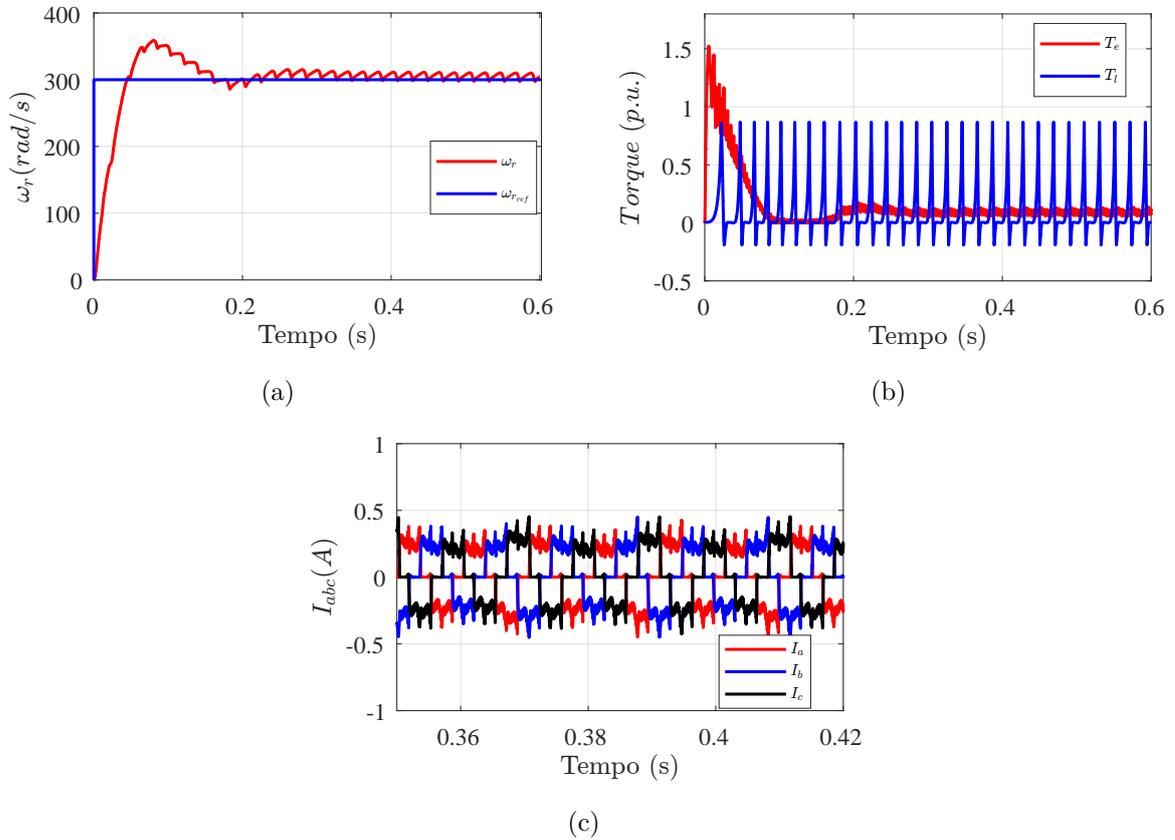
Figura 5.22 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -23,3^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 54,4^\circ \text{ C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e torque de carga e (c) zoom nas correntes trifásicas em regime permanente.



Fonte: Próprio autor.

A segunda simulação realizada na rotina de testes considera as temperaturas $T_{suc} = -30^\circ \text{ C}$, $T_{desc} = 55^\circ \text{ C}$. Esta condição de operação do compressor resulta em um torque de carga de amplitude menor que a condição anterior. Os resultados obtidos com o teste são constam na Figura 5.23. É possível verificar uma menor oscilação no torque causada pelo decréscimo da amplitude da carga, quanto comparado com o resultado apresentado na Figura 5.22.

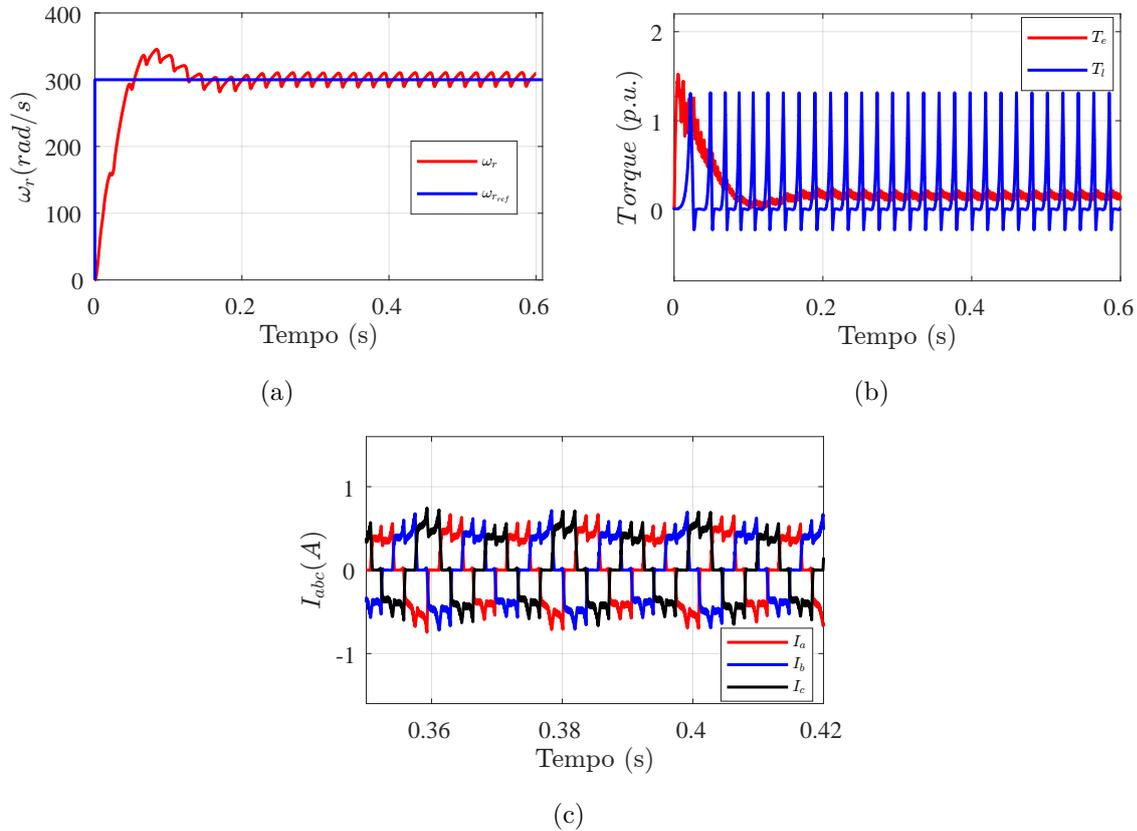
Figura 5.23 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -30^\circ \text{C}$ e $T_{desc} = 55^\circ \text{C}$ com $\omega_{r_{ref}} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e torque de carga e (c) zoom nas correntes trifásicas em regime permanente.



Fonte: Próprio autor.

A terceira condição de operação é definida nas temperaturas $T_{suc} = -15^\circ \text{C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{C}$. Para estes valores, o compressor apresenta uma amplitude de carga maior que os outros dois casos. Assim, a rotina de testes desenvolvida abrange a condição usual de operação ($T_{suc} = -23,3^\circ \text{C}$ e $T_{desc} = 54,4^\circ \text{C}$), uma condição em que o torque de carga máximo é menor que o usual e uma condição em que é maior que o usual. Os resultados obtidos para esta condição de carga são apresentados na Figura 5.24.

Figura 5.24 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -15^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{ C}$ com $\omega_{rref} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e torque de carga e (c) zoom nas correntes trifásicas em regime permanente.

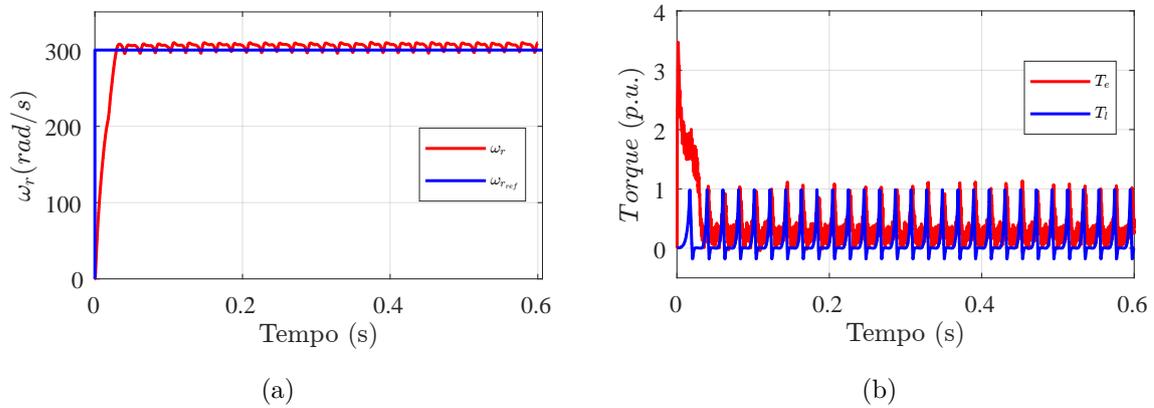


Fonte: Próprio autor.

5.3.2 Avaliação do compressor em diferentes condições de operação para o acionamento BLAC

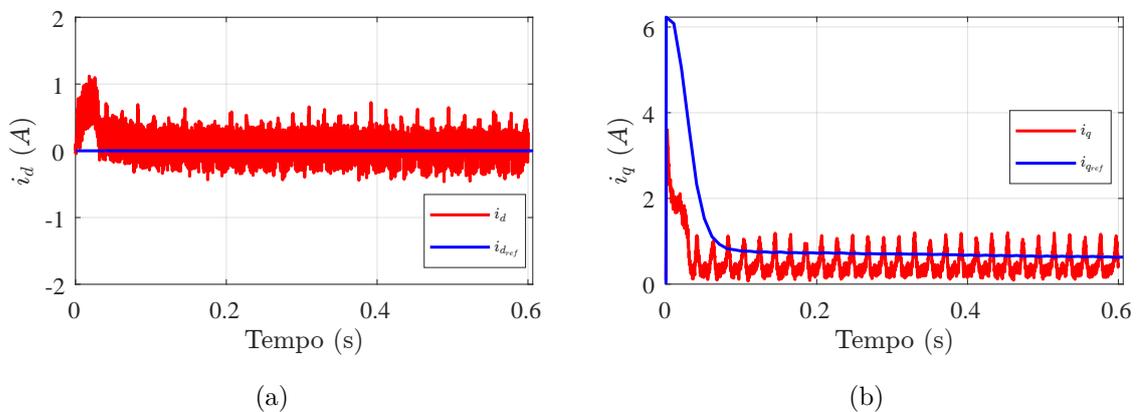
A mesma rotina de testes também foi aplicada ao acionamento BLAC, a fim de verificar o desempenho do sistema de controle projetado em diferentes condições de operação do compressor. Da mesma forma, os acionamentos foram realizados com referência de velocidade em 300 rad/s . A velocidade rotórica, o torque eletromagnético fornecido pelo motor e o torque de carga do compressor obtidos para as temperaturas $T_{suc} = -23.3^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 54.4^\circ \text{ C}$ são apresentados na Figura 5.25. As correntes de eixo direto e de quadratura para a mesma condição constam na Figura 5.26.

Figura 5.25 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -23,3^\circ \text{C}$ e $T_{desc} = 54,4^\circ \text{C}$ com $\omega_{rref} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e torque de carga.



Fonte: Próprio autor.

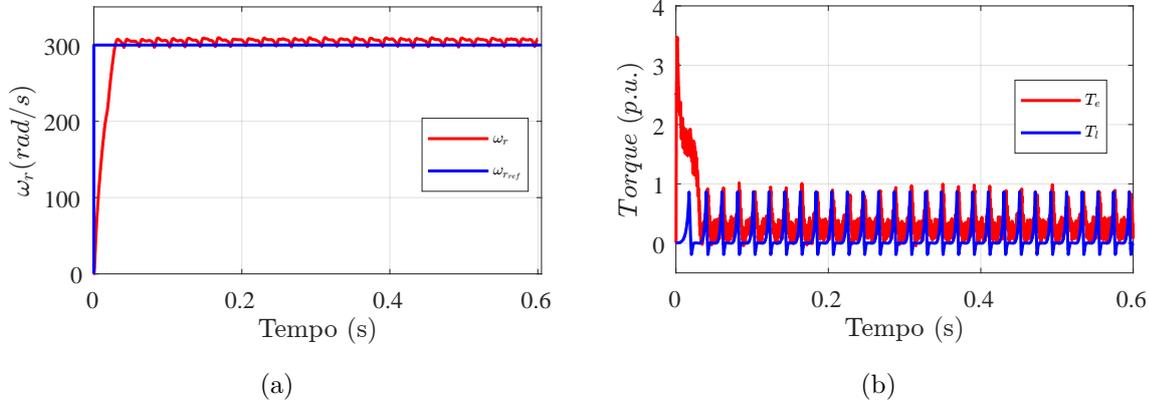
Figura 5.26 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -23,3^\circ \text{C}$ e $T_{desc} = 54,4^\circ \text{C}$ com $\omega_{rref} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de corrente de eixo direto, (b) rastreamento de corrente de eixo em quadratura.



Fonte: Próprio autor.

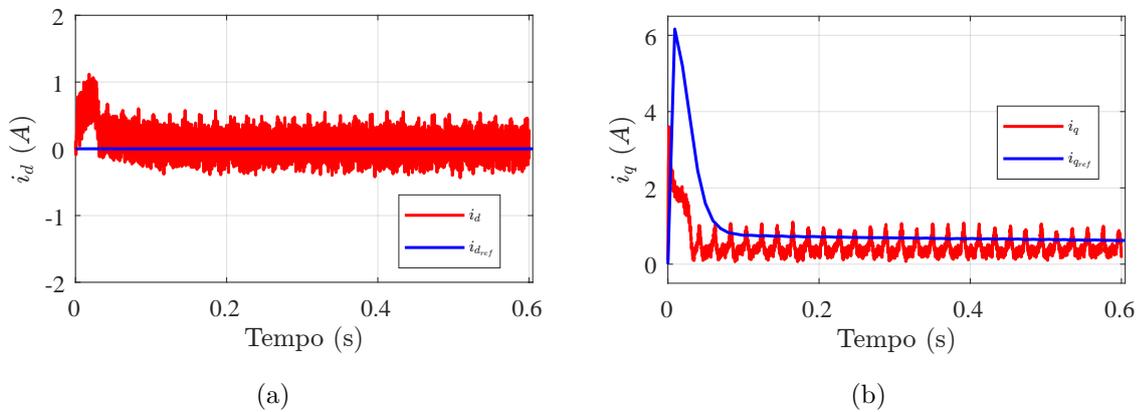
A segunda simulação executada na rotina de testes automáticos avalia o sistema de controle para a condição de temperaturas $T_{suc} = -24^\circ \text{C}$ e $T_{desc} = 55^\circ \text{C}$. A velocidade rotórica, o torque eletromagnético fornecido pelo motor e o torque de carga do compressor obtidos são apresentados na Figura 5.27. As correntes de eixo direto e de quadratura para a mesma condição constam na Figura 5.28. Verifica-se a redução na oscilação do torque eletromagnético causada pela redução da amplitude da carga para esta condição.

Figura 5.27 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -24^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 55^\circ \text{ C}$ com $\omega_{rref} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e torque de carga.



Fonte: Próprio autor.

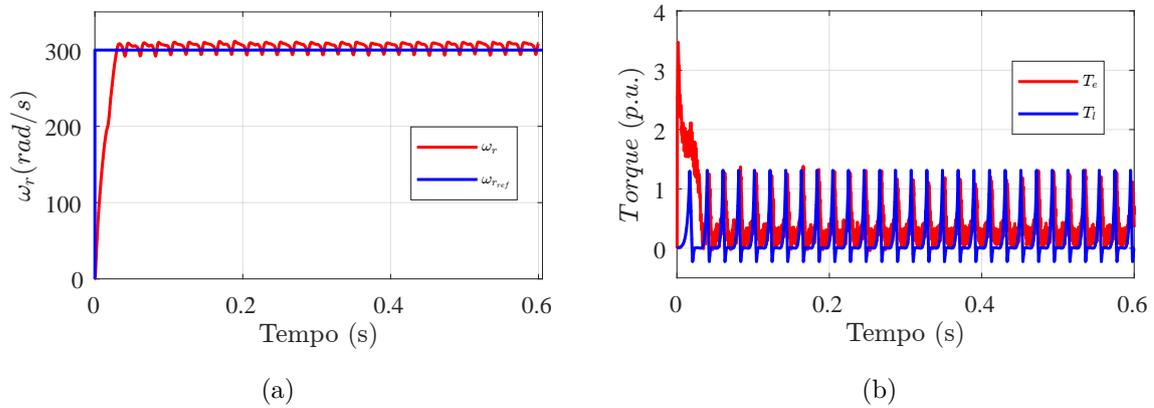
Figura 5.28 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -24^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 55^\circ \text{ C}$ com $\omega_{rref} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de corrente de eixo direto, (b) rastreamento de corrente de eixo em quadratura.



Fonte: Próprio autor.

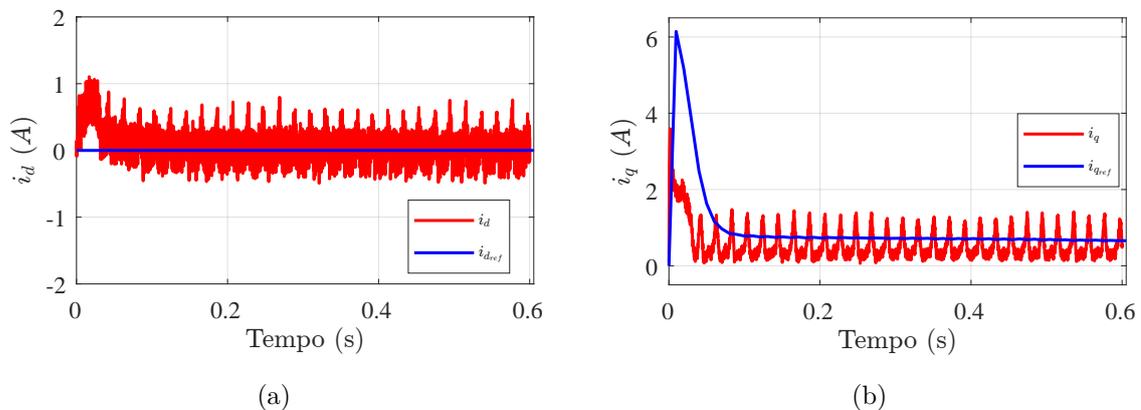
A terceira simulação executada na rotina de testes automáticos avalia o sistema de controle para a condição de temperaturas $T_{suc} = -10^\circ \text{ C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{ C}$. A velocidade rotórica, o torque eletromagnético fornecido pelo motor e o torque de carga do compressor obtidos são apresentados na Figura 5.29. As correntes de eixo direto e de quadratura para a mesma condição constam na Figura 5.30. Verifica-se o aumento na oscilação do torque eletromagnético causada pela redução da amplitude da carga para esta condição, em comparação com as outras duas condições de operação.

Figura 5.29 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -15^\circ \text{C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{C}$ com $\omega_{rref} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de velocidade, (b) torque eletromecânico e torque de carga.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.30 – Resultados obtidos para $T_{suc} = -15^\circ \text{C}$ e $T_{desc} = 65^\circ \text{C}$ com $\omega_{rref} = 300 \text{ rad/s}$. (a) Rastreamento de corrente de eixo direto, (b) rastreamento de corrente de eixo em quadratura.



Fonte: Próprio autor.

5.3.3 Histograma de Estabilidade para o Acionamento BLDC

Outra rotina de testes implementada busca construir o histograma de estabilidade de rotação para ambas as máquinas. Este histograma permite avaliar a flutuação da velocidade em torno da referência. Para a realização deste teste, os dados são adquiridos em regime permanente, para uma carga constante de $0,2 \text{ Nm}$. Na sequência, a velocidade é medida durante um intervalo de tempo. O histograma é gerado a partir da contagem de quantas vezes cada valor de velocidade rotórica ocorreu durante o período de ensaios. Para um sistema estável, espera-se que a velocidade de referência esteja localizada no

centro do histograma, com maior quantidade de ocorrências. Isto indica que o sistema opera majoritariamente na velocidade de referência. Os histogramas de estabilidade apresentados na sequência foram estabelecidos com um período de amostragem de 500 ns , totalizando 1 segundo de coleta de dados de velocidade em regime permanente. Este procedimento foi repetido tanto para o acionamento BLDC quanto para o acionamento BLAC.

O histograma de velocidade obtido para o acionamento BLDC consta na Figura 5.31. Os resultados foram obtidos considerando referência de velocidade de 300 rad/s . Neste histograma, é possível verificar que a implementação realizada para o acionamento BLDC apresenta variações em torno da velocidade de referência, operando majoritariamente em torno dos 296 rad/s . Desta forma, ajustes no sistema ainda devem ser realizados a fim de melhorar a estabilidade de rotação.

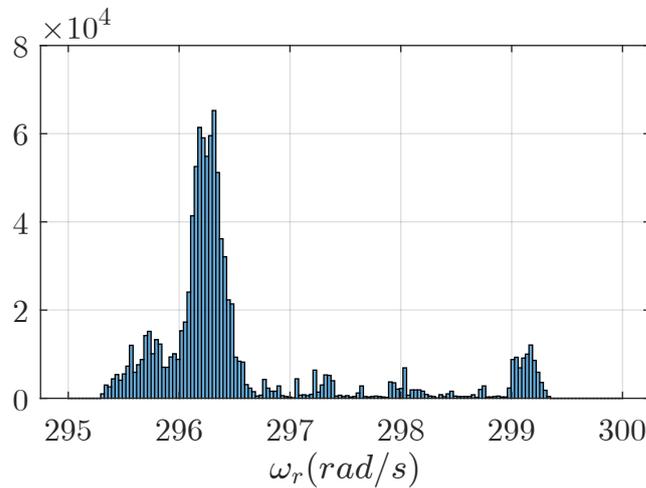


Figura 5.31 – Histograma de velocidade do acionamento BLDC para $\omega_{r_{ref}} = 300\text{ rad/s}$.

5.3.4 Histograma de Estabilidade para o Acionamento BLAC

O sistema de acionamento BLAC também foi submetido ao mesmo teste. O histograma é apresentado na Figura 5.32 foi obtido considerando referência de velocidade de 300 rad/s . Neste casos, verifica-se que o sistema de controle mantém a velocidade rotórica majoritariamente em 300 rad/s , com a faixa de valores sendo computados sendo restrita entre $299,995\text{ rad/s}$ e $300,005\text{ rad/s}$, o que indica a estabilidade do sistema de controle para esta velocidade de rotação.

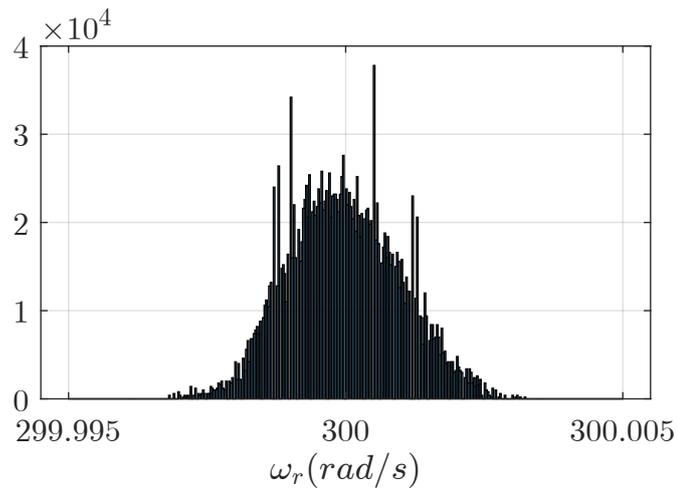


Figura 5.32 – Histograma de velocidade do acionamento BLAC para $\omega_{r_{ref}} = 300 rad/s$.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos com as simulações em ambiente HIL para os sistemas de acionamento BLDC e BLAC. Primeiramente, os sistemas foram simulados considerando uma carga constante, a fim de avaliar o comportamento do controlador sem a adição de dinâmicas devido ao compressor. Na sequência, ambos os sistemas de acionamento foram simulados considerando a carga não-linear do compressor, modelada em ambiente HIL. Foram realizados testes de partida e testes envolvendo degraus na velocidade de referência, a fim de verificar a resposta do sistema de controle. Por fim, a implementação de rotinas de testes automáticos foi discutida.

6 CONCLUSÃO

A presente dissertação apresentou uma metodologia de modelagem de PMSMs aplicados a sistemas de refrigeração residencial em ambiente de simulação HIL, visando avaliar a potencialidade da ferramenta HIL na aceleração do desenvolvimento e validação de produtos em ambiente industrial. Para tanto, inicialmente foi apresentada uma revisão bibliográfica e contextualização a respeito de sistemas de refrigeração residencial e compressores volumétricos, abordando seu princípio de funcionamento e comportamento dinâmico não-linear. A partir disto, foi possível averiguar que a complexidade da carga mecânica inerente da operação do compressor torna esta aplicação uma ótima candidata para a investigação de ferramentas de simulação mais robustas e ágeis. Desta maneira, buscou-se na presente dissertação avaliar as potencialidades da ferramenta HIL no processo de desenvolvimento de produto. Para tanto, foram explorados aspectos como a inclusão de parâmetros não-ideais de motores para simulações em tempo real, modelagem do comportamento dinâmico do torque de carga do compressor e construção de rotinas de testes automáticos visando agilizar o processo de teste e validação de *firmware*.

Na sequência do trabalho, foi apresentado um estudo a respeito da estrutura HIL, buscando explorar os princípios de funcionamento e destacar os aspectos mais relevantes para a conexão da ferramenta HIL com o microcontrolador a ser testado. Também foi discutida a implementação de uma estrutura de conexão entre dispositivo HIL, computador e microcontrolador através de comunicação serial e bibliotecas em Python. Na sequência foram apresentadas configurações dos componentes necessários para realizar simulações de sistemas de acionamento de motores no *software* Typhoon HIL, como modelos do motor implementáveis em tempo real, inversor e sensores de posição.

Em seguida, a modelagem matemática de PMSMs foi abordada. Nesta seção foram apresentados os modelos de simulação de SPMSMs e IPMSMs. Também foi realizada a análise das características de FCEM de dois motores avaliados para aplicações em sistemas de refrigeração, um IPMSM e um SPMSM. A partir disto, concluiu-se que o SPMSM analisado possui um espectro harmônico que o diferencia consideravelmente do modelo ideal trapezoidal disponibilizado no simulador HIL. Desta forma, foi proposta uma metodologia de modelagem do PMSM a fim de incluir harmônicas espaciais da FCEM representadas em termos de fluxo magnético. O modelo proposto é implementado através da consulta e da interpolação de pontos de tabelas tridimensionais, podendo ser executado na FPGA do dispositivo HIL. Os modelos tradicionais que simulam o PMSM a partir de um circuito elétrico são implementados diretamente na unidade de processamento do dispositivo HIL, o que pode limitar o passo temporal e a resolução da simulação. Os resultados obtidos com o modelo proposto foram apresentados e validados através de comparação com o modelo tradicional, uma vez que o objetivo do modelo proposto não é a inclusão de outros parâmetros não-lineares, mas sim a execução em ambiente HIL.

Na sequência do trabalho, foram discutidos os sistemas de acionamento BLDC, baseado na técnica de comutação *six-step* e o sistema de acionamento BLAC, baseado em IFOC. Para ambos os sistemas, foram apresentadas metodologias matemáticas de projeto dos controladores e foram discutidas as estratégias de modulação adotadas. Consecutivamente, foram apresentados os resultados obtidos em simulação HIL. Inicialmente, os sistemas de controle avaliados foram simulados com carga constante, a fim de validar seu funcionamento. Na sequência, foram apresentados resultados de simulação HIL envolvendo o torque de carga produzido pelo compressor. Foram avaliados os impactos da dinâmica introduzida pelo compressor no sistema. Por fim, foi discutida uma estratégia de implementação de rotinas de testes automáticos, buscando agilizar e automatizar o processo de validação e desenvolvimento de produto em ambiente industrial.

Desta forma, pode-se averiguar a potencialidade da ferramenta HIL no processo de desenvolvimento e teste de *firmware* em ambiente industrial, uma vez que as etapas de validação podem ser automatizadas por meio de rotinas de testes. Os sistemas físicos podem ser modelados com alto grau de fidelidade, uma vez que é possível incluir parâmetros não ideais e comportamentos não-lineares. Ainda, a inclusão do microcontrolador no sistema de simulação serve como uma ferramenta de depuração de *firmware*, permitindo testar o controlador em condições variadas de operação, o que pode ajudar a detectar falhas ainda nas fases iniciais de projeto.

A partir dos testes automáticos gerados, foi possível definir rotinas replicáveis para a validação de *firmware* de PMSMs associados à compressores volumétricos, baseados em testes comuns no ambiente industrial. Desta forma, a plataforma HIL mostra-se uma ferramenta robusta, que possibilita a economia de tempo e recursos, uma vez que o mesmo *firmware* aplicado na versão comercial de um produto pode ser depurado e avaliado automaticamente através de rotinas pré-estabelecidas. Desta forma, testes essenciais para a validação do sistema de controle podem ser replicados em HIL, permitindo encontrar falhas antes mesmo das etapas de testes experimentais. Isto possibilita um desenvolvimento de produto mais eficiente, uma vez que, falhas nas etapas de programação do microcontrolador e projeto do sistema de controle podem ser descobertas e resolvidas antes da etapa de validação em bancada em um contexto industrial.

6.1 ARTIGOS PUBLICADOS

Como resultado desta dissertação, foram submetidos e apresentados dois artigos científicos em congressos.

- Moura, E.A.D., Rech, C. and Vieira, R.P., 2022. Desenvolvimento de rotinas de testes automatizados para avaliação de desempenho de PMSM drives através de interface HIL. SEPOC 2022.

- De Moura, E.A., Vieira, R.P. and Rech, C., 2023, November. Offline Optimization Approach for Designing a Backstepping Speed Observer for PMSMs. In 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference (SPEC) (pp. 1-7). IEEE.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

De forma a dar prosseguimento ao trabalho realizado, algumas propostas para trabalhos futuros são:

1. Consideração das harmônicas espaciais da FCEM no modelo de simulação da IPMSM;
2. Consideração de outros parâmetros não-lineares na modelagem das máquinas, como saturação de indutâncias.
3. Implementação de ferramentas computacionais de maior complexidade, como otimização e aprendizado de máquina em ambiente de simulação HIL.
4. Implementação de estratégias *sensoreless* para ambos os acionamentos discutidos, uma vez que as condições de pressão, temperatura e espaço físico dos compressores herméticos não possibilita o uso de sensores mecânicos de posição.
5. Validação experimental de ambos os acionamentos abordados, através de técnicas de controle *sensorless*.
6. Análise de robustez à variações paramétricas dos controladores projetados.

REFERÊNCIAS

- BARATIERI, C. L. et al. Controle de velocidade sensorless de motores brushless dc submetidos a variações periódicas de carga. Universidade Federal de Santa Maria, 2011.
- BARATIERI, C. L. et al. **Contribuições ao controle do motor síncrono de ímã permanente com FCEM não senoidal**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S.; LUISE, F. Potentials and limits of high-speed pm motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 40, n. 6, p. 1570–1578, 2004.
- BLOCH, H. P.; GODSE, A. **Compressors and modern process applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2006.
- BROWN, R. N. **Compressors: Selection and sizing**. [S.l.]: Gulf Professional Publishing, 1997.
- CENGEL, Y. A.; BOLES, M. A. **Thermodynamics: An Engineering Approach**. [S.l.]: McGraw-Hill, 2004. ISBN 9780071235785.
- CHANDRAN, V. P.; KUMAR, S.; BHAKAR, P. S. Comparative study for steady-state operation of iag in stand-alone mode using matlab and typhoon hil. In: **2018 3rd International Conference On Internet of Things: Smart Innovation and Usages (IoT-SIU)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5.
- CHAU, K. T. **Electric vehicle machines and drives: design, analysis and application**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015.
- CHIASSON, J. **Modeling and high performance control of electric machines**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.
- COLLIN, R.; STEPHENS, M.; JOUANNE, A. von. Development of sic-based motor drive using typhoon hil 402 as system-level controller. In: **2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 2689–2695.
- DERAMMELAERE, S. et al. A quantitative comparison between bldc, pmsm, brushed dc and stepping motor technologies. In: IEEE. **2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**. [S.l.], 2016. p. 1–5.
- EHSANI, M. et al. **Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles**. [S.l.]: CRC press, 2018.
- EIA. **Use of energy explained - Energy use in homes**. 2015. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.eia.gov/energyexplained/use-of-energy/electricity-use-in-homes.php>>.

_____. **ANNUAL ENERGY OUTLOOK 2023**. 2023. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.eia.gov/outlooks/aeo/>>.

ELSHERBINY, H. et al. High accuracy modeling of permanent magnet synchronous motors using finite element analysis. **Mathematics**, MDPI, v. 10, n. 20, p. 3880, 2022.

EMBRACO. **Refrigeração Residencial**. 2024. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.embraco.com/pt/solucoes/refrigeracao-residencial/>>.

EPE. **Balanço Energético Nacional 2023 ao base 2022**. 2023. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2023>>.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

GABBI, T. S. et al. Controle por modos deslizantes e observador de distúrbios aplicados ao motor síncrono de ímãs permanentes. Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

GABBI, T. S. et al. **Contribuição ao controle sensorless de motores síncronos de ímãs permanentes**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2019.

GASTALDINI, C. C. et al. Controle de velocidade sensorless de motores de indução trifásicos sujeitos a distúrbios de torque. Universidade Federal de Santa Maria, 2008.

GIAMPAOLO, T. **Compressor handbook: principles and practice**. [S.l.]: CRC Press, 2023.

GIERAS, J. F. Mitchell wing permanent magnet motor technology. **Macel Dekker**, 2002.

GIESEL, T. et al. Estudo e projeto de motores de alta velocidade para aplicação em compressores herméticos:[dissertação]. Florianópolis, SC, 2007.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse width modulation for power converters: principles and practice**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. v. 18.

IEA. **Energy Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems**. 2023. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/energy-efficiency-policy-opportunities-for-electric-motor-driven-systems>>.

IMARC. **North America Electric Motor Market Report**. 2023. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.imarcgroup.com/north-america-electric-motor-market>>.

KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2002. v. 2.

KRISHNAN, R. **Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control**. Prentice Hall, 2001. ISBN 9780130910141. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=1lgtAQAAMAAJ>>.

_____. **Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives**. [S.l.]: CRC press, 2017.

KUN, W. et al. A novel pwm scheme to eliminate the diode freewheeling in the inactive phase in bldc motor. In: IEEE. **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)**. [S.l.], 2004. v. 3, p. 2282–2286.

LAI, Y.-S. et al. Efficiency comparison of pwm-controlled and pam-controlled sensorless bldc drives for refrigerator applications. In: IEEE. **2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting**. [S.l.], 2007. p. 268–273.

LAI, Y.-S.; LIN, Y.-K. Assessment of pulse-width modulation techniques for brushless dc motor drives. In: IEEE. **Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting**. [S.l.], 2006. v. 4, p. 1629–1636.

LAI, Y.-S.; SHYU, F.-S.; CHANG, Y.-H. Novel loss reduction pulsewidth modulation technique for brushless dc motor drives fed by mosfet inverter. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 19, n. 6, p. 1646–1652, 2004.

LEE, S.-T. et al. A novel load variation compensation algorithm in a sensor-less brushless dc motor drive for a reciprocating compressor. In: IEEE. **INTELEC 2009-31st International Telecommunications Energy Conference**. [S.l.], 2009. p. 1–4.

MA, J.; CHEN, X.; QU, Z. Structural optimal design of a swing vane compressor. **Frontiers in Energy**, Springer, v. 13, p. 764–769, 2019.

MORAN, M. J. et al. **Fundamentals of engineering thermodynamics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

MORIMOTO, S.; SANADA, M.; TAKEDA, Y. Sinusoidal current drive system of permanent magnet synchronous motor with low resolution position sensor. In: IEEE. **IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting**. [S.l.], 1996. v. 1, p. 9–14.

MOTOMIL. **Compressor Motomil**. 2024. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.grupogmeg.com.br/produtos/motomil>>.

MULKA, V. **HARDWARE IN THE LOOP SIMULATION FOR DC MOTOR**. Tese (Doutorado) — Thesis, West Yorkshire, England: University of Huddersfield, 2016.

OGATA, K. Modern control engineering. **Book Reviews**, v. 35, n. 1181, p. 1184, 1999.

PERSSON, E.; KULATUNGA, A.; SUNDARARAJAN, R. The challenges of using variable-speed motor drives in appliance applications. In: IEEE. **2007 Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo**. [S.l.], 2007. p. 453–458.

PICHOT, P. Compressor application engineering. volumes 1 and 2. drivers for rotating equipment. volume 2. Gulf Publishing Company, Houston, TX, 1986.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling of permanent magnet motor drives. In: SPIE. **IECON'87: Motor Control and Power Electronics**. [S.l.], 1987. v. 854, p. 289–293.

RAHMAN, M. A.; CHIBA, A.; FUKAO, T. Super high speed electrical machines-summary. In: IEEE. **IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004**. [S.l.], 2004. p. 1272–1275.

SCALCON, F. P. et al. Contribuições ao acionamento e controle dos motores de relutância variável e síncrono de relutância. Universidade Federal de Santa Maria, 2019.

STMICROELECTRONICS. **F303RE NUCLEO**. 2024. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-f303re.html>>.

STOECKER, W.; JONES, J. **Refrigeration and Air Conditioning**. New York: **The McGraw-Hill**. [S.l.]: Inc, 1982.

TASHAKORI, A.; EKTESABI, M.; HOSSEINZADEH, N. Modeling of bldc motor with ideal back-emf for automotive applications. In: **Proceedings of the World Congress on Engineering**. [S.l.: s.n.], 2011. v. 2, p. 6–8.

TYPHOON-HIL. **Typhoon HIL**. 2024. Acessado em: 06/02/2024. Disponível em: <<https://www.typhoon-hil.com>>.

APÊNDICES

Apêndice A – Modelagem do torque mecânico do compressor

A determinação da característica de torque causada pelo gás no cilindro do compressor à pistão depende das características de volume, pressão e temperatura do gás nos ciclos de sucção e descarga do compressor. Nesta seção, será apresentada a abordagem utilizada para o cálculo da carga produzida pelo compressor a fim de ser considerado na estrutura de simulação HIL. O equacionamento apresentando visa definir a pressão do gás no cilindro para calcular o torque, este dependendo dos parâmetros construtivos do pistão, da característica da pressão do gás e da posição do pistão (CENGEL; BOLES, 2004; MORAN et al., 2010; GIAMPAOLO, 2023).

O processo de determinação do torque produzido pelo cilindro do pistão começa com a definição das temperaturas de sucção T_s e descarga T_d , que dependem são parâmetros de entrada do sistema, definindo a condição de operação. A partir destes, são definidas as pressões de sucção P_s e descarga P_d . Esta definição depende de características construtivas do compressor e é obtida através de interpolação numérica.

O volume do cilindro V_c é calculado conforme (A.1), em que R_{exc} é o raio de excursão, S_p é a área de seção transversal do pistão, V_m é o volume mínimo e θ_r é a posição rotórica do motor, cuja o pistão está conectado. A área de seção transversal do pistão pode ser calculada através do diâmetro do pistão D_p , como consta em (A.2).

$$V_c = (\cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + 1) \times R_{exc} \times S_{pist} + V_m \quad (A.1)$$

$$S_p = D_p^2 \frac{\pi}{4} \quad (A.2)$$

A variação de volume ΔV_c no compressor é calculada em tempo discreto para a implementação em código C de acordo com (A.3)

$$\Delta V_c = V_c - V_{c_{ant}} \quad (A.3)$$

A partir da variação de volume calculada, é possível determinar se o compressor está operando na etapa de sucção ou de descarga. Quando a variação de volume for positiva, a etapa de sucção está ocorrendo. Quando a variação de volume for negativa, acontece a etapa de descarga. Assim, para realizar a modelagem do compressor, é necessário verificar em que condição este opera, permitindo prosseguir a abordagem matemática para obter a pressão do compressor.

Para definir o torque produzido pelo gás no cilindro, é necessário primeiro definir a condição de pressão do gás no cilindro do compressor. Esta irá depender diretamente da etapa do ciclo que o compressor está executando. A temperatura do compressor T_c é calculada a partir da temperatura do estado anterior, da relação entre o volume do

compressor e seu estado anterior e do coeficiente adiabático do gás n_{gas} .

$$T_c = T_{c_{ant}} \left(\frac{V_{c_{ant}}}{V_c} \right)^{n_{gas}-1} \quad (A.4)$$

Considerando a etapa de sucção, pode-se calcular a massa de gás que entra cilindro M_p durante o ciclo de admissão a partir de (A.5), em que CE_s representa um coeficiente efetivo de sucção, A_s área da seção de sucção, R é a constante dos gases ideais e T_c é a temperatura do cilindro.

$$M_p = CE_s A_s P_s \sqrt{\frac{2n_{gas}}{RT_{c_{ant}}(n_{gas}-1)}} \sqrt{\left(\frac{P_{c_{ant}}}{P_s} \right)^{\frac{2}{n_{gas}}} - \left(\frac{P_{c_{ant}}}{P_s} \right)^{\frac{n_{gas}+1}{n_{gas}}}} \quad (A.5)$$

A partir de M_p é possível calcular a massa total de gás no cilindro M pela incrementação da variação da massa de gás que entra no sistema, em que Δt é o passo temporal utilizado na simulação.

$$M = M + M_p \Delta t \quad (A.6)$$

Com esta informação, pode-se obter a densidade do gás no cilindro ρ .

$$\rho = \frac{M}{V_c} \quad (A.7)$$

A pressão do gás no cilindro P_c é então definida por (A.8). Vale destacar que a pressão do gás no cilindro é limitada pela pressão de sucção P_s .

$$P_c = \rho R T_c \quad (A.8)$$

O ciclo de descarga ocorre quando a variação do volume do compressor for menor que zero. Para esta etapa, calcula-se a massa de gás que sai do cilindro M_p por (A.9), sendo A_d a área da seção de descarga e CE_d o coeficiente efetivo de descarga.

$$M_p = CE_d A_d P_d \sqrt{\frac{2n_{gas}}{RT_{c_{ant}}(n_{gas}-1)}} \sqrt{\left(\frac{P_d}{P_{c_{ant}}} \right)^{\frac{2}{n_{gas}}} - \left(\frac{P_d}{P_{c_{ant}}} \right)^{\frac{n_{gas}+1}{n_{gas}}}} \quad (A.9)$$

Na sequência é calculada a massa de gás total no cilindro, de forma semelhante ao processo realizado na etapa de sucção, no entanto nesta etapa a massa total de gás no cilindro decai com a dinâmica da massa de gás que sai do cilindro.

$$M = M - M_p \Delta t \quad (A.10)$$

De forma análoga, realiza-se o cálculo da densidade do gás ρ conforme (A.7) e da pressão do gás no cilindro pela equação (A.8). Nesta etapa a pressão do gás no cilindro possui um limite inferior igual à pressão de descarga, uma vez que se esta pressão fosse maior o gás não seria expelido do cilindro.

O torque produzido pelo cilindro t_{cil} é então obtido através da posição rotórica, dos parâmetros construtivos do pistão e da diferença entre a pressão do gás no cilindro e a pressão de admissão, conforme apresentado em (A.11).

$$t_{cil} = \sin\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) R_{exc} (P_c - P_s) S_p \quad (\text{A.11})$$

Apêndice B – Relatórios de Testes Automáticos

Neste apêndice são apresentados exemplos de relatórios gerador a partir da rotina de testes automáticas proposta no capítulo 5. O objetivo das rotinas de testes automáticos é avaliar o desempenho do controlador em diferentes condições de operação de forma a automatizar um processo que normalmente é realizado manualmente. As rotinas de testes automáticos são propostas como uma forma de aceleração no tempo de desenvolvimento e validação de produtos. Neste apêndice, são apresentadas quatro relatórios gerados por rotinas de testes automáticos. O primeiro relatório apresenta resultados obtidos para diferentes condições de carga do compressor. O segundo relatório apresentado descreve um teste de degrau de velocidade realizado para carga constante. O terceiro teste realizado repete os degraus de referência de velocidade do teste anterior, porém considerando a carga do compressor. Por fim, é apresentado um relatório que contém a curva de torque por velocidade do motor. Os testes apresentados neste apêndice foram construídos com base no sistema de acionamento BLDC.

B.1 DIFERENTES CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO DO COMPRESSOR

Esta rotina de testes implementa três simulações HIL em sequência. Na primeira simulação, o sistema de controle é avaliado para as temperaturas $T_s = -23.3^\circ \text{ C}$ e $T_d = 54.4^\circ \text{ C}$, com referência de velocidade de 1300 RPM. A segunda simulação testa o sistema de acionamento para as temperaturas $T_s = -30^\circ \text{ C}$ e $T_d = 55^\circ \text{ C}$, com referência de velocidade de 3000 RPM. A terceira simulação considera as temperaturas $T_s = -10^\circ \text{ C}$ e $T_d = 70^\circ \text{ C}$, com referência de velocidade de 4500 RPM. Cada simulação é realizada com duração total de 1 segundo. O relatório gerado é apresentado nas Figuras B.1 e B.2.



Figura B.1 – Relatório gerado para rotina de testes de diferentes condições de operação do compressor.

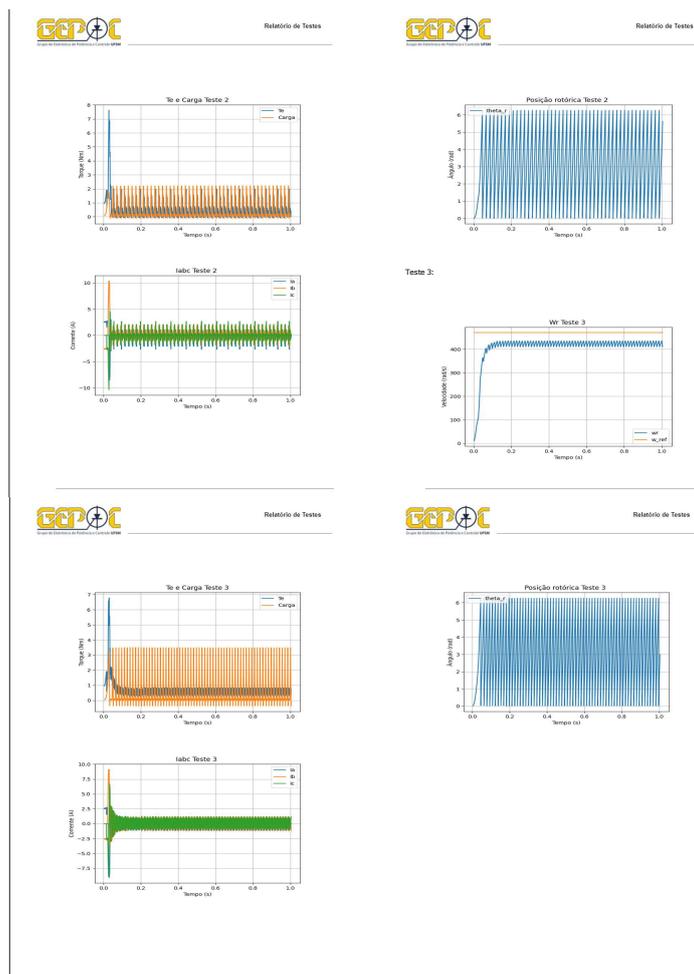


Figura B.2 – Relatório gerado para rotina de testes de diferentes condições de operação do compressor.

B.2 DEGRAU DE REFERÊNCIA DE VELOCIDADE COM CARGA CONSTANTE

Nesta rotina de testes, são realizadas duas simulações considerando o motor operando com carga constante de $0,2 \text{ Nm}$. Na primeira simulação, a velocidade inicial é definida como 1300 RPM, sofrendo um degrau no instante 1 segundo para 2000 RPM. A segunda simulação parte o motor com 950 RPM de referência de velocidade, com um degrau para 4500 RPM no instante 1 segundo. Em ambos os casos, a simulação foi realizada com tempo total de 2 segundos. Os relatórios gerados pela rotina de testes é apresentado nas Figuras B.3 e B.4.

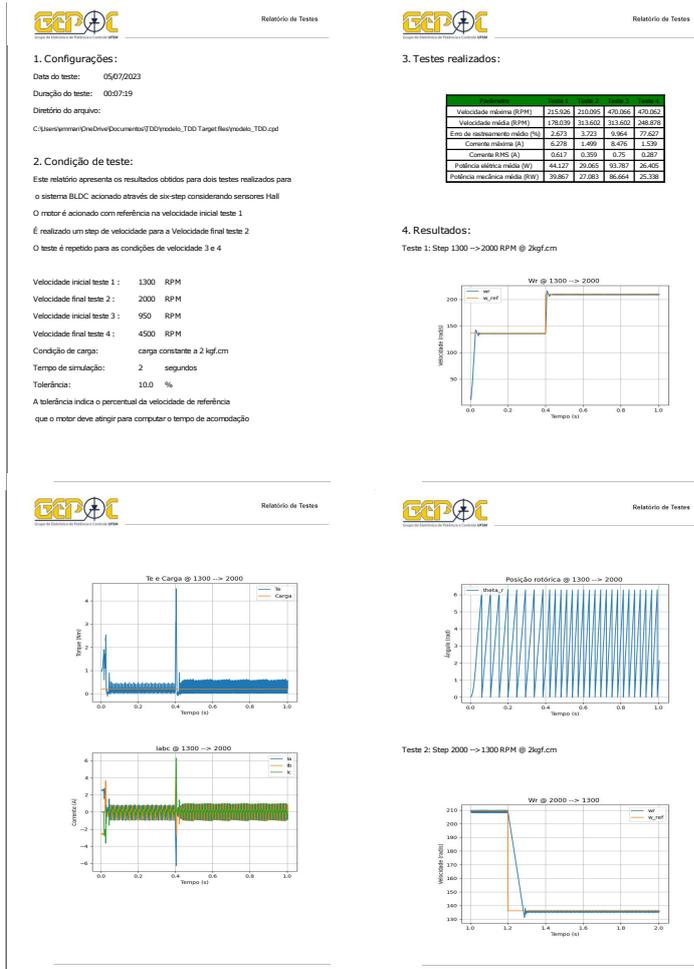


Figura B.3 – Relatório gerado para teste de degrau de velocidade com carga constante.

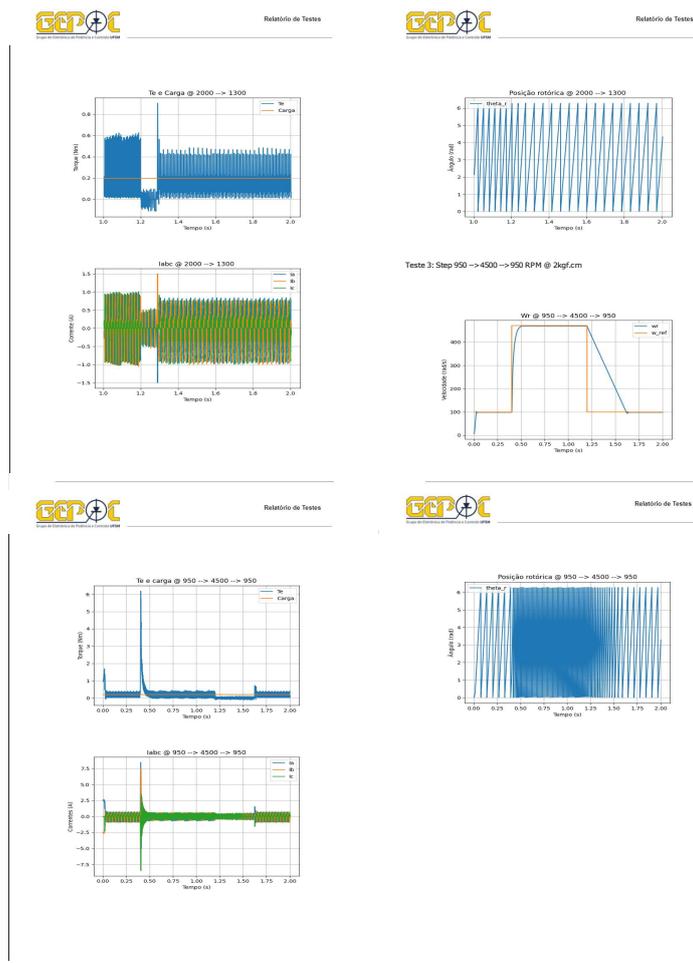


Figura B.4 – Relatório gerado para teste de degrau de velocidade com carga constante.

B.3 DEGRAU DE REFERÊNCIA DE VELOCIDADE COM CARGA DO COMPRESSOR

Esta rotina de testes foi implementada da mesma forma que a rotina anterior, com a alteração na carga do motor. Para este teste, foi considerada a condição de operação do compressor nas temperaturas $T_s = -23.3^\circ \text{ C}$ e $T_d = 54.4^\circ \text{ C}$. O relatório gerado a partir desta rotina de testes automáticos é apresentado nas Figuras B.5 e B.6.

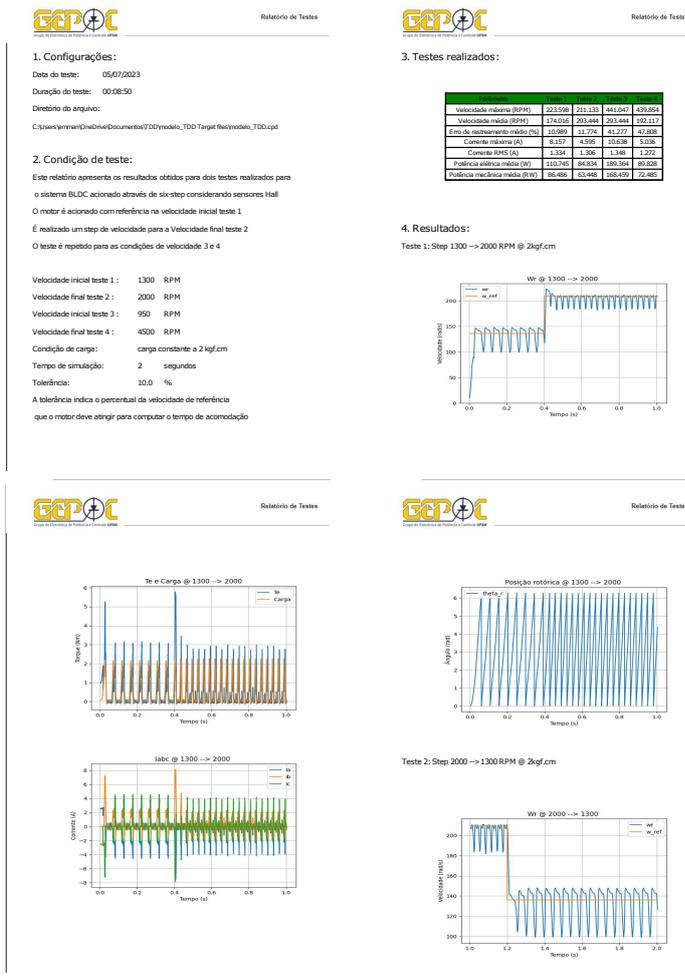


Figura B.5 – Relatório gerado para teste de degrau de velocidade com carga do compressor.

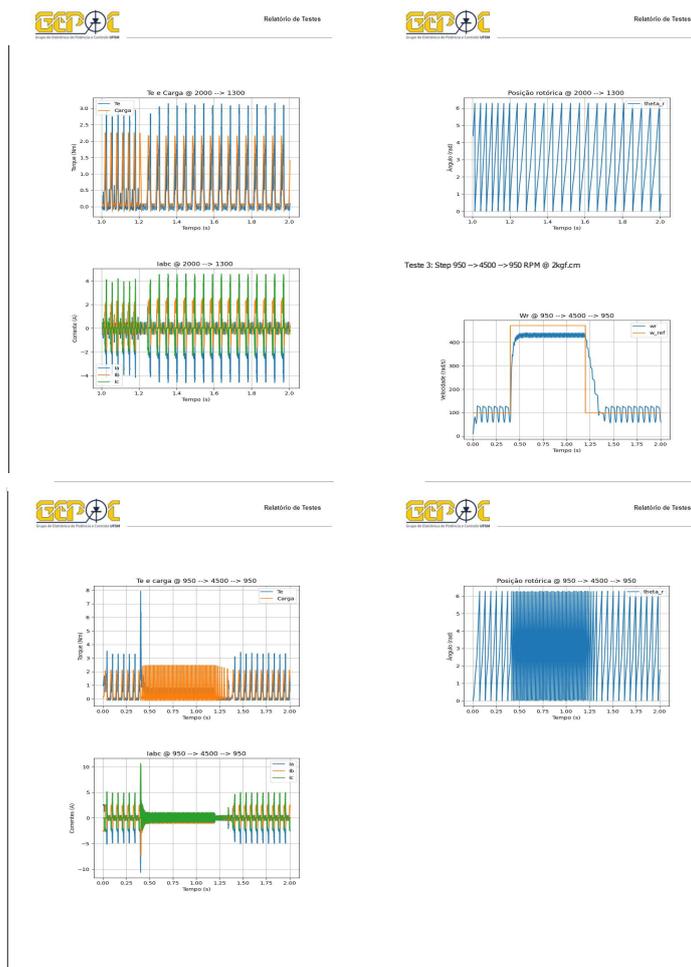


Figura B.6 – Relatório gerado para teste de degrau de velocidade com carga do compressor.

B.4 CURVA DE TORQUE POR VELOCIDADE

O objetivo desta rotina de testes é definir a curva de torque por velocidade do motor, quanto submetido ao sistema de controle sob teste. Para tanto, são realizadas simulações variando a velocidade de referência do motor, a fim de medir o torque médio em regime permanente para a construção da curva torque por velocidade. Para este teste, foram realizadas nove simulações, variando a velocidade de acionamento da máquina de 500 RPM até 4500 RPM. O relatório gerado por esta rotina de testes é apresentado na Figura B.7



Figura B.7 – Relatório gerado para a construção da curva de torque por velocidade.