

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

Thiago Lazzari

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE CONTROLE
PARA MOTORES DE ÍMÃS PERMANENTES PARA
TRAÇÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

**Santa Maria, RS, Brasil
2020**

Thiago Lazzari

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE CONTROLE PARA
MOTORES DE ÍMÃS PERMANENTES PARA TRACÇÃO DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS**

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
2020

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Lazzari, Thiago

Desenvolvimento de Sistemas de Controle para Motores de Ímãs Permanentes para Tração de Veículos Elétricos / Thiago Lazzari - 2020

94 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, 2020

1. Engenharia Elétrica 2. Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 3. Controle Vetorial 4. Estratégia Sensorless 5. Modelagem I. Vieira, Rodrigo Padilha.

© 2020

Todos os direitos autorais reservados a Thiago Lazzari. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Fone: (54) 9-9194-0578;

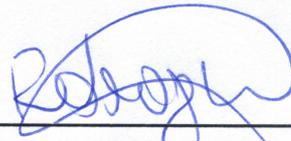
Endereço Eletrônico: thiago.lazzari@hotmail.com

Thiago Lazzari

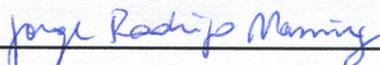
DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE CONTROLE PARA
MOTORES DE ÍMÃS PERMANENTES PARA TRACÇÃO DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS

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.

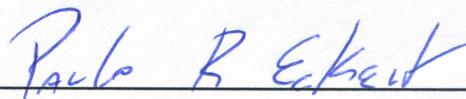
Aprovado em 27 de Fevereiro de 2020:



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



Jorge Rodrigo Massing, Dr. (UFSM)



Paulo Roberto Eckert, Dr. (UFRGS)

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos ao Professor Rodrigo Padilha Vieira por sua orientação, compartilhando suas ideias, conhecimentos e experiências para contribuir com o desenvolvimento deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) e ao Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica (INCT-GD) pelo suporte financeiro durante todo o período do mestrado.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) por fornecer um ambiente de trabalho e recursos que foram essenciais ao desenvolvimento desta dissertação. Agradeço também aos professores do GEPOC pelos conhecimentos compartilhados durante este período.

Aos colegas do GEPOC pelo companheirismo, auxílio técnico e troca de conhecimentos que foram essenciais para o desenvolvimento desta dissertação. Principalmente a Thieli Smidt Gabbi, Gustavo Koch, Ademir Toebe e ao aluno de iniciação científica Luis Henrique O. Scher. Um agradecimento especial ao Filipe Pinarello Scalcon por toda ajuda, sugestões, críticas, ensinamentos e principalmente por sua amizade durante todo o período do mestrado.

Aos técnicos da mecânica do NAFA pelo auxílio no desenvolvimento do suporte da bancada experimental.

A todos meus amigos que foram essenciais ao longo deste período, em especial os amigos Anderson José Balbino, Leandro Benhur Klinger Fisch, Nicolau Kubiszewski e Rafael Vendrusculo pelas risadas e por me apoiarem nos momentos difíceis.

Ao Professor Cássio Luciano Baratieri pelas críticas, sugestões e reflexões que contribuíram para minha formação pessoal e profissional.

À todos os membros da minha família, em especial ao meu pai Celso Carlos Lazzari, meu irmão Luís Carlos Lazzari, meus avós Maria Baccin e Antônio Baccin por todo amor, incentivo, conselhos, compreensão e apoio incondicional. À minha esposa Suelen Rosset Lazzari por todo companheirismo, carinho, amor, incentivo, paciência e compreensão nas horas difíceis. Agradeço em especial à minha mãe, que embora distante, sempre permaneceu presente em todos os momentos da minha vida.

“Palavras podem impactar, mas são atitudes que mudam o mundo.

Geronimo Theml”

RESUMO

DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE CONTROLE PARA MOTORES DE ÍMÃS PERMANENTES PARA TRAÇÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

AUTOR: THIAGO LAZZARI

ORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de uma bancada experimental ao acionamento e controle dos motores síncronos de ímãs permanentes com rotor externo. As principais características desses motores estão relacionadas a sua elevada densidade de potência e alta eficiência. Tais características são interessantes para aplicações no sistema de tração de veículos elétricos. Assim, existem diferentes configurações de alocação dos motores no sistema de tração elétrica. Uma topologia que vem chamando bastante atenção recentemente é o uso de motores inseridos no interior das rodas dos veículos elétricos. A utilização dessa configuração apresenta restrições quanto a obtenção da informação da posição do rotor, sendo necessário a utilização de sensores de efeito Hall ou estratégias de controle *sensorless*. Usualmente, motores síncronos de ímãs permanentes que utilizam as abordagens clássicas de controle utilizando sensores de efeito Hall apresentam ondulações de torque indesejáveis para a aplicação no sistema de tração elétrica. Desse modo, nesta dissertação será aplicado uma estratégia para estimar a velocidade e a posição a partir da informação dos sensores de efeito Hall, para em seguida serem utilizadas em conjunto com a técnica de controle vetorial. Como método de controle alternativo caso ocorra alguma falha nos sensores de posição, será aplicado uma estratégia de controle *sensorless* baseada em observadores de estados das correntes e forças contraeletromotrizes no referencial estacionário. Por fim, resultados de simulação e experimentais validam a análise teórica desenvolvida e demonstram o desempenho das técnicas de controle aplicadas aos motores síncronos de ímãs permanentes.

Palavras-chave: Motor síncrono de ímãs permanentes, veículos elétricos, sensores de efeito Hall, controle vetorial, estratégia *sensorless*.

ABSTRACT

**DEVELOPMENT OF CONTROL SYSTEMS FOR
PERMANENT MAGNET MACHINES FOR
TRACTION OF ELECTRIC VEHICLES**

AUTHOR: THIAGO LAZZARI
ADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

This master thesis presents the development of an experimental setup to drive and control of permanent magnet synchronous motors with external rotor. The main characteristics of these electric motors are related to their high power density and high efficiency. Such characteristics are interesting for applications in the traction system of electric vehicles. There are different configurations of motors in the the electric traction system. A topology that has been calling a lot of attention recently is the in-wheel electric motors of electric vehicles. The use of this configuration presents restrictions on obtaining rotor position information, being necessary the use of Hall effect sensors or sensorless control strategies. Usually, permanent magnet synchronous motors that use the classic control approaches using Hall effect sensors present undesirable torque ripples. Thus, in this master thesis, a strategy will be applied to estimate the speed and position based on the information from Hall effect sensors. These variables are applied in the vector control technique. Sensorless control strategy based on current state observers and back electromotive forces in the stationary reference frame is applied as an alternative control method in case of failure in the position sensors. Finally, simulation and experimental results validate the theoretical analysis developed and demonstrate the performance of the control techniques applied to the permanent magnet synchronous motors.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, electric vehicles, Hall effect sensors, vector control, sensorless strategy.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– PMSM com FCEM Senoidal e Trapezoidal.	24
Figura 1.2	– Configurações dos ímãs permanentes no rotor.	26
Figura 1.3	– Diferentes configurações do estator e do rotor.	26
Figura 1.4	– Correntes retangulares em fase com as FCEM.	27
Figura 1.5	– Estratégia para estimar a posição e velocidade do rotor a partir dos sensores de efeito Hall.	29
Figura 2.1	– Configuração do PMSM com rotor externo e circuito elétrico equivalente.	32
Figura 3.1	– Circuito de acionamento elétrico do PMSM.	39
Figura 3.2	– Obtenção da posição do rotor a partir dos sensores de efeito Hall. ..	40
Figura 3.3	– Comparação entre uma função seno com amplitude unitária e a FCEM normalizada do PMSM.	43
Figura 3.4	– Diagrama de blocos simplificado do controle vetorial.	47
Figura 4.1	– Motor modelo 260 V3 da <i>QS Motor Limited</i>	53
Figura 4.2	– Velocidade angular média e posição estimada durante partida em malha aberta.	55
Figura 4.3	– Controle vetorial com posição e velocidade estimadas a partir dos sensores de efeito Hall.	56
Figura 4.4	– Observador de corrente e FCEM para diferentes ganhos h_1 e h_2	58
Figura 4.5	– Observador de corrente e FCEM no referencial estacionário.	59
Figura 4.6	– Comparação da velocidade e posição <i>sensorless</i> com a velocidade e posição obtidas a partir dos sensores de efeito Hall.	59
Figura 4.7	– Controle vetorial com substituição entre as técnicas de controle.	60
Figura 4.8	– Posição do rotor quando ocorre a substituição entre as técnicas de controle.	61
Figura 4.9	– Comparação do torque eletromagnético entre as estratégias 6 pulsos 120° (a) e controle vetorial(b).	62
Figura 4.10	– Velocidade e posição estimadas durante a partida em malha aberta.	63
Figura 4.11	– Correntes de duas das três fases do PMSM.	64
Figura 4.12	– Controle vetorial com posição e velocidade estimadas a partir da informação dos sensores de efeito Hall obtidas experimentalmente. .	65
Figura 4.13	– Controle vetorial com substituição da velocidade angular média pela velocidade do SVF.	66
Figura 4.14	– Controle vetorial aplicado ao PMSM para diferentes degraus de velocidade.	67
Figura 4.15	– Comportamento da posição <i>sensorless</i> durante a partida e degrau de velocidade.	68
Figura 4.16	– Controle vetorial <i>sensorless</i>	69
Figura 4.17	– Controle vetorial <i>sensorless</i> com degrau de carga.	70
Figura 4.18	– Controle vetorial <i>sensorless</i> aplicado em ambos PMSM.	72
Figura A.1	– Diagrama de blocos simplificado da bancada experimental.	83
Figura A.2	– Módulo FF200R06KE3.	84
Figura A.3	– Layout da parte de potência do inversor.	84
Figura A.4	– <i>Gate driver</i> e layout das PCBs de proteção.	85
Figura A.5	– Layout da PCB de medição de corrente e tensão.	86
Figura A.6	– Bancada experimental.	87
Figura B.1	– Circuito para ensaio da resistência do estator.	90
Figura B.2	– Circuito para ensaio da indutância do estator.	91
Figura B.3	– Resultado para obtenção da constante de tempo elétrica.	92

Figura B.4 – Ensaio para obtenção da FCEM..... 93

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	–	Especificações do Sistema de Tração de VE Comercializados pelo Mundo.	23
Tabela 3.1	–	Sequência de comutação para a estratégia 6 pulsos 120°.	40
Tabela 3.2	–	Relação entre as FCEM e sensores de efeito Hall.	41
Tabela 4.1	–	Parâmetros dos PMSM.	53
Tabela 4.2	–	Ganhos dos Controladores PI em Simulação.	56
Tabela 4.3	–	Ganhos dos Controladores PI.	64

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DSP	Processador de Sinal Digital - <i>Digital Signal Processor</i>
FCEM	Força Contraeletromotriz
GEPOC	Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LI	Linearmente e Independente
MBLDC	Motores <i>Brushless</i> DC
MCI	Motor a Combustão Interna
ME	Motor Elétrico
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCB	Placas de Circuito Impresso - <i>Printed Circuit Board</i>
PI	Proporcional e Integral
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso - <i>Pulse Width Modulation</i>
SVF	Filtro de Variáveis de Estado - <i>State Variable Filter</i>
VCI	Veículos a Combustão Interna
VE	Veículos Elétricos
VEH	Veículos Elétricos Híbridos
VEP	Veículos Elétricos Puros

LISTA DE SÍMBOLOS

$\hat{}$	Símbolo que indica grandeza estimada
$\tilde{}$	Símbolo que indica erro entre grandeza estimada e a grandeza real
*	Símbolo que indica o valor equivalente
T	Matriz Transposta
(s)	Grandeza representada no domínio s
A	Matriz de estados
B	Matriz de entradas
B	Coefficiente de atrito viscoso
$C_{1,2,3,4,5,6}$	Condições da modulação PWM com abordagem geométrica
$\mathbf{d}_{\alpha\beta}$	Vetor dos distúrbios no referencial $\alpha\beta$
\mathbf{e}_{abc}	Vetor das FCEM das fases A, B e C
e_{abc}	FCEM das fases A, B e C
e_{rdq}	Erro das correntes
e_{rn}	Erro da velocidade
e_n	FCEM normalizada
$\mathbf{e}_{\alpha\beta}$	Vetor das FCEM no referencial $\alpha\beta$
$e_{\alpha\beta}$	FCEM no referencial $\alpha\beta$
$\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}$	Vetor das FCEM estimadas no referencial $\alpha\beta$
$\hat{e}_{\alpha\beta}$	FCEM estimadas no referencial $\alpha\beta$
$\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}^f$	Vetor das FCEM filtradas no referencial $\alpha\beta$
$\hat{e}_{\alpha\beta}^f$	FCEM filtradas no referencial $\alpha\beta$
$\tilde{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}$	Vetor do erro entre as FCEM estimadas e reais no referencial $\alpha\beta$
$\tilde{e}_{\alpha\beta}$	Erro entre as FCEM estimadas e reais no referencial $\alpha\beta$
$\mathbf{e}_{\alpha\beta}^*$	Vetor das FCEM equivalentes no referencial $\alpha\beta$
$e_{\alpha\beta}^*$	FCEM equivalentes no referencial $\alpha\beta$
\mathbf{f}_{abc}	Vetor de funções normalizadas das FCEM das fases A, B e C
f_{abc}	Funções normalizadas das FCEM das fases A, B e C
f_{sen}	Função senoidal unitária
$G_{ij}(s)$	Função de transferência das correntes síncronas, sendo $j = [d, q]$
$G_{MF}(s)$	Função de transferência em malha fechada
$G_n(s)$	Função de transferência mecânica
$G_{PI}(s)$	Função de transferência do PI
$G_{PIv}(s)$	Função de transferência do PI da velocidade
$G_{SVF}(s)$	Função de transferência do SVF
h_1	Ganho de realimentação do observador de estados das correntes
h_2	Ganho de realimentação do observador de estados das FCEM
$H_{Hall_{abc_M1}}$	Sinal dos sensores de efeito Hall das fases A, B e C do PMSM1
$H_{Hall_{abc_M2}}$	Sinal dos sensores de efeito Hall das fases A, B e C do PMSM2
I_{2X2}	Matriz identidade 2x2
I_{3X3}	Matriz identidade 3x3

LISTA DE SÍMBOLOS

\mathbf{i}_{abc}	Vetor das correntes das fases A, B e C
i_{abc}	Correntes das fases A, B e C
i_{abc_M1}	Correntes das fases A, B e C do PMSM1
i_{abc_M2}	Correntes das fases A, B e C do PMSM2
i_d	Corrente de eixo direto
i_q	Corrente de eixo de quadratura
i_{q_M1}	Corrente de eixo de quadratura do PMSM1
i_{q_M2}	Corrente de eixo de quadratura do PMSM2
i_{d_ref}	Corrente de referência de eixo direto
i_{q_ref}	Corrente de referência de eixo de quadratura
$i_{q_ref_M1}$	Corrente de referência de eixo de quadratura do PMSM1
$i_{q_ref_M2}$	Corrente de referência de eixo de quadratura do PMSM2
I_{nom}	Corrente nominal
$\mathbf{i}_{\alpha\beta}$	Vetor das correntes no referencial $\alpha\beta$
$i_{\alpha\beta}$	Correntes no referencial $\alpha\beta$
$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$	Vetor das correntes estimadas no referencial $\alpha\beta$
$\hat{i}_{\alpha\beta}$	Correntes estimadas no referencial $\alpha\beta$
$\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$	Vetor do erro entre as correntes estimadas e reais no referencial $\alpha\beta$
$\tilde{i}_{\alpha\beta}$	Erro entre as correntes estimadas e reais no referencial $\alpha\beta$
J	Momento de inércia
j	Ângulo fornecido pelos sensores de efeito Hall
J_{cm}	Momento de inércia do cilindro maciço
J_{co}	Momento de inércia do cilindro oco
J	Coefficiente de inércia
k	Amostras no domínio discreto
k_e	Constante da FCEM
k_i	Ganho integral
k_{ij}	Ganho integral, sendo $j = [d, q]$
k_{in}	Ganho integral do controlador da malha de velocidade
K_{ij}	Ganho integral discreto, sendo $j = [d, q]$
K_{in}	Ganho integral discreto da malha de velocidade
k_p	Ganho proporcional
k_{pj}	Ganho proporcional, sendo $j = [d, q]$
k_{pn}	Ganho proporcional do controlador da malha de velocidade
K_{pj}	Ganho proporcional discreto, sendo $j = [d, q]$
K_{pn}	Ganho proporcional discreto da malha e velocidade
l	Comprimento dos cilindros
L	Indutância própria
L_d	Indutância de eixo direto
L_q	Indutância de eixo de quadratura
\mathbf{L}_s	Matriz de indutâncias do estator
L_s	Indutância do estator
M	Indutância mútua

LISTA DE SÍMBOLOS

m	Massa dos cilindros
m_{cm}	Massa do cilindro maciço
m_{co}	Massa do cilindro oco
n	Ponto central da ligação Y do motor
P	Número de polos do motor
P_{nom}	Potência nominal
$r_{1,2}$	Raios externo e interno do cilindro oco
r	Zero da planta das correntes síncronas
r_{cm}	Raio do cilindro maciço
R_{med}	Resistência média entre duas fases
r_n	Zero da planta da malha de velocidade
\mathbf{R}_s	Matriz de resistências do estator
R_s	Resistência do estator
$S_{1,2,3,4,5,6}$	Chaves semicondutoras do inversor
T_c	Torque de carga
T_{dq}	Matriz de transformação síncrona
T_e	Torque eletromagnético
$T_H(j)$	Período entre a variação da posição entre os sensores de efeito Hall
T_s	Período de amostragem
$T_{\alpha\beta 0}$	Matriz de transformação invariante em potência
u_j	Ações de controle, sendo $j = [d, q]$
u_n	Ações de controle da malha de velocidade
\mathbf{u}_{in}	Vetor dos sinais de entrada do SVF
v_0	Tensão de modo comum
v_0^*	Tensão modulante de modo comum
\mathbf{v}_{abc}	Vetor das tensões das fases A, B e C
v_{abc}	Tensão das fases A, B e C
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	Tensões de linha
v_{ab}^*, v_{bc}^*	Tensões modulantes de linha
v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}	Tensões de braço do inversor
$v_{ag}^*, v_{bg}^*, v_{cg}^*$	Tensões modulantes de braço do inversor
V_{cc}	Tensão do barramento CC
V_{cc_M1}	Tensão do barramento CC do PMSM1
V_{cc_M2}	Tensão do barramento CC do PMSM2
v_{cm}	Volume do cilindro maciço
v_{co}	Volume do cilindro oco
v_d	Tensão de eixo direto
v_q	Tensão de eixo de quadratura
V_{pk}	Tensão de pico
$\mathbf{v}_{\alpha\beta}$	Vetor das tensões no referencial $\alpha\beta$
$v_{\alpha\beta}$	Tensões no referencial $\alpha\beta$
$\hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}$	Vetor das tensões estimadas no referencial $\alpha\beta$
$\hat{v}_{\alpha\beta}$	Tensões estimadas no referencial $\alpha\beta$

LISTA DE SÍMBOLOS

$\tilde{\mathbf{V}}_{\alpha\beta}$	Vetor do erro entre as tensões estimadas e reais no referencial $\alpha\beta$
$\tilde{v}_{\alpha\beta}$	Erro entre as tensões estimadas e reais no referencial $\alpha\beta$
\mathbf{X}_{SVF}	Vetor de estados
θ_e	Posição angular elétrica
θ_{est}	Posição estimada
θ_{Hall}	Posição dos sensores de efeito Hall
θ_{ideal}	Posição desejada
θ_r	Posição angular mecânica
$\hat{\theta}_r$	Posição estimada <i>sensorless</i>
$\theta_{sensorless}$	Posição estimada <i>sensorless</i>
$\theta_R(j)$	Posição de referência dos sensores Hall
ω_c	Frequência angular de corte do SVF
ω_e	Velocidade elétrica
$\hat{\omega}_e$	Velocidade elétrica estimada
$\omega_{est}(j)$	Velocidade angular média
ω_i	Largura de banda do controlador das correntes síncronas em malha fechada
ω_n	Largura de banda do controlador de velocidade em malha fechada
ω_{nom}	Velocidade nominal
ω_r	Velocidade angular mecânica
ω_{r_M1}	Velocidade angular mecânica do PMSM1
ω_{r_M2}	Velocidade angular mecânica do PMSM2
ω_{r_ref}	Velocidade angular de referência
ω_{ref}	Velocidade de referência
ω_{ref_M1}	Velocidade de referência do PMSM1
ω_{ref_M2}	Velocidade de referência do PMSM2
ω_f	Velocidade estimada filtrada por filtro passa-baixa de primeira ordem
ω_{SVF}	Velocidade do SVF
$\boldsymbol{\lambda}_{abc}$	Vetor dos fluxos concatenados das fases A, B e C
λ_{abc}	Fluxos concatenados das fases A, B e C
$\boldsymbol{\lambda}_{abc}^r$	Vetor dos fluxos concatenados do rotor devido aos ímãs
λ_{abc}^r	Fluxos concatenados do rotor devido aos ímãs
λ_d	Fluxo concatenado de eixo direto
λ_q	Fluxo concatenado de eixo de quadratura
λ_m	Fluxo concatenado dos ímãs permanentes
$\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}$	Vetor dos fluxos concatenados no referencial $\alpha\beta$
$\lambda_{\alpha\beta}$	Fluxos concatenados no referencial $\alpha\beta$
$\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}^r$	Vetor dos fluxos concatenados do rotor no referencial $\alpha\beta$
$\lambda_{\alpha\beta}^r$	Fluxos concatenados do rotor no referencial $\alpha\beta$
γ	Variável auxiliar que representa o ganho proporcional
γ_n	Variável auxiliar que representa o ganho proporcional da velocidade
τ	Constante de tempo elétrica
τ_n	Constante de tempo mecânica
μ_{alum}	Massa específica do alumínio

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – Descrição da Bancada Experimental	82
Apêndice B – Ensaios Paramétricos do PMSM	90

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	20
1.1 MOTIVAÇÃO	20
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
1.2.1 Partes Fundamentais dos Veículos Elétricos	21
1.2.2 Motores Elétricos	22
1.2.3 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes	24
1.2.4 Estratégias de Controle para os PMSM	27
1.3 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	30
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	30
2 MODELAGEM MATEMÁTICA DO PMSM	32
2.1 INTRODUÇÃO	32
2.2 MODELO DINÂMICO DO PMSM	32
2.2.1 Referencial Estacionário	35
2.2.2 Referencial Síncrono	35
2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS	37
3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO PMSM	38
3.1 INTRODUÇÃO	38
3.2 CIRCUITO DE ACIONAMENTO	39
3.3 SENSORES DE EFEITO HALL	39
3.4 ESTIMADOR DE POSIÇÃO A PARTIR DOS SENSORES DE EFEITO HALL	41
3.5 CONTROLE VETORIAL	42
3.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE <i>Sensorless</i>	44
3.6.1 Observador das Correntes $\alpha\beta$	44
3.6.2 Observador das FCEM $\alpha\beta$	45
3.6.3 SVF para Estimção de Velocidade	46
3.7 PROJETO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES	47
3.7.1 Projeto dos Controladores das Correntes	48
3.7.2 Projeto do Controlador de Velocidade	50
3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS	51
4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS ..	52
4.1 INTRODUÇÃO	52
4.2 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MODELO DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E DA BANCADA EXPERIMENTAL	52
4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	54
4.3.1 Posição Estimada a Partir dos Sensores de Efeito Hall	54
4.3.2 Controle Vetorial	55

4.3.3 Estratégia de Controle <i>Sensorless</i>	57
4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	61
4.4.1 Posição Estimada a Partir dos Sensores de Efeito Hall	62
4.4.2 Controle Vetorial	64
4.4.3 Estratégia de Controle <i>Sensorless</i>	65
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	71
5 CONCLUSÃO	73
5.1 ARTIGOS PUBLICADOS	74
5.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	74
REFERÊNCIAS	76
APÊNDICES	81
A.1 MODULAÇÃO PWM COM ABORDAGEM GEOMÉTRICA	88
B.1 RESISTÊNCIA DO ESTATOR (R_s)	90
B.2 INDUTÂNCIA DO ESTATOR (L_s)	91
B.3 CONSTANTE E FORMA DE ONDA DA FCEM	92
B.4 MOMENTO DE INÉRCIA (J) E COEFICIENTE DE ATRITO VISCOZO (B)	93

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Preocupações ambientais e incentivos para utilização de energias renováveis nas mais diversas áreas têm aumentado e chamado a atenção em todo o mundo. No setor automobilístico, os Veículos Elétricos (VE) ganharam destaque principalmente por serem um meio de transporte praticamente isentos da emissão de gás carbônico para a atmosfera (EMADI, 2015). O primeiro veículo elétrico surgiu no ano de 1834, criado por Thomas Davenport, sendo esse um triciclo elétrico movido a baterias e que podia ser pilotado por uma única pessoa (WAKEFIELD, 1994). Foi apenas em 1951 que surgiu o primeiro veículo elétrico que se assemelhava a um carro, atingindo uma velocidade de 32 km/h. Dessa forma, o mercado automobilístico para VE passou a receber muita atenção e investimentos para o desenvolvimento de novas tecnologias, principalmente na parte de baterias, fazendo com que nos anos de 1900, o número de vendas de VE nos EUA era maior que dos Veículos a Combustão Interna (VCI) (EMADI, 2015). Nessa época, os VE eram os favoritos entre a elite da sociedade, e seu preço era o equivalente a de um Rolls Royce nos dias atuais (CHAU, 2015).

Embora a tecnologia dos VE fosse revolucionária na época, existiam muitos pontos negativos, como baixa autonomia por causa das baterias e o preço elevado, que dificultava sua popularização para as demais classes sociais. Tais desvantagens motivavam o desenvolvimento de novas tecnologias que pudessem contornar esses problemas. Desse modo, paralelamente ao avanço da tecnologia dos VE, George Brayton desenvolveu o primeiro sistema dos VCI em 1872, chamando a atenção de muitos inventores, entre eles Rudolf Diesel. Diesel, desenvolveu o motor a diesel, que suportava altas pressões, apresentava uma elevada eficiência para época, e que foi comercializado para diferentes aplicações, como caminhões, navios e automóveis (EMADI, 2015).

Essa tecnologia fez com que o visionário Henry Ford desenvolvesse um processo de fabricação de montagem para produção em massa do popular Ford Modelo T. Além de apresentar uma autonomia melhor que dos VE, o preço desses carros eram comercializados a 1/4 do valor dos VE, atingindo as classes trabalhadoras e meios de transporte público. Além de apresentar baixo custo e maior potência em comparação aos VE, os VCI ainda podiam ser reabastecidos em postos de combustíveis aumentando sua autonomia em questão de minutos. Levando em consideração todas essas vantagens dos VCI, nos anos de 1930 os VE já estavam praticamente extintos de mercado automobilístico (CHAU, 2015; EMADI, 2015).

Contudo, no decorrer do século XX, alguns fatores tiveram grande impacto no

mercado automobilístico, fazendo com que os VE voltassem a ganhar atenção novamente. Um dos principais eventos foi a crise do petróleo na década de 1970, quando foi descoberto que o petróleo, conhecido como o ouro negro, não era um recurso renovável. Isso fez com que o preço dos barris de petróleo aumentassem 400% do valor que era comercializado anteriormente, impactando de forma direta na economia global. Além disso, diversos problemas relacionados ao meio ambiente, entre eles a qualidade do ar e emissão de gás carbônico para a atmosfera, fizeram com que agências ambientais tomassem frente para incentivar o uso de energias renováveis (LARMINIE; LOWRY, 2012).

Na década anterior, a eletrônica de potência teve um avanço significativo em sua tecnologia, proporcionando o desenvolvimento e a melhoria de novos equipamentos e técnicas de controle aplicadas em diversas áreas, inclusive na área de máquinas elétricas. Entre algumas delas destacam-se a técnica de controle vetorial (HASSE, 1968; BLASCHKE, 1972; VAS, 1998) e controle direto de conjugado (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986; DEPENDROCK, 1988).

Somando todos esses fatores, como a crise do petróleo, incentivo das agências ambientais para redução da emissão de gás carbônico por queima de combustíveis fósseis, avanço na eletrônica de potência, assim como avanço na tecnologia das baterias e motores elétricos, fez com que os VE ganhassem novamente atenção no mercado automobilístico.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nesta seção é apresentado uma revisão bibliográfica sobre as partes fundamentais dos VE, o que compõe cada sistema, as diferentes configurações das topologias dos VE, características dos motores aplicados aos VE, com foco ao acionamento e controle de Motores Síncronos de Ímãs Permanentes (do inglês *Permanent Magnet Synchronous Motor* - PMSM).

1.2.1 Partes Fundamentais dos Veículos Elétricos

Os VE podem ser divididos basicamente em três subsistemas principais. Os subsistemas de fonte de energia, propulsão elétrica e auxiliar (CHAU, 2015).

O subsistema de fonte de energia envolve a fonte de energia, a unidade de gerenciamento e o reabastecimento de energia. O subsistema auxiliar consiste na unidade de controle de temperatura, na fonte de alimentação auxiliar e na unidade de direção hidráulica. O subsistema de propulsão elétrica é composto pelo controlador eletrônico, conversores estáticos, motor(es) elétrico(s), a transmissão mecânica e as rodas motrizes (CHAN, 2007).

Todos os subsistemas mencionados possuem sua devida importância para o correto funcionamento dos VE. Contudo, o foco desta dissertação está delimitado no subsistema de propulsão elétrica, pois é onde ocorre o sistema de controle que é responsável pela coordenação de operação entre os componentes. Além disso, é nesse subsistema que ocorre o acionamento e controle dos motores elétricos para a tração dos VE (WIRASINGHA; EMADI, 2011).

Os VE também podem ser classificados essencialmente em dois grupos, os Veículos Elétricos Híbridos (VEH) e os Veículos Elétricos Puros (VEP). De acordo com Chan (2007), os VEH possuem ambos os sistemas de propulsão, tanto com Motor a Combustão Interna (MCI) como com Motor/Gerador Elétrico (ME) conectados em série ou em paralelo. O ME é responsável por aumentar a eficiência energética e por economizar combustível por meio do sistema de regeneração de energia por freios, enquanto que o MCI propicia uma melhor autonomia ao veículo.

Os VEH possuem quatro tipos diferentes de configurações, classificadas em: série, paralelo, série-paralelo e complexo. Cada uma dessas configurações, apresentam particularidades específicas, onde combinações diferentes entre o MCI e o ME são realizadas para entregar a potência necessária para as rodas do veículo (CHAN; WONG, 2004; CHAN, 2007; CHAU, 2015).

Por outro lado, os VEP são alimentados inteiramente pelo sistema de propulsão elétrico e pelas baterias, em outras palavras, não possuem nenhum motor a combustão em seu sistema de propulsão. A principal vantagem dos VEP quando comparados com os VCI, até mesmo com VEH, está na eficiência dos motores elétricos que são projetados para operar acima de 90% de eficiência energética enquanto que alguns sistemas de VCI estão operando na faixa de 30%. Além disso, é praticamente isento de manutenções e suas baterias podem ser carregadas em casa, durante o trabalho, em locais públicos, apenas com a conexão à rede elétrica (EMADI, 2015).

1.2.2 Motores Elétricos

Com o avanço na tecnologia dos VE, diversas topologias para alocação dos motores elétricos no interior desses veículos foram realizadas, sendo possível utilizar diferentes combinações, desde um único motor elétrico central até quatro motores elétricos, sendo um no interior de cada roda. Essas configurações dependem de algumas características, como o modelo de motor, sua tecnologia e qual a aplicação final dos VE. Dessa forma, não existe uma convergência de qual o melhor motor elétrico a ser utilizado aos VE. A Tabela 1.1 apresenta quais motores são utilizados por diferentes fabricantes de VE comercializados pelo mundo.

Os motores elétricos alocados dentro das rodas (do inglês: *in-wheel motors*) dos VE

Tabela 1.1 – Especificações do Sistema de Tração de VE Comercializados pelo Mundo.

Modelo do VE (Fabricante)	ME	Potência (kW)	Velocidade (km/h)	País / Ano de lançamento
BMW MiniE (BMW)	Indução	150	153	Alemanha / 2013
BYD E6 (BYD Auto)	BLDC	160	140	China / 2010
C1 ev'ie (Citroen)	Indução	30	97	França / 2009
Lightning GT (Lightning Car)	2 <i>in-wheel</i> PMSM	300	200	Reino Unido / 2013
Mitsubishi i-MiEV (Mitsubishi)	BLDC	47	130	Japão / 2009
Nissan Leaf (Nissan)	PMSM	80	150	Japão / 2010
QBEAK (ECOMove)	2 <i>in-wheel</i> PMSM	35,4	120	Dinamarca / 2012
SLS AMG Electric (Mercedes-Benz)	4 <i>in-wheel</i> PMSM	552	250	Alemanha / 2013
Smart (Smart Automobile)	BLDC	30	120	Alemanha / 2009
Tesla Model S P90D (Tesla Motors)	Indução	592	249	EUA / 2012
Think City (Think Global)	Indução	34	120	Noruega / 2008
ZeCar (Stevens Vehicle)	Indução	52,2	90	Reino Unido / 2008

Fonte: Adaptado de (ABKENAR, 2014).

têm recebido atenção de pesquisadores e desenvolvedoras de VE por apresentar uma série de características interessantes. Por esses motores elétricos serem alocados no interior das rodas, é possível realizar o controle independente de cada motor, conseguindo aplicar melhores controles de velocidade, torque e aceleração, aumentando a segurança dos VE. Ainda, é possível aumentar a eficiência do sistema, uma vez que não existem perdas mecânicas para redução de velocidade, além de proporcionar um maior espaço para os projetistas, que podem ser usados para alocação das baterias, bagagens ou espaço livre para conforto dos passageiros (BARATA et al., 2005; TASHAKORI; EKTESABI, 2012).

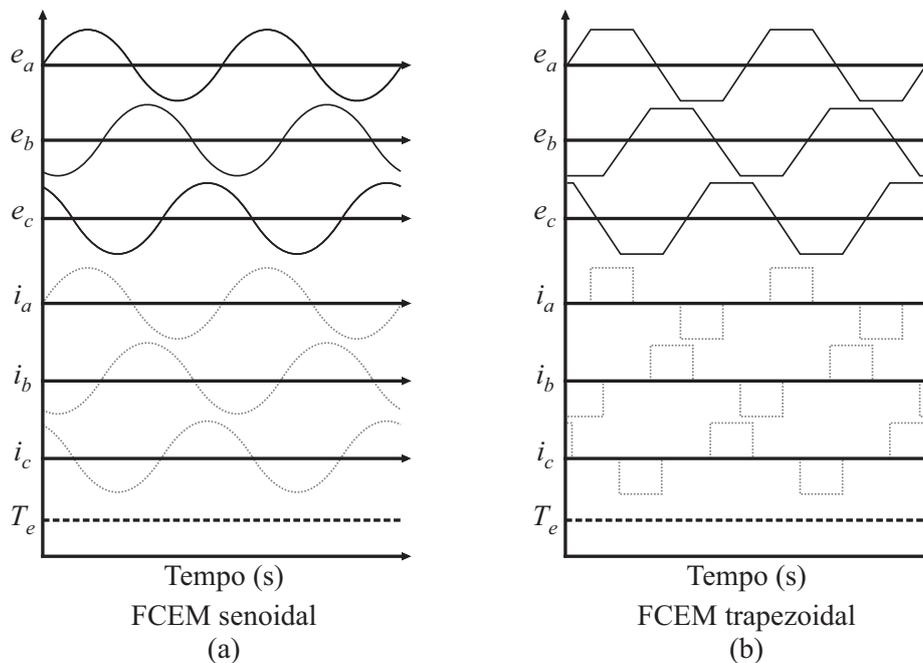
Embora não exista uma convergência de qual o melhor motor a ser utilizado nos VE, os PMSM apresentam algumas vantagens que se destacam dos demais motores, como: alta densidade de torque, redução nas perdas do rotor devido ao enrolamento de campo ser substituído por ímãs permanentes, elevado torque de partida, redução do volume quando comparado a um motor de indução de mesma potência, entre outras características. Todas

essas características mencionadas são de extrema importância para o sistema de tração elétrica, fazendo com que os PMSM sejam uma ótima alternativa para aplicações em VE (KRISHNAN, 2010; XIA, 2012; ABKENAR, 2014; CHAU, 2015; EMADI, 2015).

1.2.3 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes

Os PMSM possuem características importantes para a aplicação no sistema de tração dos VE devido a sua elevada densidade de potência e alta eficiência. Essas características são atribuídas à utilização de ímãs permanentes alocados no rotor, sem a necessidade de um enrolamento de campo (KRISHNAN, 2010). Os PMSM podem ser classificados em duas categorias: PMSM com Força Contraeletromotriz (FCEM) senoidal e Motores *Brushless* DC (MBLDC) com FCEM trapezoidal. A forma de onda resultante da FCEM depende de alguns fatores, como a configuração do enrolamento no estator, alocação dos ímãs e orientação magnética (HANSELMAN, 1994). No primeiro tipo de motor, as correntes sintetizadas são senoidais, enquanto para o segundo tipo de motor as correntes sintetizadas são retangulares. Tanto para os PMSM com FCEM senoidal quanto para os MBLDC, a síntese dessas correntes deve produzir um torque constante, livre de ondulações. A Figura 1.1 representa um comparativo entre as formas de ondas dos dois tipos de motores.

Figura 1.1 – PMSM com FCEM Senoidal e Trapezoidal.



Fonte: Autor.

Para conseguir atingir uma correta síntese das correntes, deve-se levar em conta

a escolha da topologia dos conversores estáticos, técnicas de acionamento e controle, uso ou não de sensores mecânicos (BARATIERI, 2015). Em uma grande parte de aplicações que envolvem PMSM, são utilizados inversores de tensão trifásicos com três braços e duas chaves semicondutoras por braço. Para os MBLDC normalmente é aplicado a técnica de comutação a 6 pulsos 120° , onde apenas dois braços do inversor operam simultaneamente para sintetizar a corrente retangular. Por outro lado, para os PMSM com FCEM senoidal, todos os braços comutam para sintetizar as correntes senoidais.

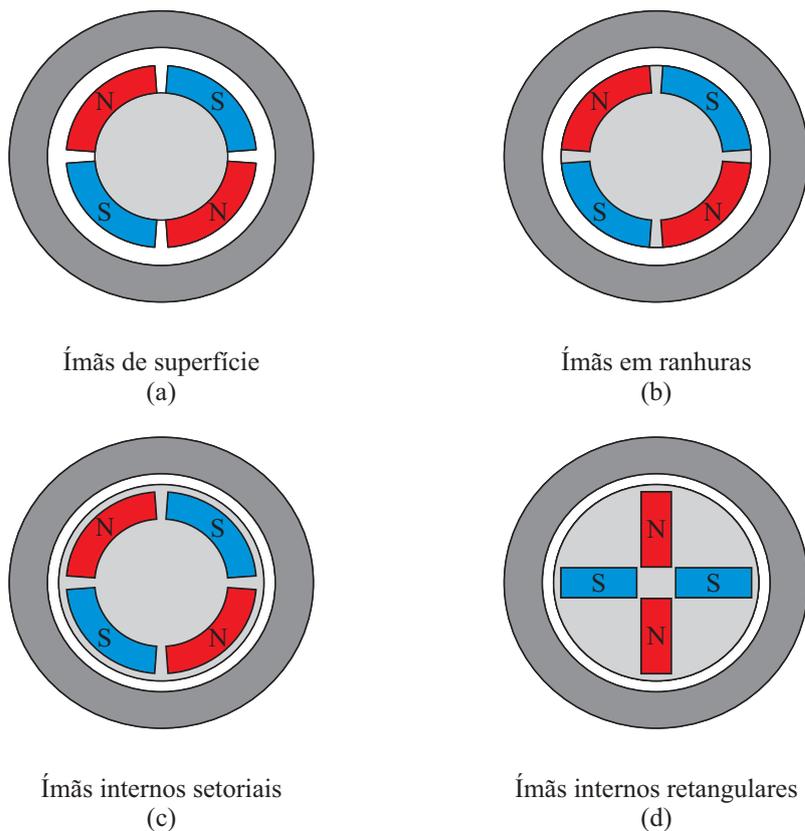
Em virtude das características construtivas dos PMSM, muitas vezes as FCEM não são senoidais e nem trapezoidais, apresentando uma forma de onda intermediária. A principal consequência é a obtenção de um torque eletromagnético com ondulações indesejáveis (BARATIERI, 2015). Desse modo, nesta dissertação assume-se a classificação de PMSM com FCEM senoidal e PMSM com FCEM não senoidal, sendo que os MBLDC são considerados como PMSM não senoidal.

Outra característica dos PMSM que varia dependendo do tipo de aplicação, é a forma como os motores são projetados para terem direções distintas do fluxo magnético. Dessa forma, os PMSM podem ser divididos em fluxo radial, no qual a direção do fluxo é ortogonal, e fluxo axial, em que a direção do fluxo é paralela ao eixo de rotação (KRISHNAN, 2010). Existe também diferentes configurações de alocação dos ímãs permanentes nos rotores dos PMSM, assim como diferentes configurações do estator e do rotor. Cada configuração exibe vantagens e desvantagens específicas para diferentes aplicações. As configurações mais usuais de alocação dos ímãs nos rotores podem ser verificadas na Figura 1.2, enquanto que as variações do rotor interno e externo são apresentadas na Figura 1.3(a) e Figura 1.3(b), respectivamente.

Nesta dissertação, as estratégias de controle são aplicadas aos motores radiais com rotor externo. O critério de escolha foi baseado na configuração dos PMSM alocados no interior das rodas dos VE para tração elétrica. Essa configuração permite um maior número de ímãs permanentes no rotor do motor, que por sua vez proporcionam uma maior densidade de fluxo magnético no entreferro, aumentando o torque eletromagnético desses motores (CHAU, 2015). Dessa forma, a velocidade de rotação dos motores não pode ser muito elevada, pois não existe redutores mecânicos de velocidade. Assim, para aplicações em baixas velocidades, os ímãs na superfície conforme a Figura 1.2(a), são fixados no rotor por meio de resinas *Epoxi* ou *Kavilor Tape*. Essa configuração permite uma maior concentração na densidade de fluxo e redução da variação de relutância ao longo do entreferro (KRISHNAN, 2010; BARATIERI, 2015).

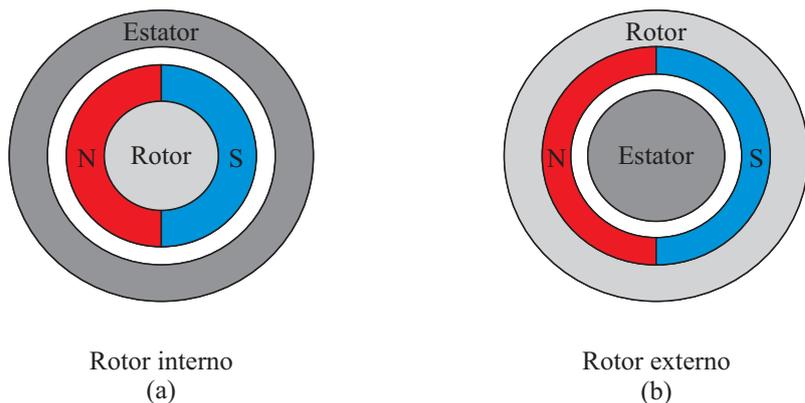
Devido aos ímãs permanentes substituírem o enrolamento de campo nos PMSM, esses motores só podem ser controlados quando ocorre o sincronismo da posição do rotor com o acionamento elétrico das fases do estator. Nos PMSM com FCEM trapezoidal, a posição do rotor pode ser obtida por sensores de mais baixa resolução, como sensores de efeito Hall, permitindo o controle a partir da técnica a 6 pulsos 120° (XIA, 2012;

Figura 1.2 – Configurações dos ímãs permanentes no rotor.



Fonte: Autor.

Figura 1.3 – Diferentes configurações do estator e do rotor.



Fonte: Autor.

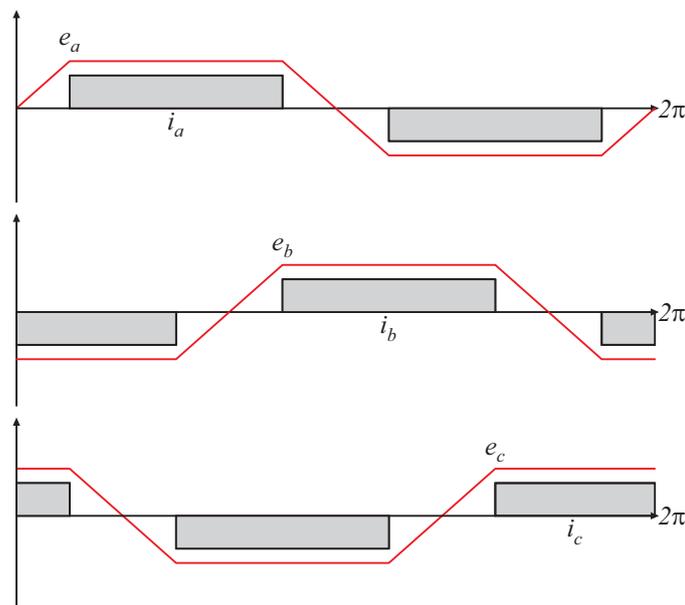
CHAU, 2015). Entretanto, para PMSM com FCEM senoidal, os sensores de efeito Hall não garantem uma resolução adequada para aplicação de estratégias de controle vetoriais, onde são sintetizadas as correntes trifásicas. Dessa forma, torna-se necessário a utilização de sensores de posição de maior custo acoplados ao rotor do motor, como *resolvers* ou

encoders. Contudo, aplicações com motores alocados no interior das rodas não dispõem de um espaço físico para o acoplamento desses sensores de maior precisão. Assim, muitos fabricantes disponibilizam junto com esses motores, sensores de efeito Hall inseridos na parte interna do motor. Como os sensores de efeito Hall apresentam baixa resolução para aplicação de técnicas vetorial, é necessário aplicar alguma estratégia de controle para estimar a posição do rotor.

1.2.4 Estratégias de Controle para os PMSM

Usualmente, com a utilização de sensores de efeito Hall para obtenção da posição do rotor, a estratégia de controle aplicada é a técnica de 6 pulsos 120° (CHAU, 2015). Isso ocorre pois a resolução dos sensores de efeito Hall é de 60° . Dessa forma, os sensores são defasados entre si em 120° , possibilitando uma combinação de seis valores para representar uma volta completa. Na teoria, durante a utilização dessa estratégia de controle apenas duas das três fases do motor estarão em condução, gerando correntes com um formato retangular ideal que estão em sincronismo com as FCEM trapezoidais, conforme representado na Figura 1.4.

Figura 1.4 – Correntes retangulares em fase com as FCEM.



Fonte: Autor.

Entretanto, em resultados experimentais observa-se que a obtenção de uma forma de onda retangular para as correntes não é atingida, pois as indutâncias de fase causam uma constante de tempo impactando na dinâmica das correntes. Essas imperfeições são periódicas, e são originadas majoritariamente por causa das comutações do conversor

estático. A consequência disso são ondulações indesejáveis no torque eletromagnético que podem ocasionar diversos problemas, como vibrações mecânicas e ruídos acústicos (ABKENAR, 2014; CASTRO, 2017).

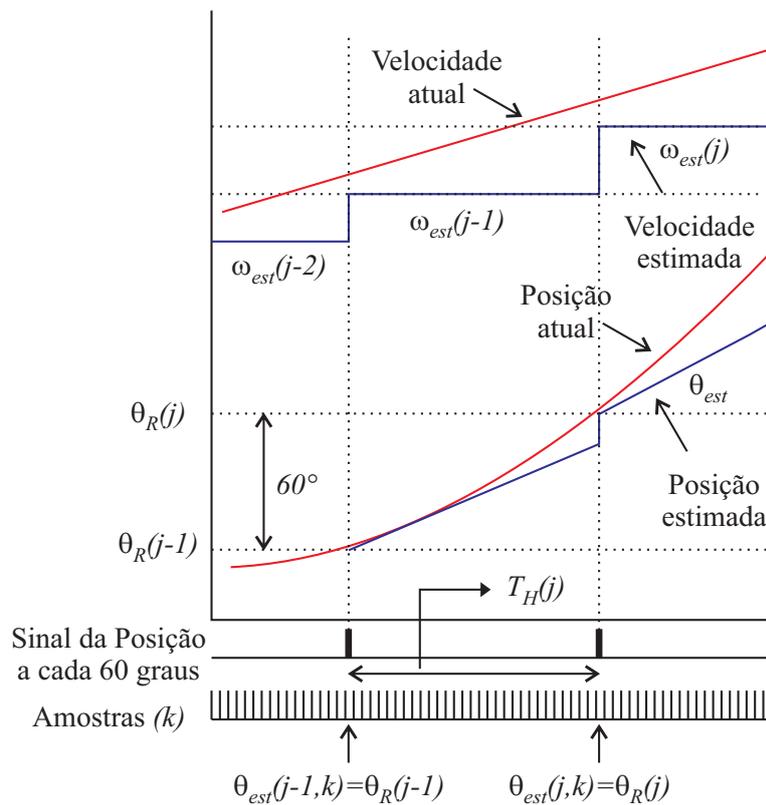
Com o intuito de contornar esse problema, diversos trabalhos propõe diferentes estratégias de controle para minimizar essa variação das correntes (XIA et al., 2014; YANG et al., 2014; RANSARA; MADAWALA, 2015; CHEN et al., 2017). No entanto, a ondulação de torque oriunda da comutação do inversor para cada setor, ainda persiste pelo fato das FCEM também não possuírem um comportamento trapezoidal ideal. Dessa forma, o produto entre as correntes retangulares e as FCEM não trapezoidais origina as ondulações de torque. Em virtude disso, diferentes trabalhos apresentam métodos com soluções alternativas por meio da utilização de novos conversores, aumentando o custo de hardware para o controle de PMSM com FCEM não senoidal.

Uma possível alternativa para contornar o problema da ondulação de torque oriunda das comutações da estratégia 6 pulsos 120° , é a utilização de estratégias de controle vetorial, onde as três fases sempre estarão em condução. Essa técnica consiste em controlar de forma independente o torque eletromagnético e o fluxo magnético por meio das correntes no eixo direto e de quadratura. Para a obtenção dessas correntes no referencial síncrono, Robert H. Park formulou a Transformada de Park nos anos de 1920. Sua técnica permite transformar as variáveis do estator da máquina síncrona para um referencial girante fixado no rotor. Em outras palavras, permite que as variáveis do PMSM que dependem da posição angular do rotor tornam-se invariantes no tempo (KRAUSE et al., 2013).

Entretanto, como mencionado anteriormente, para obter a posição do rotor dos PMSM alocados no interior das rodas, usualmente são utilizados sensores de efeito Hall com uma resolução de 60° . Por apresentar uma baixa resolução, torna-se inviável a aplicação da Transformada de Park à obtenção das variáveis no referencial síncrono. Uma alternativa para obtenção da posição seria a utilização de estratégias *sensorless*, ou seja, que não fazem uso de sensores para obter a posição do rotor. Existem diversas estratégias *sensorless* na literatura baseadas nos métodos que utilizam a FCEM (PINDORIYA et al., 2016; KROICS; ZAKIS; SIRMELIS, 2017; PARK et al., 2019), fluxo concatenado (HAINES; ERTUGRUL, 2016; JAFARBOLAND; SILABI, 2019), variação das indutâncias do estator (CHAMPA et al., 2009; DINESH et al., 2010) e algoritmos com inteligência artificial (DEVENDRA et al., 2011; ZHOU et al., 2019). Entretanto, algumas dessas técnicas apresentam dificuldades para estimar as variáveis na partida dos motores, assim como maior complexidade de implementação, exigindo uma maior capacidade de processamento. Em aplicações de VE, uma das maiores prioridades é a segurança dos passageiros. Dessa forma, estratégias *sensorless* podem ser aplicadas para atuarem em paralelo com estratégias de controle que utilizam sensores para obter a posição. Assim, quando os sensores apresentam algum tipo de falha, as estratégias *sensorless* assumem o controle principal para evitar um possível acidente (ABKENAR, 2014).

Na literatura existem trabalhos que contornam o problema da baixa resolução dos sensores de efeito Hall sem fazer uso da aplicação de estratégias *sensorless* (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1996; MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 2002; KIM et al., 2011; OZTURK et al., 2017; NI et al., 2019). Morimoto, Sanada e Takeda (1996) desenvolveram um algoritmo para estimar a posição do rotor com uma resolução similar a dos sensores de alta precisão, a partir da baixa resolução dos sensores de efeito Hall. Essa técnica consiste em estimar uma velocidade angular média (ω_{est}) entre os intervalos de tempo que ocorre uma variação na posição dos sensores de efeito Hall (T_H). Quando ocorre essa variação de informação, é armazenado o valor de referência da posição (θ_R), que pode assumir os valores $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ$ e 300° . Assim, a posição estimada é obtida a partir da soma entre a posição de referência e uma parcela em função da velocidade estimada e o número de amostras no intervalo de tempo T_H . A Figura 1.5 ilustra a obtenção da posição e velocidade estimada.

Figura 1.5 – Estratégia para estimar a posição e velocidade do rotor a partir dos sensores de efeito Hall.



Fonte: Adaptado de (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 2002).

Alguns trabalhos apontam que essa estratégia possui algumas desvantagens, como a necessidade de alguns ciclos para convergir para a posição adequada, erros do cálculo de velocidade uma vez que a frequência de amostragem pode não coincidir com a frequência

de variação dos valores dos sensores de efeitos Hall, ondulações na corrente oriundas da não precisão de instalação dos sensores de efeito Hall no interior das máquinas, entre outras desvantagens (CAPPONI et al., 2006; KIM et al., 2011; NI et al., 2019). Entretanto, para PMSM alocados no interior das rodas, onde o número de polos é elevado, a convergência para a posição desejada ocorre em poucos ciclos elétricos. Além disso, para contornar o problema do valor médio da velocidade, filtros de primeira ordem podem ser aplicados para suavizar possíveis ondulações em baixa frequência, tornando essa estratégia de estimação da posição promissora para aplicações no sistema de tração de VE. Uma vez obtida a posição estimada, é possível utilizar as transformações para o referencial síncrono e aplicar a estratégia de controle vetorial.

1.3 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação tem como objetivo o desenvolvimento de uma bancada experimental para o acionamento e controle de dois PMSM com rotor externo. Além disso, tem o objetivo de apresentar o acionamento e controle desses motores com controle vetorial a partir da utilização de sensores de efeito Hall para obtenção da posição do rotor, bem como da aplicação da estratégia *sensorless*.

De forma específica, os objetivos dessa dissertação são:

- Descrever o princípio de funcionamento dos PMSM, assim como suas características construtivas e modelos matemáticos que descrevem a dinâmica da máquina elétrica;
- Aplicar a estratégia de estimação da posição do rotor a partir de sensores de efeito Hall para aplicação do controle vetorial;
- Utilizar uma estratégia *sensorless* baseada em observadores de estados em conjunto com o controle vetorial;
- Desenvolver uma bancada experimental para o acionamento e controle dos PMSM com rotor externo;
- Obter resultados experimentais a fim de validar as técnicas de controle aplicadas aos PMSM.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado em cinco capítulos. O Capítulo 1 apresentou a motivação para o estudo do acionamento e controle de PMSM aplicados ao sistema de

tração de VE, abordando uma revisão bibliográfica a respeito do tema. Somando-se a isso, são apresentados o escopo e os objetivos do trabalho.

No Capítulo 2 apresenta-se o PMSM, onde são detalhadas suas características construtivas, princípio de operação e modelagem matemática.

Dois estratégias de controle para velocidade do PMSM são exibidas no Capítulo 3. A primeira com foco no controle vetorial utilizando a posição estimada a partir dos sensores de efeito Hall. A segunda é a estratégia *sensorless*, onde são apresentados observadores de estados para as correntes e FCEM no referencial estacionário. Por fim, é descrito a metodologia de projeto para os controladores.

No Capítulo 4, os resultados de simulação e experimentais são apresentados com o intuito de validar as estratégias de controle aplicadas aos PMSM.

O Capítulo 5 contém a conclusão do trabalho, os trabalhos publicados durante esta dissertação e a possibilidade de trabalhos futuros. Como complemento à dissertação, no Apêndice A é descrita a bancada experimental, destacando-se os componentes e particularidades de implementação. No Apêndice B encontra-se a metodologia utilizada para obtenção dos parâmetros elétricos e mecânicos do PMSM.

2 MODELAGEM MATEMÁTICA DO PMSM

2.1 INTRODUÇÃO

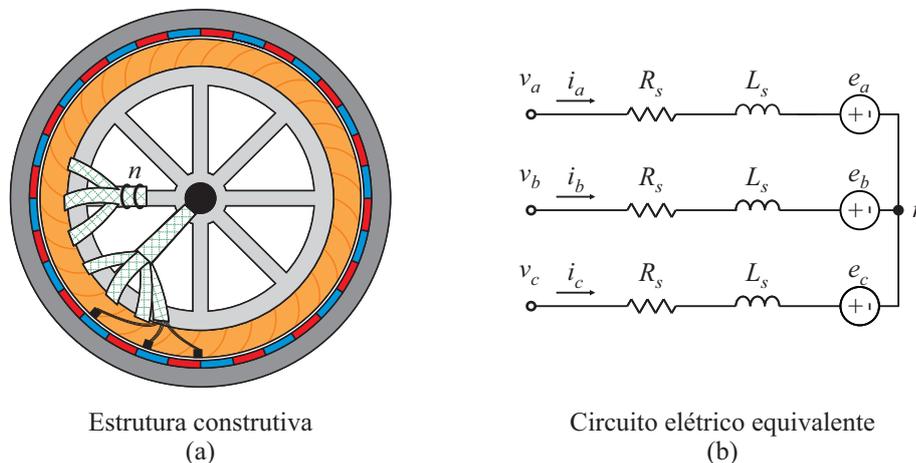
Com o avanço na tecnologia do sistema de tração elétrica dos VE, os PMSM ganharam destaque em muitas aplicações por algumas de suas características, principalmente por sua alta densidade de potência e eficiência elevada (CHAU, 2015).

Dessa forma, neste capítulo será apresentado o modelo matemático dinâmico dos PMSM. Além disso, são destacadas algumas restrições necessárias para obtenção do modelo matemático, que posteriormente será utilizado para a aplicação das estratégias de controle.

2.2 MODELO DINÂMICO DO PMSM

Algumas hipóteses são assumidas para descrever as equações que regem o comportamento dinâmico do PMSM com rotor externo da Figura 2.1.

Figura 2.1 – Configuração do PMSM com rotor externo e circuito elétrico equivalente.



Fonte: Autor.

- Motor trifásico a três fios;
- Estator com enrolamentos concentrados, simétricos, defasados entre si de 120° e conectados em Y;
- Perdas no ferro e a saturação do circuito magnético são negligenciadas;

- Variação da relutância ao longo do entreferro é desprezível;
- Fluxo radial, com rotor externo e ímãs permanentes alocados na superfície.

Considerando o circuito elétrico equivalente apresentado na Figura 2.1(b), é possível escrever as tensões de fase em função dos fluxos magnéticos concatenados como:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abc}}{dt}, \quad (2.1)$$

sendo $\boldsymbol{\lambda}_{abc}$ representado por:

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\lambda}_{abc}^r, \quad (2.2)$$

onde $\boldsymbol{\lambda}_{abc}^r$ é o fluxo do rotor devido aos ímãs.

A partir da lei de Faraday, as FCEMs podem ser determinadas por:

$$\mathbf{e}_{abc} = \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abc}^r}{dt}. \quad (2.3)$$

Dessa forma, as tensões de fase também podem ser representadas em função das FCEM:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + \mathbf{e}_{abc}, \quad (2.4)$$

onde \mathbf{v}_{abc} , \mathbf{i}_{abc} , $\boldsymbol{\lambda}_{abc}^r$ e \mathbf{e}_{abc} são os vetores de tensões, correntes, fluxo concatenado do rotor e FCEM, representados respectivamente por:

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T, \quad (2.5)$$

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T, \quad (2.6)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc}^r = \begin{bmatrix} \lambda_a^r & \lambda_b^r & \lambda_c^r \end{bmatrix}^T, \quad (2.7)$$

$$\mathbf{e}_{abc} = \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c \end{bmatrix}^T. \quad (2.8)$$

O índice T representa a transposta da matriz, \mathbf{R}_s e \mathbf{L}_s são as matrizes de resistência (R_s) e de indutância (L_s) do estator.

A matriz de indutância é representada por:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

onde $L_a = L_b = L_c = L$ e $M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M$.

Devido à simetria dos enrolamentos conectados em Y, \mathbf{R}_s e \mathbf{L}_s são representadas respectivamente por:

$$\mathbf{R}_s = R_s \mathbf{I}_{3 \times 3}, \quad (2.10)$$

$$\mathbf{L}_s = L_s \mathbf{I}_{3 \times 3}, \quad (2.11)$$

onde $\mathbf{I}_{3 \times 3}$ é uma matriz identidade e $L_s = L - M$, sendo L a parcela da indutância própria e M a parcela da indutância mútua.

O comportamento dinâmico mecânico é expresso por:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_c, \quad (2.12)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \quad (2.13)$$

onde J é o momento de inércia, T_e é o torque eletromagnético, T_c é o torque de carga, B é o coeficiente de atrito viscoso, ω_r é a velocidade angular mecânica do rotor e θ_r é a posição angular mecânica do rotor, representada por:

$$\theta_r = \frac{2}{P} \theta_e, \quad (2.14)$$

onde P é o número de polos do motor e θ_e é a posição angular elétrica do rotor.

Considerando que o torque de borda e de relutância possam ser desprezados para fins de modelo, o torque eletromagnético pode ser determinado por:

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\mathbf{e}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc}). \quad (2.15)$$

A FCEM pode ser determinada por:

$$\mathbf{e}_{abc} = k_e \omega_r \mathbf{f}_{abc}(\theta_r), \quad (2.16)$$

onde k_e é a constante da FCEM e $\mathbf{f}_{abc}(\theta_r)$ são funções normalizadas que representam a forma de onda da FCEM, representadas por:

$$\mathbf{f}_{abc}(\theta_r) = \left[f_a(\theta_r) \quad f_b(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \quad f_c(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \right]^T. \quad (2.17)$$

Nesta dissertação, as funções que representam o comportamento da forma de onda da FCEM foram obtidas por meio de um ensaio experimental que se encontra no Apêndice B. Os valores obtidos foram armazenados em uma tabela e posteriormente aplicados nas simulações.

2.2.1 Referencial Estacionário

O referencial estacionário é amplamente difundido na literatura para realizar o desacoplamento de variáveis nos sistemas elétricos de potência (KRAUSE et al., 2013). Dessa forma, o modelo dinâmico do PMSM também pode ser representado no referencial estacionário a partir da Transformada de Clarke. A matriz de transformação invariante em potência é representada por:

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

As equações das tensões no referencial estacionário, assim como do fluxo concatenado e do torque eletromagnético, são obtidas ao aplicar (2.18) em (2.1), (2.2) e (2.15), logo:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt}, \quad (2.19)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}^r, \quad (2.20)$$

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\mathbf{e}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta}), \quad (2.21)$$

onde $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$, $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}$ e $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}^r$ são os vetores das tensões, correntes, fluxo concatenado do estator e fluxo concatenado do rotor no referencial estacionário, respectivamente.

A tensão de fase no referencial estacionário em função da FCEM é obtida aplicando (2.18) em (2.4):

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + L_s \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{e}_{\alpha\beta}, \quad (2.22)$$

onde $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ é o vetor da FCEM no referencial estacionário.

2.2.2 Referencial Síncrono

Nos anos de 1920, Robert H. Park desenvolveu a Transformada de Park que permite transformar as variáveis do estator da máquina síncrona para um referencial girante fixado no rotor, transformando as variáveis dependente da posição do rotor em variáveis invariantes no tempo (KRAUSE et al., 2013). A matriz de transformação entre o

referencial estacionário e o referencial síncrono pode ser representada por:

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Assim, aplicando (2.23) nas tensões, correntes e fluxos concatenados, as tensões síncronas podem ser representadas por:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e \lambda_q, \quad (2.24)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e \lambda_d, \quad (2.25)$$

onde ω_e é a velocidade elétrica, v_d , i_d e λ_d são as tensões, correntes e fluxos concatenados de eixo direto, enquanto que v_q , i_q e λ_q são as tensões, correntes e fluxos concatenados de eixo de quadratura.

Os fluxos concatenados λ_d e λ_q são representados respectivamente por:

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m, \quad (2.26)$$

$$\lambda_q = L_q i_q, \quad (2.27)$$

onde L_d é a indutância de eixo direto, L_q é a indutância de eixo de quadratura e λ_m é o fluxo concatenado dos ímãs permanentes.

Substituindo (2.26) e (2.27) em (2.24) e (2.25), tem-se:

$$v_d = \left(R_s + \frac{dL_d}{dt}\right) i_d - \omega_e L_q i_q, \quad (2.28)$$

$$v_q = \left(R_s + \frac{dL_q}{dt}\right) i_q + \omega_e (L_d i_d + \lambda_m). \quad (2.29)$$

O conjugado eletromagnético no referencial síncrono pode ser representado por:

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (2.30)$$

Considerando que os ímãs são alocados na superfície do rotor do PMSM, as indutâncias síncronas possuem aproximadamente o mesmo valor, sendo possível definir que $L_d = L_q = L_s$. Dessa forma, simplificando (2.30), tem-se:

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} \lambda_m i_q. \quad (2.31)$$

A partir de (2.31) é possível observar uma relação direta entre o torque eletromagnético e a corrente de quadratura.

2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as considerações e limitações para obtenção do modelo dinâmico do PMSM. Em seguida, o modelo dinâmico no referencial estacionário foi obtido por meio da Transformada de Clarke invariante em potência. Por fim, foi apresentado o modelo dinâmico no referencial síncrono a partir da Transformada de Park

3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO PMSM

3.1 INTRODUÇÃO

Como mencionado anteriormente, existem diferentes estratégias de controle que podem ser aplicadas nos PMSM para o sistema de tração nos VE. Para aplicações em que os motores são alocados no interior das rodas, existem algumas restrições quanto a obtenção da informação da posição do rotor, uma vez que não existe um espaço físico para acoplar sensores de posição com elevada resolução. Dessa forma, muitos fabricantes disponibilizam sensores de efeito Hall instalados dentro dessas máquinas para conseguir extrair a informação da posição. Usualmente, aplicações de PMSM com sensores de efeito Hall utilizam a estratégia de acionamento 6 pulsos 120° .

Embora a estratégia de acionamento 6 pulsos 120° possui algumas vantagens como alto torque de partida e fácil implementação, sua principal desvantagem está na ondulação no torque eletromagnético oriundo principalmente da comutação do conversor estático a cada setor. Para contornar esse problema, estratégias de controle vetorial podem ser aplicadas, uma vez que as três fases estarão sempre em condução. Entretanto, para tornar possível a aplicação da estratégia de controle vetorial, é necessário o conhecimento da posição angular do rotor que é utilizada nas transformações matriciais para o referencial síncrono. Dessa forma, existem estratégias para estimação da posição do rotor a partir da informação dos sensores de efeito Hall, ou pela utilização de técnicas *sensorless*, tornando possível o uso da estratégia de controle vetorial.

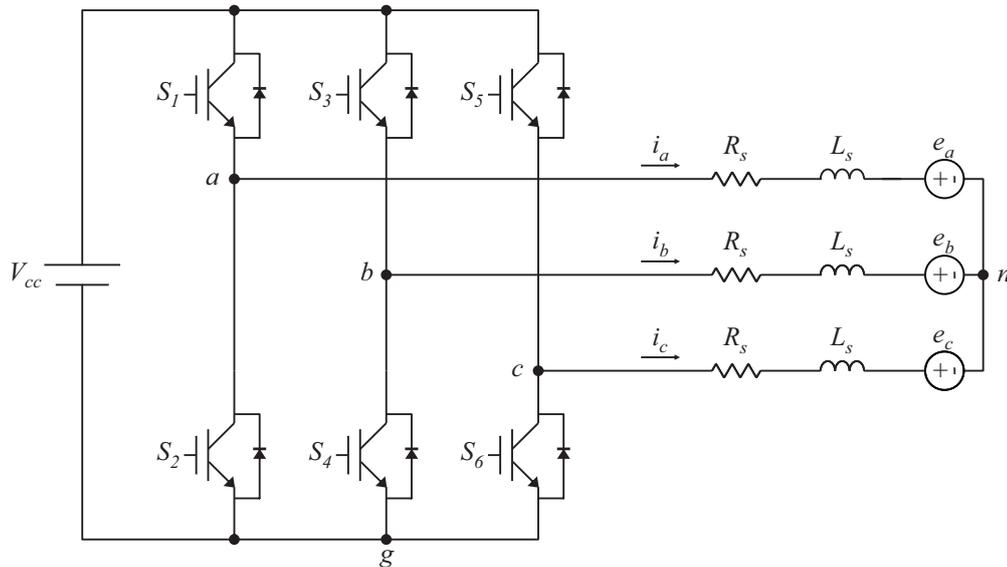
Em termos de proteção para aplicações no sistema de tração dos VE, estratégias *sensorless* são normalmente aplicadas como forma de redundância do sistema de controle. Caso ocorra alguma falta nos sensores de posição, a estratégia *sensorless* assume o controle principal para evitar a danificação do sistema ou possíveis acidentes.

Neste capítulo será apresentado o circuito de acionamento utilizado ao longo de toda dissertação, assim como o funcionamento da estratégia de estimação da posição do rotor e velocidade angular média a partir da informação oriunda dos sensores de efeito Hall. Além disso, será abordado o funcionamento da estratégia de controle vetorial, bem como a estratégia de controle *sensorless* baseada em observadores de estados de correntes e FCEM no referencial estacionário. Por fim, será descrita a metodologia de projeto dos ganhos dos controladores.

3.2 CIRCUITO DE ACIONAMENTO

Para a aplicação de PMSM no sistema de tração de VE, o circuito de acionamento normalmente é constituído de um inversor trifásico dois níveis (CHAU, 2015). Essa topologia clássica de inversores possui três braços com duas chaves semicondutoras por braço, podendo essas ser MOSFETs ou IGBTs. Assim, o circuito de acionamento dos PMSM utilizado ao longo dessa dissertação é ilustrado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Circuito de acionamento elétrico do PMSM.



Fonte: Autor.

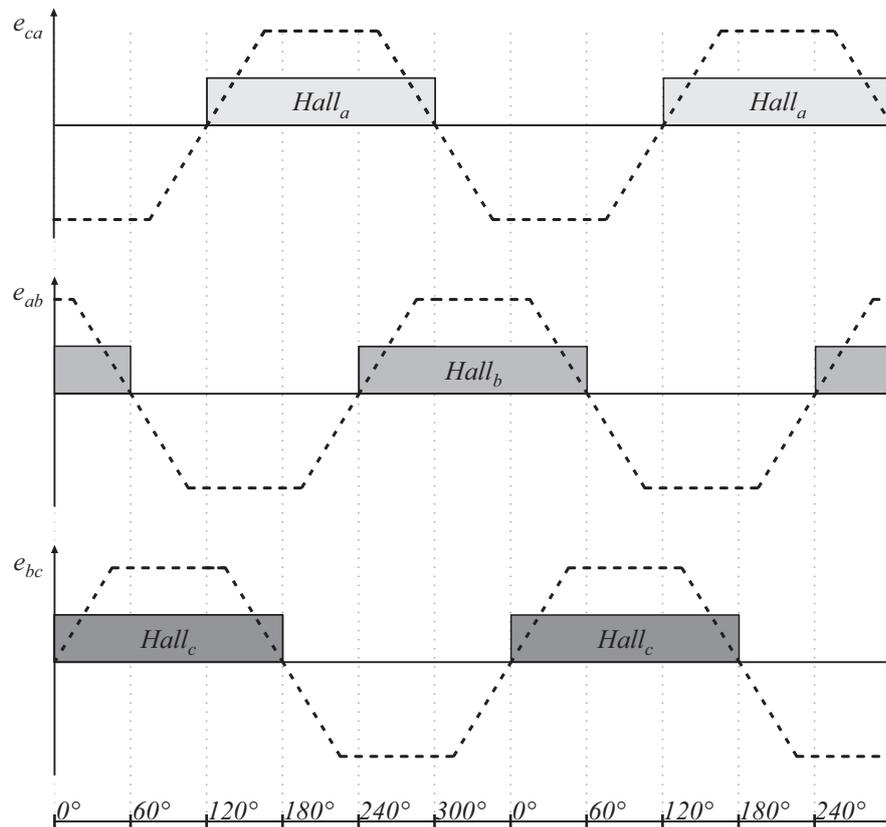
O circuito de acionamento exibido na Figura 3.1 é composto por um inversor trifásico dois níveis, onde V_{cc} é a tensão do barramento CC, as chaves superiores são representadas por S_1 , S_3 e S_5 , enquanto que as chaves S_2 , S_4 e S_6 são suas complementares.

3.3 SENSORES DE EFEITO HALL

Os sensores de efeito Hall podem ser utilizados para obter a informação da posição do rotor nos PMSM. O sinal informado por esses sensores varia entre sinal alto e sinal baixo. Dessa forma, fazendo uso de três sensores de efeito Hall, defasados entre si de 120° , é possível obter um total de seis combinações diferentes. Considerando que uma volta completa tenha 360° , cada uma das seis possíveis combinações dos sensores de efeito Hall possui uma resolução de 60° . Assim, a partir do circuito de acionamento da Figura 3.1 e das seis combinações dos sensores de efeito Hall, é possível aplicar a estratégia 6 pulsos 120° a partir de uma sequência de comutação nas chaves do inversor de frequência para

fazer com que o PMSM rotacione adequadamente. Adotando um PMSM com FCEM não senoidal e o circuito de acionamento da Figura 3.1, o funcionamento dos sensores efeito Hall, assim como as seis possíveis sequências de comutação são apresentadas na Figura 3.2 e Tabela 3.1, respectivamente.

Figura 3.2 – Obtenção da posição do rotor a partir dos sensores de efeito Hall.



Fonte: Autor.

Tabela 3.1 – Sequência de comutação para a estratégia 6 pulsos 120°.

Intervalo (°)	Chaves Conduzindo	Fases A, B, C
0 - 60°	S_1, S_6	+ , 0 , -
60° - 120°	S_3, S_6	0 , + , -
120° - 180°	S_2, S_3	- , + , 0
180° - 240°	S_2, S_5	- , 0 , +
240° - 300°	S_4, S_5	0 , - , +
300° - 360°	S_1, S_4	+ , - , 0

Fonte: Adaptado de (CHAU, 2015).

Conforme observado na Figura 3.2, o sinal de nível lógico alto e baixo dos sensores de efeito Hall pode ser relacionado com o valor referente as FCEM de linha. Assim, a Tabela 3.2 sumariza a relação entre as FCEM e os sensores de efeito Hall.

Tabela 3.2 – Relação entre as FCEM e sensores de efeito Hall.

FCEM	Amplitude	Sensores Hall	Valor
e_{ca}	+	$Hall_a$	1
	-		0
e_{ab}	+	$Hall_b$	1
	-		0
e_{bc}	+	$Hall_c$	1
	-		0

A partir das informações dos sensores de efeito Hall apresentadas na Figura 3.2 e nas Tabelas 3.1 e 3.2 é possível verificar que a posição obtida exibe uma baixa resolução, não sendo possível aplicar estratégias de controle vetorial que requerem a informação da posição do rotor com maior precisão. Desse modo, uma alternativa para contornar esse problema é utilizar a informação desses sensores para estimar a posição do rotor com maior resolução (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1996).

3.4 ESTIMADOR DE POSIÇÃO A PARTIR DOS SENSORES DE EFEITO HALL

A ideia de utilizar sensores de efeito Hall para estimar a posição do rotor e aplicar estratégias de controle que proporcionam maior eficiência surgiu do conceito que sensores de alta resolução, como encoders e resolvers apresentam custos elevados, inviabilizando seu uso em algumas aplicações. Além disso, apesar de já existirem estratégias *sensorless* para aplicações em PMSM na década de 1990, o problema na partida ou reversão no sentido de rotação dificultava o uso dessas estratégias, pois não garantiam o correto funcionamento do sistema. Outro ponto negativo era que os processadores necessitavam de uma alta capacidade de processamento para a época, que por sua vez aumentava o preço das aplicações. Diante desse cenário, Morimoto, Sanada e Takeda (1996) propuseram um algoritmo para estimar a posição do rotor com maior resolução e calcular a velocidade angular média a partir da utilização da informação dos sensores de efeito Hall.

Adotando como referência a Figura 1.5 apresentada no Capítulo 1, os sensores de efeito Hall possuem uma resolução de 60° elétricos. A posição de referência $\theta_R(j)$ corresponde aos valores $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ$ e 300° , que são os seis possíveis valores informados pelas combinações dos três sensores de efeito Hall defasados entre si de 120° . O tempo em que o rotor rotaciona 60° de $\theta_R(j-1)$ para $\theta_R(j)$ é representado por $T_H(j)$. A velocidade média $\omega_{est}(j)$ calculada entre esse intervalo de tempo é representada por:

$$\omega_{est}(j) = \frac{\pi}{3PT_H(j)}, \quad (3.1)$$

onde P é o número de pares de polos do motor.

Para obter a posição estimada $\theta_{est}(j, k)$, a posição de referência é somada ao ângulo de rotação da posição de referência até a posição atual, que é obtido a partir da velocidade estimada e o número de amostras nesse intervalo de tempo. Desse modo, a posição estimada é representada por:

$$\theta_{est}(j, k) = \theta_R(j) + \omega_{est}(j)kT_sP, \quad (3.2)$$

onde k representa as amostras e T_s é o período de amostragem.

Na literatura existem trabalhos que apontam que essa estratégia exibe alguns problemas, como demora de convergência para a posição desejada e oscilações na velocidade estimada em torno de um valor médio (CAPPONI et al., 2006; KIM et al., 2011; NI et al., 2019). Entretanto, devido aos PMSM com rotor externo apresentarem um número elevado de pares de polos, a convergência para a posição desejada demora apenas alguns ciclos, não comprometendo o funcionamento do sistema. Além disso, as oscilações da velocidade estimada podem ser amenizadas com a aplicação de filtros de primeira ordem passa-baixa.

3.5 CONTROLE VETORIAL

O controle vetorial, também conhecido por controle por orientação de campo, foi proposto por Blaschke e Hasse na década de 1960 (HASSE, 1968; BLASCHKE, 1972; VAS, 1998). Essa técnica de controle foi originalmente aplicada aos motores de indução, sendo posteriormente utilizada nos PMSM. Segundo Krishnan (2010), a vantagem de aplicar essa técnica de controle está no controle independente do torque eletromagnético e fluxo concatenado, por meio das correntes de eixo de quadratura e eixo direto, respectivamente.

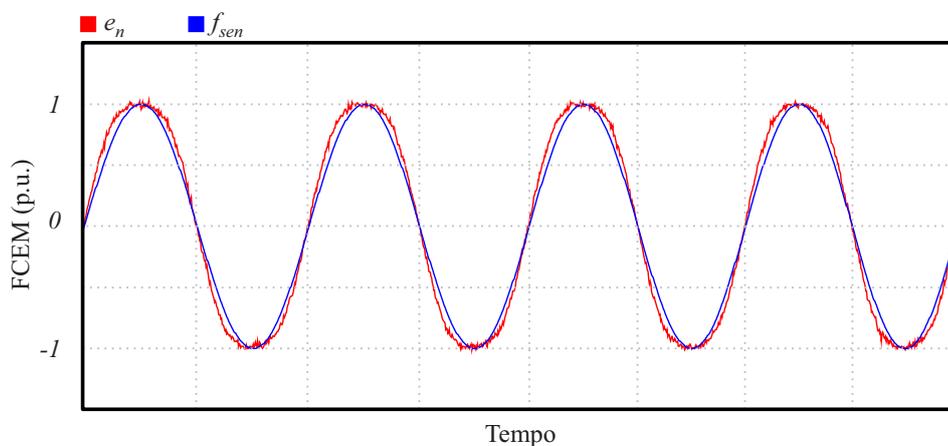
Dessa forma, para implementar o controle vetorial nos PMSM, são utilizadas as equações que regem o comportamento dinâmico em um referencial síncrono, ou seja, nos eixos direto e de quadratura. Para obter essas equações no referencial síncrono, uma possível solução é aplicar a Transformada de Park, representada em (2.23). Pode-se observar que essa transformação é dependente da posição angular do rotor. Desse modo, para aplicações que fazem uso da estratégia de controle vetorial é necessário o conhecimento dessa variável.

Embora a técnica de controle vetorial tenha sido originalmente desenvolvida para máquinas senoidais, os PMSM podem apresentar diferentes formas de onda da FCEM devido ao seu processo de fabricação. Ao aplicar a Transformada de Park em um PMSM com FCEM não senoidal, irão surgir ondulações indesejáveis no torque eletromagnético (JAHNS; SOONG, 1996). Diante disso, existem trabalhos que abordam modificações na transformação de Park, que impactam na redução da oscilação do torque eletromagnético no PMSM com FCEM não senoidal (GRENIER; LOUIS, 1993; MONTEIRO, 2002). Por

outro lado, Baratieri (2015) propõe a utilização da matriz de transformação e a orientação vetorial a partir das FCEM normalizadas, conseguindo reduzir a ondulação de torque eletromagnético sem fazer uso da Transformada de Park. Diferentemente das abordagens citadas anteriormente, o uso de técnicas com controle preditivo também podem ser utilizadas com o intuito de eliminar o torque eletromagnético, não sendo mais necessário uma estratégia de Modulação por Largura de Pulso (do inglês *Pulse Width Modulation* - PWM), uma vez que o algoritmo calcula a melhor combinação de comutação para a menor oscilação de torque (CASTRO et al., 2018).

Embora existam diferentes estratégias de controle para solucionar o problema da aplicação da Transformada de Park em máquinas com FCEM não senoidal, este trabalho considerou que as FCEM do PMSM são próximas de uma senoide ideal, tornando possível aplicar a Transformada de Park sem nenhuma modificação na matriz de transformação. Essa hipótese foi considerada devido à proximidade de uma senoide unitária (f_{sen}) em relação com a FCEM real normalizada (e_n) do PMSM utilizado nesta dissertação. A Figura 3.3 representa a comparação entre esses sinais.

Figura 3.3 – Comparação entre uma função seno com amplitude unitária e a FCEM normalizada do PMSM.



Fonte: Autor.

A partir da Figura 3.3, pode-se observar que tanto a FCEM normalizada quanto a senoide ideal exibem formas de ondas similares, justificando a aplicação da Transformada de Park sem alterações na matriz de transformação.

Como mencionado anteriormente, para aplicações com a técnica de controle vetorial, a posição do rotor normalmente é obtida por meio de sensores de alta resolução. Entretanto, em aplicações com PMSM acoplados no interior das rodas dos VE, torna-se inviável a utilização desses sensores. Como alternativa, podem ser utilizadas estratégias para estimar a posição a partir de sensores de efeito Hall (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1996; MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 2002; CAPPONI et al., 2006) ou

estratégias *sensorless* (HAINES; ERTUGRUL, 2016; KROICS; ZAKIS; SIRMELIS, 2017; JAFARBOLAND; SILABI, 2019; PARK et al., 2019).

No sistema de tração de VE, é usual utilização de estratégias *sensorless* que operam em paralelo com uma técnica de controle que faz uso de sensores mecânicos para obter a posição do rotor (ABKENAR, 2014). Nesta dissertação adotou-se a estratégia *sensorless* a partir de observadores de estados de correntes e FCEM no referencial estacionário.

3.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE *SENSORLESS*

Um dos métodos existentes para extrair a informação da posição do rotor, é por meio da função *atan* aplicada nas FCEM no referencial estacionário. Entretanto, devido as FCEM serem variáveis internas do motor, torna-se inviável a medição dessas variáveis por meio de sensores mecânicos. Uma possível solução é utilizar estimadores de estados para extrair essa informação (FILHO et al., 2017).

3.6.1 Observador das Correntes $\alpha\beta$

As correntes do estator no referencial estacionário podem ser obtidas a partir de (2.22), equação das tensões $\alpha\beta$. Assim, as correntes $\alpha\beta$ podem ser representadas por:

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s}\mathbf{v}_{\alpha\beta} - \frac{R_s}{L_s}\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \frac{\mathbf{e}_{\alpha\beta}}{L_s}, \quad (3.3)$$

Desse modo, seguindo a metodologia apresentada em (FILHO et al., 2017), o observador das correntes pode ser expresso da seguinte forma:

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s}\mathbf{v}_{\alpha\beta} - \frac{R_s}{L_s}\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \hat{\mathbf{d}}_{\alpha\beta}, \quad (3.4)$$

onde

$$\hat{\mathbf{d}}_{\alpha\beta} = -\frac{1}{L_s}\mathbf{v}_{\alpha\beta} + \frac{R_s}{L_s}\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - h_1\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}, \quad (3.5)$$

sendo $\mathbf{d}_{\alpha\beta}^T = -\frac{1}{L_s}\mathbf{e}_{\alpha\beta}^T$ e h_1 é o ganho de realimentação do observador. Os símbolos $\hat{\cdot}$ e $\tilde{\cdot}$ representam a variável estimada e o erro entre o valor estimado e o valor real, respectivamente. Analisando-se (3.4) e (3.5), o observador de corrente fica em função do ganho h_1 e o erro entre as correntes estimada e real. Assim, para projetar o valor de h_1 , deve-se levar em consideração o erro dinâmico das correntes, logo:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = -h_1\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt}. \quad (3.6)$$

O ganho de realimentação h_1 pode ser selecionado de modo que o erro dinâmico seja mais rápido que a derivada das correntes do estator. Se o ganho não for grande o suficiente, o erro do estimador vai impactar na malha fechada do sistema, afetando o desempenho do observador de FCEM.

Como os valores reais das FCEM não podem ser obtidos, será utilizado um observador de FCEM equivalente. Assumindo que o observador de corrente converge para o valor real das correntes, o observador das FCEM equivalente pode ser definido como:

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta}^* = -L_s \hat{\mathbf{d}}_{\alpha\beta}, \quad (3.7)$$

onde o símbolo * representa o valor equivalente. Dessa forma, devido ao comportamento de primeira ordem da equação (3.6), as correntes estimadas, assim como a FCEM equivalente podem ser obtidas a partir de uma escolha apropriada para h_1 .

3.6.2 Observador das FCEM $\alpha\beta$

Para o desenvolvimento do observador das FCEM, assume-se que a dinâmica mecânica é mais lenta que a dinâmica elétrica, permitindo escrever o modelo das FCEM no referencial estacionário como:

$$\frac{de_\alpha}{dt} = -\omega_e e_\beta, \quad (3.8)$$

$$\frac{de_\beta}{dt} = \omega_e e_\alpha, \quad (3.9)$$

onde ω_e é a velocidade elétrica do rotor. Assim, considerando que o observador das FCEM equivalente obtenha um desempenho adequado, o observador para as FCEM é representado por:

$$\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = -\hat{\omega}_e e_\beta^* - h_2 \tilde{e}_\alpha, \quad (3.10)$$

$$\frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \hat{\omega}_e e_\alpha^* - h_2 \tilde{e}_\beta, \quad (3.11)$$

onde h_2 é o ganho do observador. O ganho h_2 é determinado a partir das equações de erro no sistema em malha fechada. Novamente assume-se que as variáveis mecânicas são muito mais lentas que as dinâmicas elétricas do motor, resultando em:

$$\frac{d\omega_e}{dt} = 0. \quad (3.12)$$

Dessa forma, o ganho h_2 por ser determinado por:

$$\frac{d\tilde{e}_\alpha}{dt} = -h_2\tilde{e}_\alpha - e_\beta^*\tilde{\omega}_e, \quad (3.13)$$

$$\frac{d\tilde{e}_\beta}{dt} = -h_2\tilde{e}_\beta + e_\alpha^*\tilde{\omega}_e. \quad (3.14)$$

A escolha do ganho h_2 é um procedimento direto, assim como realizado para h_1 . Com o valor adequado desse ganho, ocorre a convergência do observador de FCEM.

3.6.3 SVF para Estimação de Velocidade

Para a obtenção da velocidade do rotor, será considerado a relação entre as FCEM e suas derivadas. Abordagens similares podem ser verificadas em (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 2006; BARATIERI; PINHEIRO, 2014). Diferentemente desses trabalhos, nesta dissertação foi adotado um Filtro de Variáveis de Estado (do inglês *State Variable Filter* - SVF) para obtenção da variável filtrada e a derivada das FCEM (GASTALDINI et al., 2010). A função de transferência do SVF pode ser representada por:

$$G_{SVF}(s) = \frac{\omega_c^2}{s + \omega_c^2}, \quad (3.15)$$

onde ω_c é a frequência angular de corte do filtro. Para que não ocorra a atenuação do valor filtrado, ω_c deve ser maior que valor da frequência do sinal de entrada de modo a não comprometer a dinâmica do filtro. Desse modo, (3.15) pode ser reescrita em termos de equações de espaço de estados e posteriormente discretizada, conforme (3.16) e (3.17), respectivamente. Neste trabalho adotou-se o método de Euler para discretização.

$$\frac{d\mathbf{X}_{SVF}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X}_{SVF} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{in}, \quad (3.16)$$

$$\mathbf{X}_{SVF(k+1)} = (\mathbf{I}_{2 \times 2} + \mathbf{A}T_s)\mathbf{X}_{SVF(k)} + \mathbf{B}T_s\mathbf{u}_{in(k)}, \quad (3.17)$$

onde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_c^2 & -2\omega_c \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_c^2 \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

\mathbf{X}_{SVF} é o vetor de estados que contém a entrada filtrada e as derivadas dos próprios sinais de entrada. \mathbf{u}_{in} é o sinal de entrada do filtro, ou seja, $\mathbf{u}_{in} = [\hat{e}_\alpha \quad \hat{e}_\beta]^T$. T_s é o período da amostragem e k representa o domínio discreto.

Como a velocidade angular pode ser representada a partir de (2.13), ela também pode ser reescrita em termos das FCEM no referencial estacionário, logo:

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \operatorname{atan}\left(\frac{-e_\alpha}{e_\beta}\right) = \frac{e_\alpha \frac{de_\beta}{dt} - e_\beta \frac{de_\alpha}{dt}}{(e_\alpha)^2 + (e_\beta)^2}. \quad (3.20)$$

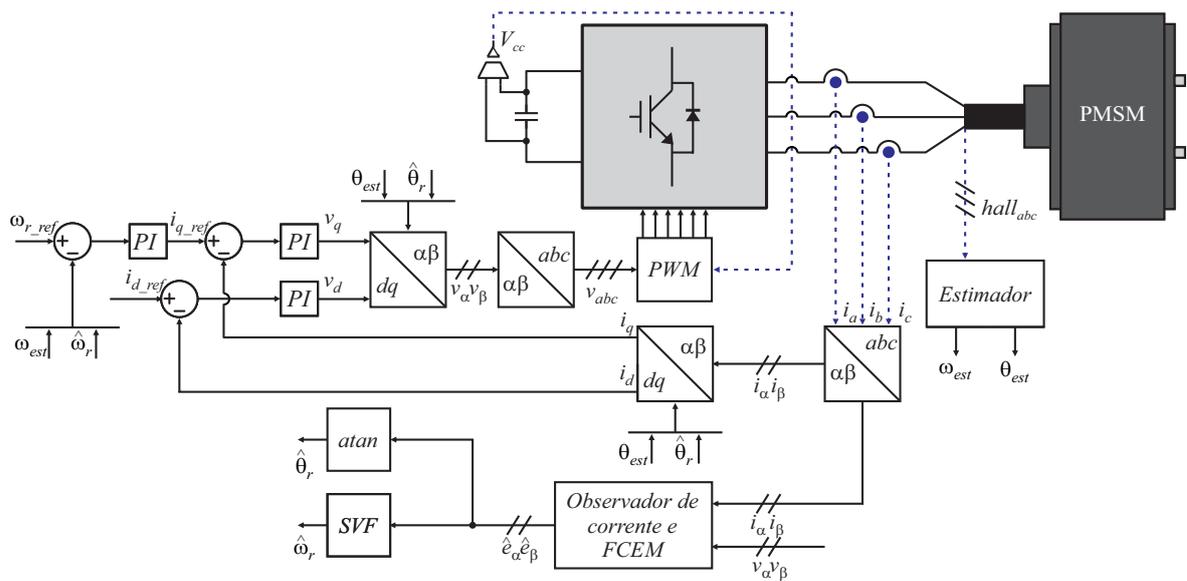
Desse modo, a partir das FCEM filtradas ($\hat{e}_{\alpha\beta}^f$) e de suas derivadas ($\frac{d\hat{e}_{\alpha\beta}^f}{dt}$), é possível escrever a velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$) como:

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{e}_\alpha^f \frac{d\hat{e}_\beta^f}{dt} - \hat{e}_\beta^f \frac{d\hat{e}_\alpha^f}{dt}}{(\hat{e}_\alpha^f)^2 + (\hat{e}_\beta^f)^2}. \quad (3.21)$$

3.7 PROJETO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES

A estratégia de controle vetorial é composta por um sistema multimalhas, com três controladores PIs, sendo duas malhas de correntes e uma malha externa de velocidade. Dessa forma, o diagrama de blocos simplificado do sistema de controle é composto pelos três controladores PIs, o estimador de velocidade e posição a partir dos sensores de efeito Hall, e a estratégia *sensorless*, composta pelos observadores de estados, o SVF e a função *atan*. Todo sistema de controle pode ser observado na Figura 3.4. Na realimentação da malha de velocidade, assim como nos blocos de transformação do referencial síncrono, existem dois sinais de entrada. Esses sinais indicam que podem ser utilizados os valores obtidos pelos sensores de efeito Hall ou pela estratégia *sensorless*.

Figura 3.4 – Diagrama de blocos simplificado do controle vetorial.



Fonte: Autor.

3.7.1 Projeto dos Controladores das Correntes

A função de transferência que define um controlador PI pode ser representada por:

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{sk_p + k_i}{s}, \quad (3.22)$$

onde k_p e k_i são os ganhos proporcionais e integrais do controlador, respectivamente.

Neste trabalho, a metodologia de projeto dos ganhos do controlador baseia-se em cancelamento do polo da planta e na escolha da largura de banda dos controladores em malha fechada.

Dessa forma, (3.22) pode ser reescrita de forma a isolar o zero do controlador:

$$G_{PI}(s) = \gamma \frac{s+r}{s}, \quad (3.23)$$

onde $\gamma = k_p$ e $r = k_p/k_i$, o qual representa o zero do controlador.

Considerando que os ímãs são alocados na superfície do PMSM, as indutâncias de eixo direto (L_d) e eixo de quadratura (L_q) possuem aproximadamente o mesmo valor, sendo possível definir que $L_d = L_q = L_s$. Dessa forma, a função de transferência das correntes de eixo direto e de quadratura, pode ser representada por:

$$G_{ij}(s) = \frac{\frac{1}{L_s}}{s + \frac{R_s}{L_s}} = \frac{i_j}{u_j}, \quad (3.24)$$

onde $j = [d, q]$ e u_j são ações de controle.

A função de transferência em malha fechada com realimentação unitária pode ser representada por:

$$G_{MF}(s) = \frac{G_{PI}(s)G_{ij}(s)}{1 + G_{PI}(s)G_{ij}(s)}. \quad (3.25)$$

Substituindo 3.23 e 3.24 em 3.25, obtêm-se:

$$G_{MF}(s) = \frac{(\gamma \frac{s+r}{s})(\frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}})}{1 + (\gamma \frac{s+r}{s})(\frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}})}. \quad (3.26)$$

Assumindo que ocorra o cancelamento do polo da planta, ou seja, $r = R_s/L_s$, (3.26) pode ser reescrita como:

$$G_{MF}(s) = \frac{\gamma \frac{1}{s}}{1 + \gamma \frac{1}{s}} = \frac{\gamma}{s + \frac{\gamma}{L_s}}. \quad (3.27)$$

O comportamento dinâmico de (3.27) é igual a um filtro de primeira ordem. Dessa

forma, 3.27 pode ser expressa por:

$$G_{MF}(s) = \frac{\omega_i}{1 + \omega_i}, \quad (3.28)$$

onde ω_i é a largura de banda do controlador em malha fechada.

Igualando (3.27) com (3.28), ω_i pode ser definido por:

$$\frac{\frac{\gamma}{L_s}}{s + \frac{\gamma}{L_s}} = \frac{\omega_i}{1 + \omega_i}, \quad (3.29)$$

logo:

$$\omega_i = \frac{\gamma}{L_s}. \quad (3.30)$$

Substituindo γ por k_p em 3.30, o ganho proporcional pode ser obtido por:

$$k_p = \omega_i L_s. \quad (3.31)$$

Considerando que $k_p = k_i/r$ e que $r = R_s/L_s$, que representa o zero do controlador que cancela o polo da planta, k_i pode ser determinado por:

$$k_i = \omega_i R_s. \quad (3.32)$$

Após a determinação dos ganhos contínuos dos controladores PIs para ambas as malhas de correntes, os mesmos podem ser discretizados a partir da metodologia apresentada em (OGATA, 1994):

$$K_{pj} = k_{pj}, \quad (3.33)$$

$$K_{ij} = k_{ij} T_s, \quad (3.34)$$

onde K_{pj} são o ganhos proporcionais discretos, K_{ij} são os ganhos integrais discretos e T_s é o período de amostragem.

Dessa forma, os controladores das correntes de eixo direto e de quadratura podem ser representados na forma implementável respectivamente por:

$$u_d(k) = u_d(k-1) + (K_{pd} + K_{id})e_{rd}(k) - K_{pd}e_{rd}(k-1), \quad (3.35)$$

$$u_q(k) = u_q(k-1) + (K_{pq} + K_{iq})e_{rq}(k) - K_{pq}e_{rq}(k-1), \quad (3.36)$$

onde u_d e u_q são ações de controle, e_{rd} e e_{rq} são os erros de corrente, k é a mostra atual e $k - 1$ a amostra passada.

3.7.2 Projeto do Controlador de Velocidade

O projeto do controlador de velocidade é similar ao projeto dos controladores das correntes. A principal diferença está na função de transferência que representa o modelo mecânico do PMSM, expressada como:

$$G_n(s) = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} = \frac{\omega_r(s)}{T_e(s)}. \quad (3.37)$$

A função de transferência do controlador PI da velocidade também pode ser escrita na forma a isolar o zero do controlador, logo:

$$G_{PI_n}(s) = \gamma_n \frac{s + r_n}{s}, \quad (3.38)$$

onde $\gamma_n = k_{pn}$ e $r = k_{pn}/k_{in}$, sendo k_{pn} e k_{in} os ganhos do controlador.

O comportamento do sistema mecânico em malha fechada, com realimentação unitária e considerando que o zero do controlador anule o polo da planta, pode ser determinado por:

$$G_{MF_n}(s) = \frac{\frac{\gamma_n}{J}}{s + \frac{\gamma_n}{J}} = \frac{\omega_n}{1 + \omega_n}, \quad (3.39)$$

onde ω_n é a largura de banda do controlador.

Ao desenvolver a mesma sequência de etapas apresentadas no projeto dos controladores de correntes, os ganhos k_{pn} e k_{in} são obtidos por:

$$k_{pn} = \omega_n J, \quad (3.40)$$

$$k_{in} = \omega_n B. \quad (3.41)$$

Na forma discreta e implementável, os ganhos e o controlador são descritos como:

$$K_{pn} = k_{pn}, \quad (3.42)$$

$$K_{in} = k_{in} T_s, \quad (3.43)$$

$$u_n(k) = u_n(k-1) + (K_{pn} + K_{in})e_{rn}(k) - K_{pn}e_{rn}(k-1), \quad (3.44)$$

onde K_{pn} é o ganho proporcional discreto, K_{in} é o ganho integral discreto, u_n é a ação de controle e e_{rn} é o erro de velocidade.

Para que ocorra o desacoplamento entre as malhas de controle, a largura de banda da malha de velocidade deve ser muito menor que da malha de corrente, ou seja, $\omega_n \ll \omega_i$.

3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste Capítulo foi apresentado o circuito de acionamento ao PMSM, assim como um estimador da posição do rotor com alta resolução a partir de sensores de efeito Hall. Em seguida, foi descrito a aplicação da técnica de controle vetorial fazendo uso da posição estimada. Na sequência, foi apresentado o desenvolvimento da estratégia de controle *sensorless*, destacando-se as principais equações que caracterizam os observadores de estados no referencial estacionário e o SVF para estimar a velocidade angular do PMSM. Por fim, foi apresentado a metodologia do projeto dos ganhos dos controladores das correntes e de velocidade.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Com o intuito de validar as estratégias de controle mencionadas anteriormente, torna-se necessário um modelo de simulação computacional que represente adequadamente o modelo dinâmico do PMSM, bem como o desenvolvimento de uma bancada experimental utilizada para os ensaios experimentais.

Neste capítulo, serão apresentados os resultados obtidos ao longo das simulações e dos ensaios experimentais. Primeiramente, são exibidas as informações referentes ao circuito elétrico equivalente do PMSM, modelo de simulação e bancada experimental. Em seguida, as características construtivas e limitações da plataforma experimental serão apresentadas. Por fim, os resultados de simulação e experimentais serão analisados com o intuito de validar as estratégias de controle abordadas nesta dissertação.

4.2 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MODELO DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E DA BANCADA EXPERIMENTAL

As informações dos parâmetros elétricos dos motores elétricos são essenciais para o desenvolvimento de um modelo de simulação computacional que represente adequadamente o comportamento dinâmico do sistema. Além disso, essas informações são importantes para o projeto de controladores que dependem do modelo dinâmico dessas máquinas. Contudo, muitos fabricantes não disponibilizam todos os parâmetros dos motores elétricos, sendo necessário aplicar alguns ensaios paramétricos para a obtenção dessas informações. No Apêndice B, encontra-se de forma detalhada os ensaios paramétricos realizados nesta dissertação para a obtenção dos seguintes parâmetros: constante da FCEM, forma de onda da FCEM, indutância e resistência do estator, momento de inércia e coeficiente de atrito viscoso.

Nos resultados experimentais, foram utilizados dois PMSM da empresa *QS Motor Limited*, modelo *260 Single Shaft Electric Car Hub Motor (45H) 5000W V3 Type*, para representar a parte de tração elétrica de um VE, sendo esse modelo representado na Figura 4.1. Devido os dois motores terem sido adquiridos pela mesma empresa e por serem do mesmo lote de fabricação, os ensaios paramétricos foram submetidos a um único motor, sendo considerado os mesmos parâmetros para ambos os motores. Dessa forma, os parâmetros utilizados estão sumarizados na Tabela 4.1.

Figura 4.1 – Motor modelo 260 V3 da *QS Motor Limited*.

Fonte: Autor.

Tabela 4.1 – Parâmetros dos PMSM.

Parâmetros	Símbolos	Valores
Número de Polos	P	32
Potência Nominal	P_{nom}	5 kW
Tensão	V_{cc}	72 V
Corrente Nominal	I_{nom}	70 A
Velocidade Nominal	ω_{nom}	500 RPM
Indutância do estator	L_s	88,6156 μH
Resistência do estator	R_s	78,1712 $m\Omega$
Constante da FCEM	k_e	0,5366 $\frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{rad}}$
Momento de inércia	J	0,0226 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Coefficiente de atrito	B	0,0097 Nms

Os parâmetros da Tabela 4.1 e a forma de onda da FCEM, obtida no ensaio paramétrico do Apêndice B, foram inseridos num modelo de simulação no *software* PSIM, com o intuito de simular o sistema de acionamento e controle do PMSM. Além dos parâmetros do PMSM é necessário determinar as configurações do sistema de controle e a estratégia de modulação PWM utilizada para gerar os sinais de comutação das chaves do inversor. A estratégia de modulação PWM adotada nesta dissertação foi a técnica de modulação PWM com abordagem geométrica. Seu desenvolvimento é apresentado no Apêndice A. Por outro lado, as configurações do sistema de controle foram determinadas a partir do Processador de Sinal Digital (do inglês *Digital Signal Processor* - DSP) determinado para a bancada experimental.

Dessa forma, para representar o sistema de tração elétrica de um VE, nesta dissertação foi desenvolvida uma bancada experimental para o acionamento e controle de dois PMSM. Assim, adotou-se um DSP da *Texas Instruments*, TMS 320F28379D, como módulo central para controlar ambas as máquinas ao mesmo tempo. Além disso, o DSP é responsável pela aquisição dos sinais dos sensores de tensão do barramento CC, das correntes das fases dos motores e também dos sinais dos sensores de efeito Hall. Com

a obtenção dessas variáveis, os cálculos matemáticos e rotinas de controle são executadas, gerando os sinais PWM para o acionamento das chaves dos inversores trifásicos. Essas rotinas são executadas toda vez que ocorre uma interrupção por meio do modelo PWM simétrico, com amostragem em *overflow* e *underflow*, ou seja, nos pontos de máximo e mínimo da portadora triangular. Como critério de projeto, a frequência de comutação das chaves do inversor foi definida em 10 kHz e a frequência de amostragem em 20 kHz . O desenvolvimento mais detalhado da bancada experimental encontra-se no Apêndice A.

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

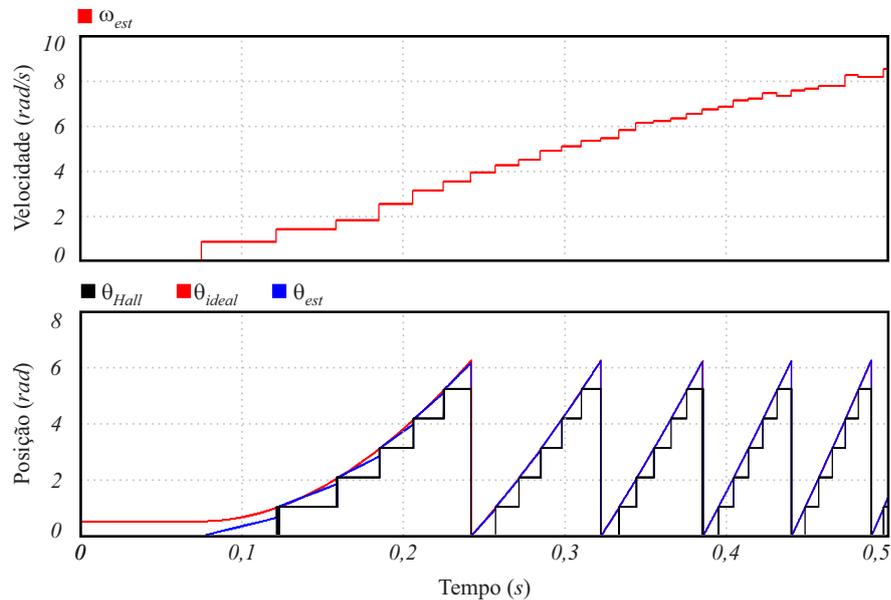
Os resultados de simulação foram obtidos por meio do modelo de simulação no *software* PSIM. O principal objetivo do modelo de simulação é validar as estratégias de controle mencionadas anteriormente. Desse modo, são apresentados os resultados para a obtenção da posição estimada a partir dos sensores de efeito Hall. Em seguida, essa posição estimada será utilizada para a obtenção dos resultados com controle vetorial. Posteriormente a isso, será exibido o comportamento dos observadores de corrente e FCEM no referencial estacionário, bem como a metodologia para escolha dos ganhos dos observadores. Por fim, serão apresentados os resultados da técnica de controle *sensorless*.

4.3.1 Posição Estimada a Partir dos Sensores de Efeito Hall

Para verificar se a técnica de estimação da posição a partir dos sensores de efeito Hall pode ser aplicada na técnica de controle vetorial, foi realizado um acionamento em malha aberta do PMSM com a estratégia 6 pulsos 120° . Dessa forma, a variação de velocidade ocorre de forma direta com a alteração da razão cíclica aplicada as chaves do inversor de frequência. Assim, considerando um barramento CC de 30 V e uma razão cíclica de $0,2$ na partida, os resultados de simulação obtidos são exibidos na Figura 4.2.

Na Figura 4.2, pode-se observar o comportamento de três variáveis da posição do rotor e da velocidade estimada. Em relação as três variáveis da posição, em preto são representados os seis possíveis valores informados pela combinação dos sensores de efeito Hall, sendo eles $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ$ e 300° . Na escala do resultado na Figura 4.2, esses valores estão representados em radianos. A posição em vermelho indica o comportamento ideal, ou seja, é a posição que deve ser obtida para ser aplicada nas transformações ao referencial síncrono obtida por meio de um sensor de precisão durante as simulações. Em azul é a posição estimada, obtida a partir de (3.2). Pode-se observar que a convergência entre a posição estimada para a posição ideal ocorre dentro de poucos ciclos, apresentando um desempenho satisfatório. Em relação a velocidade estimada,

Figura 4.2 – Velocidade angular média e posição estimada durante partida em malha aberta.



Fonte: Autor.

calculada a partir de (3.1), pode-se analisar que conforme aumenta a velocidade, o erro da velocidade calculada em relação ao valor médio diminui. Isso ocorre porque até não ocorrer a transição do sinal de efeito Hall para o valor seguinte, a velocidade calculada se mantém em um valor constante. Logo, para baixas velocidades, o erro da velocidade se torna maior. Ainda, observa-se que a velocidade estimada oscila em torno de um valor médio, causando ondulações que podem afetar a dinâmica do sistema. Uma forma de contornar esse problema é com a aplicação de um filtro passa-baixa, reduzindo essa oscilação de velocidade.

4.3.2 Controle Vetorial

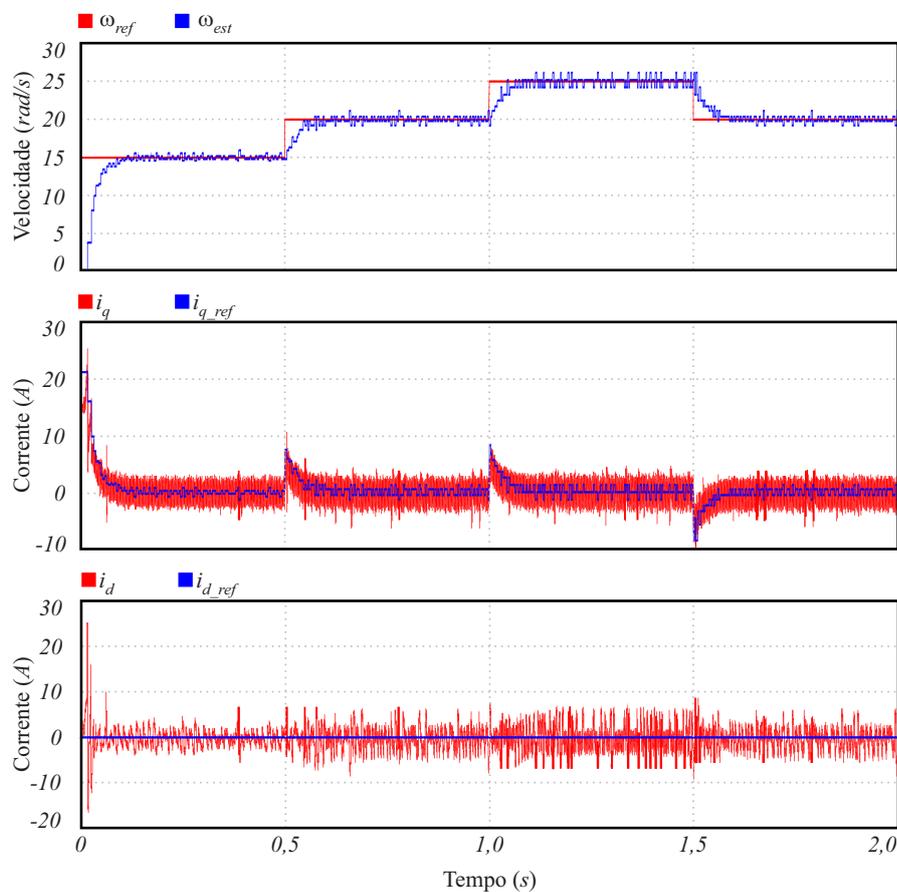
Para validar a estratégia de controle vetorial utilizando a posição estimada, é necessário calcular os ganhos dos controladores PIs para as malhas de corrente e de velocidade. Dessa forma, foi determinado que as frequências de corte das malhas de correntes fossem duas décadas abaixo da frequência de comutação, ou seja, 100 Hz. Para ocorrer o desacoplamento entre a malha de velocidade e a malha de corrente, a frequência de corte da malha de velocidade foi projetada para ser uma década abaixo da frequência de corte da malha de corrente. Dessa forma, com base na metodologia do projeto dos ganhos dos controladores descrita anteriormente, os ganhos discretos dos controladores PI estão sumarizados na Tabela 4.2, sendo $j = [d, q]$.

Tabela 4.2 – Ganhos dos Controladores PI em Simulação.

K_{pj}	K_{ij}	K_{pn}	K_{in}
0,055679	0,002456	1,4223	3,0418e-05

Com os ganhos dos controladores da Tabela 4.2 inseridos no modelo de simulação, a Figura 4.3 exibe os resultados obtidos com o controle vetorial, onde a tensão do barramento CC foi ajustada para 72 V.

Figura 4.3 – Controle vetorial com posição e velocidade estimadas a partir dos sensores de efeito Hall.



Fonte: Autor.

Na Figura 4.3 é possível observar o comportamento da velocidade angular média e das correntes síncronas do PMSM. Inicialmente, a velocidade de referência na partida é de 15 rad/s. A referência para a corrente do eixo de quadratura é gerada a partir da saída do controlador PI de velocidade. Por outro lado, a corrente de referência de eixo direto é definida igual a zero, uma vez que os PMSM não precisam de uma excitação de campo para sua partida. Em 0,5 segundos, ocorre o primeiro degrau de velocidade, alterando a referência para 20 rad/s. Em seguida, após 0,5 segundos é aplicado um

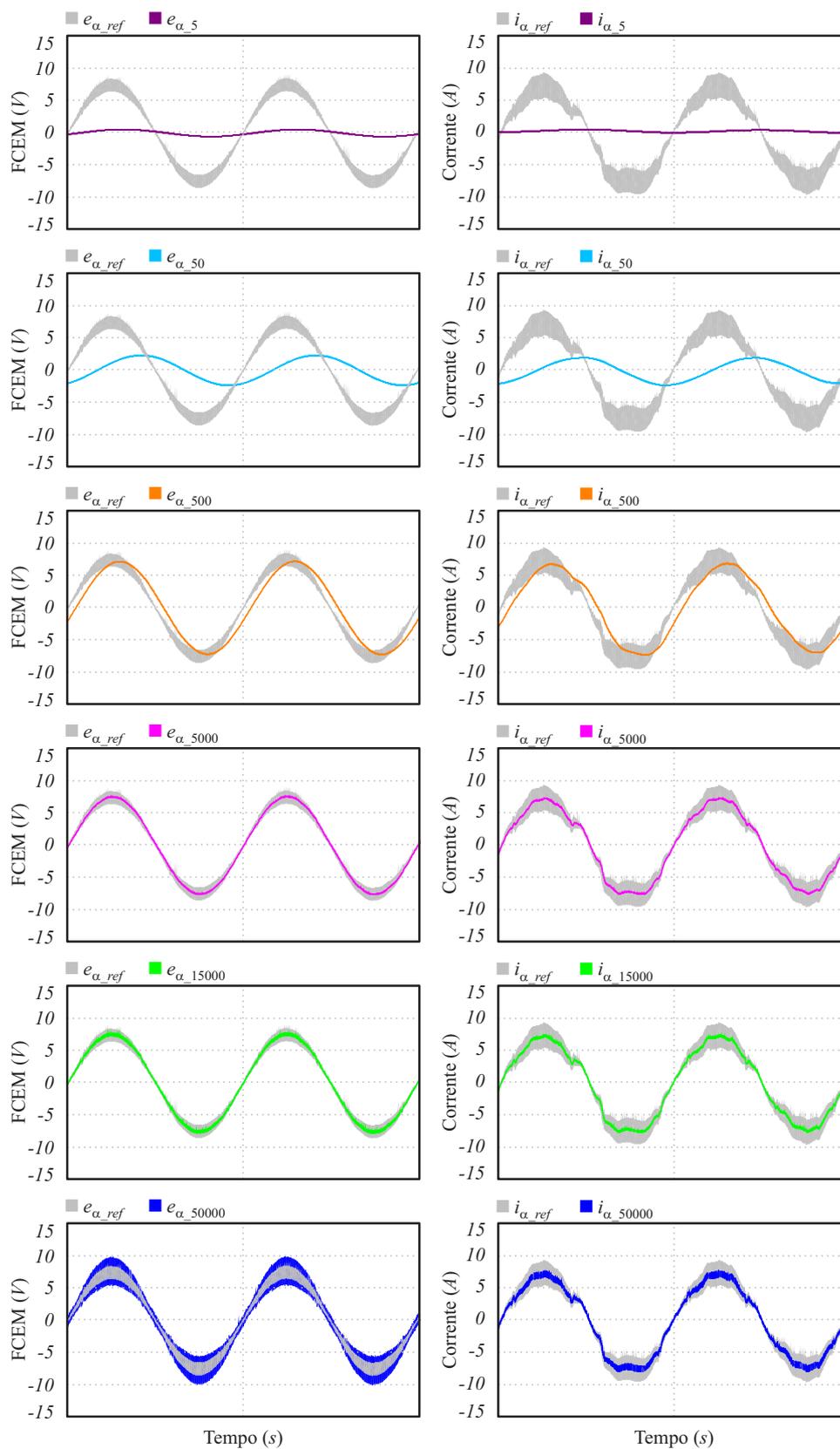
segundo degrau de velocidade, alterando a referência para 25 rad/s. Em 1,5 segundos é retirado o degrau de velocidade, fazendo com que a referência retorne a 20 rad/s. A velocidade angular média obtida por meio dos sensores de efeito Hall consegue seguir a referência de maneira satisfatória. Ainda, pode-se observar que a velocidade obtida apresenta oscilações em torno do valor de referência, que interfere diretamente na dinâmica da referência da corrente de eixo de quadratura. Além disso, é possível observar que na partida do PMSM, é exigida uma corrente de quadratura elevada para partir o sistema. Quando o sistema atinge regime permanente, essa corrente diminui. No momento em que ocorrem os degraus positivos de velocidade, o valor da corrente i_q aumenta novamente. Para o degrau negativo de velocidade, i_q exibe um comportamento similar, porém com amplitude oposta. Por fim, observa-se que tanto a velocidade quanto as correntes de eixo direto e de quadratura conseguem rastrear suas respectivas referências. Salienta-se que a dinâmica apresentada nas malhas de controle de velocidade e corrente de quadratura é de um sistema de primeira ordem, conforme mencionado anteriormente no Capítulo 3.

4.3.3 Estratégia de Controle *Sensorless*

Para verificar a performance da técnica *sensorless* em simulação, é necessário determinar os ganhos a serem utilizados nos observadores de corrente e FCEM. Assim, a Figura 4.4 exibe o comportamento da corrente \hat{i}_α (ganho h_1) e da FCEM \hat{e}_α (ganho h_2) estimadas para diferentes ganhos h_1 e h_2 .

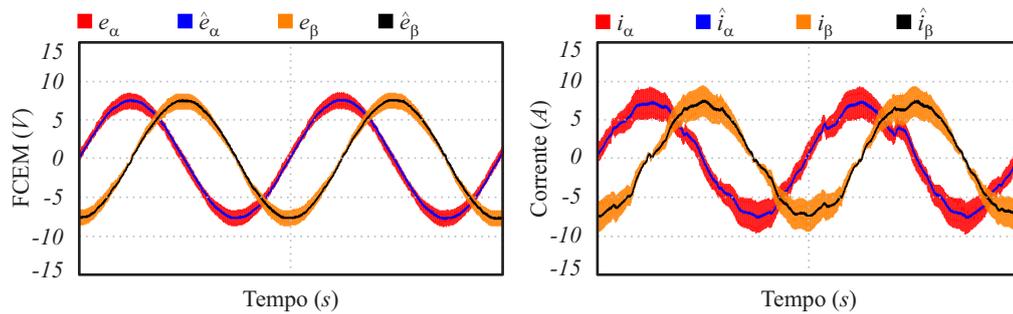
Com base na Figura 4.4, a corrente i_α e a FCEM e_α na cor cinza representam os valores de referência para serem observados. Desse modo, observa-se que para ganhos muito pequenos, h_1 e $h_2 \leq 500$, tanto a corrente quanto a FCEM estimadas não conseguem atingir nem fase e nem amplitude em relação aos valores desejados. Por outro lado, se os ganhos forem muito elevados, h_1 e $h_2 \geq 50000$, os valores estimados começam a apresentar maiores amplitudes em relação ao valor de referência. Assim, os ganhos h_1 e h_2 foram definidos para serem iguais a 5000 por apresentarem uma representação adequada das variáveis a serem estimadas. Dessa forma, as correntes e FCEM estimadas são exibidas na Figura 4.5.

A partir do correto funcionamento dos observadores de estados, é possível calcular a posição estimada por meio da função *atan* em relação as FCEM no referencial estacionário. Além disso, a velocidade estimada também pode ser obtida a partir das FCEM observadas por meio da aplicação de um SVF. Dessa forma, a Figura 4.6 exibe a comparação entre a velocidade estimada pelos sensores de efeito Hall e a velocidade *sensorless* obtida pelo SVF durante a partida. Ainda, é destacado em regime permanente o comportamento dessas velocidades e também a comparação entre a posição *sensorless* e a posição estimada a partir dos sensores de efeito Hall.

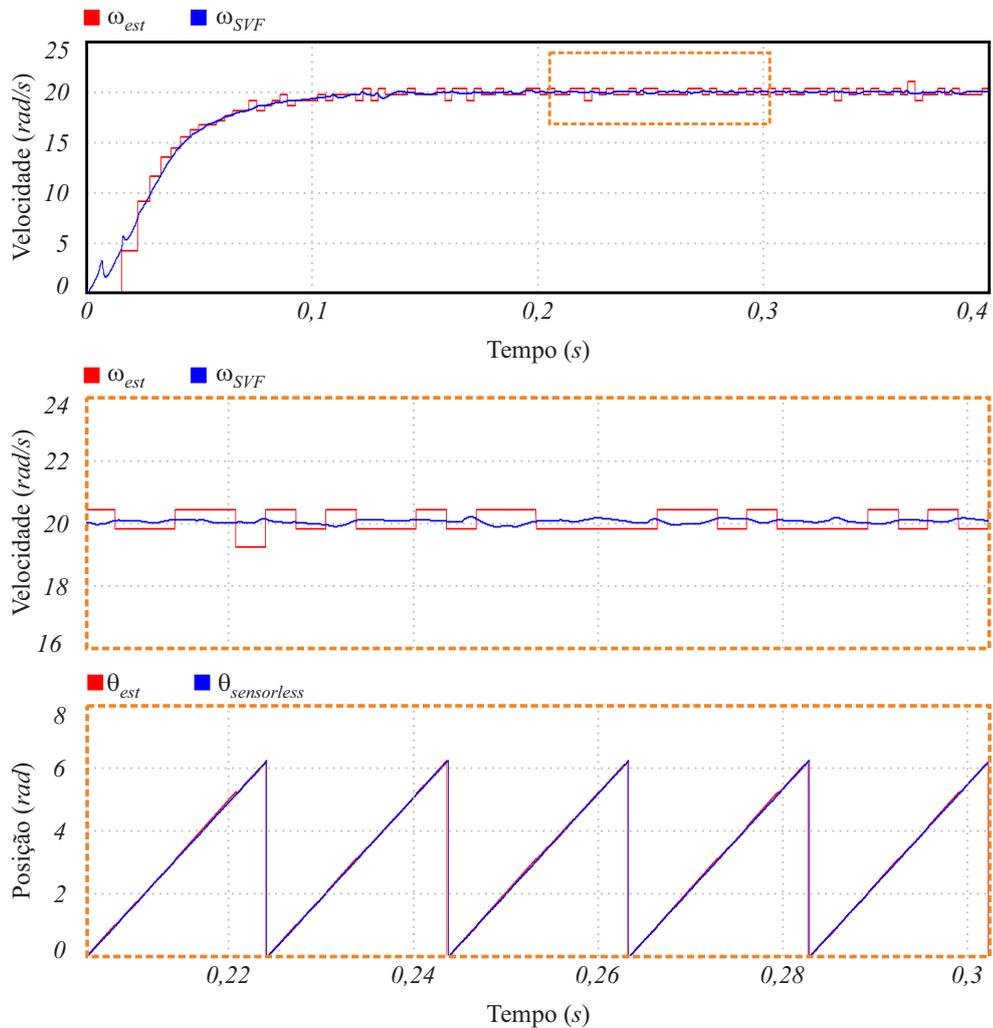
Figura 4.4 – Observador de corrente e FCEM para diferentes ganhos h_1 e h_2 .

Fonte: Autor.

Figura 4.5 – Observador de corrente e FCEM no referencial estacionário.



Fonte: Autor.

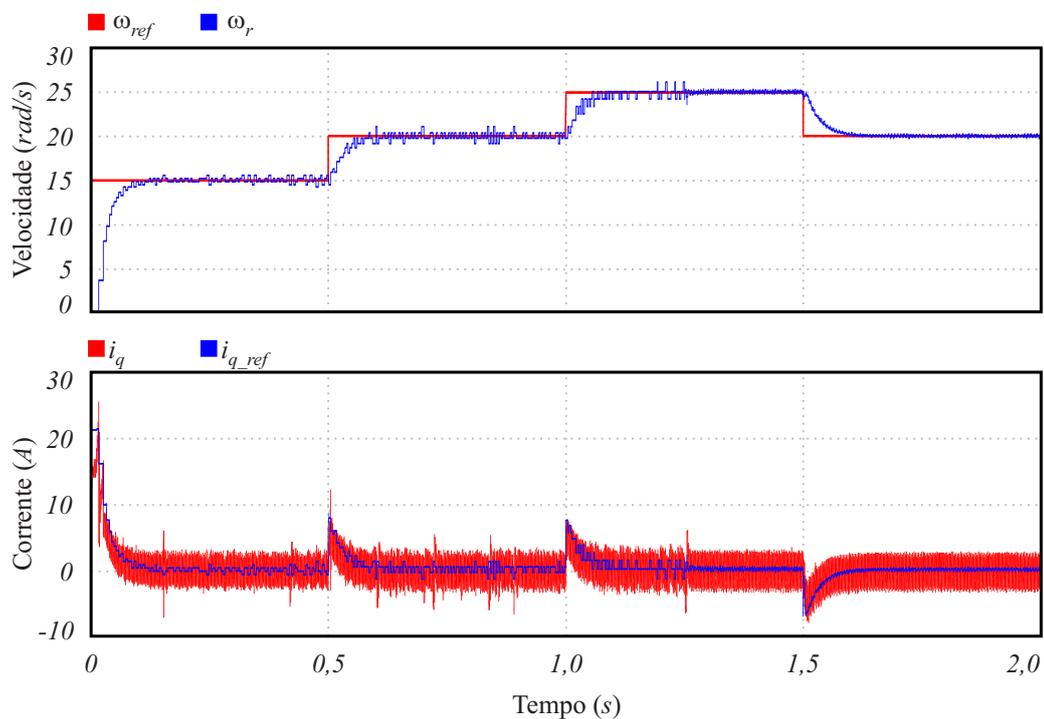
Figura 4.6 – Comparação da velocidade e posição *sensorless* com a velocidade e posição obtidas a partir dos sensores de efeito Hall.

Fonte: Autor.

A posição *sensorless* possui um comportamento muito similar em relação a posição estimada, podendo ser substituída na Transformada de Park para obter as variáveis no referencial síncrono. Em relação a velocidade *sensorless*, verifica-se que por se tratar de um filtro de segunda ordem, as ondulações existentes na velocidade estimada foram reduzidas, melhorando o desempenho do sistema.

Com o intuito de verificar o comportamento do sistema quando ocorre a troca do controle vetorial para a estratégia *sensorless*, a Figura 4.7 exibe o comportamento da velocidade de referência, velocidade angular, corrente i_{q_ref} de referência e corrente i_q .

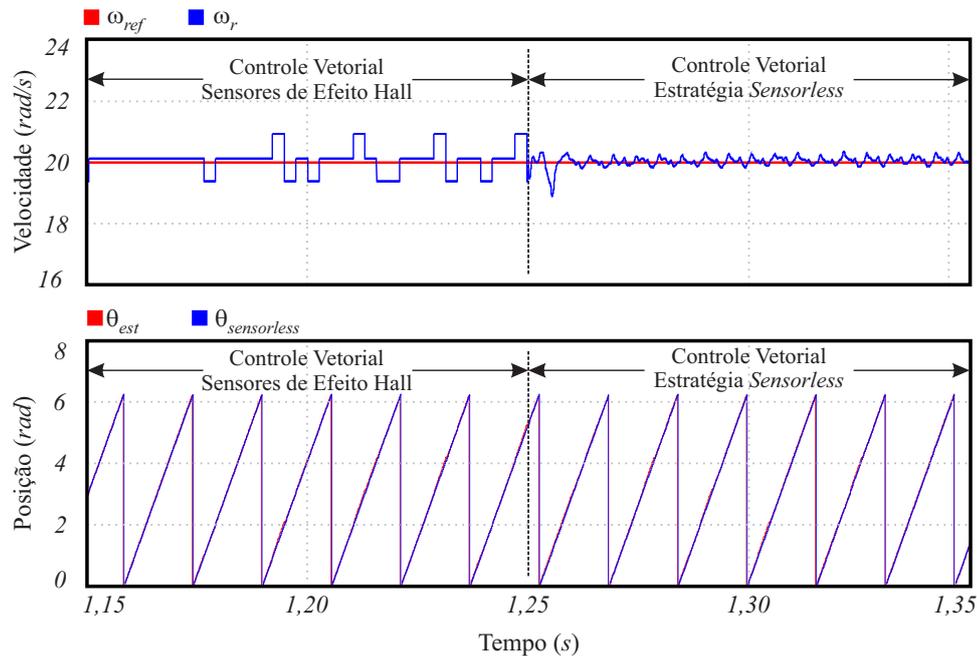
Figura 4.7 – Controle vetorial com substituição entre as técnicas de controle.



Fonte: Autor.

A partir da Figura 4.7, observa-se que esses resultados apresentam as mesmas condições e degraus de velocidade que os resultados apresentados na Figura 4.3. A principal diferença é que o sistema inicia com a estratégia de controle vetorial com realimentação da velocidade e posição calculadas por meio da informação dos sensores de efeito Hall. Em 1,25 segundos, passa a atuar a estratégia de controle *sensorless*. Pode-se observar que a ondulação da velocidade em torno do valor médio diminui, assim como o comportamento da corrente de referência de eixo de quadratura. Além disso, tanto a velocidade quanto a corrente i_q conseguem seguir a referência de suas respectivas malhas de controle de maneira satisfatória. Com o intuito de analisar a posição no instante em que ocorre a troca de estratégia de controle, a Figura 4.8 exibe o comportamento da velocidade de referência, velocidade angular, posição estimada e da posição *sensorless*.

Figura 4.8 – Posição do rotor quando ocorre a substituição entre as técnicas de controle.



Fonte: Autor.

No momento em que ocorre a troca entre as estratégias, é possível verificar que nenhum impacto significativo acontece no comportamento da posição *sensorless* em relação a posição estimada, permitindo a aplicação da estratégia *sensorless* ao controle do PMSM.

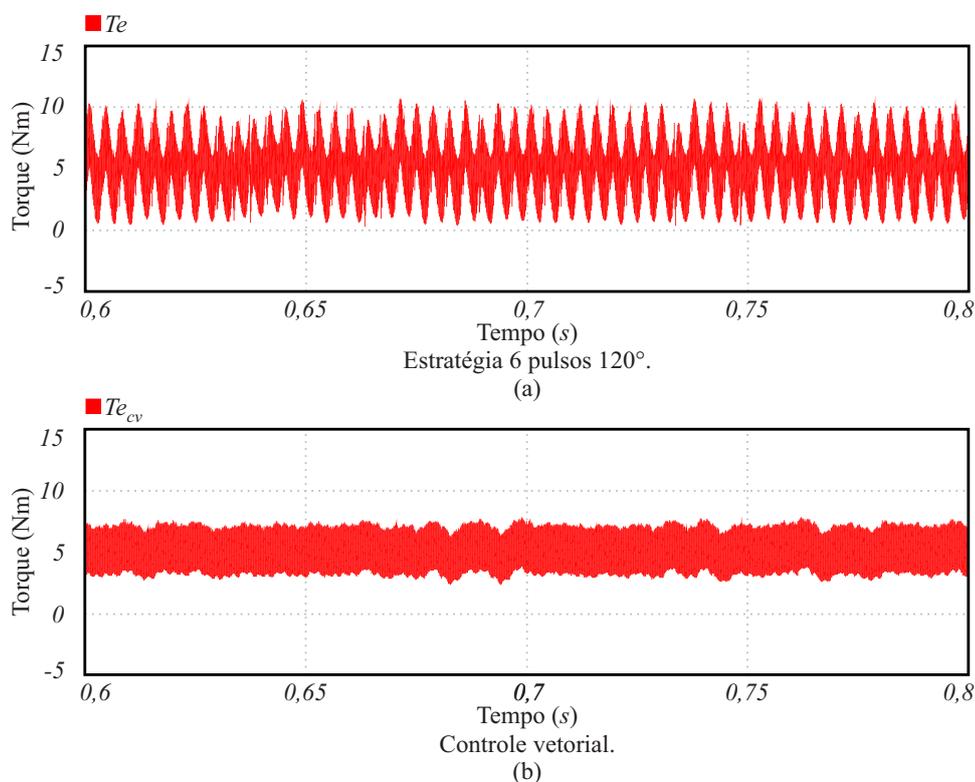
Outra análise importante a ser realizada, é a comparação da oscilação de torque entre a estratégia 6 pulsos 120° e o controle vetorial. Dessa forma, na Figura 4.9(a) é apresentado o comportamento do PMSM com a estratégia 6 pulsos 120° , enquanto na Figura 4.9(b) é exibido o comportamento do PMSM utilizando controle vetorial. Em ambos os resultados, foi utilizado uma carga de 5 Nm para uma velocidade de 20 rad/s.

Com base na Figura 4.9, é possível constatar a maior ondulação de torque ao utilizar a estratégia 6 pulsos 120° em relação ao controle vetorial. Dessa forma, a técnica de controle vetorial apresenta uma melhoria na dinâmica do torque eletromagnético, justificando sua escolha para aplicação no sistema de tração elétrica.

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais a seguir foram obtidos por meio da bancada experimental desenvolvida nesta dissertação. Seu desenvolvimento mais detalhado encontra-se no Apêndice A. O principal objetivo dos resultados experimentais é validar as estratégias de controle mencionadas anteriormente no Capítulo 3 e utilizadas no modelo de simulação.

Figura 4.9 – Comparação do torque eletromagnético entre as estratégias 6 pulsos 120°(a) e controle vetorial(b).



Fonte: Autor.

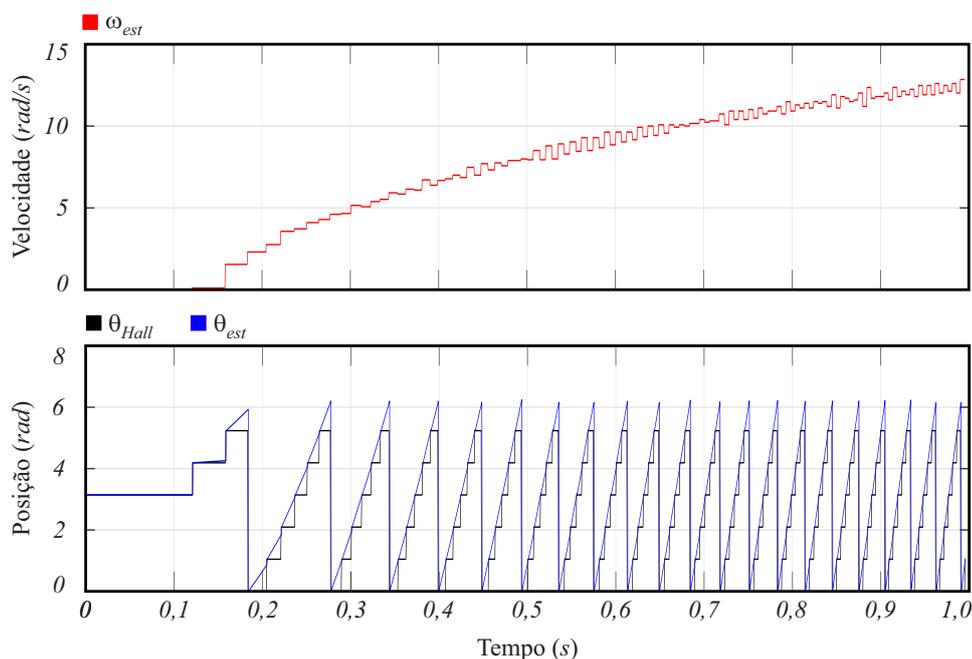
Assim como os resultados de simulação, serão apresentados os resultados para a obtenção da posição estimada a partir dos sensores de efeito Hall e os resultados com controle vetorial. Por fim, serão exibidos os resultados com a estratégia de controle *sensorless*.

4.4.1 Posição Estimada a Partir dos Sensores de Efeito Hall

Para validar a estratégia de estimação da posição a partir dos sensores de efeito Hall, foi realizado um acionamento em malha aberta utilizando a estratégia 6 pulsos 120°. Assim como nos resultados de simulação, foi considerado um barramento CC de 30 V e uma razão cíclica de 0,2. Para a leitura da tensão do barramento CC, foi utilizado um sensor de tensão da marca *LEM*, modelo LV 20-P. A tensão do barramento CC foi fornecida por meio de uma fonte CC da marca *ICEL Manaus*, modelo PS-6000. Os resultados experimentais obtidos são exibidos na Figura 4.10.

Na Figura 4.10 pode-se observar o comportamento de duas variáveis de posição e da velocidade estimada. Em relação as duas variáveis da posição, em preto são representados os seis possíveis valores informados pelo sensor de efeito Hall, e em azul é a posição estimada, obtida por meio de (3.2). Assim como nos resultados de simulação, a conver-

Figura 4.10 – Velocidade e posição estimadas durante a partida em malha aberta.



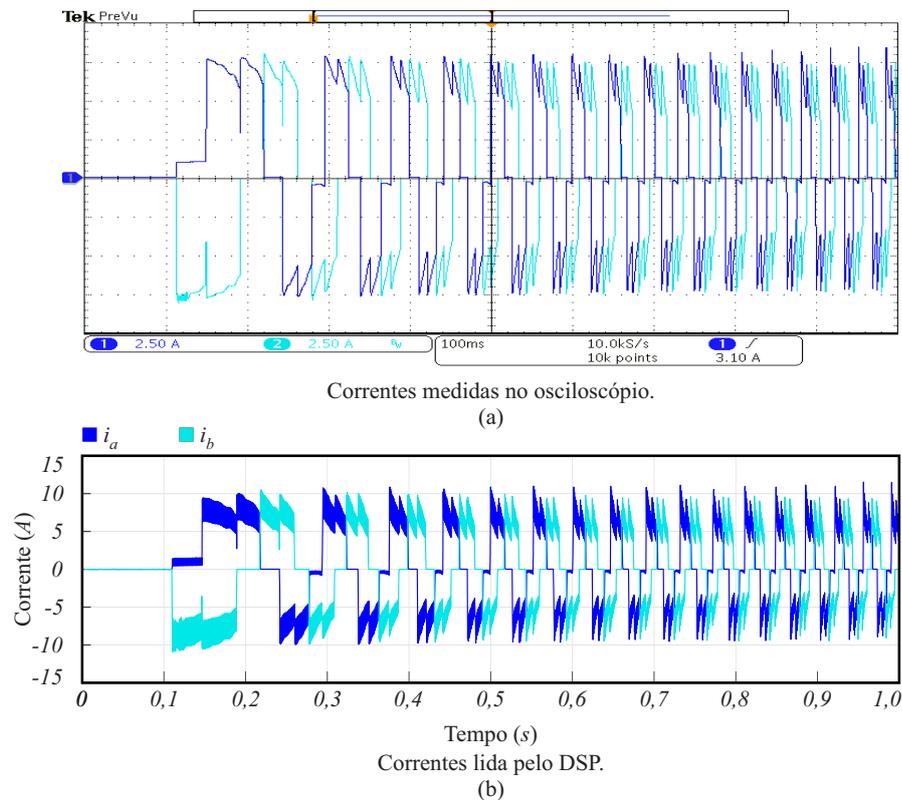
Fonte: Autor.

gência à posição desejada ocorre de forma rápida, levando cerca de sete alterações na informação obtida pelos sensores de efeito Hall para atingir o comportamento desejado. Em relação a velocidade estimada, calculada a partir de (3.1), observa-se a ondulação em torno do valor médio. Além disso, assim como nos resultados de simulação, até não ocorrer a primeira transição do sinal de efeito Hall, a velocidade é mantida em zero.

Antes de aplicar a velocidade e a posição estimadas na técnica de controle vetorial, é necessário verificar se a calibração dos sensores de corrente estão adequadas. Dessa forma, a Figura 4.11 exibe o comportamento das correntes de duas das três fases do motor durante o acionamento em malha aberta utilizando a estratégia 6 pulsos 120°.

Na Figura 4.11(a) são as correntes medidas a partir de duas ponteiras de corrente da *Tektronix*, modelo TCP0150. O osciloscópio utilizado foi o MDO3034, também da marca *Tektronix*. Por outro lado, na Figura 4.11(b) as correntes foram obtidas pelos sensores de corrente da marca *LEM*, modelo LA 100-P/SP13. Para aumentar um pouco a resolução das correntes, foram aplicadas duas voltas das fases nos sensores de corrente para que o mesmo operasse próximo ao fundo de escala. Pode-se observar que tanto as correntes lidas pelo DSP quanto as correntes obtidas pelo osciloscópio, apresentam um comportamento muito similar, validando a calibração dos sensores de corrente. Por fim, observa-se que utilizando a estratégia 6 pulsos 120° as correntes não apresentam um comportamento retangular ideal, como já havia sido discutido no Capítulo 1.

Figura 4.11 – Correntes de duas das três fases do PMSM.



Fonte: Autor.

4.4.2 Controle Vetorial

A partir do correto funcionamento do estimador de posição e velocidade, é possível aplicar a estratégia de controle vetorial e verificar o comportamento da velocidade e correntes do PMSM. Com o intuito de deixar mais lento a malha de controle e velocidade para não gerar uma corrente de transitório muito elevada, os ganhos do controlador PI da malha de velocidade foram alterados, onde a frequência de corte foi reduzida para 2 Hz. Dessa forma, com base na metodologia do projeto dos ganhos dos controladores descrita anteriormente, os ganhos discretos dos controladores PIs estão sumarizados na Tabela 4.3, sendo $j = [d, q]$.

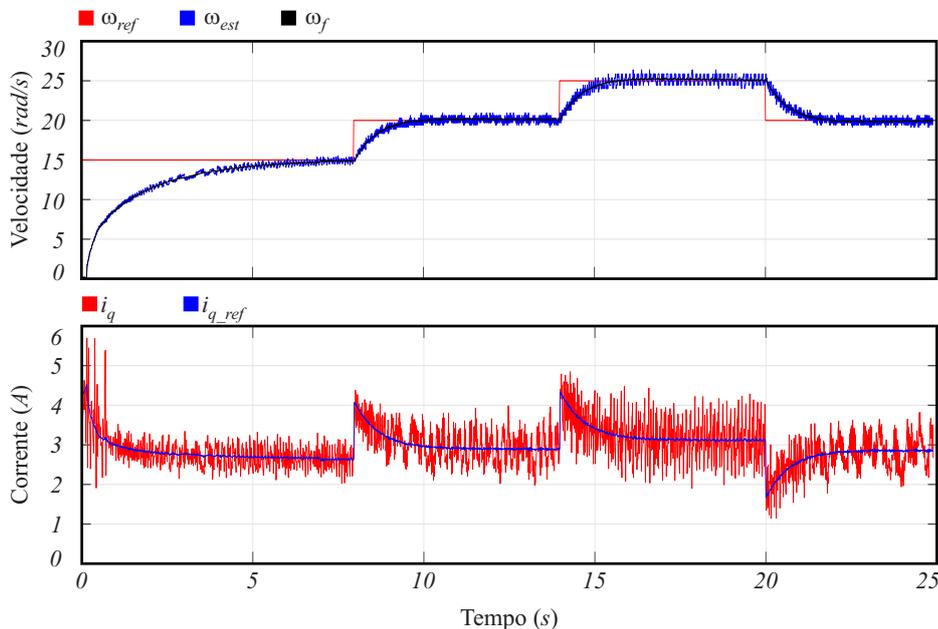
Tabela 4.3 – Ganhos dos Controladores PI.

K_{pj}	K_{ij}	K_{pn}	K_{in}
0,055679	0,002456	0,284452	6,08365e-06

Com os ganhos dos controladores da Tabela 4.3 inseridos no DSP, a Figura 4.12 exhibe o comportamento da velocidade e da corrente de eixo de quadratura, obtidos com o controle vetorial. Utilizando duas fontes CC PS-6000 conectadas em série, foi configurada

a tensão do barramento CC para 60 V.

Figura 4.12 – Controle vetorial com posição e velocidade estimadas a partir da informação dos sensores de efeito Hall obtidas experimentalmente.



Fonte: Autor.

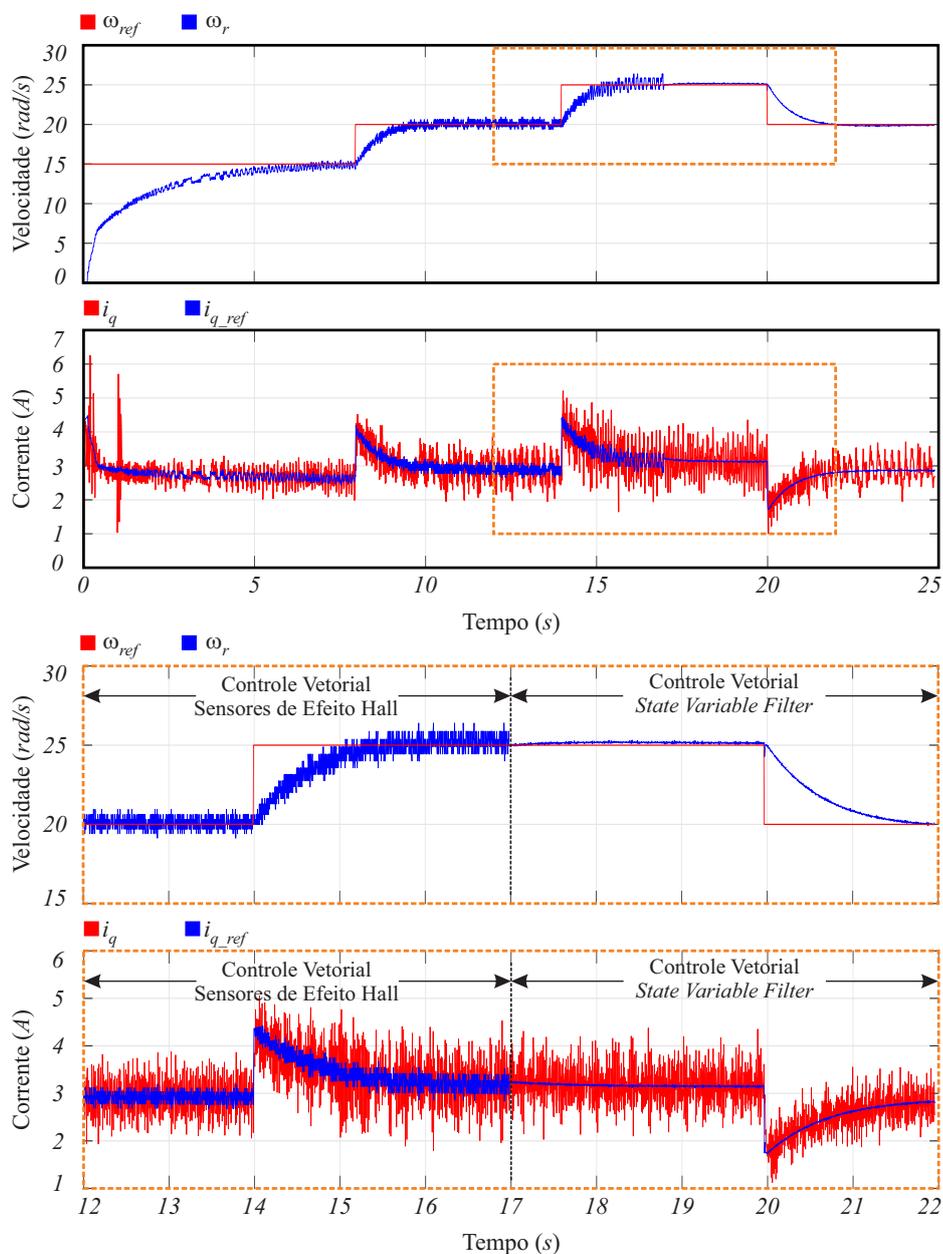
Na Figura 4.12 é possível observar que a velocidade de referência, indicada pela cor vermelho, é de 15 rad/s na partida. Em 8 segundos é aplicado um degrau de velocidade para 20 rad/s. Após 6 segundos é aplicado um segundo degrau de velocidade para 25 rad/s. Por fim, em 20 segundos é removido o último degrau de velocidade. A velocidade estimada pelos sensores de efeito Hall é indicada pela cor azul. Pode-se observar que ela consegue seguir a referência de velocidade com uma dinâmica de primeira ordem. A velocidade em preto, é a velocidade estimada filtrada por meio de um filtro passa-baixa de primeira ordem. Pode-se observar que o problema de oscilação em torno do valor médio é eliminado. Dessa forma, os resultados da Figura 4.12 foram obtidos utilizando a velocidade estimada filtrada para fechar a malha de controle. Como a referência para a corrente do eixo de quadratura, indicada pela cor azul, é gerada a partir da saída do controlador PI de velocidade, tanto na partida quanto nos degraus de velocidade, ocorrem picos de correntes. Por fim, a corrente do eixo de quadratura indicada pela cor vermelho, consegue rastrear a referência de maneira satisfatória.

4.4.3 Estratégia de Controle *Sensorless*

Os ganhos utilizados para os observadores de estados das correntes e FCEM no referencial estacionário durante os resultados experimentais, serão os mesmos ganhos de-

finalizados durante os resultados de simulação. Dessa forma, a partir da aplicação do SVF por meio de (3.21), é possível calcular a velocidade estimada *sensorless*. Para verificar o comportamento do PMSM, bem como o impacto dessa velocidade no controle vetorial, a Figura 4.13 exibe o momento em que ocorre a substituição da velocidade estimada a partir dos sensores de efeito Hall, pela velocidade estimada *sensorless*, assim como o comportamento da corrente de eixo de quadratura. Foram aplicados os mesmos degraus de velocidade apresentados na Figura 4.12.

Figura 4.13 – Controle vetorial com substituição da velocidade angular média pela velocidade do SVF.

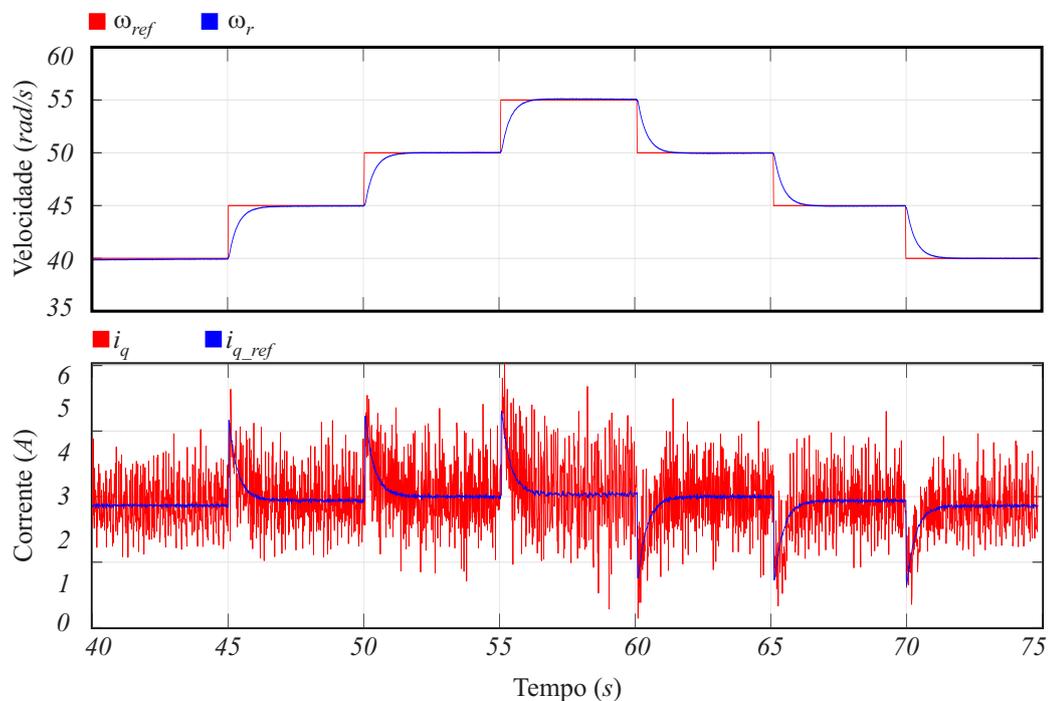


Fonte: Autor.

A partir da Figura 4.13, é possível observar que no momento em que ocorre a substituição entre as velocidades na realimentação da malha de controle, a oscilação do valor da velocidade em torno do valor médio é reduzido de maneira significativa, impactando de forma direta na referência da corrente de eixo de quadratura. Além disso, na Figura 4.13 é destacado uma janela de tempo de 10 segundos mostrando o momento em que ocorre a substituição das velocidades, evidenciando uma melhoria na dinâmica do sistema, devido a implementação do SVF para obtenção da velocidade estimada *sensorless*.

Com o intuito de verificar o comportamento do controle vetorial aplicado ao PMSM para velocidades mais elevadas, a Figura 4.14 apresenta o comportamento da velocidade do PMSM e da corrente de eixo de quadratura até atingir a velocidade de 55 rad/s.

Figura 4.14 – Controle vetorial aplicado ao PMSM para diferentes degraus de velocidade.



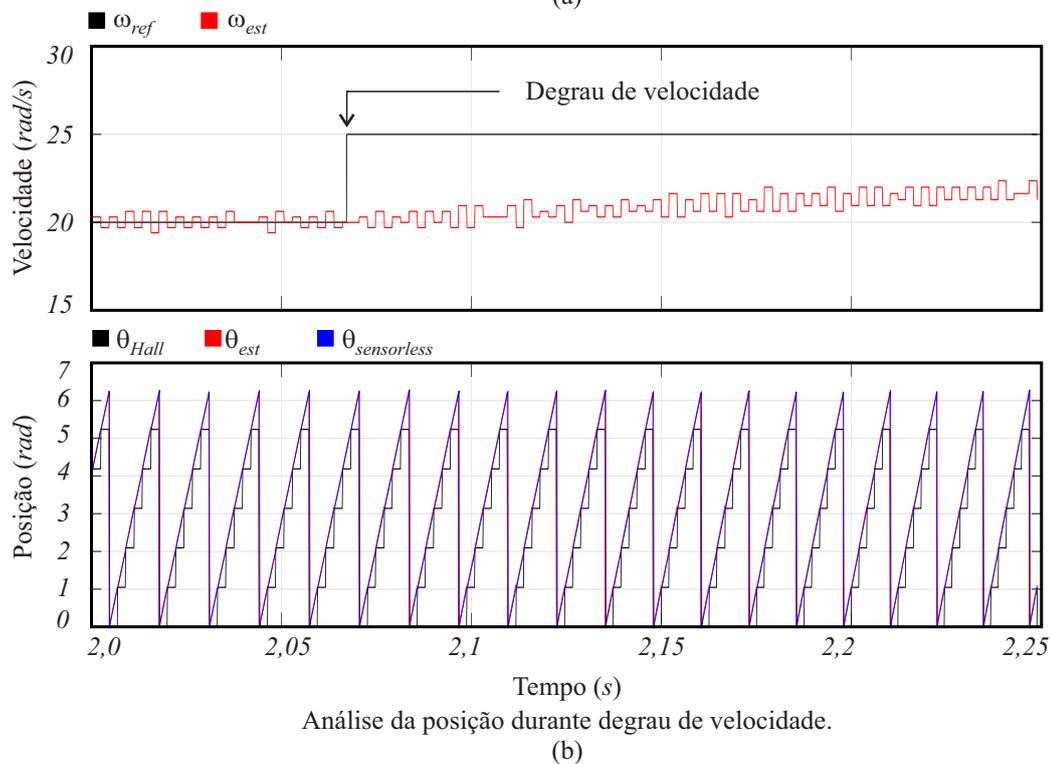
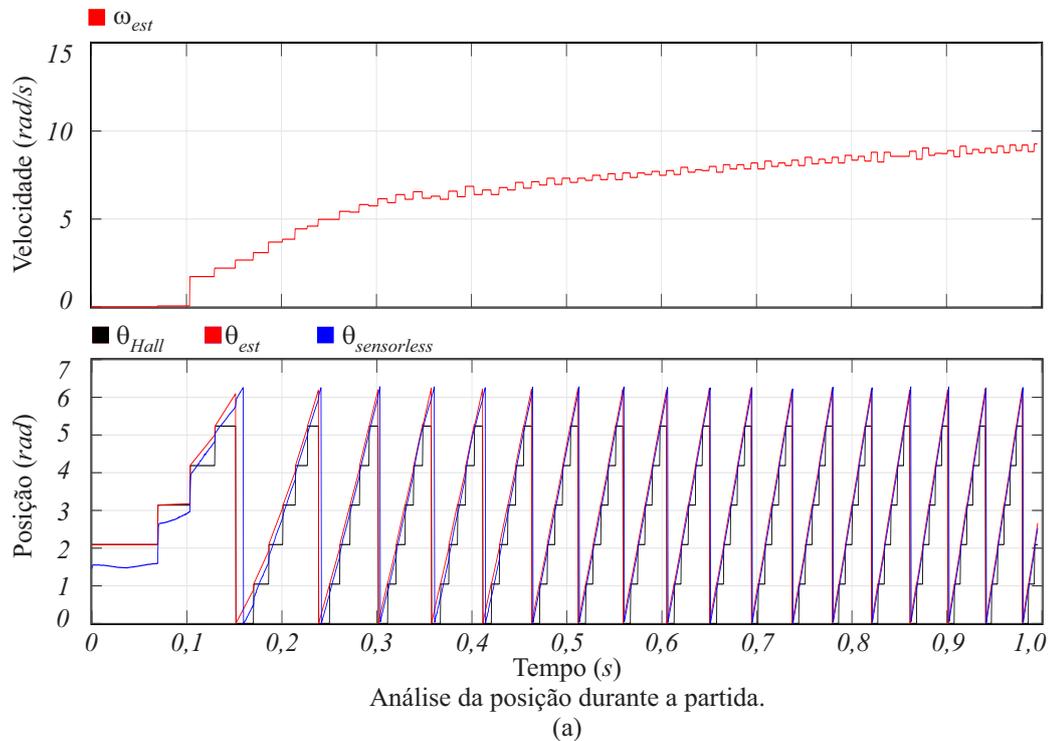
Fonte: Autor.

Pode-se observar na Figura 4.14, que após o PMSM estar em regime com uma velocidade de 40 rad/s, são aplicados degraus de velocidade até o PMSM atingir 55 rad/s. Em seguida, esses degraus são removidos, onde a velocidade retorna aos 40 rad/s. Ressalta-se que tanto a velocidade quanto a corrente de eixo de quadratura conseguem rastrear adequadamente seus valores de referência.

Outro ponto a ser analisado é o comportamento da posição estimada *sensorless* obtida por meio da função *atan* em relação as FCEM estimadas. Assim, antes de fazer a substituição na malha de controle, foi verificada a dinâmica da posição estimada *sensorless* durante a partida do sistema, bem como no momento em que ocorre um degrau de velocidade. Dessa forma, a Figura 4.15 exhibe o comportamento da velocidade estimada,

posição do sensor de efeito Hall, posição estimada a partir dos sensores de efeito Hall e posição estimada *sensorless*.

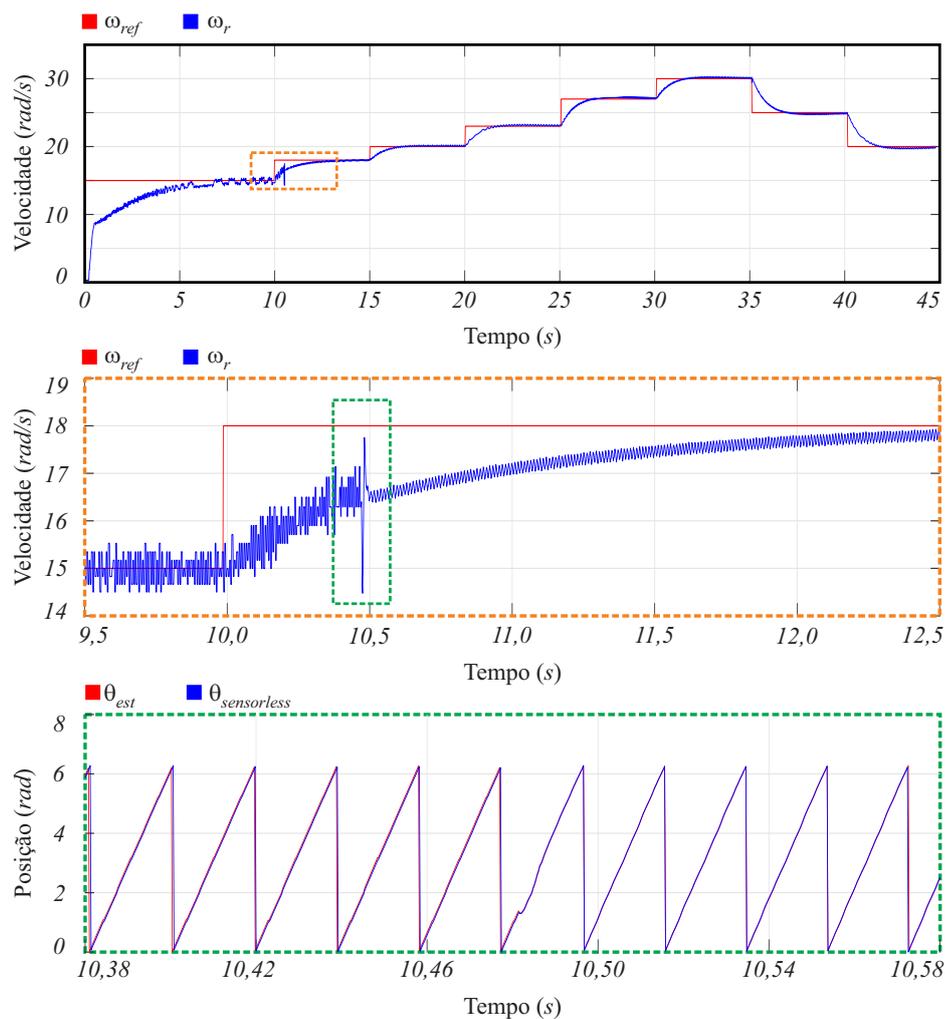
Figura 4.15 – Comportamento da posição *sensorless* durante a partida e degrau de velocidade.



Fonte: Autor.

Na Figura 4.15(a) a posição informada pelos sensores de efeito Hall está indicada pela cor preto, a posição estimada pela cor vermelho, posição estimada *sensorless* pela cor azul e a velocidade está sendo representada pela cor vermelho. Comparando ambas posições estimadas, a posição *sensorless* leva mais tempo para convergir para a posição desejada durante a partida, uma vez que para baixas velocidades os estimadores das FCEM não apresentam um bom desempenho. Contudo, após atingir cerca de 8 rad/s a posição *sensorless* converge para o valor desejado. No instante em que ocorre o degrau de velocidade na Figura 4.15(b), a posição *sensorless* não é afetada de forma a prejudicar sua forma de onda. Desse modo, pelo fato da velocidade e posição *sensorless* apresentarem desempenhos satisfatórios, a estratégia *sensorless* pode ser aplicada em conjunto com a técnica de controle vetorial. Em virtude disso, a Figura 4.16 exibe os resultados da velocidade e posição do PMSM no instante em que a estratégia *sensorless* substitui a velocidade e posição fornecidas pelos sensores de efeito Hall.

Figura 4.16 – Controle vetorial *sensorless*.

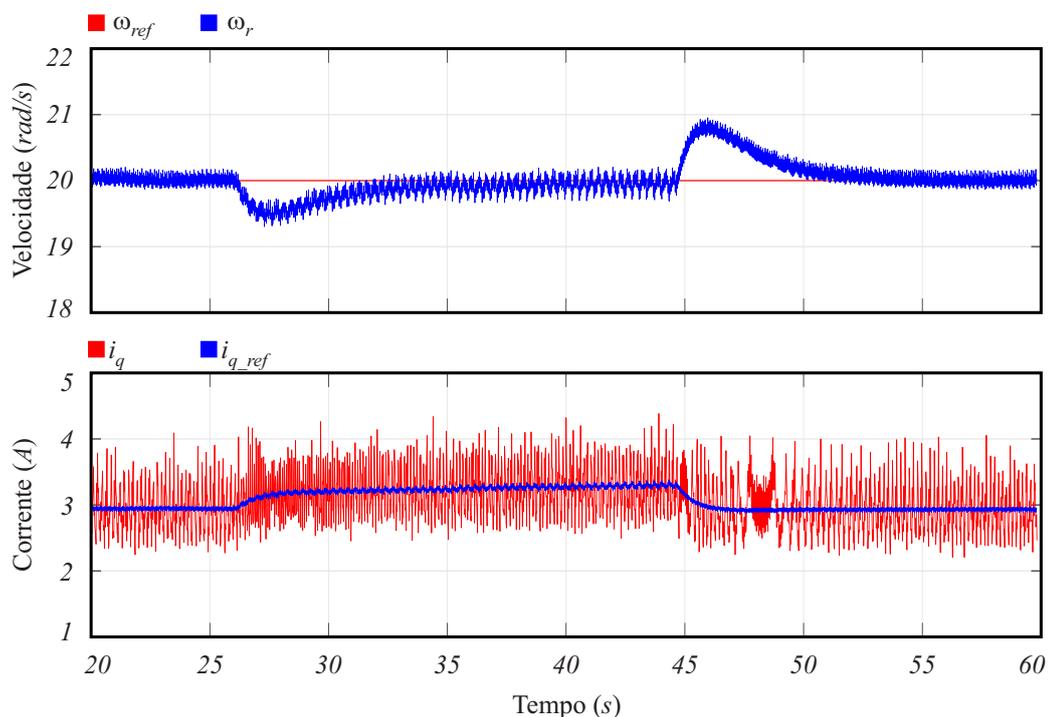


Fonte: Autor.

A partir da Figura 4.16, observa-se o instante em que tanto a velocidade quanto a posição *sensorless* substituem a velocidade e posição fornecidas pelos sensores de efeito Hall. Além disso, são aplicados uma série de degraus de velocidade para exibir o correto funcionamento da técnica de controle vetorial em conjunto com a estratégia *sensorless*. Ainda, destaca-se o instante em que ocorre a substituição da velocidade, impactando na redução da oscilação em torno do valor médio. A substituição entre a posição estimada pelos sensores de efeito Hall e a posição *sensorless* também é exibida. Quando ocorre a troca entre as posições, percebe-se uma variação na forma de onda da posição, que rapidamente converge para o valor desejado, não impactando na dinâmica do sistema.

A fim de verificar a resposta do sistema em relação a um degrau de carga, a Figura 4.17 exibe o comportamento da velocidade e da corrente de eixo de quadratura do PMSM. Para aplicar um degrau de carga, foi utilizado uma bobina e um núcleo magnético do tipo C. Dessa forma, energizando as bobinas enroladas no núcleo C, foi possível gerar um campo magnético com o objetivo de frear o motor por meio do disco de freio. A aplicação é similar a de um freio de *Foucault*. A corrente utilizada para gerar o degrau de carga foi equivalente a 6 A.

Figura 4.17 – Controle vetorial *sensorless* com degrau de carga.



Fonte: Autor.

Nos resultados exibidos na Figura 4.17, o PMSM encontra-se em regime permanente, com uma velocidade de referência de 20 rad/s. Observa-se que no momento em que ocorre o degrau de carga, a corrente de referência aumenta, impactando no comportamento da velocidade. Em virtude da dinâmica da malha de velocidade ser lenta, a

velocidade do PMSM consegue rastrear novamente o seu valor referência dentro de alguns segundos. Além disso, é possível verificar que no momento em que ocorre o degrau de carga, surgem ondulações tanto na velocidade quanto na corrente i_q . Essas ondulações ocorreram devido o núcleo C entrar em contato com o freio a disco, gerando fricção. No instante em que a bobina foi desenergizada, a corrente i_q retorna para seu valor anterior impactando novamente no comportamento da velocidade, que posteriormente retorna ao seu valor de referência. Ainda é possível observar que quando a carga foi retirada, as ondulações na velocidade e na corrente foram eliminadas, pois a partir desse momento não existe mais o atrito entre o núcleo C e o freio a disco.

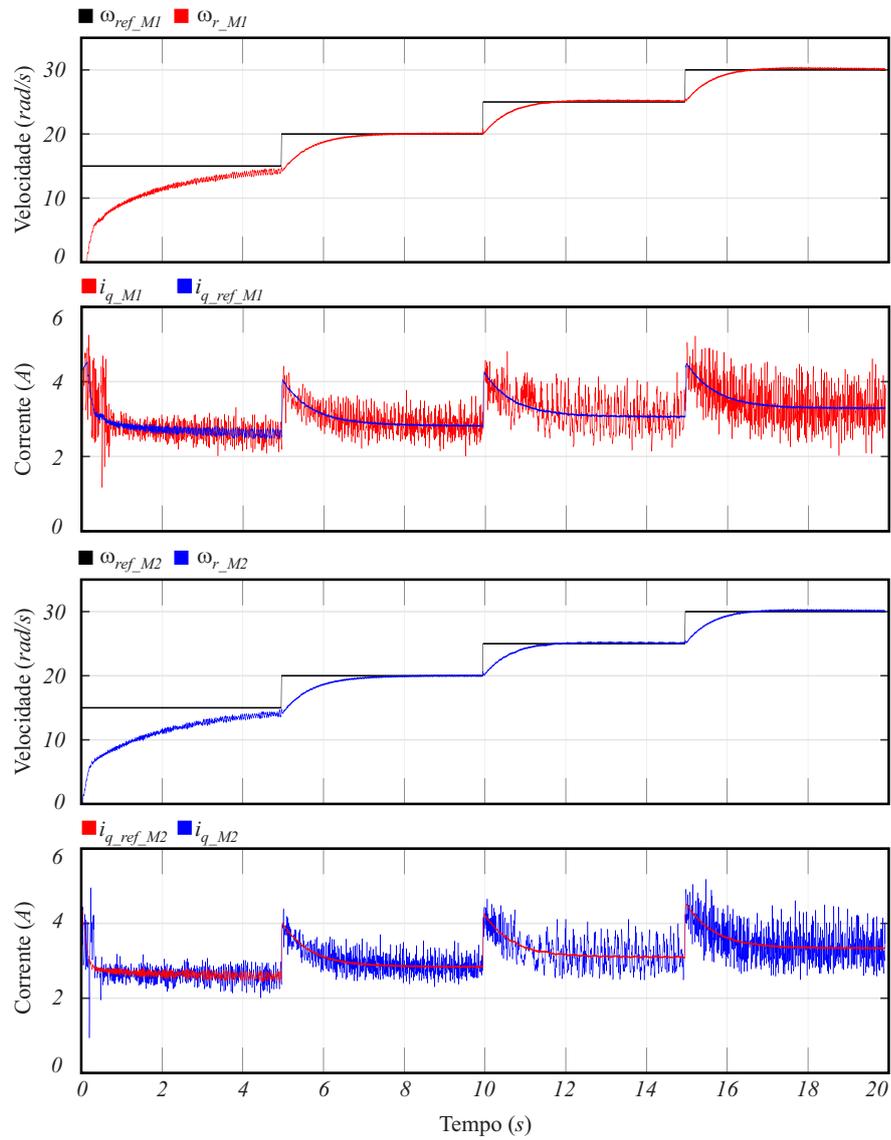
Após a verificação do funcionamento da técnica de controle vetorial em conjunto com a estratégia *sensorless*, a Figura 4.18 exibe os resultados do acionamento de ambos os PMSM ao mesmo tempo.

A Figura 4.18 apresenta as formas de onda das velocidades e correntes do eixo de quadratura de ambos os motores. Quando ocorre o primeiro degrau de velocidade é realizada a substituição da velocidade e posição estimadas a partir dos sensores de efeito Hall, pela velocidade e posição *sensorless*. Além disso, pode-se observar que ambos os motores apresentaram um comportamento similar, tanto para a velocidade quanto para a corrente i_q durante a estratégia de controle vetorial com os sensores de efeito Hall, bem como com a técnica de controle vetorial com a estratégia *sensorless*.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste Capítulo foram apresentados os resultados de simulação e resultados experimentais ao acionamento e controle dos PMSM. Inicialmente, os resultados de simulação validaram o funcionamento da estratégia de controle para estimar a posição a partir dos sensores de efeito Hall. Em seguida, foi apresentado o controle vetorial, projeto dos ganhos dos observadores de estados e implementação da estratégia *sensorless*. Nos resultados experimentais, novamente as estratégias de controle foram validadas. A diminuição da oscilação de velocidade foi obtida por meio do SVF, impactando de forma direta na dinâmica da corrente de eixo de quadratura. Ainda, a posição *sensorless* não exibiu variações no seu formato de onda para os degraus de velocidade, apresentando um bom desempenho para o controle vetorial.

Além dos degraus de velocidade, nos resultados experimentais foi aplicado um degrau de carga, sendo que a velocidade estimada conseguiu manter o rastreamento da referência. Por fim, ambos os PMSM foram acionados com a técnica de controle vetorial utilizando a velocidade e posição estimadas a partir da informação dos sensores de efeito Hall. Após o primeiro degrau de velocidade, tanto a posição quanto a velocidade *sensorless* substituíram a técnica de controle principal que faz uso dos sensores de efeito Hall. Os

Figura 4.18 – Controle vetorial *sensorless* aplicado em ambos PMSM.

Fonte: Autor.

resultados alcançados exibiram um desempenho satisfatório para o acionamento e controle dos PMSM desta dissertação.

5 CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou o acionamento e controle dos PMSM aplicados ao sistema de tração de veículos elétricos, assim como o desenvolvimento de uma bancada experimental para a obtenção dos resultados. Foi implementado a técnica de controle vetorial utilizando sensores de efeito Hall para obtenção da posição do rotor e velocidade angular média, assim como a estratégia de controle *sensorless* baseada em observadores de estados. Para uma melhor compreensão das estratégias de controle mencionadas, foi descrita a metodologia de cada estratégia de forma sequencial, sendo apresentado os resultados de simulação e experimentais obtidos pela plataforma experimental desenvolvida nesta dissertação.

Inicialmente, foi abordado uma contextualização do tema proposto no Capítulo 1, destacando a motivação desta dissertação. Em seguida, foi apresentada a revisão bibliográfica com foco na utilização de PMSM alocados no interior das rodas dos VE e as técnicas de controle mais utilizadas para esse tipo de aplicação.

No Capítulo 2, foram apresentadas as equações dinâmicas do PMSM. Essas equações foram obtidas a partir de considerações e limitações apresentadas no início do capítulo. Em seguida, as equações do modelo dinâmico no referencial estacionário foram obtidas por meio da Transformada de Clarke invariante em potência. No capítulo seguinte, foi apresentado o circuito de acionamento do PMSM, assim como as estratégias de controle vetorial com e sem sensores mecânicos para obtenção da posição do rotor. Inicialmente, foi abordado como estimar a posição do rotor a partir da informação fornecida pelos sensores de efeito Hall. Logo após, foi apresentado o controle vetorial justificando a necessidade de conhecer a informação da posição do rotor. Na sequência foi desenvolvida a estratégia de controle *sensorless*, destacando-se as principais equações que caracterizam os observadores de estado e o filtro de variáveis de estados, responsável por estimar a velocidade angular do rotor do PMSM. Por fim, foi apresentado o projeto dos ganhos dos controladores das correntes e de velocidade.

A validação das estratégias de controle abordadas nesta dissertação foram apresentadas no Capítulo 4 por meio de resultados de simulação e experimentais. Dessa forma, foi possível analisar o funcionamento de cada uma das estratégias de controle e verificar a resposta do sistema para diferentes degraus de velocidade e carga. Por fim, foram utilizados dois PMSM acionados de forma independente e controlados por um único DSP, com o intuito de representar o sistema de tração elétrica de um VE. Na partida dos motores, foi aplicada a estratégia de controle vetorial com o uso dos sensores de efeito Hall. Em seguida, a estratégia *sensorless* passou a controlar os PMSM. Os resultados alcançados exibiram um desempenho satisfatório para o acionamento e controle dos PMSM desta dissertação.

Como complemento a esta dissertação, no Apêndice A é apresentado o desenvol-

vimento detalhado da plataforma experimental, enquanto que o Apêndice B fornece os ensaios paramétricos realizados para obtenção dos parâmetros dos PMSM.

Dessa forma, os objetivos da dissertação foram cumpridos ao passo que obteve-se resultados experimentais para todas as estratégias de controle apresentadas. Assim, esta dissertação apresentou a aplicação de estratégias de controle aos PMSM alocados no interior das rodas dos veículos elétricos, bem como o desenvolvimento de uma bancada experimental ao acionamento e controle dessas máquinas.

5.1 ARTIGOS PUBLICADOS

Durante o mestrado foram submetidos e apresentados 5 trabalhos completos de conferências nacionais e internacionais. São eles, em ordem cronológica de apresentação:

- GABBI, T. S.; LAZZARI, T.; VOLPATO, C.; SCALCON, F.; GRUNDLING, H.; VIEIRA, R. P. Controle Sensorless Baseado em Observador de Distúrbio Aplicado ao Motor Síncrono com Ímãs Permanentes. **XXII Congresso Brasileiro de Autômática**, 2018.
- LAZZARI, T.; CARVALHO, E. L.; MICHELS, L.; VIEIRA, R. P.; PINHEIRO, H. Comparison of Different Modulations Strategies Applied to a Multilevel Flying Capacitor Inverter. **11th Seminar on Power Electronics and Control**, 2018.
- SCALCON, F.; VOLPATO, C.; LAZZARI, T.; GABBI, T. S.; VIEIRA, R. P.; GRUNDLING, H. A. Sensorless Control of a SynRM Drive Based on a Luenberger Observer with an Extended EMF Model, **45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, 2019.
- LAZZARI, T.; SCALCON, F.; VOLPATO, C.; GABBI, T. S.; STEFANELLO, M.; VIEIRA, R. P. Controle Vetorial Sensorless de MSIP com FCEM Não Senoidal Baseado em Observadores de Estados. **12th Seminar on Power Electronics and Control**, 2019.
- LAZZARI, T.; SCALCON, F.; VOLPATO, C.; GABBI, T. S.; STEFANELLO, M.; VIEIRA, R. P. Sensorless Control of Nonsinusoidal Back-EMF PMSM Based on State Observer. **5th Brazilian Power Electronics Conference**, 2019.

5.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

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

1. Análise e aplicação das matrizes de transformações para o referencial síncrono considerando as FCEM não senoidais;
2. Estudo de formas alternativas para estimação da posição do rotor a partir dos sensores de efeito Hall;
3. Acionamento com técnica de partida I/f para auxiliar no uso da estratégia *sensorless*;
4. Aplicação de um algoritmo para detecção de falhas nos sensores de efeito Hall;
5. Otimização do sistema para aplicação de carga nos motores;
6. Implementação de um banco de baterias com conversor dedicado ao controle da tensão do barramento CC;
7. Desenvolvimento de um protótipo de veículo elétrico completo, incluindo estrutura mecânica, freios, sistema de direção e gerenciamento de energia.

REFERÊNCIAS

- ABKENAR, A. T. **BLDC Motor Drive Controller for Electric Vehicles**. Tese (Doutorado) — Faculty of Science, Engineering and Technology, Swinburne University of Technology, 2014.
- BARATA, F. et al. Brushless dc motor: Position linear control simulation. **9th World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS)**, v. 4, 2005.
- BARATIERI, C. L. **Contribuições ao Controle do Motor Síncrono de Ímã Permanente com FCEM Não Senoidal**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- BARATIERI, C. L.; PINHEIRO, H. Sensorless vector control for pm brushless motors with nonsinusoidal back-emf. **2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)**, p. 915–921, Sep. 2014. ISSN null.
- BLASCHKE, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines. **Siemens Review**, v. 34, n. 3, p. 217–220, 1972.
- CAPPONI, F. G. et al. Ac brushless drive with low-resolution hall-effect sensors for surface-mounted pm machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 42, n. 2, p. 526–535, March 2006. ISSN 1939-9367.
- CASTRO, A. G. d. **Controle Preditivo Finite Control-Set Aplicado À Máquina Síncrona com Ímã Permanente no Rotor**. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2017.
- CASTRO, A. G. de et al. Improved finite control-set model-based direct power control of bldc motor with reduced torque ripple. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 5, p. 4476–4484, Sep. 2018. ISSN 1939-9367.
- CHAMPA, P. et al. Initial rotor position estimation for sensorless brushless dc drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 4, p. 1318–1324, July 2009. ISSN 1939-9367.
- CHAN, C. C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 4, p. 704–718, April 2007. ISSN 1558-2256.
- CHAN, C. C.; WONG, Y. S. Electric vehicles charge forward. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 2, n. 6, p. 24–33, Nov 2004. ISSN 1558-4216.
- CHAU, K. T. **Electric Vehicle Machines and Drives - Design, Analysis and Application**. 1st. ed. Singapore: Wiley-IEEE Press, 2015.
- CHEN, W. et al. A novel method of reducing commutation torque ripple for brushless dc motor based on cuk converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 7, p. 5497–5508, July 2017. ISSN 1941-0107.

DEPENBROCK, M. Direct self-control dsc of inverter-fed induction machine. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 420–429, Oct 1988.

DEVENDRA, P. et al. Sensorless control of brushless dc motor using adaptive neuro fuzzy inference algorithm. **2011 International Conference on Energy, Automation and Signal**, p. 1–5, Dec 2011. ISSN null.

DINESH, P. S. et al. Low cost and real time electronic speed controller of position sensorless brushless dc motor. **2010 Fifth International Conference on Information and Automation for Sustainability**, p. 329–334, Dec 2010. ISSN 2151-1810.

EMADI, A. **Advanced Electric Drive Vehicles**. 1st. ed. New York: CRC Press Taylor and Francis Group, 2015.

FILHO, C. J. V. et al. Adaptive observer for sensorless permanent magnet synchronous machines with online pole placement. **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, p. 1–6, Nov 2017. ISSN null.

FREESCALE. **AN4680 - PMSM Electrical Parameters Measurement**. 2013. Disponível em: <<https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN4680.pdf>>.

GASTALDINI, C. C. et al. An adaptive feedback linearization control for induction motor. **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**, p. 1–6, Sep. 2010. ISSN null.

GRENIER, D.; LOUIS, J. P. Use of an extension of the park's transformation to determine control laws applied to a non-sinusoidal permanent magnet synchronous motor. **1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications**, p. 32–37 vol.6, Sep. 1993. ISSN null.

HAINES, G.; ERTUGRUL, N. Wide speed range sensorless operation of brushless permanent-magnet motor using flux linkage increment. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 7, p. 4052–4060, July 2016. ISSN 1557-9948.

HANSELMAN, D. C. Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 41, n. 3, p. 292–300, June 1994. ISSN 1557-9948.

HASSE, K. Zum dynamischen verhalten der asynchronmaschine bei betriek mit variabler standerfrequenz und standerspannung. **ETZ-Î**, v. 9, p. 77, 1968.

INFINEON. **Technical Information FF200R06KE3**. 2013. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF200R06KE3-DataSheet-v03_00-EN.pdf?fileId=db3a304412b407950112b434a07960d4>.

INSTRUMENTS, T. **LAUNCHXL-F28379D Overview**. 2018. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/sprui77c/sprui77c.pdf>>.

INTEGRATIONS, P. **SCALE-2+ 2SC0106T: Preliminary Description and Application Manual**. 2018. Disponível em: <https://gate-driver.power.com/sites/default/files/product_document/application_manual/2SC0106T_Manual.pdf>.

_____. **RDHP-1423 - General Purpose Base Board for Gate Driver Core 2SC0106T**. 2019. Disponível em: <<https://gate-driver.power.com/design-support/reference-designs/>>.

JAFARBOLAND, M.; SILABI, M. H. R. New sensorless commutation method for bldc motors based on the line-to-line flux linkage theory. **IET Electric Power Applications**, v. 13, n. 6, p. 703–711, 2019. ISSN 1751-8679.

JAHNS, T. M.; SOONG, W. L. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives—a review. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 43, n. 2, p. 321–330, April 1996. ISSN 1557-9948.

KIM, S. et al. An improved rotor position estimation with vector-tracking observer in pmsm drives with low-resolution hall-effect sensors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 9, p. 4078–4086, Sep. 2011. ISSN 1557-9948.

KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3rd. ed. New Jersey: Wiley IEEE Press, 2013.

KRISHNAN, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. 1st. ed. United States of America: CRC Press, 2010.

KROICS, K.; ZAKIS, J.; SIRMELIS, U. Implementation of the back emf zero crossing detection for bldc motor. **2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)**, p. 1–4, Oct 2017. ISSN null.

LARMINIE, J.; LOWRY, J. **Electric Vehicle Technology Explained**. 2nd. ed. England: John Wiley and Sons Ltd, 2012.

LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. Comparative study of adaptive and inherently sensorless observers for variable-speed induction-motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 1, p. 57–65, Feb 2006. ISSN 1557-9948.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 3rd. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2003.

MONTEIRO, J. R. B. d. A. **Transformação dq não senoidal para máquinas síncronas com ímã permanente no rotor**. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2002.

MORIMOTO, S.; SANADA, M.; TAKEDA, Y. Sinusoidal current drive system of permanent magnet synchronous motor with low resolution position sensor. **IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting**, v. 1, p. 9–14 vol.1, Oct 1996. ISSN 0197-2618.

_____. High-performance current sensorless drive for synchronous motors with only low-resolution position sensor. **Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)**, v. 3, p. 2065–2072 vol.3, Oct 2002. ISSN 0197-2618.

NI, Q. et al. A new position and speed estimation scheme for position control of pmsm drives using low-resolution position sensors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 4, p. 3747–3758, July 2019. ISSN 1939-9367.

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**. 2nd. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1994. ISBN 0133286428,9780130342812.

OZTURK, S. B. et al. A simple least squares approach for low speed performance analysis of indirect foc induction motor drive using low-resolution position sensor. **2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)**, p. 1–8, May 2017. ISSN null.

PARK, J. S. et al. Unbalanced zcp compensation method for position sensorless bldc motor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 4, p. 3020–3024, April 2019. ISSN 1941-0107.

PINDORIYA, R. M. et al. Analysis of position and speed control of sensorless bldc motor using zero crossing back-emf technique. **2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)**, p. 1–6, July 2016. ISSN null.

RANSARA, H. K. S.; MADAWALA, U. K. A torque ripple compensation technique for a low-cost brushless dc motor drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 10, p. 6171–6182, Oct 2015. ISSN 1557-9948.

TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, n. 5, p. 820–827, Sept/Oct 1986.

TASHAKORI, A.; EKTESABI, M. Comparison of different pwm switching modes of bldc motor as drive train of electric vehicles. **World Academy of Science, Engineering and Technology**, v. 67, p. 719–725, 2012.

VAS, P. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. 1st. ed. New York: Oxford University Press, 1998.

WAKEFIELD, E. H. **History of the Electric Automobile: Battery-Only Powered Cars**. 1st. ed. Warrendale,PA: Society of Automotive Engineers, 1994.

WIRASINGHA, S. G.; EMADI, A. Classification and review of control strategies for plug-in hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 60, n. 1, p. 111–122, Jan 2011. ISSN 1939-9359.

XIA, C. et al. Torque ripple reduction in brushless dc drives based on reference current optimization using integral variable structure control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 2, p. 738–752, Feb 2014. ISSN 1557-9948.

XIA, C.-I. **Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls**. 1st. ed. Singapore: John Wiley and Sons Singapore Pte. Ltd., 2012.

YANG, F. et al. Design of a high-efficiency minimum-torque-ripple 12-v/1-kw three-phase bldc motor drive system for diesel engine emission reductions. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 63, n. 7, p. 3107–3115, Sep. 2014. ISSN 1939-9359.

ZHOU, X. et al. Sensorless bldc motor commutation point detection and phase deviation correction method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 6, p. 5880–5892, June 2019. ISSN 1941-0107.

APÊNDICES

Apêndice A – Descrição da Bancada Experimental

Para a validação dos resultados obtidos na área de acionamento e controle de máquinas elétricas, usualmente são utilizadas plataformas experimentais que permitem analisar as contribuições científicas de forma crítica, destacando a potencialidade e limitações desses resultados. Dessa forma, durante esta dissertação foi projetado e desenvolvido uma plataforma experimental para o acionamento e controle de dois PMSM com rotor externo, com o intuito de representar o comportamento do sistema de tração elétrica.

Em virtude da bancada experimental permanecer no laboratório de pesquisa do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), essa bancada poderá ser utilizada para outros motores existentes no laboratório, desde que a aplicação não exija uma potência superior que a potência projetada para a bancada. A plataforma experimental foi projetada com base no diagrama de blocos simplificado da Figura A.1.

As chaves semicondutoras dos inversores de frequência foram determinadas com base na tensão de barramento CC utilizada nos motores já existentes no laboratório e também em relação a corrente do PMSM utilizado nesta dissertação. Dessa forma, foram adotados os módulos IGBTs FF200R06KE3, da marca *Infineon*, com tensão nominal de 600 V e corrente nominal de 200 A (INFINEON, 2013). Além de suprir a tensão e corrente necessárias para os PMSM desta dissertação, esses níveis de tensão e corrente atendem as especificações da grande maioria dos motores que se encontram no laboratório, permitindo que os inversores de frequência possam ser utilizados para outras aplicações. O módulo FF200R06KE3 possui dois IGBTs conectados em série, constituindo um braço do inversor. Assim, foram utilizados seis módulos, três para cada inversor trifásico. A Figura A.2 apresenta o módulo FF200R06KE3 e o esquemático dos seus terminais.

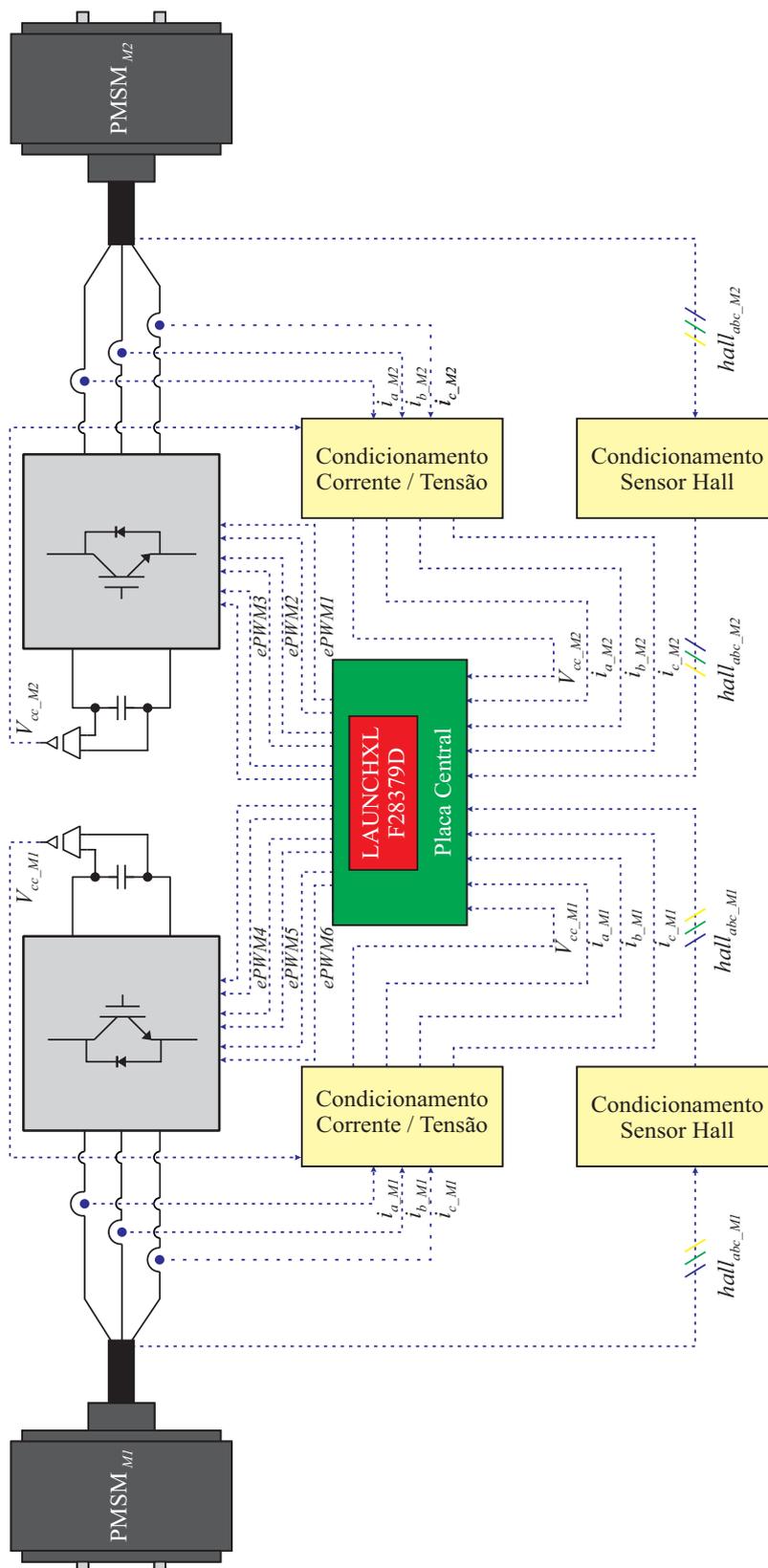
Conforme observado na Figura A.2, os terminais 2 e 3 são conectados no negativo e positivo do barramento CC, respectivamente. O terminal 1 é o ponto central onde são conectadas as fases dos motores. Os terminais 4 e 6 são referentes ao *gate* dos IGBTs, os terminais 5 e 7 são referentes ao emissor, enquanto que 1 e 3 são referentes ao coletor.

Os capacitores eletrolíticos da *EPCOS*, modelo B43875-A5478-Q5, de 4700 μF e 450 V, foram utilizados para o barramento CC dos inversores. Além disso, foi adicionado em paralelo um resistor de potência para dissipar a energia dos capacitores quando o sistema está desenergizado. Por fim, foi adicionado uma ponte retificadora da *Semikron*, modelo SK70B08, para as aplicações que usam conexão com a rede elétrica.

Todos os projetos das Placas de Circuito Impresso (do inglês *Printed Circuit Board* - PCB) foram desenvolvidos no *software* Proteus. Desse modo, o layout da PCB da parte de potência dos inversores pode ser visualizada na Figura A.3(a) e A.3(b).

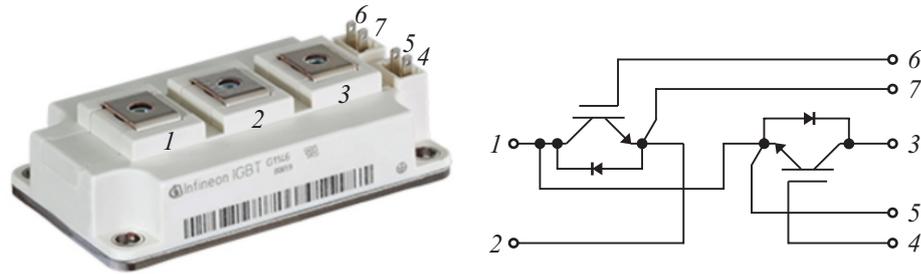
O acionamento dos módulos IGBTs foi realizado pelos *gate drivers* da *Power Integrations*, modelo 2SC0106T, com dois canais, ou seja, é possível enviar sinais para duas chaves ao mesmo tempo, ideal para o modo complementar de comutação (INTEGRATI-

Figura A.1 – Diagrama de blocos simplificado da bancada experimental.



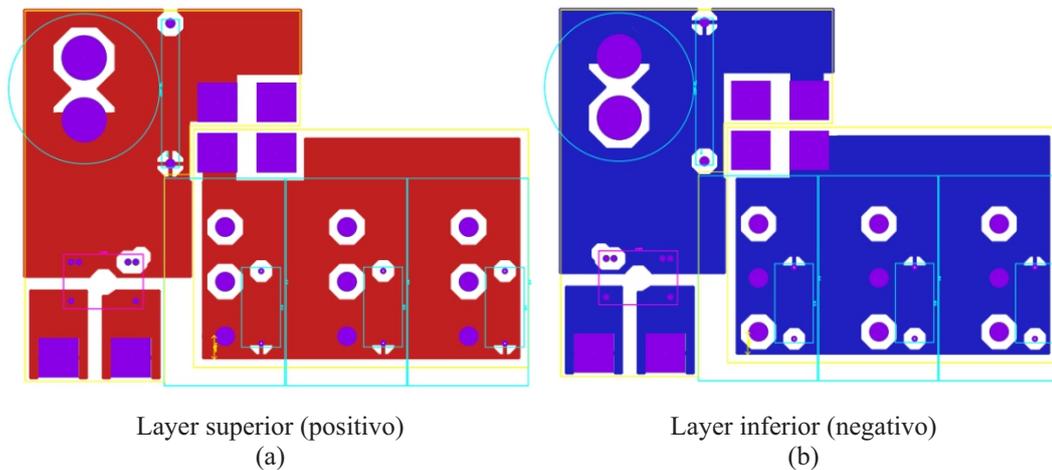
Fonte: Autor.

Figura A.2 – Módulo FF200R06KE3.



Fonte: Adaptado de (INFINEON, 2013).

Figura A.3 – Layout da parte de potência do inversor.

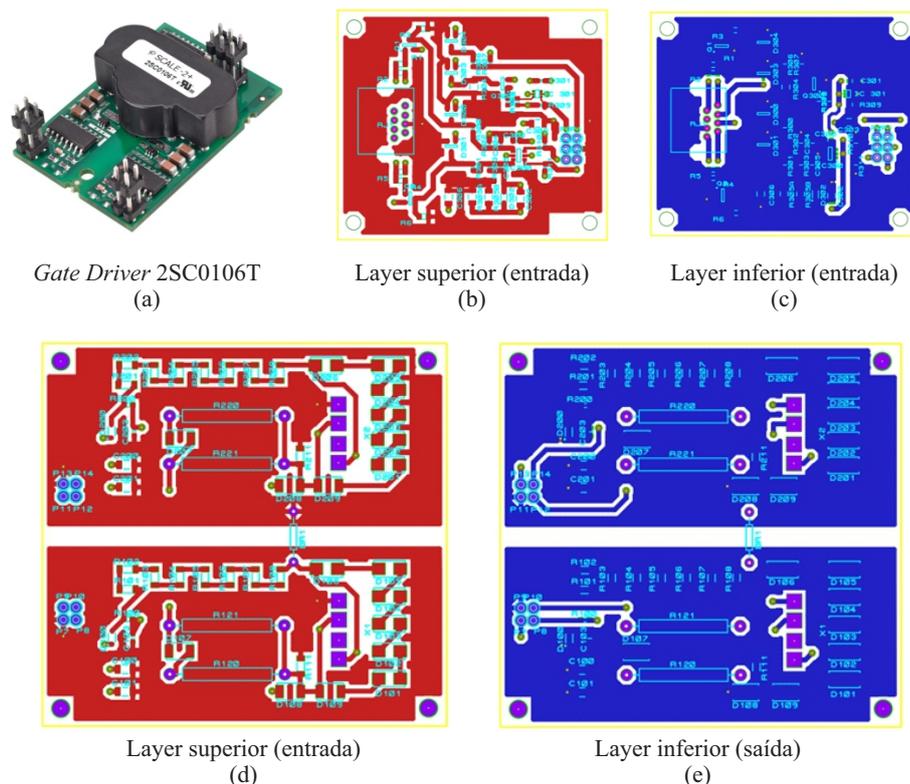


Fonte: Autor.

ONS, 2018). Esses *gate drivers* são utilizados para aplicações de até 1200 V, 450 A e 50 kHz de frequência de comutação. Embora esses módulos já possuem uma função de proteção para curto circuito, segundo (INTEGRATIONS, 2018) é recomendável o projeto e desenvolvimento de circuitos adicionais de proteção para garantir o correto funcionamento dos módulos, evitando possíveis danificações. Desse modo, seguindo a metodologia do projeto apresentado em (INTEGRATIONS, 2019), foram desenvolvidas seis PCBs de proteção de entrada e saída para seis *gate drivers* 2SC0106T, sendo três para cada inversor. O *gate driver* 2SC0106T, assim como o layout das placas de proteção de entrada e proteção de saída podem ser visualizados na Figura A.4.

O sistema de controle responsável por enviar os sinais PWM para os *gate drivers* utiliza o kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D, da *Texas Instruments*. O DSP inserido nesse kit é o TMS320F28379D, com dois núcleos de 32 bit, operação em ponto flutuante e velocidade de operação de 200 MHz. Além disso, no kit de desenvolvimento é

Figura A.4 – Gate driver e layout das PCBs de proteção.



Fonte: Autor.

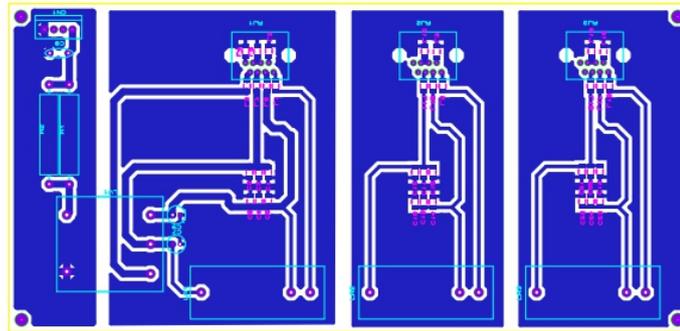
possível ter acesso a seis saídas PWM independentes e 16 canais A/D (INSTRUMENTS, 2018). Ainda, foi adquirido uma placa central para o DSP, que serve como uma extensão para acesso aos pinos do LAUNCHXL-F28379D, projetada para a conexão de 16 placas de condicionamento dos sinais das entradas A/D, com acesso a 12 portas que podem ser configuradas como entradas ou saídas (do inglês *General Purpose Input/Output* - GPIO), 6 saídas PWM e suas complementares por conectores RJ45, entre outros periféricos. As tensões de alimentação dessa placa central são de 5 V, -15 V e +15 V, fornecidas por uma fonte de alimentação com saída tripla, de 50W, modelo RT-50, da *MeanWell*. A tensão de 3 V é obtida por meio do circuito integrado LP2950-3, que se encontra na placa central.

As placas de condicionamento de sinais das entradas para os conversores A/D recebem as medidas dos sensores de corrente e de tensão. Ambas as medidas chegam nas placas de condicionamento por sinais de corrente, onde são convertidas novamente em tensão por meio de um resistor sensor de precisão. Os níveis de tensão da entrada dos conversores A/D é na faixa de 0 – 3 V. Dessa forma, quando não tem tensão no barramento CC, o valor correspondente na placa de condicionamento será zero, enquanto que o valor máximo de tensão do barramento CC corresponde a 3 V. Por outro lado,

devido as correntes possuírem um valor alternado, é necessário aplicar um *offset* de $1,5 V$ na placa de condicionamento, sendo que esse valor representa $0 A$. Assim, os valores negativos das correntes ficam na faixa de $0 - 1,5 V$, enquanto que os valores positivos ficam entre $1,5 - 3 V$. A proteção da placa é feita a partir de um *buffer* com amplificador *rail-to-rail* alimentado em 0 e $3 V$. Os amplificadores possuem tensão $3 V$, $-15 V$ e $+15 V$ que são fornecidos pela placa central.

A medição das correntes e da tensão do barramento CC foram obtidas por meio dos sensores de efeito Hall da marca *LEM*, modelos LA 100-P/SP13 e LV 20-P, respectivamente. Dessa forma, o projeto das PCBs foi realizado contendo três sensores para medição da corrente de cada fase do motor, e um sensor para medição da tensão do barramento CC. A alimentação desses sensores é feita por $-15 V$ e $+15 V$, e os sinais de medição são transmitidos em corrente para a placa central por meio de cabos ethernet com conexão RJ45. Diferentemente dos demais projetos, o *layout* final da PCB de medição das correntes e tensão foi feito em apenas uma camada, como pode ser visualizado na Figura A.5.

Figura A.5 – Layout da PCB de medição de corrente e tensão.



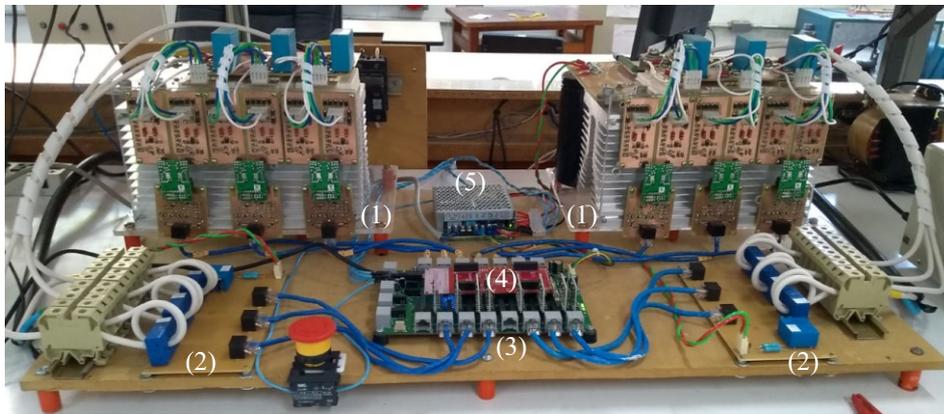
Fonte: Autor.

Além das medições de corrente e tensão, a placa central recebe a informação dos sensores de efeito Hall para obtenção da posição do rotor nas portas GPIOs. Esses sinais precisam ser condicionados para $3 V$, pois é a tensão de entrada das portas GPIO. Devido a tensão de alimentação do circuito ser em $5 V$, foram utilizados diodos zener na configuração para regulação de tensão. Além disso, esses sensores possuem configuração de coletor aberto, sendo necessário inserir um resistor entre a tensão de alimentação e o pino de leitura.

Por fim, para que ambos os PMSM pudessem ficar fixados em seus eixos, foi projetada uma estrutura mecânica capaz de suportar ambos os motores. Assim, na Figura A.6(a) é possível verificar os dois inversores de frequência (1), duas placas de medição de corrente e tensão (2), a placa central em verde (3), o LAUNCHXL-F28379D em vermelho (4) e uma fonte de alimentação (5) para todo o sistema elétrico. Na Figura A.6(b) é exi-

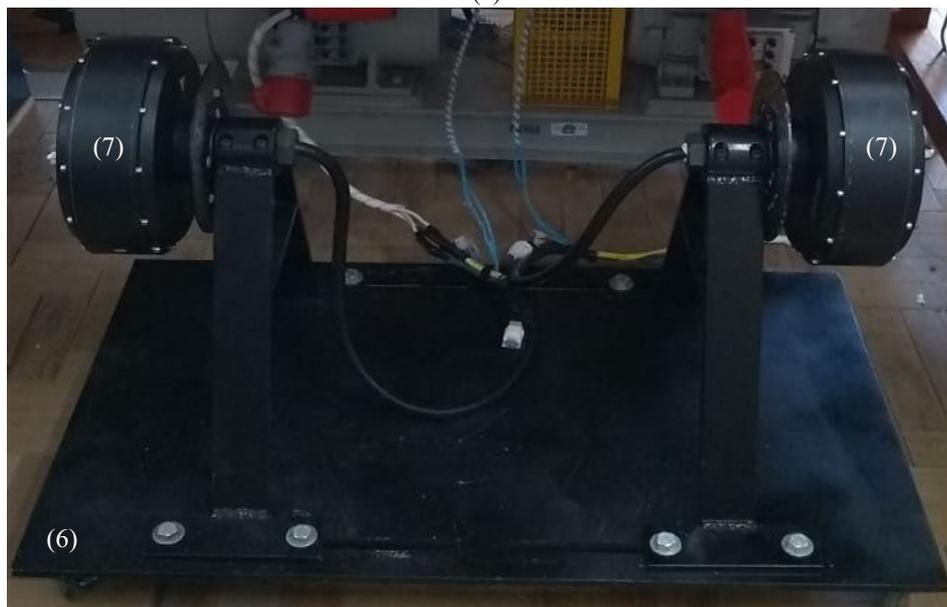
bida a estrutura mecânica (6) que sustenta ambos os PMSM (7). Dessa forma, a Figura A.6 representa a bancada experimental desenvolvida nesta dissertação.

Figura A.6 – Bancada experimental.



Inversores, medição, DSP e fonte de alimentação.

(a)



Estrutura mecânica e ambos os PMSM.

(b)

Fonte: Autor.

Observa-se na Figura A.6(a), que existe um botão de emergência que serve para parar instantaneamente a operação do sistema, abrindo todas as chaves dos inversores e interrompendo a execução das operações no DSP. Além disso, foi adicionado um sistema de segurança por *software* a partir da leitura das correntes das fases do motor. Caso o valor lido for maior que o valor determinado, ocorre o mesmo processo de interrupção gerado pelo botão de emergência.

A.1 MODULAÇÃO PWM COM ABORDAGEM GEOMÉTRICA

Os inversores de modulação por largura de pulso são alimentados por uma fonte CC de magnitude contínua, apresentando como principal objetivo o controle da magnitude e da frequência das saídas senoidais. Para que isso ocorra, um sinal de controle senoidal é comparado com portadora triangular, para modular a razão de chaveamento das chaves do inversor, sendo que sua frequência é a frequência desejada da tensão senoidal. Já a frequência atribuída à onda triangular estabelece a frequência de comutação dos IGBTs (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Para motores trifásicos são necessários três sinais modulantes de acordo com cada braço do inversor. Com isso, as tensões de linha nos terminais do motor podem ser representadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

onde v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} são as tensões de braço do inversor e v_0 é uma tensão de modo comum, utilizada para tornar a matriz (A.1) Linearmente e Independente (LI). Neste trabalho, v_0 é definido como:

$$v_0 \triangleq v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}. \quad (\text{A.2})$$

Dessa forma, evidenciando-se as tensões de braço do inversor em (A.1), têm-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.3})$$

Com isso, as tensões de braço do inversor podem ser expressas como:

$$v_{ag} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot v_a + v_{bc} + v_0) \quad (\text{A.4})$$

$$v_{bg} = \frac{1}{3} \cdot (-v_a + v_{bc} + v_0) \quad (\text{A.5})$$

$$v_{cg} = \frac{1}{3} \cdot (-v_a - 2 \cdot v_{bc} + v_0). \quad (\text{A.6})$$

Como o barramento CC opera somente com tensões positivas, é possível obter as seguintes restrições:

$$0 < v_{ag} < V_{CC} \quad (\text{A.7})$$

$$0 < v_{bg} < V_{CC} \quad (\text{A.8})$$

$$0 < v_{cg} < V_{CC}. \quad (\text{A.9})$$

Com isso, substituindo (A.4)-(A.6) em (A.7)-(A.9), é possível definir 6 possíveis condições que devem ser atendidas por v_0 para que o inversor opere na região linear. As 6 condições podem ser representadas por:

$$v_0 \geq -2 \cdot v_{ab} - v_{bc} \triangleq C1 \quad (\text{A.10})$$

$$v_0 \leq 3 \cdot V_{CC} - 2 \cdot v_{ab} - v_{bc} \triangleq C2 \quad (\text{A.11})$$

$$v_0 \geq v_{ab} - v_{bc} \triangleq C3 \quad (\text{A.12})$$

$$v_0 \leq 3 \cdot V_{CC} + v_{ab} - v_{bc} \triangleq C4 \quad (\text{A.13})$$

$$v_0 \geq v_{ab} + 2 \cdot v_{bc} \triangleq C5 \quad (\text{A.14})$$

$$v_0 \leq 3 \cdot V_{CC} + v_{ab} + 2 \cdot v_{bc} \triangleq C6. \quad (\text{A.15})$$

No entanto, existem diversas possibilidades de representar v_0 a ponto de satisfazer todas as condições $C1, C2, \dots, C6$. Dessa forma, para garantir a operação no ponto médio da região linear, adotou-se a seguinte definição:

$$v_0 \triangleq \frac{\max(C1, C3, C5) + \min(C2, C4, C6)}{2}. \quad (\text{A.16})$$

As tensões de braço do inversor podem ser reescritas na forma de tensões modulantes. Assim, advém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ag}^* \\ v_{bg}^* \\ v_{cg}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ab}^* \\ v_{bc}^* \\ v_0^* \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

onde v_{ag}^* , v_{bg}^* e v_{cg}^* são as tensões modulantes do braço do inversor, v_{ab}^* e v_{bc}^* são as tensões modulantes de linha e v_0^* é a tensão modulante de modo comum.

Por fim, os sinais de comando das chaves são geradas a partir das tensões modulantes obtidas em (A.16) e (A.17), as quais são comparadas com a portadora triangular.

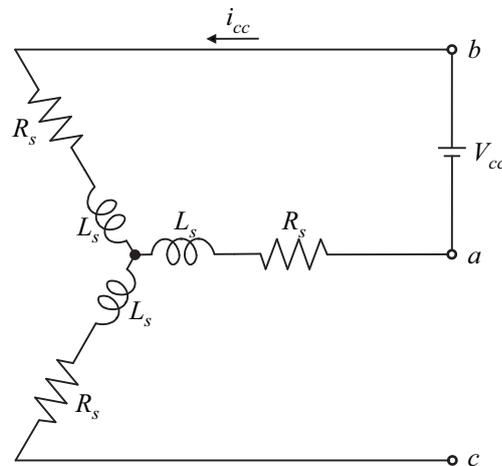
Apêndice B – Ensaio Paramétricos do PMSM

A modelagem do PMSM, bem como o projeto dos controladores apresentados no Capítulo 3 dependem dos parâmetros elétricos e mecânicos da máquina. Entretanto, os motores que foram utilizados nesta dissertação não apresentavam nenhum parâmetro, exceto a quantidade de pares de polos. Desse modo, foram realizados alguns ensaios paramétricos para a obtenção da resistência e indutância do estator, obtenção da forma de onda da FCEM e sua constante, momento de inércia e coeficiente de atrito viscoso.

B.1 RESISTÊNCIA DO ESTATOR (R_s)

Para a obtenção do valor de resistência do estator, foi conectada uma fonte de tensão contínua a dois dos terminais da máquina, como visto na Figura B.1. A tensão da fonte CC deve ser variada de maneira incremental, medindo-se os valores de corrente para diferentes valores de tensão.

Figura B.1 – Circuito para ensaio da resistência do estator.



Fonte: Autor.

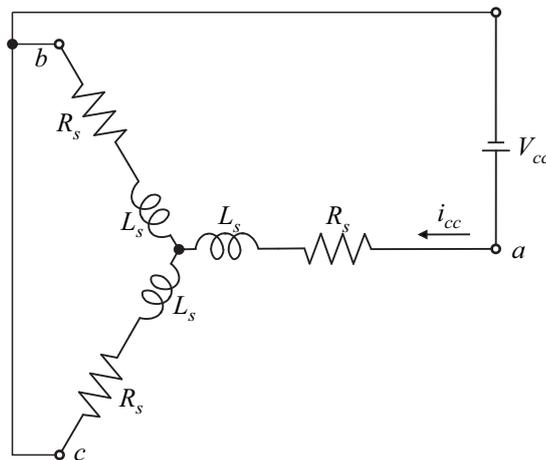
A partir dos valores de tensão e corrente de todos os pontos obtidos, é possível calcular um valor médio para a resistência entre duas fases (R_{med}). O valor final de R_s pode ser considerado como sendo a metade de R_{med} , pois R_s é igual para todas as fases, logo:

$$R_s = \frac{R_{med}}{2}. \quad (B.1)$$

B.2 INDUTÂNCIA DO ESTATOR (L_s)

O ensaio para obtenção da indutância do estator foi realizado adotando a metodologia apresentada em (FREESCALE, 2013). O intuito desse ensaio é para encontrar as indutâncias síncronas, L_d e L_q . Como os ímãs são alocados na superfície do rotor, a relutância não apresenta variações de acordo com a posição do rotor. Assim, as indutâncias síncronas possuem aproximadamente o mesmo valor e podem ser consideradas iguais a indutância do estator, ou seja, $L_d = L_q = L_s$. Desse modo, para se obter o valor das indutâncias síncronas, inicialmente é necessário alinhar a posição do rotor com a fase A do motor. Para isso, a fase A é conectada ao terminal positivo da fonte CC, enquanto que as fases B e C são conectadas ao terminal negativo, conforme ilustrado na Figura B.2.

Figura B.2 – Circuito para ensaio da indutância do estator.



Fonte: Adaptado de (FREESCALE, 2013).

Após o alinhamento, o rotor deve permanecer bloqueado, enquanto que a fase A é conectada ao terminal negativo e as fases B e C ao terminal positivo. Em seguida, um degrau de tensão é aplicado. Quando ocorrer o degrau de tensão, deve-se medir a dinâmica da corrente para poder ser obtida a constante de tempo elétrica da máquina, que é representada por:

$$\tau = \frac{L}{R}. \quad (\text{B.2})$$

Devido a configuração da Figura B.2, L é $3/2$ do valor da indutância do estator. Dessa forma, L_s pode ser obtida por:

$$L_s = \frac{2}{3}\tau R. \quad (\text{B.3})$$

Para limitar a corrente aplicada durante o degrau de tensão, foi adicionado um

resistor de potência de $1,8 \Omega$. Desse modo, na Figura B.3 pode-se observar o degrau de tensão utilizando uma bateria de $12 V$, a dinâmica da corrente e a constante de tempo elétrica, obtida ao ser considerado $63,2\%$ do valor final da corrente.

Figura B.3 – Resultado para obtenção da constante de tempo elétrica.



Fonte: Autor.

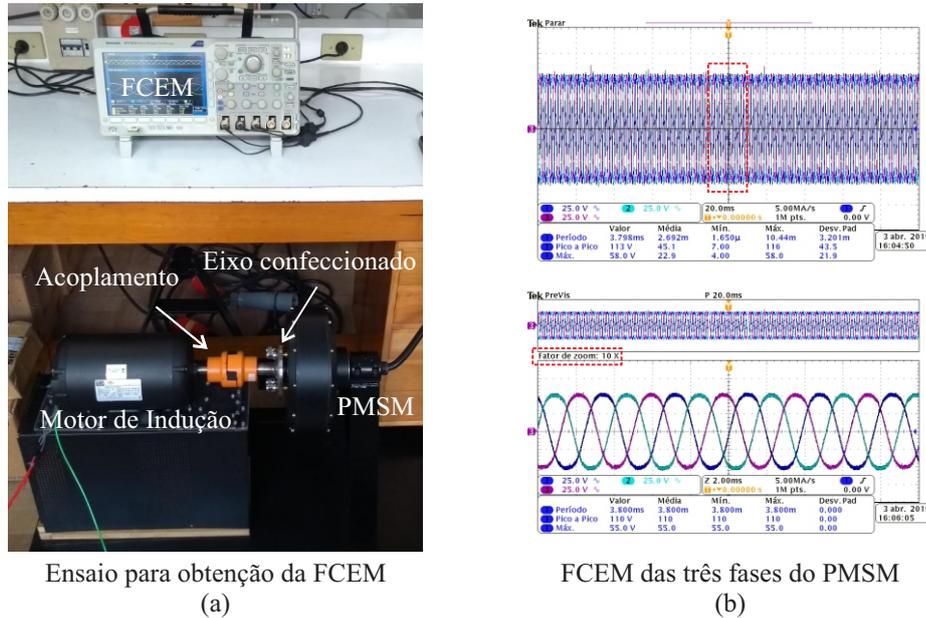
Conforme observado na Figura B.3, a amplitude final da corrente é de $8,16 A$. Ajustando os cursores a, no início do degrau de tensão, e b, no valor próximo aos $63,2\%$ do valor final da corrente, foi possível obter um $\tau = 69,33 \mu s$. A partir desse valor e da resistência total da configuração da Figura B.2, foi obtido o valor da indutância do estator $L_s = 88,6156 \mu H$.

B.3 CONSTANTE E FORMA DE ONDA DA FCEM

A constante da FCEM e sua forma de onda são de interesse para representação do modelo do PMSM. Os ensaios para obtenção desses parâmetros seguem a metodologia apresentada em (FREESCALE, 2013). Desse modo a FCEM pode ser obtida medindo os terminais abertos do PMSM. A constante da FCEM (k_e) é uma relação da tensão nos terminais do motor e da velocidade de rotação. Desse modo, para conseguir acoplar um motor de indução ao PMSM, foi confeccionado um eixo mecânico e alocado nos quatro parafusos do PMSM que servem para prender a roda do VE. Em seguida, o eixo de um motor de indução da WEG foi acoplado a esse eixo confeccionado, fazendo com que o motor de indução atuasse como motor e o PMSM como gerador. A velocidade do motor de indução foi controlada por um inversor de frequência CFW-11, também da marca WEG. O acoplamento entre os motores e a forma de onda da FCEM pode ser visualizados na Figura B.4.

Para obter a constante da FCEM, foram realizadas uma série de ensaios para diferentes velocidades, variando de 10 rad/s até 100 rad/s , aumentando gradativamente

Figura B.4 – Ensaio para obtenção da FCEM.



Fonte: Autor.

10 rad/s por ensaio. Pode-se observar que a para velocidades acima de 50 rad/s , a constante k_e convergiu para o valor de 0,5366 Vs/rad . O cálculo de k_e foi realizado com base na seguinte equação:

$$k_e = \frac{V_{pk}}{\omega_e}, \quad (B.4)$$

onde ω_e é a velocidade em rad/s e V_{pk} é tensão de pico.

Por fim, a forma de onda da FCEM foi obtida armazenando os pontos das FCEM no osciloscópio da marca *Tektronix*, modelo MDO3034. Esses pontos foram salvos em um arquivo que foi utilizado nas simulações no *software* PSIM.

B.4 MOMENTO DE INÉRCIA (J) E COEFICIENTE DE ATRITO VISCOSO (B)

A constante de tempo mecânica (τ_n) pode ser determinada por uma relação entre o momento de inércia (J) com o coeficiente de atrito viscoso (B). Entretanto, nenhum desses parâmetros foi fornecido pelo fabricante. Dessa forma, para fazer uma aproximação do momento de inércia do PMSM, o rotor do motor foi fragmentado em oito partes, sendo sete delas uma aproximação de um cilindro oco e uma dessas partes a forma de um cilindro maciço. Assim, o momento de inércia total foi calculado por meio da soma do momento de inércia de cada uma dessas partes. O momento de inércia do cilindro maciço (J_{cm}) e

do cilindro oco (J_{co}) podem ser calculados respectivamente por:

$$J_{cm} = \frac{1}{2}mr_{cm}^2, \quad (\text{B.5})$$

$$J_{co} = \frac{1}{2}m(r_1^2 + r_2^2), \quad (\text{B.6})$$

onde m é a massa dos cilindros em kg , r_{cm} é o raio do cilindro maciço em metros, r_1 e r_2 são os raios externo e interno do cilindro oco, também em metros. As medidas dos raios podem ser obtidas por meio de uma régua ou paquímetro.

O valor da massa dos cilindros foi calculado por meio do volume e da massa específica. Logo, foi considerado a massa específica do alumínio (μ_{alum}) para os cálculos, sendo essa aproximadamente a 2700 kg/m^3 . O volume do cilindro maciço (v_{cm}) e do cilindro oco (v_{co}) podem ser calculados respectivamente por:

$$v_{cm} = \pi r_{cm}^2 l, \quad (\text{B.7})$$

$$v_{co} = \pi(r_1^2 - r_2^2)l, \quad (\text{B.8})$$

onde l é o comprimento em metros dos cilindros.

Dessa forma, a massa do cilindro maciço (m_{cm}) e do cilindro oco (m_{co}) podem ser calculadas respectivamente por:

$$m_{cm} = v_{cm}\mu_{alum}, \quad (\text{B.9})$$

$$m_{co} = v_{co}\mu_{alum}. \quad (\text{B.10})$$

Com as massas e raios de cada uma das oito partes que compõe o rotor total do PMSM, é possível aplicar B.5 e B.6 para obter os momentos de inércias de cada parte. A soma total resultou no momento de inércia de $0,0226 \text{ kg/m}^2$.

Em virtude da relação da constante de tempo mecânica, o coeficiente de atrito visco foi aproximado por:

$$B = \frac{J}{\tau_n}. \quad (\text{B.11})$$

Dessa forma, a constante de tempo mecânica foi calculada a partir do ensaio utilizando o motor de indução como motor e o PMSM como gerador. Após atingir uma velocidade determinada, o botão de parada do inversor de frequência foi acionado para encerrar instantaneamente o ensaio. Em seguida, foi cronometrado o tempo para o motor atingir 36,8% da velocidade em regime. Assim, fazendo uma média dos valores para diferentes velocidades, o coeficiente de atrito viscoso foi aproximado para $0,0096 \text{ Nms}$.