

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Emmanuel Adamski de Moura

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO
PARA MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM
APLICAÇÃO EXPERIMENTAL**

Santa Maria, RS

2022

Emmanuel Adamski de Moura

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO PARA MOTORES
SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM APLICAÇÃO EXPERIMENTAL**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,
RS), como requisito parcial para a obtenção do
grau de **Engenheiro Eletricista**

Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS

2022

Adamski de Moura, Emmanuel

Estratégia de controle por campo orientado para motores síncronos de relutância com aplicação experimental / por Emmanuel Adamski de Moura. – 2022.

58 f.: il.; 30 cm.

Orientador: Rodrigo Padilha Vieira

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Graduação em Engenharia Elétrica , RS, 2022.

1. Motor síncrono de relutância. 2. Controle de velocidade. 3. Controle vetorial. 4. Modelagem. I. Padilha Vieira, Rodrigo. II. Estratégia de controle por campo orientado para motores síncronos de relutância com aplicação experimental .

© 2022

Todos os direitos autorais reservados a Emmanuel Adamski de Moura. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

E-mail: emmanomoura@gmail.com

Emmanuel Adamski de Moura

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO PARA MOTORES
SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM APLICAÇÃO EXPERIMENTAL**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,
RS), como requisito parcial para a obtenção do
grau de **Engenheiro Eletricista**

Aprovado em 3 de Fevereiro de 2022:

Rodrigo Padilha Vieira, Dr.
(Presidente/Orientador)

Gustavo Xavier Prestes, Me. (UFSM)

Lucas Rossato Rocha, Me. (UFSM)

Santa Maria, RS

2022

RESUMO

ESTRATÉGIA DE CONTROLE POR CAMPO ORIENTADO PARA MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM APLICAÇÃO EXPERIMENTAL

AUTOR: EMMANUEL ADAMSKI DE MOURA

ORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

Este trabalho de conclusão de curso aborda sistemas de controle vetorial orientado por campo indireto para máquinas síncronas de relutância. Estas máquinas são construídas a partir de enrolamentos senoidalmente distribuídos no estator e rotor fabricado de material ferromagnético, o que resulta em um motor eficiente por não conter perdas por correntes rotóricas. As principais características da máquina síncrona de relutância são alta eficiência energética, baixo custo de produção e manutenção, bem como elevada robustez. Desta forma, o motor síncrono de relutância pode substituir o motor de indução em aplicações industriais, o que proporciona economia de energia, dada sua elevada eficiência. O trabalho apresenta o modelo matemático para o motor síncrono de relutância, sendo este utilizado para o projeto dos controladores e para simulações computacionais em tempo discreto. Também é descrita a montagem e o funcionamento de uma bancada experimental para acionamento e controle do motor. Composta por sensores de corrente, tensão e posição mecânica, esta bancada realiza aquisições de medidas e condicionamento dos sinais necessários para a execução do controle vetorial. Os resultados experimentais obtidos em bancada permitem validar o funcionamento do sistema de controle projetado.

Palavras-chave: Motor síncrono de relutância. controle de velocidade. controle vetorial. modelagem.

ABSTRACT

FIELD-ORIENTED CONTROL STRATEGY FOR SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTORS WITH EXPERIMENTAL APPLICATION

AUTHOR: EMMANUEL ADAMSKI DE MOURA

ADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

This paper provides information about indirect field oriented vector control systems for synchronous reluctance machines. These machines are built from sinusoidally distributed windings in the stator with the rotor made of ferromagnetic material, which results in an efficient motor as it does not contain losses due to rotor currents. The main characteristics of the synchronous reluctance machine are high energy efficiency, low production and maintenance costs, as well as high robustness. In this way, the synchronous reluctance motor can replace the induction motor in industrial applications, which provides energy savings, since synchronous reluctance motors have higher efficiency. The work presents a mathematical model of the synchronous reluctance motor, which is used for the design of controllers and for computer simulations in discrete time. This paper also describes the building and operation of an experimental platform to drive and control the motor. This platform performs measurement acquisitions and signal conditioning that are necessary for the execution of the vector control. The experimental results obtained allow validating the operation of the designed control system.

Keywords: Synchronous reluctance motor. speed control. vector control. modeling.

LISTA DE FIGURAS

1	Matriz mundial de produção de energia elétrica, em GWh.	12
2	Consumo energético (GWh) por tipo de consumidor no Brasil no ano de 2018.	13
3	Material com anisotropia de indutância submetido a um campo magnético... ..	15
4	Rotor do SynRM de geometria laminada transversalmente.	16
5	Circuito elétrico do SynRM em coordenadas abc	21
6	Circuito elétrico do SynRM em coordenadas dq	22
7	Diagrama de blocos do controle IFOC aplicado ao SynRM.	27
8	Diagrama de Bode para a planta de corrente i_d em malha fechada.	29
9	Diagrama de Bode para a planta de corrente i_q em malha fechada.	29
10	Diagrama de Bode para a planta de velocidade ω_r em malha fechada.	30
11	Corrente i_d obtida na simulação da planta discretizada.	32
12	Corrente i_q obtida na simulação da planta discretizada.	32
13	Velocidade ω_r obtida na simulação da planta discretizada.	33
14	Conjunto Inversor trifásico de 4 braços Supplier.	35
15	Encoder Hengstler AC58.	35
16	Fonte CA/CC Mean Well RT-50C.	36
17	Diagrama de aquisição de sinais da bancada de acionamentos montada.	36
18	LAUNCHXL-F28379D.	37
19	Placa mãe utilizada no projeto.	38
20	Circuito de condicionamento dos sinais da instrumentação.	38
21	Sensor de corrente LA 55-P.	39
22	Sensor de tensão LV 20-P.	39
23	Placa de aquisição de medidas de correntes e tensão de barramento.	40
24	Placa de condicionamento de sinais do encoder.	41
25	Placa de condicionamento dos sinais PWMs.	42
26	Gabinete utilizado na bancada: (a) Lateral esquerda do gabinete; (b) Frente do gabinete; (c) Lateral direita do gabinete.	43
27	Placa do SynRM utilizado nos ensaios.	45
28	Arranjo utilizado nos ensaios experimentais.	46
29	Fonte de tensão estabilizada utilizada nos ensaios.	46
30	Diagrama de blocos da bancada utilizada para o acionamento do SynRM.	47
31	Conexão do barramento CC e da alimentação do SynRM com a bancada.	48
32	Resultado experimental obtido no ensaio: ω_r (em vermelho) e ω_{ref} (em azul).	49
33	Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes i_d (em vermelho) e $i_{d_{ref}}$ (em azul).	49
34	Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes i_q (em vermelho) e $i_{q_{ref}}$ (em azul).	50
35	Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes i_q (em vermelho) e $i_{q_{ref}}$ (em azul) durante o período transitório.	50
36	Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes trifásicas para $\omega_r = 30rad/s$	51
37	Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes trifásicas para $\omega_r = 60rad/s$	51

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	Processador Digital de Sinais - <i>Digital Signal Processor</i>
GEPOC	Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
IFOC	Controle por campo orientado indireto - <i>Indirect Field Oriented Control</i>
IM	Motor de Indução - <i>Induction Motor</i>
PI	Proporcional-Integral
PMSM	Motor Síncrono de Imãs Permanentes - <i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso - <i>Pulse Width Modulation</i>
SRM	Motor de Relutância Variável - <i>Switched Reluctance Machine</i>
SynRM	Motor Síncrona de Relutância - <i>Synchronous Reluctance Motor</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Coefficiente de atrito mecânico
e_d	Erro de rastreamento de eixo direto
e_q	Erro de rastreamento de eixo de quadratura
e_w	Erro de rastreamento de velocidade
f_c	Frequência de projeto do controlador
f_s	Frequência de amostragem
$G_{c_{mec}}$	Função de transferência do controlador de velocidade
G_{c_d}	Função de transferência do controlador de eixo de quadratura
G_{c_q}	Função de transferência do controlador de eixo direto
$G_{p_{mec}}$	Função de transferência da planta de velocidade
G_{p_d}	Função de transferência da planta de eixo direto
G_{p_q}	Função de transferência da planta de eixo de quadratura
i_{abc}	Vetor das correntes nas fases "A", "B" e "C"
$i_{d_{ref}}$	Corrente de referência de eixo direto
$i_{q_{ref}}$	Corrente de referência de eixo de quadratura
i_a	Corrente da fase "A"
i_b	Corrente da fase "B"
i_c	Corrente da fase "C"
i_d	Corrente de eixo direto
I_n	Corrente nominal
i_q	Corrente de eixo de quadratura
J	Coefficiente de inércia do rotor
k_{i_d}	Ganho integral do controlador de eixo direto
$k_{i_{mec}}$	Ganho integral do controlador de velocidade
k_{i_q}	Ganho integral do controlador de eixo de quadratura
k_{p_d}	Ganho proporcional do controlador de eixo direto
$k_{p_{mec}}$	Ganho proporcional do controlador de velocidade
k_{p_q}	Ganho proporcional do controlador de eixo de quadratura
k_i	Ganho Integral do controlador
k_p	Ganho proporcional do controlador
KI_d	Ganho integral discreto do controlador de eixo direto
KI_{mec}	Ganho integral discreto do controlador de velocidade

KI_q	Ganho integral discreto do controlador de eixo de quadratura
KP_{mec}	Ganho proporcional discreto do controlador de velocidade
KP_d	Ganho proporcional discreto do controlador de eixo direto
KP_q	Ganho proporcional discreto do controlador de eixo de quadratura
L_{abc}	Matriz das indutâncias "A", "B" e "C"
L_a	Indutância da fase "A"
L_b	Indutância da fase "B"
L_c	Indutância da fase "C"
L_d	Indutância de eixo direto
L_m	Amplitude máxima de indutância mútua entre enrolamentos
L_q	Indutância de eixo de quadratura
L_s	Indutância de magnetização de um enrolamento
M_{ab}	Indutâncias mútuas entre as fases "AB"
M_{ac}	Indutâncias mútuas entre as fases "AC"
M_{ba}	Indutâncias mútuas entre as fases "BA"
n_p	Número de polos pares
P	Potência nominal
P_{dq0}	Matriz de transformação para coordenadas síncronas
P_{dq0}^{-1}	Matriz inversa de transformação para coordenadas síncronas
R_{abc}	Matriz das resistências "A", "B" e "C"
R_s	Resistência estatórica
T_{em}	Torque eletromagnético
T_l	Torque de carga
T_s	Período de amostragem
v_{abc}	Vetor das tensões nas fases "A", "B" e "C"
V_{cc}	Tensão da fonte CC
v_a	Tensão na fase "A"
v_b	Tensão na fase "B"
v_c	Tensão na fase "C"
v_d	Tensão de eixo direto
v_q	Tensão de eixo de quadratura
ω_{ref}	Velocidade angular de referência
ω_e	Velocidade angular elétrica
ω_n	Velocidade nominal

ω_r	Velocidade angular rotórica
ϕ_a	Fluxo magnético da fase "A"
ϕ_b	Fluxo magnético da fase "B"
ϕ_c	Fluxo magnético da fase "C"
θ_e	Posição angular elétrica

SUMÁRIO

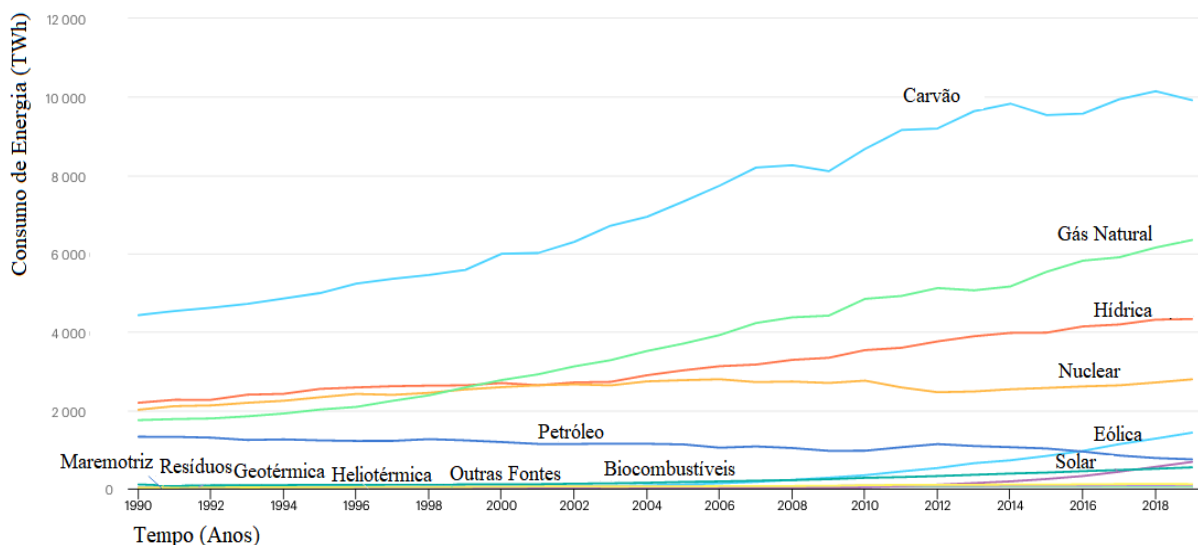
1	INTRODUÇÃO.....	12
1.1	MOTIVAÇÃO GERAL	12
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	14
1.3	OBJETIVOS	17
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	18
2	MODELO MATEMÁTICO.....	20
2.1	INTRODUÇÃO	20
2.2	MODELAGEM EM TEMPO CONTÍNUO	20
2.3	DISCRETIZAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO	24
2.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	25
3	PROJETO DE CONTROLADORES DE CORRENTE E VELOCIDADE ..	26
3.1	INTRODUÇÃO	26
3.2	PROJETO DOS CONTROLADORES	26
3.3	DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES	30
3.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	31
3.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	33
4	BANCADA DE ACIONAMENTO	34
4.1	INTRODUÇÃO	34
4.2	MONTAGEM DA BANCADA DE ACIONAMENTO	34
4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	43
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	44
5.1	INTRODUÇÃO	44
5.2	MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA UTILIZADO NOS ENSAIOS	44
5.3	ENSAIOS EXPERIMENTAIS	45
5.4	RESULTADOS OBTIDOS	48
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	51
6	CONCLUSÕES.....	53
6.1	PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	54
	REFERÊNCIAS	55

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO GERAL

O aumento no consumo de energia elétrica vem sendo notado em escala global, ano após ano. Este crescimento está atrelado ao desenvolvimento tecnológico e econômico da sociedade, marcado pelo aumento nas atividades produtivas, setores que consome grande parte da energia elétrica gerada. A matriz mundial de produção de energia elétrica é dependente de combustíveis fósseis, como carvão, petróleo e gás natural, conforme Figura 1. A queima destes combustíveis implica na emissão de gases causadores do efeito estufa. Para tanto, uma das formas de reduzir a emissão destes gases é a busca por sistemas produtivos mais eficientes.

Figura 1 – Matriz mundial de produção de energia elétrica, em GWh.



Fonte: Adaptado de (International Energy Agency, 2019)

No Brasil, o consumo de energia elétrica entre Julho de 2020 e Julho de 2021 cresceu 4,6% quando comparado ao período anterior (Empresa de Pesquisa Energética, 2021). Este crescimento está diretamente atrelado ao desenvolvimento do setor industrial, uma vez que este é responsável por grande parte do consumo de energia elétrica no país, segundo dados do Anuário Estatístico de Energia Elétrica de 2019, levantamento realizado pela Empresa de Pesquisa Energética, conforme Figura 2.

Figura 2 – Consumo energético (GWh) por tipo de consumidor no Brasil no ano de 2018.

	2014	2015	2016	2017	2018	$\Delta\%$ (2018/2017)	Part. % (2018)
Brasil	474.823	465.708	461.780	467.161	474.820	1,6	100
Residencial	132.302	131.190	132.872	134.368	137.615	2,4	29,0
Industrial	179.106	169.289	165.314	167.398	169.625	1,3	35,7
Comercial	89.840	90.768	87.873	88.292	88.631	0,4	18,7
Rural	25.671	25.899	27.266	28.136	29.168	3,7	6,1
Poder público	15.355	15.196	15.096	15.052	15.076	0,2	3,2
Iluminação pública	14.043	15.333	15.035	15.443	15.690	1,6	3,3
Serviço público	15.242	14.730	14.969	15.196	15.778	3,8	3,3
Consumo próprio	3.265	3.304	3.355	3.277	3.238	-1,2	0,7

Fonte: (Empresa de Pesquisa Energética, 2019)

Uma das formas de melhorar a eficiência energética nos processos industriais é a adoção de máquinas elétricas mais eficazes, tendo em vista que os motores elétricos consomem cerca de 70% da energia elétrica utilizada na indústria brasileira (MENDONÇA, 2020). No cenário atual, a maior parte dos motores utilizados na indústria são motores de indução (*Induction Motor* - IM). Estas máquinas são atrativas pelo seu baixo custo de produção e manutenção, além de elevada robustez e possibilidade de partida direta. Uma das características construtivas do IM é a presença de barras no rotor, o que proporciona a existência de correntes rotóricas, que geram aquecimento e perdas significativas na máquina. Desta forma, apesar do custo reduzido de produção, o IM apresenta rendimento menor que outras máquinas elétricas.

Os motores síncronos de ímãs permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor* - PMSM) são alternativas mais eficientes aos motores de indução, pois não possuem perdas rotóricas. Além disso, estas máquinas apresentam densidade de potência maior que o IM. Entretanto o custo dos ímãs utilizados encarece a máquina e a deixa suscetível a oscilações de preço, uma vez que grande parte das reservas de materiais terras raras concentram-se na China (XUE; LIN, 2011), o que torna o mercado restrito.

Outra alternativa ao motor de indução são as máquinas de relutância. Estas máquinas possuem estrutura simples e elevada robustez, possuindo baixo custo de produção e manutenção. Além disso, não possuem correntes rotóricas, uma vez que o rotor é constituído de material ferromagnético, sendo mais eficientes que o IM. Os motores de relutância dividem-se entre motor de relutância variável (*Switched Reluctance Motor* - SRM) e motor de relutância síncrona

(*Synchronous Reluctance Motor - SynRM*).

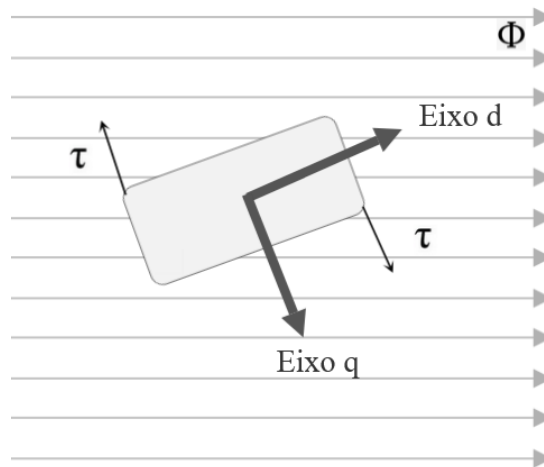
Os SRM são máquinas de corrente pulsada, em que a comutação entre as fases é realizada com base na posição rotórica. Estes motores possuem elevado torque de partida e a excitação das fases é feita de maneira independente. Devido a suas características, são voltadas principalmente para aplicações espaciais e em veículos elétricos (BOLDEA et al., 2014; JACK; MECROW; HAYLOCK, 1995). Já os SynRM são máquinas senoidais, de elevada robustez e baixo custo de produção, possuindo diversas características em comum com o IM, porém com eficiência mais elevada. Desta forma, estes motores são alternativas viáveis para aplicação em indústrias, podendo substituir o motor de indução em diversos casos.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O advento das máquinas de relutância começa com o entendimento do conceito de torque de relutância, no final do século XIX. Trabalhos como o de (KOSTKO, 1923) começam a explorar as máquinas síncronas de indução. Estas são máquinas de indução com rotor usinado, o que confere a característica de indutância variável, porém mantendo barras no rotor, permitindo a partida direta das mesmas. Entretanto estas máquinas possuíam alta complexidade de construção e pouca perspectiva de utilização na época, o que desacelerou os estudos e avanços neste tipo de tecnologia. Com o advento dos semicondutores e microprocessadores, as máquinas de relutância voltam a ganhar viabilidade.

O funcionamento do SynRM é baseado no princípio de torque de relutância (MOHANARAJAH et al., 2016). Este ocorre em materiais que possuem anisotropia de indutâncias, ou seja, possuem valores diferentes de indutâncias nos eixos direto e de quadratura. Quando estes materiais são submetidos a um campo magnético, existe a tendência natural de que o eixo de maior indutância se alinhe ao campo magnético, fazendo o objeto rotacionar, o que resulta no torque de relutância. Este processo é exemplificado na figura 3.

Figura 3 – Material com anisotropia de indutância submetido a um campo magnético.

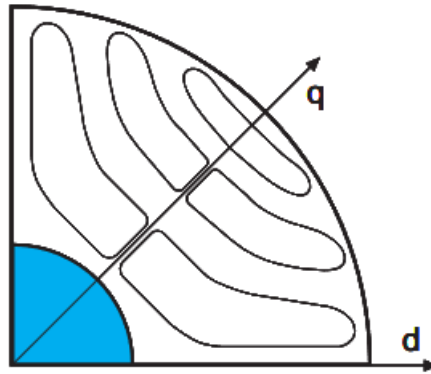


Fonte: Autor

Atualmente, as máquinas de relutância podem ser classificadas quanto ao tipo de excitação. O motor de relutância chaveada é excitado com corrente contínua, enquanto o motor síncrono de relutância e o motor síncrono de relutância assistido por ímãs permanentes (Pma - SynRM) são excitados com corrente alternada. O escopo deste trabalho é o funcionamento, acionamento e controle da máquina síncrona de relutância, uma vez que esta é mais cotada para aplicações industriais.

Os motores síncronos de relutância são máquinas senoidais, de construção simples quando comparados a outras máquinas elétricas, uma vez que a máquina possui apenas enrolamentos no estator, tendo seu rotor constituído apenas de material ferromagnético. Normalmente são utilizados na topologia trifásica, com a excitação realizada por correntes elétricas senoidais, defasadas em 120° . Um dos desafios na construção do SynRM está relacionado com o projeto do rotor. A geometria empregada no rotor é de grande impacto no rendimento e fator de potência da máquina, devido a taxa de saliência, dada pela relação entre a indutância de eixo direto e a indutância do eixo de quadratura. Assim, para elevar a eficiência da máquina, o projeto do rotor deve maximizar sua anisotropia (MATSUO; LIPO, 1994), no entanto a elevação da taxa de saliência torna a geometria do rotor mais complexa, o que pode acabar refletindo em seu custo. Um dos tipos de geometria disponíveis para o rotor do SynRM é a laminada transversalmente, apresentada na Figura 4.

Figura 4 – Rotor do SynRM de geometria laminada transversalmente.



Fonte: (BOGLIETTI; PASTORELLI, 2008)

O SynRM é semelhante ao motor de indução, uma vez que ambos possuem enrolamentos senoidalmente distribuídos no estator. Ainda, a máquina síncrona de relutância possui robustez necessária para aplicações industriais. Desta forma, diversos autores realizaram comparações entre as duas máquinas (BOGLIETTI; PASTORELLI, 2008; PANCORBO et al., 2015; VAGATI, 1994). Nestes trabalhos, é possível verificar uma tendência na substituição dos motores de indução por motores síncronos de relutância, principalmente em aplicações em que seja necessário realizar controle de velocidade (BOGLIETTI; PASTORELLI, 2008). Nestas aplicações, em que é comum o uso de conversores, máquinas como o SynRM ganham destaque devido a maior eficiência e densidade de potência. Uma vez que o rotor do SynRM é constituído de material ferromagnético usinado, são eliminadas as perdas por correntes rotóricas, o que pode proporcionar máquinas menores quando comparadas com motores de indução de mesma potência, uma vez que o aquecimento é reduzido. Isto possibilita a redução da carcaça do SynRM quando comparado a um IM para mesma aplicação, ou maior capacidade para a mesma carcaça (BOGLIETTI; PASTORELLI, 2008).

A excitação dos motores síncronos de relutância é realizada a partir da alimentação dos enrolamentos presentes no estator com uma tensão senoidal, normalmente trifásica, a fim de produzir campo girante com velocidade síncrona. Devido a característica de anisotropia presente no material ferromagnético do rotor, o eixo direto deste material, que possui maior indutância, alinha-se ao campo girante. Assim, devido ao efeito do torque de relutância, o rotor busca constante alinhamento ao campo girante produzido no estator da máquina. O motor síncrono de relutância pode ser acionado via estratégia de controle por campo orientado ou pela técnica *Line Start*.

O acionamento *Line Start* permite com que o SynRM seja ligado diretamente na rede trifásica, porém é necessário que sejam inclusas barras no projeto do rotor. Desta forma, este tipo de acionamento possui diversas desvantagens quando comparado ao controle de campo orientado (KERSTEN, 2017), pois a existência de barras no rotor prejudica a geometria, diminuindo a taxa de saliência da máquina, além de apresentar as mesmas perdas do IM durante a partida, o que diminui o rendimento. Além disso, como este método não utiliza inversor, perde-se a capacidade de partida em velocidades variáveis, que pode ser interessante para aplicações industriais e em eletrodomésticos.

O acionamento via controle de campo orientado para o SynRM é amplamente apresentado na literatura (KIM et al., 1998), (MALEKIAN; SHARIF; MILIMONFARED, 2008), (SCALCON et al., 2019). Esta estratégia de controle permite a partida em velocidade variável, uma vez que utiliza um inversor. Entretanto este método implica em maior custo de *hardware*, pois para executar as malhas de controle, é necessário obter dados de tensão de barramento, correntes nas fases e posição do rotor, o que implica no uso de sensores de tensão, corrente e posição. Além disso, é necessário computar os dados obtidos e executar o processamento do controle em um microcontrolador, elevando consideravelmente o custo do sistema.

Atualmente, as publicações relacionadas ao SynRM visam a redução do *ripple* de torque que surge devido a grande variação existente entre as indutâncias de eixo d e q . Esta redução na oscilação de torque eletromagnético é proposta tanto por estratégias de controle (AWAN et al., 2017) quanto por arranjos de geometria rotórica (PARK et al., 2006). Além disso, surgem propostas para novas geometrias do rotor, visando a maximização do torque (MOGHADDAM; GYLLENSTEN, 2013). No escopo de controle, diversas publicações estudam metodologias de controle *sensorless*, como (SU et al., 2017), (SCALCON et al., 2019) e (VILLET et al., 2012), uma vez que o uso de sensor de posição diminui a robustez e adiciona um custo significativo ao sistema.

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo desenvolver o estudo, modelagem, acionamento e controle de motores síncronos de relutância. Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Apresentar as principais características construtivas da máquina síncrona de relutâncias, bem como seu princípio de funcionamento;

- Comparar as vantagens e desvantagens das máquinas síncronas de relutância com outras máquinas presentes no setor industrial;
- Apresentar o modelo matemático do SynRM em tempo contínuo;
- Apresentar a discretização do modelo matemático do SynRM, descrevendo o modelo a ser utilizado nas simulações computacionais;
- Propor controladores para as malhas de corrente de eixo direto, corrente de quadratura e velocidade, através de uma estratégia de controle por campo orientado;
- Descrever a montagem de uma bancada de acionamentos constituída de um inversor trifásico, sensores de corrente, sensor de tensão, sensor de posição mecânica e um Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor - DSP*), além dos circuitos de condicionamento de sinal necessários.
- Comprovar o funcionamento dos controladores projetados através de acionamentos em bancada, o que permite comparar os resultados obtidos com as simulações realizadas na planta em tempo discreto.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado em seis capítulos. O primeiro capítulo relata a motivação para a execução deste estudo, bem como os objetivos desejados com o trabalho. Ainda, neste capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica, tratando sobre o princípio de funcionamento, características construtivas, formas de acionamento e linhas de pesquisa atuais a respeito do motor síncrono de relutância.

No segundo capítulo, será apresentada a modelagem matemática do SynRM. Primeiramente, é determinado o modelo contínuo, a partir do circuito elétrico equivalente do motor síncrono de relutância. Na sequência, são apresentadas as equações a serem utilizadas no projeto dos controladores, com relação aos eixos d e q . Por fim, é realizada a discretização do modelo matemático, a fim de estabelecer o modelo matemático utilizado nas simulações deste trabalho.

O terceiro capítulo descreve a técnica de controle por campo orientado indireto (*Indirect Field Oriented Control - IFOC*) adotada para o controle do SynRM. Este capítulo demonstra o projeto dos controladores PI de corrente de eixo direto, eixo de quadratura e de velocidade.

Na sequência, os ganhos dos controladores são discretizados, a fim de estabelecer os valores a serem adotados nas simulações e na posterior aplicação prática em bancada. Ainda, são apresentados os parâmetros da máquina utilizada e os resultados das simulações do sistema de controle, considerando o modelo discreto da planta apresentado no capítulo 2.

O capítulo quatro descreve a montagem da bancada de acionamentos. São apresentados todos os componentes da bancada, bem como um diagrama de aquisição de sinais para a realização do controle de campo orientado. Neste capítulo, são apresentadas imagens das placas que constituem a bancada, bem como uma breve descrição de seu funcionamento.

O quinto capítulo deste trabalho apresenta os resultados experimentais obtidos em bancada. Para tanto, são apresentadas informações a respeito do motor elétrico utilizado, bem como a conexão da máquina na bancada de acionamentos. Na sequência são apresentados gráficos com os resultados obtidos nos ensaios.

O sexto capítulo traz as conclusões obtidas com a elaboração deste trabalho. Para tanto, são comparados os resultados obtidos em simulação com os resultados provenientes dos ensaios em bancada, a fim de validar o projeto dos controladores e o funcionamento da bancada de acionamentos.

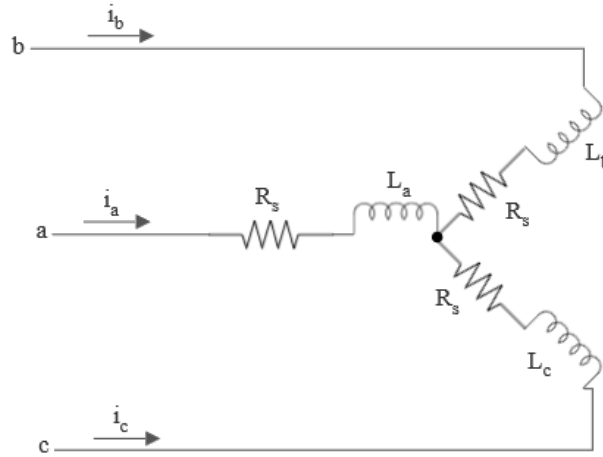
2 MODELO MATEMÁTICO

2.1 INTRODUÇÃO

A modelagem matemática da máquina síncrona de relutância engloba o funcionamento elétrico e mecânico da mesma, uma vez que esta atua como um conversor de potência elétrica em potência mecânica, quando operando como motor. Primeiramente será apresentado o modelo matemático do SynRM no tempo contínuo, em coordenadas abc e posteriormente em coordenadas dq , que simplifica o projeto dos controladores, uma vez que este referencial elimina a variação das indutâncias ao longo do tempo, bem como o acoplamento entre as indutâncias estatóricas. Na sequência discretiza-se do modelo matemático da máquina, uma vez que este será utilizado tanto nas simulações da planta quanto no controle do SynRM.

2.2 MODELAGEM EM TEMPO CONTÍNUO

Para realizar a modelagem da máquina síncrona de relutância em coordenadas abc , faz-se uso das leis de Kirchhoff aplicadas ao circuito elétrico equivalente da máquina, a fim de definir equações para as tensões estatóricas e fluxos estatóricos. Para tanto, considera-se que a máquina possui enrolamentos do estator balanceados e distribuídos de forma senoidal, desprezando efeitos de saturação e perdas no núcleo, considera-se também que as resistências estatóricas são idênticas para todas as fases (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). O circuito elétrico equivalente do SynRM em coordenadas abc pode ser observado na Figura 5. Ao aplicar as leis de Kirchhoff é possível determinar equações para as tensões estatóricas v_a , v_b e v_c em (2.1) e os fluxos estatóricos ϕ_a , ϕ_b e ϕ_c em (2.2), onde R_s representa a resistência estatórica, i_a , i_b e i_c são as correntes estatóricas, L_a , L_b e L_c as indutâncias nas fases, M_{ab} a indutância mútua entre as fases a e b , M_{ac} a indutância mútua entre as fases a e c , M_{ba} a indutância mútua entre as fases b e a , M_{bc} a indutância mútua entre as fases b e c , M_{ca} a indutância mútua entre as fases c e a , M_{cb} a indutância mútua entre as fases c e b

Figura 5 – Circuito elétrico do SynRM em coordenadas abc 

Fonte: Autor

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

As indutâncias próprias e mútuas da máquina síncrona de relutância podem ser modeladas em função da posição rotórica (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002) conforme (2.3) e (2.4), em que L_s é a indutância de magnetização de um enrolamento, L_m a amplitude máxima de indutância mútua entre enrolamentos e θ_e a posição angular elétrica.

$$\begin{aligned} L_a &= L_s + L_m \cdot \cos(2\theta_e) \\ L_b &= L_s + L_m \cdot \cos(2\theta_e - \frac{\pi}{3}) \\ L_c &= L_s + L_m \cdot \cos(2\theta_e + \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} M_{ab} &= M_{ba} = \frac{1}{2} \cdot L_s + L_m \cdot \cos(2\theta_e) \\ M_{ac} &= M_{ca} = \frac{1}{2} \cdot L_s + L_m \cdot \cos(2\theta_e - \frac{\pi}{3}) \\ M_{bc} &= M_{cb} = \frac{1}{2} \cdot L_s + L_m \cdot \cos(2\theta_e + \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.4)$$

As matrizes de correntes e tensões podem ser escritas na forma transposta, definindo os vetores v_{abc} , i_{abc} ,

$$v_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad (2.5)$$

$$i_{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (2.6)$$

As matrizes de resistências e indutâncias , R_{abc} e L_{abc} são dadas por:

$$R_{abc} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$L_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

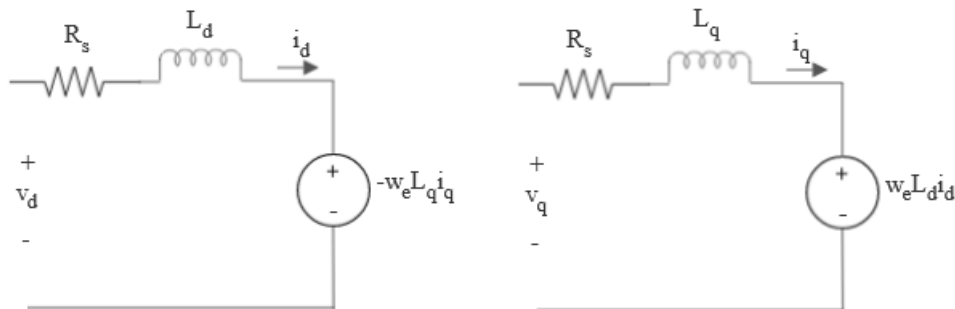
A fim de eliminar a variação das indutâncias no tempo existentes no modelo abc , pode-se aplicar a transformada de Park, trazendo as grandezas estatóricas para um plano fixado no rotor. Desta forma, é utilizado um sistema de coordenadas síncronas dq . Esta transformada de referencial permite maior simplicidade no projeto dos controladores. A matriz que implementa a transformada de Park consta em (2.9), enquanto a transformada inversa é dada por (2.10) (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

$$P_{dq0} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$P_{dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Com a aplicação da transformada de Park é possível obter o circuito equivalente da máquina síncrona de relutância em coordenadas dq , conforme Figura 6

Figura 6 – Circuito elétrico do SynRM em coordenadas dq



Fonte: Autor

Ao aplicar as leis de Kirchhoff no circuito equivalente do SynRM em coordenadas dq , é possível definir expressões para as tensões de quadratura v_d e v_q , conforme (2.11) e (2.12), respectivamente, em que L_d é a indutância de eixo direto da máquina, L_q é a indutância do

eixo de quadratura, i_d é a corrente de eixo direto, i_q é a corrente do eixo de quadratura e ω_e é a velocidade angular elétrica.

$$v_d = R_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q \quad (2.11)$$

$$v_q = R_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega_e \cdot L_d \cdot i_d \quad (2.12)$$

A velocidade angular elétrica da máquina ω_e pode ser determinada através da posição angular elétrica θ_e , conforme (2.13), bem como pode ser expressa através da relação entre número de pares de pólos n_p e velocidade mecânica ω_r , como visto em (2.14).

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (2.13)$$

$$\omega_e = n_p \cdot \omega_r \quad (2.14)$$

A partir de (2.11) e (2.12), pode-se isolar os termos diferenciais a fim de obter as equações dinâmicas de corrente da máquina. Ao substituir o termo ω_e pela expressão descrita em (2.14) é possível determinar as expressões das correntes i_d e i_q a serem utilizadas no controle da máquina síncrona de relutância.

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} \cdot i_d + \frac{1}{L_d} \cdot v_d + \omega_e \cdot \frac{L_q}{L_d} \cdot i_q \quad (2.15)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} \cdot i_q + \frac{1}{L_q} \cdot v_q - \omega_e \cdot \frac{L_d}{L_q} \cdot i_d \quad (2.16)$$

A partir das equações das correntes nos eixos dq , é possível determinar a função de transferência das plantas das malhas de corrente em ambos os eixos. A função de transferência de corrente no eixo direto e eixo de quadratura é obtida através da aplicação da Transformada de Laplace nas equações (2.15) e (2.16), respectivamente, conforme (2.17) e (2.19). Além disso, são desconsiderados os termos de acoplamento entre os eixos d e q . Estas funções de transferência serão utilizadas posteriormente no projeto dos controladores de corrente. A função de transferência da planta para o eixo d consta em (2.18), enquanto a função de transferência da planta para o eixo q pode ser vista em (2.20).

$$s \cdot i_d(s) = -\frac{R_s}{L_d} \cdot i_d(s) + \frac{1}{L_d} \cdot v_d + \frac{\omega_e \cdot L_q \cdot i_q(s)}{L_q} \quad (2.17)$$

$$G_{pd}(s) = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_d}} \quad (2.18)$$

$$s \cdot i_q(s) = -\frac{R_s}{L_q} \cdot i_q(s) + \frac{1}{L_q} \cdot v_q - \frac{\omega_e \cdot L_d \cdot i_d(s)}{L_d} \quad (2.19)$$

$$G_{pq}(s) = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_q}} \quad (2.20)$$

Para a determinação do modelo mecânico do SynRM, considerou-se sua operação como motor. A velocidade mecânica ω_r pode ser expressa de acordo com (2.21), em que B é o coeficiente de atrito viscoso e J é o momento de inércia do rotor.

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J} \cdot \omega_r + \frac{1}{J} \cdot (T_{em} - T_L) \quad (2.21)$$

O torque eletromecânico T_{em} depende das características elétricas do SynRM e pode ser exposto conforme (2.22), enquanto T_L representa o torque de carga aplicado no eixo da máquina.

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (2.22)$$

A partir de (2.21) é possível determinar a função de transferência do modelo mecânico do SynRM. A função de transferência é obtida através da aplicação da Transformada de Laplace na equação (2.21), conforme apresentado em (2.23). Além disso, o torque de carga T_L é considerado nulo. A função de transferência de velocidade consta em (2.24).

$$s \cdot \omega_r(s) = -\frac{B}{J} \cdot \omega_r(s) + \frac{1}{J} (T_{em}(s) - T_L) \quad (2.23)$$

$$G_{pmech}(s) = \frac{\frac{1}{J}}{s + \frac{B}{J}} \quad (2.24)$$

2.3 DISCRETIZAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO

A discretização do modelo matemático da planta foi realizada a fim de definir um modelo de simulação que represente o comportamento dinâmico da máquina, buscando maior aproximação aos resultados experimentais a serem obtidos em bancada. Para a discretização das equações de correntes nos eixos dq e de velocidade mecânica, apresentadas em (2.15), (2.16) e

(2.21), foi adotado o método de Euler (TAMBARA, 2021). Este método utiliza a aproximação de Euler para solucionar uma equação diferencial de primeira ordem na forma de variáveis de estado, onde A e B são estados do sistema. A aproximação de Euler é apresentada em (2.25), em que T_s é período de amostragem, dado pelo inverso da frequência de amostragem utilizada e I é a matriz identidade.

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \frac{x_{(k+1)} - x_{(k)}}{T_s} \quad (2.25)$$

$$x_{(k+1)} \approx (I + AT_s)x_{(k)} + BT_s u_{(k)}$$

As equações diferenciais de correntes dq e velocidade discretizadas pelo método de Euler constam em (2.26), (2.27) e (2.29). Para a simulação do comportamento do SynRM foi adotado um período T_s de $1.10^{-4} s$.

$$i_{d_{(k+1)}} = i_{d_{(k)}} + \frac{T_s}{L_d} \cdot (v_{d_{(k)}} + R_s \cdot i_{d_{(k)}} + \omega_{e_{(k)}} \cdot L_q \cdot i_{q_{(k)}}) \quad (2.26)$$

$$i_{q_{(k+1)}} = i_{q_{(k)}} + \frac{T_s}{L_q} \cdot (v_{q_{(k)}} + R_s \cdot i_{q_{(k)}} - \omega_{e_{(k)}} \cdot L_d \cdot i_{d_{(k)}}) \quad (2.27)$$

$$T_{em_{(k+1)}} = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{d_{(k+1)}} \cdot i_{q_{(k+1)}} \quad (2.28)$$

$$\omega_{r_{(k+1)}} = \omega_{r_{(k)}} + \frac{T_s}{J} \cdot (-B \cdot \omega_{r_{(k)}} + (T_{em_{(k)}} - T_{L_{(k)}})) \quad (2.29)$$

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram definidos os modelos matemáticos da máquina síncrona de relutância em tempo contínuo e em tempo discreto. A modelagem em tempo contínuo foi realizada através do circuito elétrico equivalente do motor em coordenadas dq . A discretização do modelo foi realizada a partir do método de Euler Forward, definindo as equações discretas de correntes de eixo direto e de quadratura, torque eletromecânico e velocidade mecânica. Este modelo será posteriormente utilizado em simulações computacionais, a fim de verificar o comportamento dos controladores.

3 PROJETO DE CONTROLADORES DE CORRENTE E VELOCIDADE

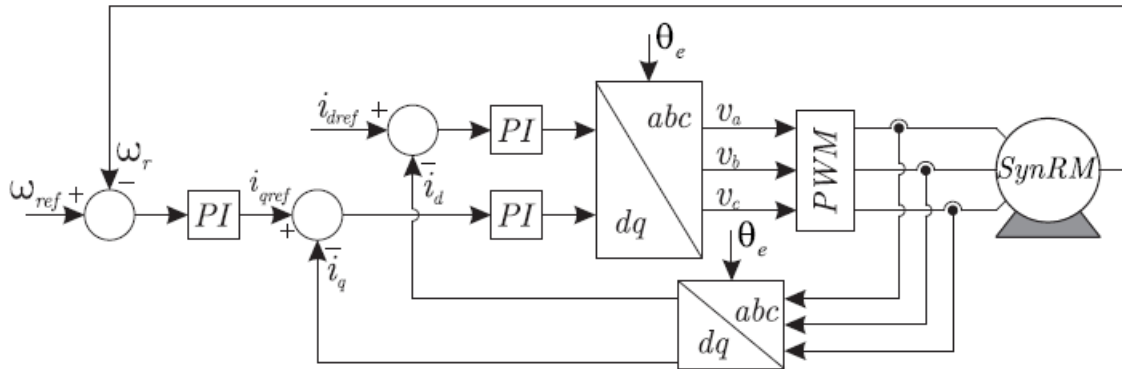
3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve a técnica de controle a ser utilizada no trabalho, bem como apresenta o projeto dos controladores PI a serem implementados. O controle de velocidade do SynRM permite a utilização do SynRM em diversas aplicações industriais. Como a velocidade do motor síncrono de relutância varia de acordo com a frequência das correntes estatóricas, o controle de velocidade é realizado através da variação das frequências das correntes no motor. Para tanto, neste capítulo é definida a estratégia de controle por campo orientado indireto utilizada no sistema de controle. Na sequência, mostra-se o equacionamento utilizado para definir o ganho dos controladores. Por fim, os controladores são discretizados e os resultados obtidos com simulações computacionais são apresentados.

3.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

Para o projeto dos controladores do SynRM foi utilizada a técnica de controle por campo orientado indireto (*Indirect Field Oriented Control - IFOC*). Ao contrário da técnica de controle por campo orientado direto, a metodologia IFOC não depende da medição do fluxo estatórico, não sendo necessário utilizar um sensor próprio para esta medição. São utilizadas correntes i_d e i_q para a realimentação do sistema. Para que seja possível o controle de velocidade independente da carga conectada ao eixo do motor síncrono de relutância, é necessário que a malha de controle atue variando as frequências das correntes no motor. Para o controle vetorial utilizando a técnica IFOC, considera-se que o fluxo rotórico está alinhado ao eixo d , de forma que é possível controlar o fluxo atuando sobre o eixo d e o torque eletromagnético atuando sobre o eixo q . Para esta metodologia de controle, serão projetados controladores PI para as correntes nos eixos d e q e para a malha de velocidade. Será utilizada uma malha para controle da corrente no eixo d e uma malha dupla para o controle de velocidade e corrente no eixo q , onde o controle de velocidade é realizado em uma malha externa, gerando a referência de corrente no eixo q para a atuação do controlador de corrente em uma malha interna. O diagrama de blocos para o controle IFOC do SynRM pode ser visto na Figura 7.

Figura 7 – Diagrama de blocos do controle IFOC aplicado ao SynRM.



Fonte: (SCALCON, 2019)

Para o projeto dos controladores PI, foram adotadas as funções de transferência abaixo.

$$G_{c_d}(s) = k_{p_d} + \frac{k_{i_d}}{s} \quad (3.1)$$

$$G_{c_q}(s) = k_{p_q} + \frac{k_{i_q}}{s} \quad (3.2)$$

$$G_{c_{mec}}(s) = k_{p_{mec}} + \frac{k_{i_{mec}}}{s} \quad (3.3)$$

A função de transferência da planta em malha fechada é dada por (3.4). Em (3.5), (3.6) e (3.7) são apresentadas as funções de transferência em malha fechada para as malhas de controle de corrente no eixo d , corrente no eixo q e velocidade respectivamente.

$$G_{mf}(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (3.4)$$

$$G_{mf_d}(s) = \frac{(k_{p_d} + k_{i_d}/s)(1/L_d/(R_s + L_d))}{1 + (k_{p_d} + k_{i_d}/s)(1/L_d/(R_s + L_d))} \quad (3.5)$$

$$G_{mf_q}(s) = \frac{(k_{p_q} + k_{i_q}/s)(1/L_q/(R_s + L_q))}{1 + (k_{p_q} + k_{i_q}/s)(1/L_q/(R_s + L_q))} \quad (3.6)$$

$$G_{mf_{mec}}(s) = \frac{(k_{p_{mec}} + k_{i_{mec}}/s)(1/J/(B + J))}{1 + (k_{p_{mec}} + k_{i_{mec}}/s)(1/J/(B + J))} \quad (3.7)$$

O projeto dos controladores foi realizado através da aproximação das funções de transferência em malha fechada apresentadas acima por funções de transferência de primeira ordem. Os ganhos k_p e k_i dos controladores das malhas de corrente d , q e velocidade foram alocados de acordo com (3.8) e (3.9). Para tanto, o projeto dos controladores foi realizado a partir da definição de uma frequência de corte que apresente resposta suficientemente rápida para as respectivas malhas de controle.

$$\begin{aligned} k_{p_d} &= 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot L_d \\ k_{p_q} &= 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot L_q \\ k_{p_{mec}} &= 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot J \end{aligned} \quad (3.8)$$

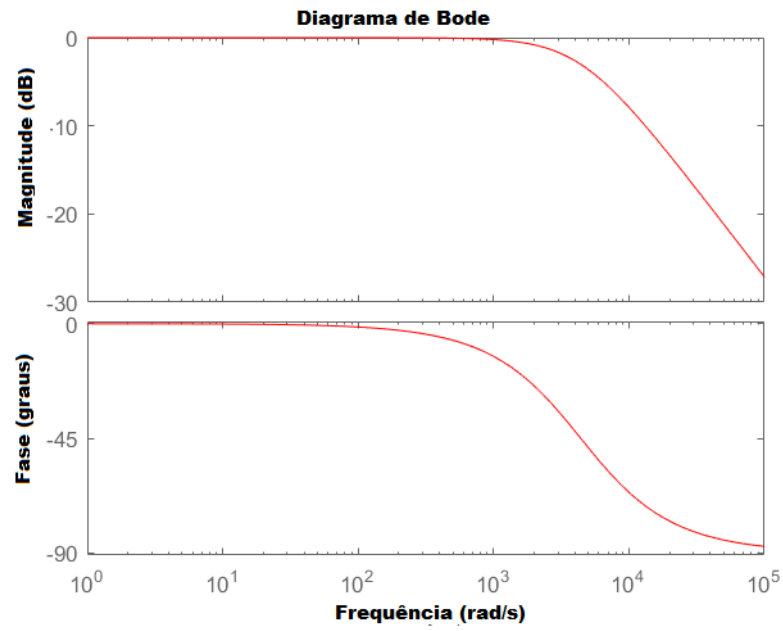
$$\begin{aligned} k_{i_d} &= 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_s \\ k_{i_q} &= 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_s \\ k_{i_{mec}} &= 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot B \end{aligned} \quad (3.9)$$

Como a dinâmica das variáveis elétricas é muito mais rápida que a dinâmica da velocidade mecânica, os controladores de corrente foram projetados para uma frequência maior que os controladores de velocidade. Primeiramente, as frequências escolhidas para a ação de controle foram obtidas através da simulação da planta discretizada, buscando projetar controladores que atinjam as referências estabelecidas de forma suficientemente rápida. Na sequência, estes controladores foram ajustados na bancada de acionamentos. Após os ajustes em bancada, foi possível determinar a frequência de atuação dos controladores das correntes i_d e i_q em 700 Hz, enquanto o controlador de velocidade foi ajustado para a frequência de 7 Hz. Desta forma, os controladores PI projetados para o controle do SynRM constam nas equações abaixo. Na sequência, são apresentados os diagramas de Bode das plantas em malha fechada. O diagrama de Bode da malha de corrente i_d consta na Figura 8, o diagrama de Bode da malha de corrente i_q consta na Figura 9, o diagrama de Bode da malha de velocidade ω_r consta na Figura 10

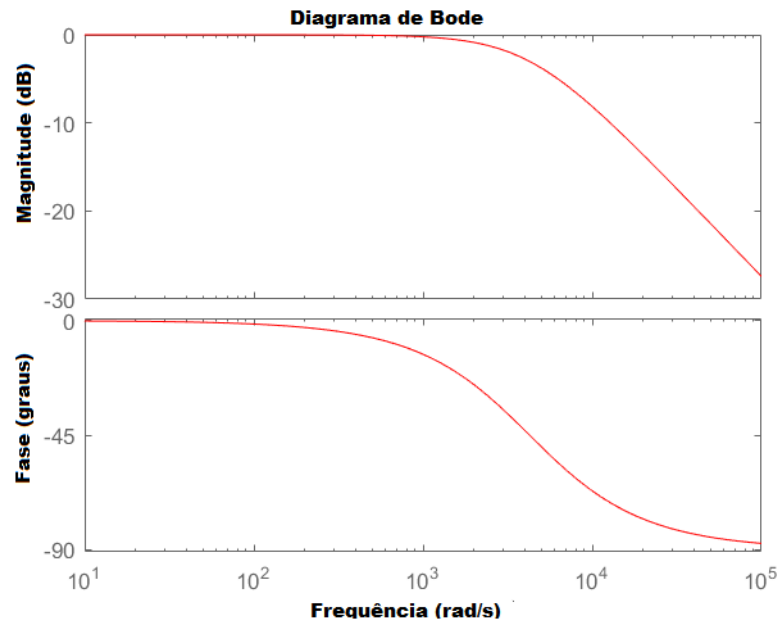
$$G_{c_d}(s) = 1437,737 + \frac{10589,6177}{s} \quad (3.10)$$

$$G_{c_q}(s) = 415,017 + \frac{10589,6177}{s} \quad (3.11)$$

$$G_{c_{mec}}(s) = 0,175929 + \frac{0,26389}{s} \quad (3.12)$$

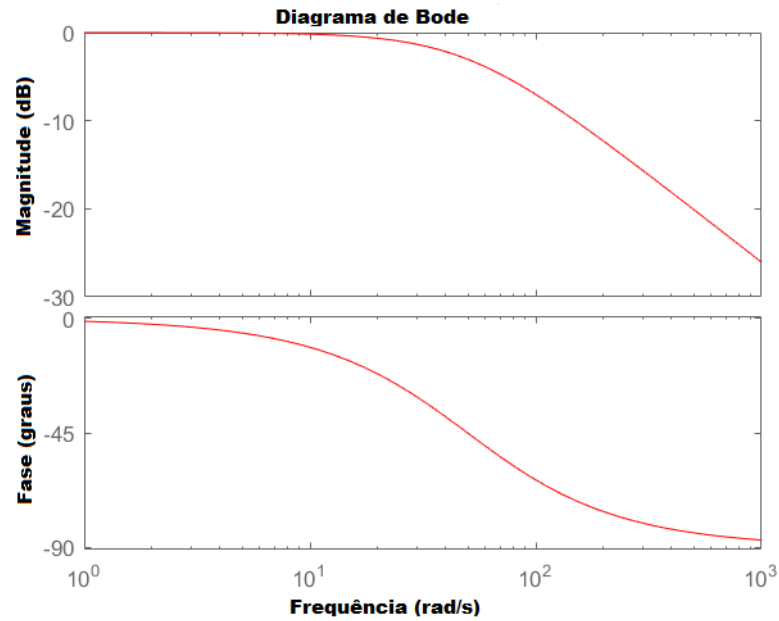
Figura 8 – Diagrama de Bode para a planta de corrente i_d em malha fechada.

Fonte: Autor

Figura 9 – Diagrama de Bode para a planta de corrente i_q em malha fechada.

Fonte: Autor

Figura 10 – Diagrama de Bode para a planta de velocidade ω_r em malha fechada.



Fonte: Autor

3.3 DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

Para a aplicação experimental dos controladores, é necessário realizar a discretização dos mesmos. A discretização foi realizada com frequência de amostragem $f_s = 10kHz$ através do Método de Tustin (OGATA, 1995).

$$KP_d = k_{pd} - \frac{k_{id}}{2} \cdot T_s \quad (3.13)$$

$$KP_q = k_{pq} - \frac{k_{iq}}{2} \cdot T_s \quad (3.14)$$

$$KP_{mec} = k_{pmec} - \frac{k_{imec}}{2} \cdot T_s \quad (3.15)$$

$$KI_d = k_{id} \cdot T_s \quad (3.16)$$

$$KI_q = k_{iq} \cdot T_s \quad (3.17)$$

$$KI_{mec} = k_{imec} \cdot T_s \quad (3.18)$$

A implementação do controlador para fins de simulação é realizado através dos erros de rastreamento. Os erros de rastreamento são definidos conforme (3.19), enquanto as equações para a simulação em tempo discreto considerando a implementação dos controladores são apresentadas em (3.20).

$$\begin{aligned} e_{d(k)} &= i_{dref} - i_{d(k)} \\ e_{q(k)} &= i_{qref(k)} - i_{q(k)} \\ e_{\omega(k)} &= \omega_{ref(k)} - \omega_{r(k)} \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} v_{d(k)} &= v_{d(k-1)} + (KP_d + KI_d) \cdot e_{d(k)} - KP_d \cdot e_{d(k-1)} \\ v_{q(k)} &= v_{q(k-1)} + (KP_q + KI_q) \cdot e_{q(k)} - KP_q \cdot e_{q(k-1)} \\ i_{qref(k)} &= i_{qref(k-1)} + (KP_{mec} + KI_{mec}) \cdot e_{\omega(k)} - KP_{mec} \cdot e_{\omega(k-1)} \end{aligned} \quad (3.20)$$

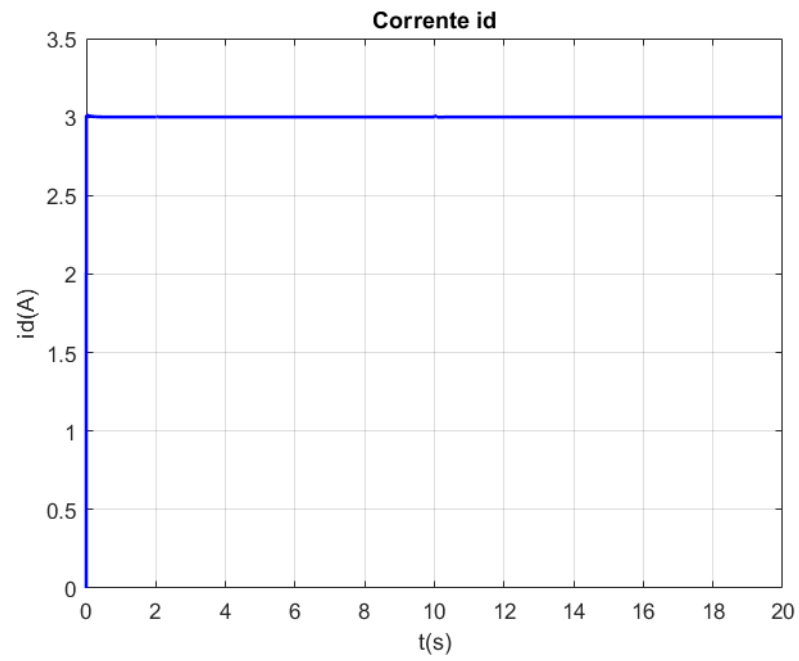
3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Na sequência, realizou-se a simulação do modelo matemático discretizado do SynRM apresentado no capítulo 2, considerando os controladores projetados acima. Para tanto, foram utilizados os parâmetros do motor síncrono de relutância IMB3 IM1001 fabricado pela ABB, que será utilizado na implementação prática do sistema de controle projetado. Os parâmetros da máquina são apresentados na Tabela 1.

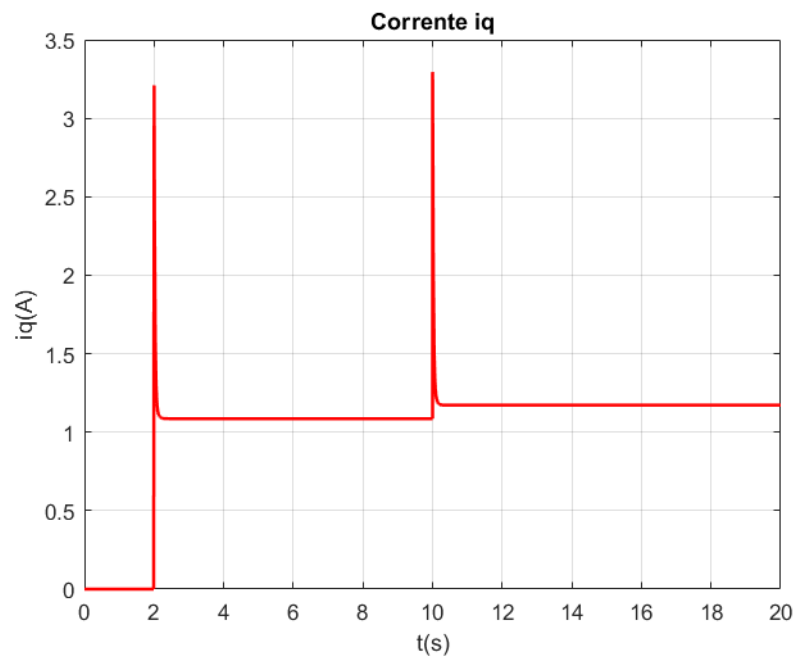
Tabela 1 – Parâmetros da máquina síncrona de relutância.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência Nominal	P	2,2 kW
Tensão	V_{cc}	400 V
Corrente Nominal	I_n	5 A
Velocidade Nominal	ω_n	157,079 rad/s
Resistência estatórica	R_s	2,4077 Ω
Indutância no eixo d	L_d	326,89 mH
Indutância no eixo q	L_q	94,36 mH
Coefficiente de atrito viscoso	B	0,006 Nms
Momento de inércia do rotor	J	0,004 kgm ²
Número de pares de polos	n_p	2

A simulação foi realizada considerando um período de amostragem T_s de 0,05ms e uma referência de corrente i_d de 3A. A referência de velocidade adotada para a simulação foi de 30rad/s, iniciando em 2 segundos. Após 10 segundos de simulação, a referência de velocidade foi alterada para 60rad/s. Os resultados obtidos para as correntes i_d , i_q e velocidades ω_r constam nas Figuras 11, 12 e 13.

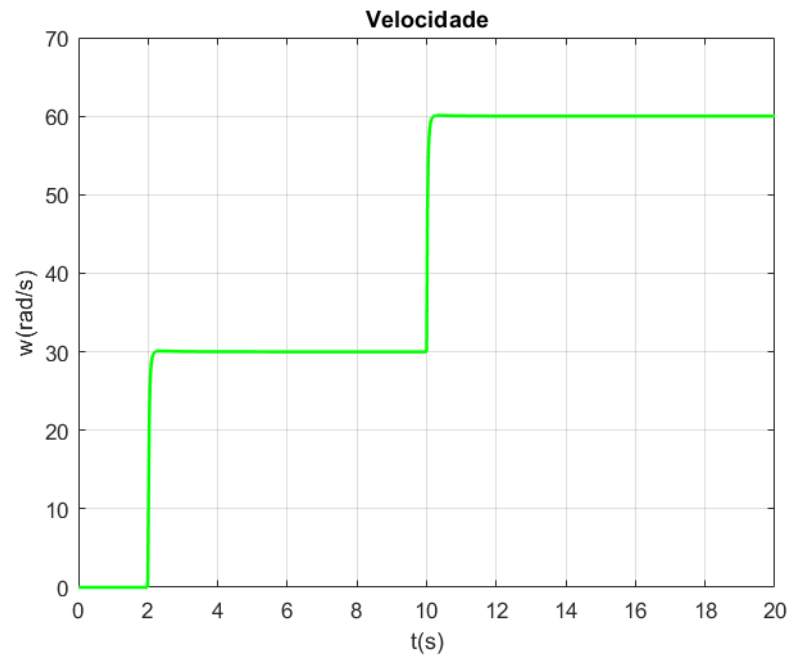
Figura 11 – Corrente i_d obtida na simulação da planta discretizada.

Fonte: Autor

Figura 12 – Corrente i_q obtida na simulação da planta discretizada.

Fonte: Autor

Figura 13 – Velocidade ω_r obtida na simulação da planta discretizada.



Fonte: Autor

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou a estratégia adotada para a definição dos controladores PI das malhas de velocidade, corrente de eixo direto e de quadratura. Os controladores obtidos foram discretizados e simulados. Para a simulação, foi adotado o modelo matemático do SynRM em tempo discreto, descrito no capítulo 2. Os resultados obtidos na simulação indicam que o controlador projetado está adequado, uma vez que as referências de corrente i_d e velocidade ω_r são seguidas.

4 BANCADA DE ACIONAMENTO

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve as etapas de montagem da bancada de acionamentos a ser utilizada para validar os controladores definidos no capítulo anterior. São apresentados todos os componentes físicos da bancada de acionamento, detalhando os sensores e placas utilizados. Além disso, este capítulo também apresenta um diagrama mostrando a aquisição e tratamento dos sinais necessários para o sistema de controle.

4.2 MONTAGEM DA BANCADA DE ACIONAMENTO

A fim de permitir o desenvolvimento de práticas relacionadas ao acionamento de máquinas síncronas de relutância, foi realizada a montagem de uma bancada de acionamentos, contendo os dispositivos necessários para realizar o acionamento e controle desta máquina. O planejamento do gabinete de comando, bem como o projeto das placas que o compõe haviam sido anteriormente realizados por alunos do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GE-POC). Este gabinete de acionamentos conta com um conjunto inversor trifásico de 4 braços, fabricado pela Supplier. Desta forma, a bancada permite o acionamento dos tipos de máquinas que forem compatíveis a este conversor, não possibilitando ensaios de máquinas de relutância variável, por exemplo. O inversor utilizado por ser visualizado na Figura 14. Para obter medidas de posição do eixo e velocidade foi utilizado um encoder absoluto Hengstler AC58 de 12 bits de resolução, conforme Figura 15.

Figura 14 – Conjunto Inversor trifásico de 4 braços Supplier.



Fonte: (Supplier Website, 2021)

Figura 15 – Encoder Hengstler AC58.



Fonte: (Hengstler Website, 2021)

Os circuitos que compõe a bancada de acionamentos têm o objetivo de realizar a aquisição dos sinais necessários para o controle vetorial da máquina. Para a alimentação destes circuitos é utilizada uma fonte CA/CC Mean Well RT-50C, que disponibiliza tensões em 5V, +15V e -15V. A fonte utilizada pode ser vista na Figura 16. Para a realização do controle da SynRM, são obtidas medidas de correntes nas fases a, b e c, bem como de tensão no barramento CC que alimenta o inversor. Todas as medidas adquiridas passam por um processo de condi-

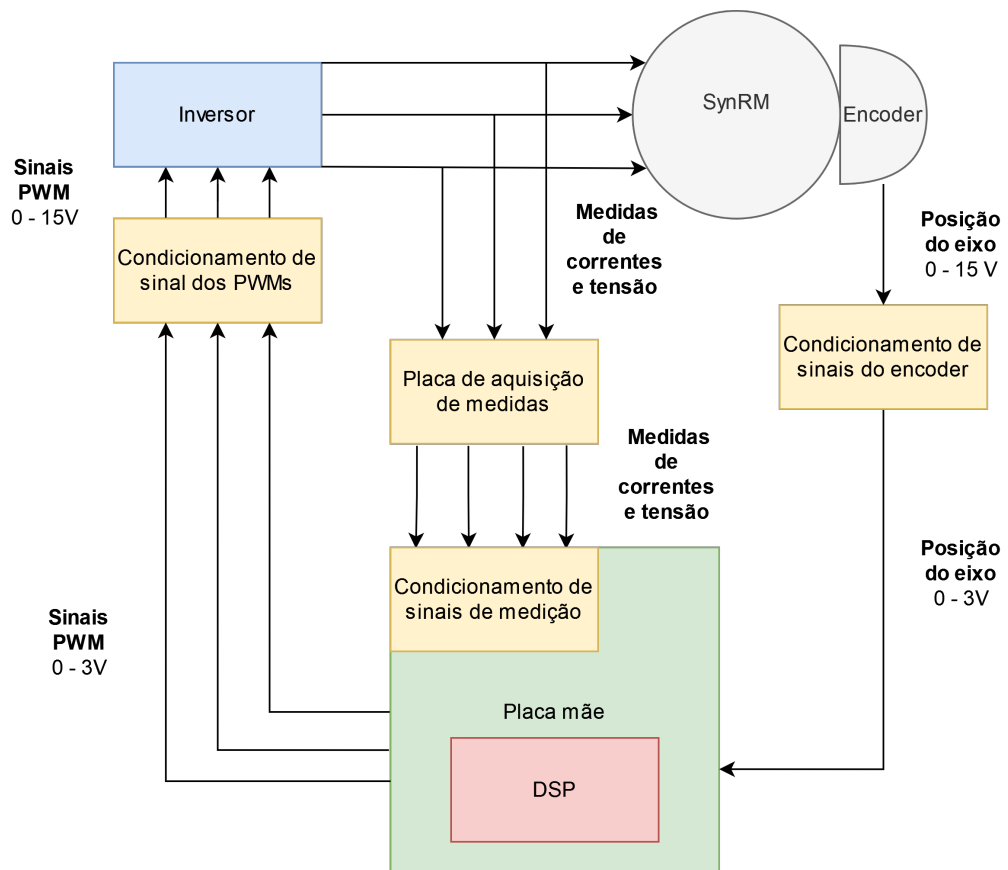
onamento, a fim de tornar o sinal compatível com o DSP utilizado. O diagrama da Figura 17 demonstra o funcionamento geral da bancada, considerando a aquisição e condicionamento dos sinais.

Figura 16 – Fonte CA/CC Mean Well RT-50C.



Fonte: (Mean Well Website, 2021)

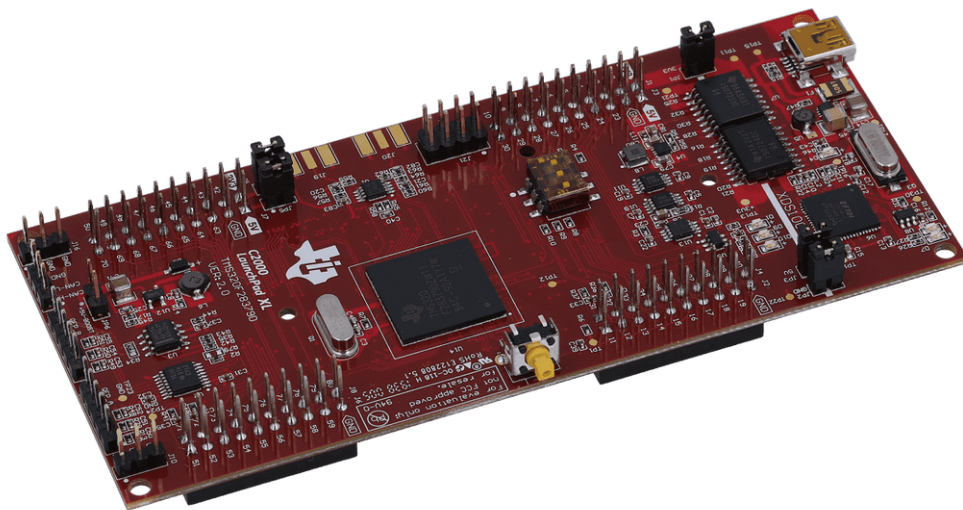
Figura 17 – Diagrama de aquisição de sinais da bancada de acionamentos montada.



Fonte: Autor

Para realizar o processamento dos sinais e controle do motor, foi utilizado o DSP da *Texas Instruments* modelo LAUNCHXL-F28379D, conforme Figura 18. Este dispositivo recebe os sinais das medidas das correntes e tensões nas entradas do seu conversor A/D, enquanto os sinais vindos do encoder entram diretamente nas GPIOs disponíveis. Um botão de emergência que abre as chaves do inversor caso acionado também é conectado em uma GPIO do DSP. Os sinais de saída do DSP são três PWMs que controlam a abetura das chaves do inversor.

Figura 18 – LAUNCHXL-F28379D.



Fonte: (Texas Instruments Website, 2021)

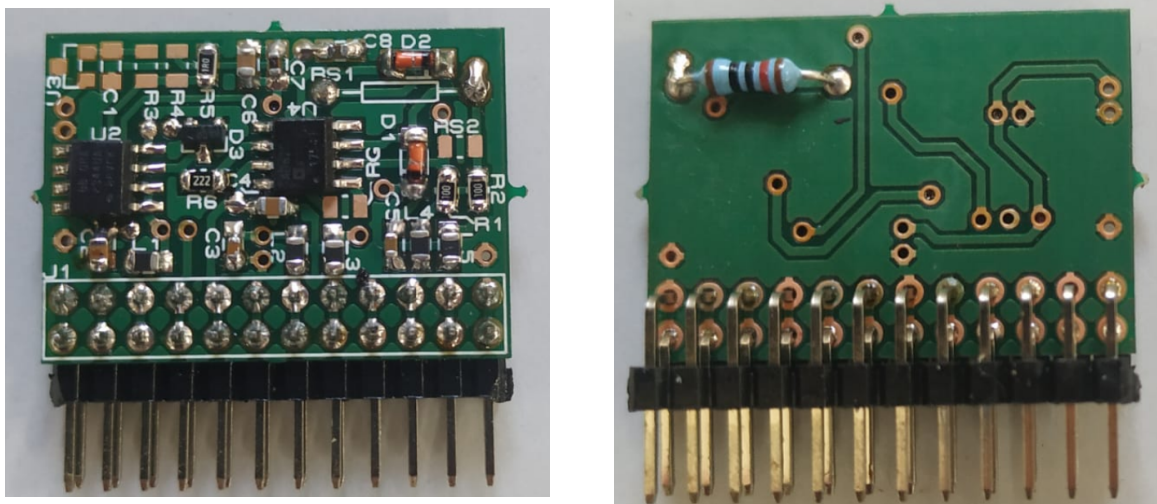
O DSP é conectado em uma placa mãe, conforme Figura 19 projetada para facilitar o acesso aos sinais PWM, canais A/D e GPIOs. A placa mãe fornece tensões em 15V, -15V, 5V, 3V e 1,5V, que alimentam o DSP, os circuitos de condicionamento de sinais de instrumentação e a placa de aquisição de sinais de correntes e tensão. A comunicação entre o DSP e o restante dos circuitos da bancada é realizada através de conectores RJ-45. Ainda na placa mãe são conectados circuitos de condicionamento dos sinais da instrumentação, que podem ser vistos na Figura 20. Estes circuitos convertem os sinais de corrente gerados pelos sensores de efeito Hall em sinais de tensão entre 0V e 3V, a fim de que possam ser processados pelo DSP sem danificar as entradas dos canais A/D. Estes circuitos de condicionamento também contam com proteção de sobretensão, realizada a partir de um amplificador operacional rail-to-rail utilizado como *buffer*, alimentado com 3V. Nas placas de condicionamento dos sinais de corrente é empregado um *offset* de 1,5V no sinal, a fim de adquirir medidas positivas e negativas.

Figura 19 – Placa mãe utilizada no projeto.



Fonte: Autor

Figura 20 – Circuito de condicionamento dos sinais da instrumentação.

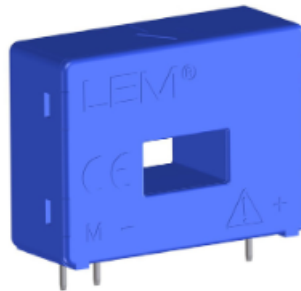


Fonte: Autor

As medidas obtidas na placa de medição de correntes e tensão são enviadas para a placa mãe via conexão RJ-45. Estas placas são compostas por sensores de corrente de efeito Hall LA 55-P, conforme Figura 21 e sensores de tensão LV 20-P, Figura 22, ambos fabricados pela LEM. Estes sensores convertem a medida em uma corrente na ordem dos mili Ampéres. Esta medida

em corrente é transmitida até as placas de condicionamento de sinal de instrumentação, que são conectadas diretamente na placa mãe. A placa de aquisição de medidas é apresentada na Figura 23.

Figura 21 – Sensor de corrente LA 55-P.



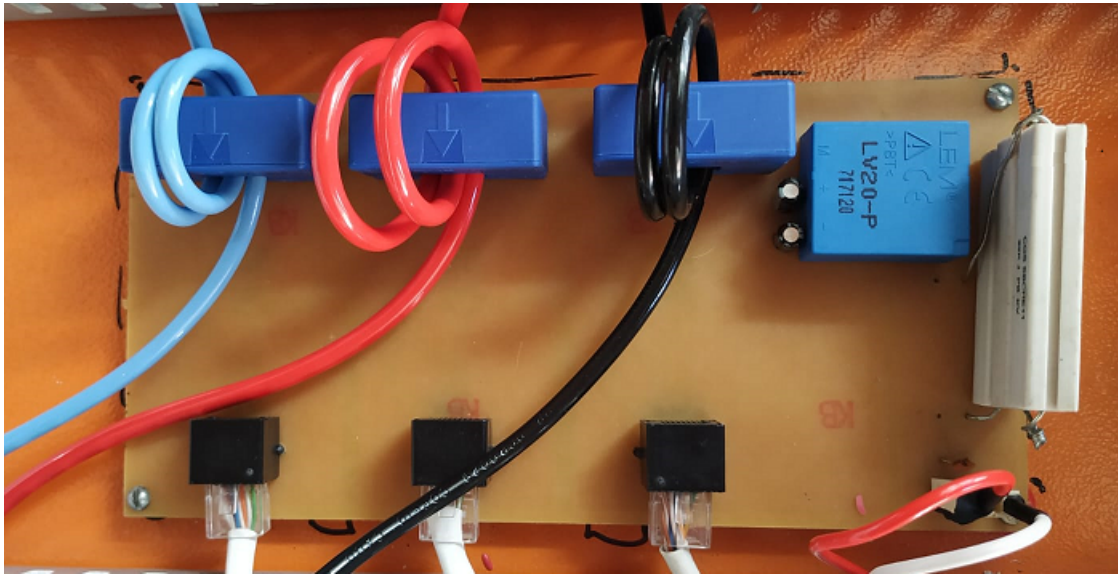
Fonte: (LEM Website, 2021)

Figura 22 – Sensor de tensão LV 20-P.



Fonte: (LEM Website, 2021)

Figura 23 – Placa de aquisição de medidas de correntes e tensão de barramento.



Fonte: Autor

Os sinais de posição adquiridos através do encoder passam por uma placa de condicionamento de sinal, que realiza a adaptação do nível de tensão do encoder (15V) para o nível de tensão do DSP (3V), através de um divisor resistivo. A placa de condicionamento também conta com um filtro capacitivo, a fim de reduzir ruídos no sinal. As conexões entre encoder e placa, bem como entre placa de condicionamento e placa mãe são realizadas através de conectores RJ-45. Como o encoder envia sinais digitais, estes são conectados diretamente às GPIOs do DSP. A placa de condicionamento dos sinais do encoder consta na Figura 24.

Figura 24 – Placa de condicionamento de sinais do encoder.



Fonte: Autor

As malhas de controle de corrente e velocidade executadas no DSP são implementadas através de três sinais PWMs gerados. Estes sinais comandam o acionamento das chaves do inversor. Os sinais PWM gerados no DSP possuem nível de tensão de 0V quando desligado e 3V quando ligado. Os PWMs são adaptados para sinais em corrente pela placa mãe, a fim de serem transmitidos para a placa de condicionamento dos sinais PWM. Esta placa converte os sinais em corrente para sinais em tensão de 0V a 15V, tensão suportada pelos *gate drivers* do inversor. A placa de condicionamento dos sinais PWMs é vista na Figura 25.

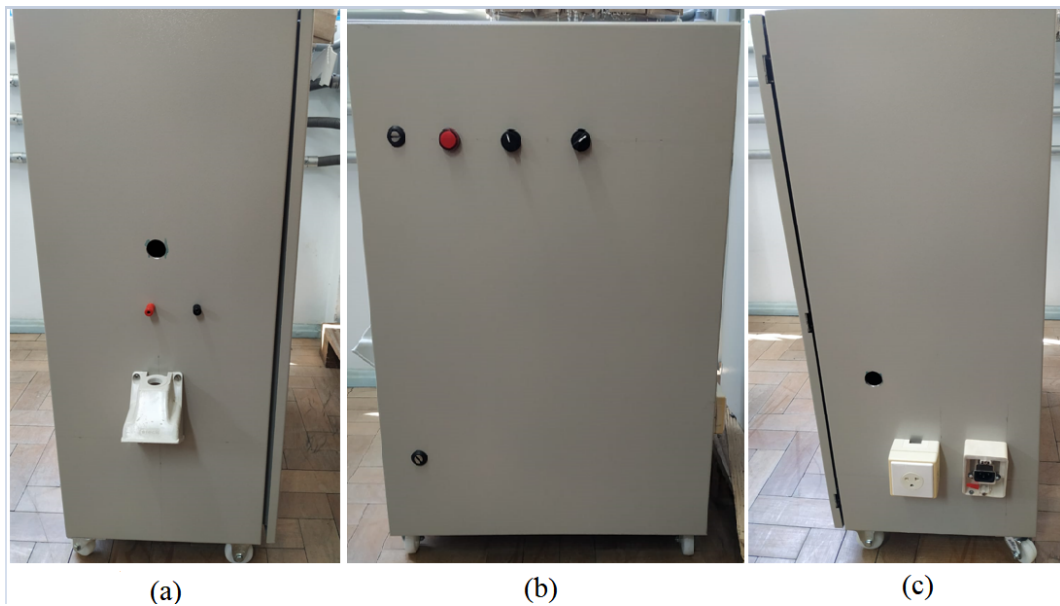
Figura 25 – Placa de condicionamento dos sinais PWMs.



Fonte: Autor

Após a montagem, a bancada foi colocada em um gabinete, conforme Figura 26. Este gabinete possui entrada para alimentação, fazendo a conexão entre a rede elétrica e a fonte CA/CC. Além disso, o gabinete apresenta uma tomada 220V, possibilitando o uso de osciloscópios ou outros equipamentos que podem ser úteis durante os ensaios da máquina. O gabinete também possui entrada barra o barramento CC, conectando-o diretamente ao inversor. A conexão com o SynRM é feita através de uma tomada trifásica.

Figura 26 – Gabinete utilizado na bancada: (a) Lateral esquerda do gabinete; (b) Frente do gabinete; (c) Lateral direita do gabinete.



Fonte: Autor

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou os componentes que compõe a bancada construída para acionar o motor síncrono de relutância. Além da montagem da bancada, foi necessário programar um *firmware* para a operação da máquina. Este programa foi escrito com base em outro *firmware* que já estava em operação em outra bancada do GEPOC. Para tanto, foi necessário adequar o código a esta bancada, fazendo modificações nas definições de entradas e saídas do DSP, configurações dos PWMs e adequar a malha de controle para os controladores descritos no capítulo 3.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

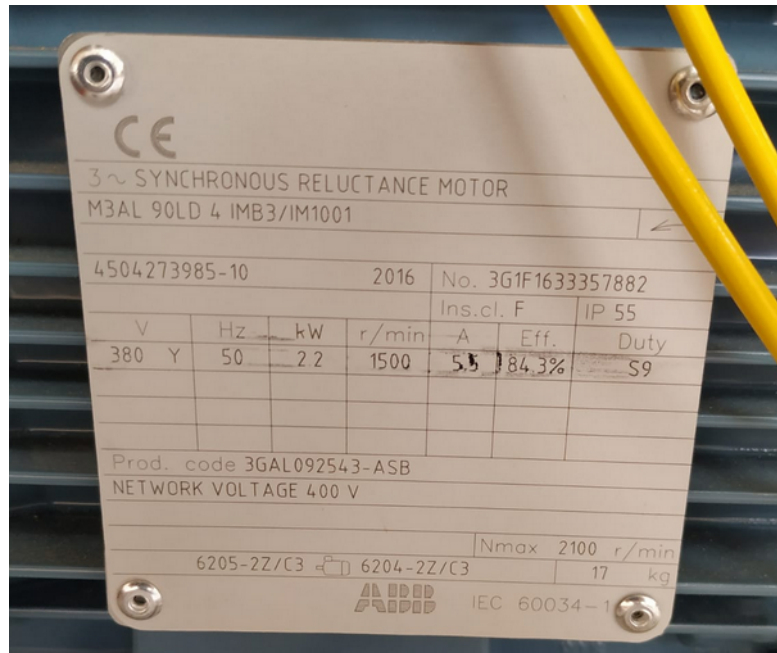
5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve o processo realizado durante os ensaios do motor síncrono de relutância. Os ensaios com a máquina foram realizados com o objetivo de validar os controladores apresentados no capítulo 3. Primeiramente, são apresentadas informações sobre o modelo de SynRM utilizado nos ensaios, além de abordar as linhas de motores síncronos de relutância fabricadas pela ABB, destacando suas principais características. Na sequência, é descrito o processo utilizado para a realização dos ensaios experimentais. Por fim, este capítulo apresenta os resultados obtidos no ensaio.

5.2 MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA UTILIZADO NOS ENSAIOS

O motor síncrono de relutância utilizado nos ensaios experimentais é produzido pela empresa suíça ABB. Este faz parte da linha de motores de alto rendimento, possuindo quatro pólos e rotor laminado transversalmente. A empresa produz duas linhas de motores síncronos de relutância, uma linha de alta potência e outra de alto rendimento, com potência nominal variando de $2kW$ a $315kW$. Segundo a empresa, a linha de motores de alto rendimento possui desempenho próximo a uma máquina de ímãs permanentes, enquanto possuem preço e manutenção próximos aos de uma máquina de indução (ABB, 2021). Para os ensaios experimentais, foi utilizado o SynRM ABB IMB3/IM1001. A placa deste motor, contendo os dados apresentados pelo fabricante, consta na Figura 27.

Figura 27 – Placa do SynRM utilizado nos ensaios.



Fonte: Autor

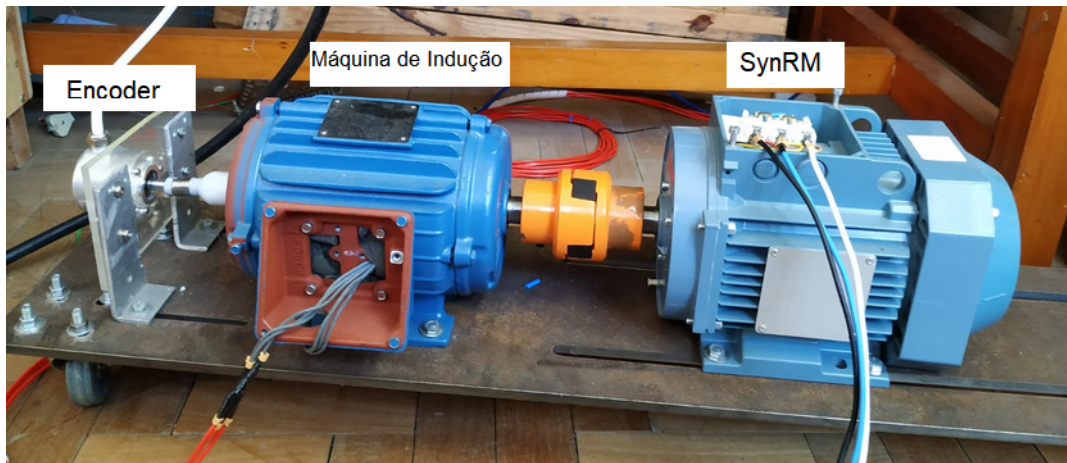
A fabricante informa que os motores síncronos de relutância da linha de alto rendimento são uma alternativa viável e mais eficiente ao motor de indução, podendo substituir o mesmo nas mais diversas aplicações, por possuir elevada robustez. Esta máquina vai de encontro com as tendências globais de redução dos impactos ambientais, uma vez que proporciona menor uso de energia elétrica, o que implica na redução das emissões de dióxido de carbono, uma vez que a maior parte da energia elétrica, em escala global, é produzida por fontes fósseis. Ainda, a substituição dos IM predominantes na indústria por SynRM proporciona melhora na sustentabilidade das indústrias, pois está dentro dos padrões de eficiência e produtividade atualmente exigidos pelo mercado (ABB, 2021). Segundo a ABB, esta substituição pode reduzir custos de energia em até 40% além de economizar até 18 TWh de energia elétrica por ano. Esta redução no consumo de energia elétrica pode reduzir a emissão de dióxido de carbono em 6 milhões de toneladas durante a vida útil do motor (ABB, 2021).

5.3 ENSAIOS EXPERIMENTAIS

O arranjo utilizado nos ensaios experimentais conta com o SynRM acoplado a uma máquina de indução, funcionando como carga, além de um encoder utilizado para medir a posição do eixo. Este arranjo pode ser visto na Figura 28. Para fornecer a tensão de barramento neces-

sária para os ensaios experimentais foi utilizada uma fonte CC estabilizada, com capacidade de fornecer 500V e 20A, conforme Figura 29.

Figura 28 – Arranjo utilizado nos ensaios experimentais.



Fonte: Autor

Figura 29 – Fonte de tensão estabilizada utilizada nos ensaios.

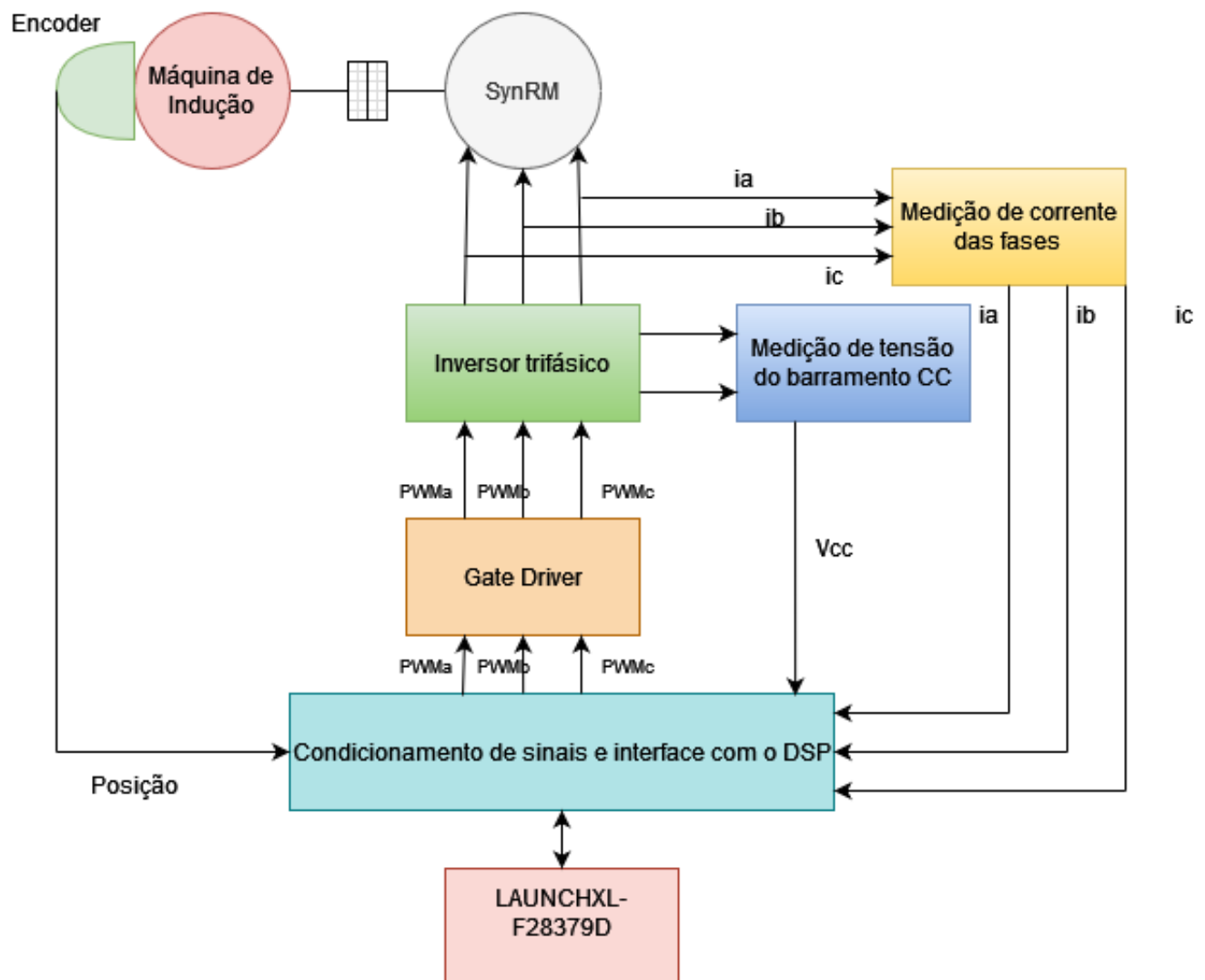


Fonte: Autor

Para o acionamento do motor, foi utilizada a bancada descrita no capítulo 4 deste trabalho. A bancada de acionamentos conta com medição de tensão, corrente e posição, utili-

zando estes dados para executar a malha de controle, que é processada no DSP LAUNCHXL-F28379D. Durante o ensaio, o DSP foi conectado a um computador, utilizando o software Code Composer, que permite visualizar as variáveis lidas no DSP em tempo real. Além disso, este software permite coletar os dados do ensaio, para posterior análise. Na Figura 30 é apresentado um diagrama de blocos da bancada utilizada para o acionamento do SynRM.

Figura 30 – Diagrama de blocos da bancada utilizada para o acionamento do SynRM.

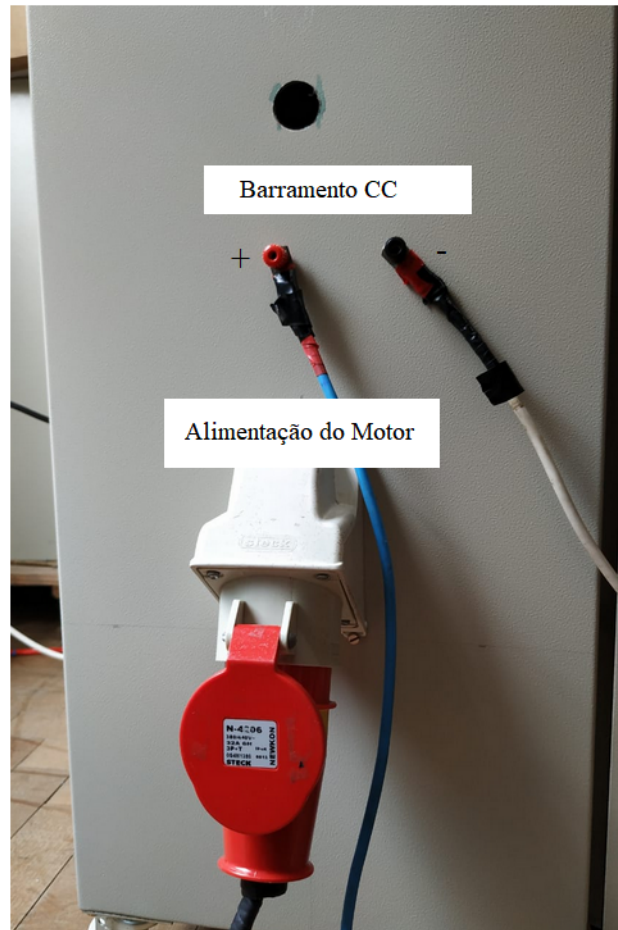


Fonte: Autor

Os ensaios foram executados adotando a estratégia de controle IFOC descrita no capítulo 3. Os controladores usados nos ensaios também foram apresentados no capítulo 3, desta forma, o acionamento da máquina em bancada tem por objetivo validar estes controladores em aplicação prática. Os ensaios foram realizados com 20 segundos de duração. Foi determinada

uma referência de corrente no eixo direto de 3A. A Figura 31 indica a conexão do barramento CC e do SynRM com o bancada.

Figura 31 – Conexão do barramento CC e da alimentação do SynRM com a bancada.



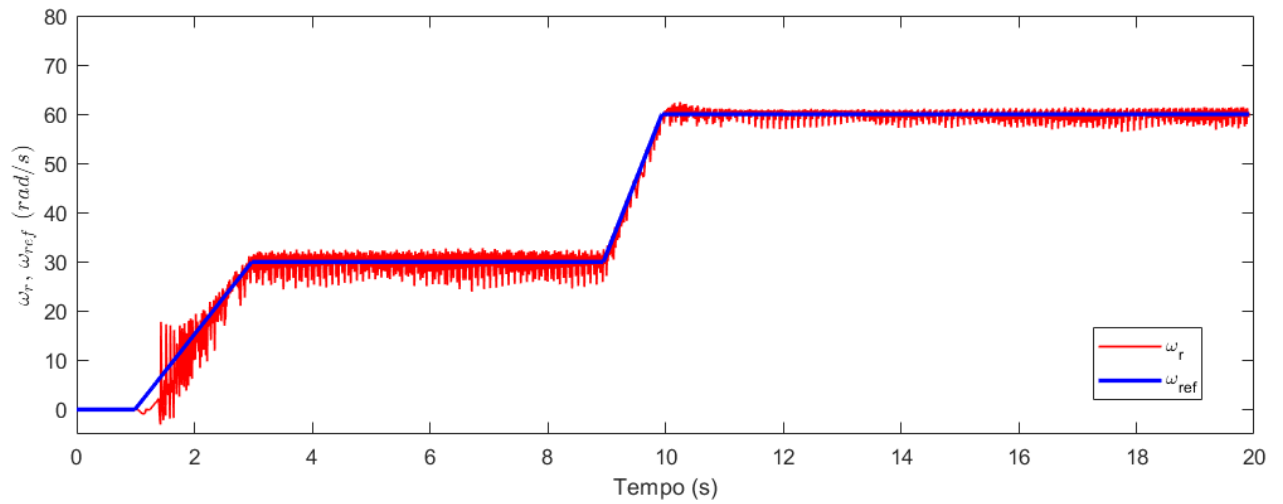
Fonte: Autor

5.4 RESULTADOS OBTIDOS

A fim de validar o desempenho do controlador, a referência de velocidade foi estabelecida de forma a atingir os 30rad/s a partir de uma rampa, iniciando em 2 segundos. Quando o ensaio atinge a duração de 10 segundos, a referência de velocidade é alterada para 60rad/s , a partir de outra rampa, para testar a capacidade do controlador frente à variação de referência. A resposta de velocidade rotórica pode ser vista na Figura 32. O rastreamento das correntes i_d e i_q são apresentados nas Figuras 33 e 35, respectivamente. Na figura 34 é possível visualizar a corrente i_q durante o período transitório. Utilizou-se a tensão de 200V no barramento CC, uma vez que esta permite a operação da máquina em 60rad/s . Afim de melhor visualizar o com-

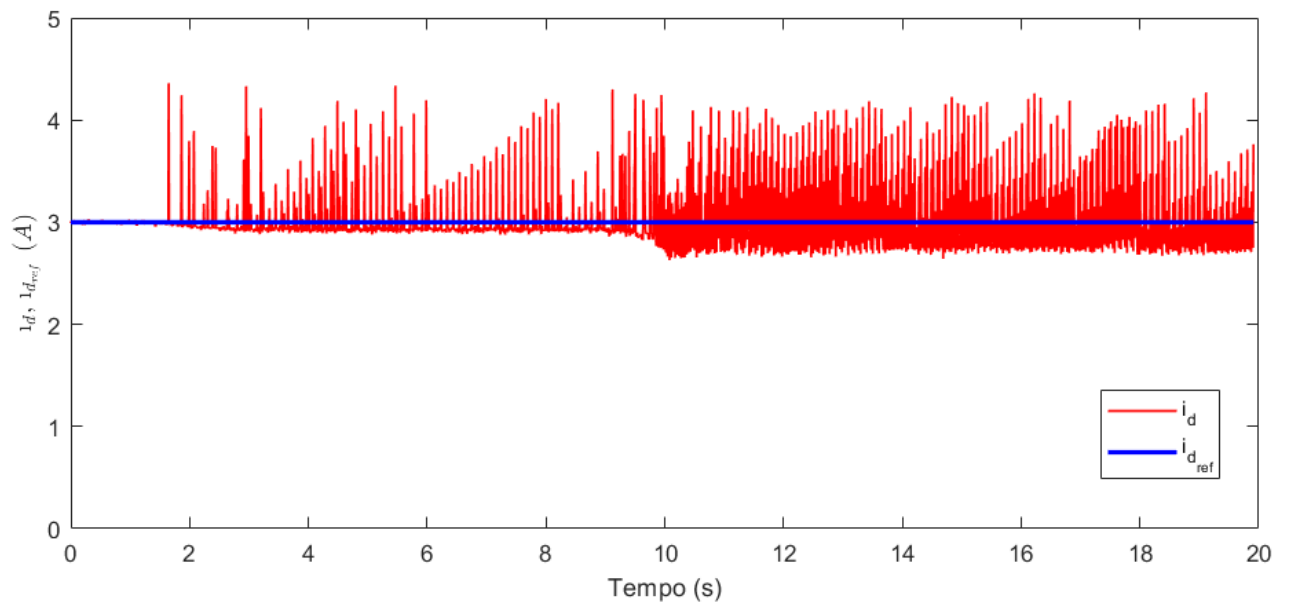
portamento das correntes trifásicas durante os períodos de diferentes velocidades, observa-se as correntes i_{abc} para $\omega_r = 30\text{rad/s}$ na Figura 36 e para $\omega_r = 60\text{rad/s}$ na Figura 37.

Figura 32 – Resultado experimental obtido no ensaio: ω_r (em vermelho) e ω_{ref} (em azul).



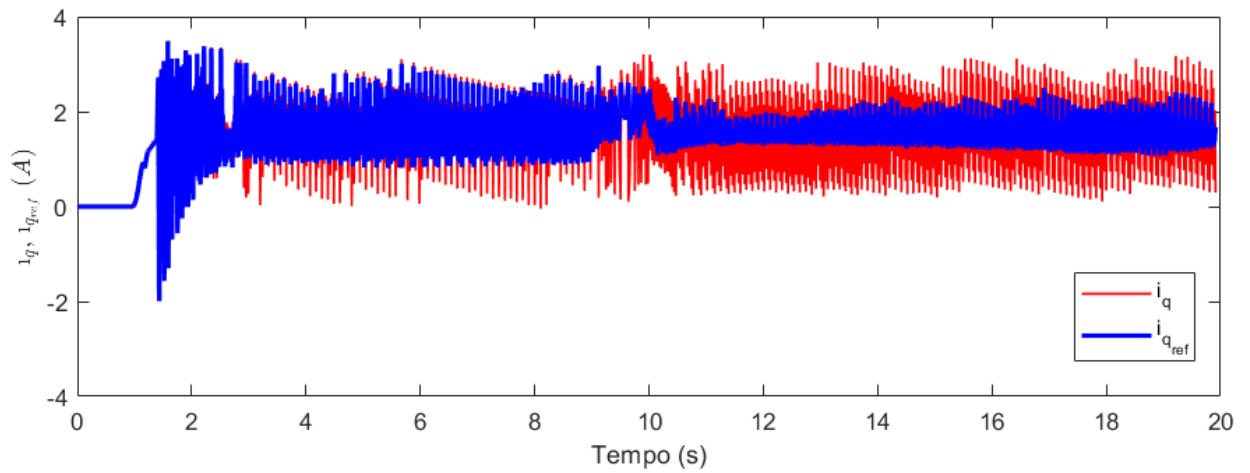
Fonte: Autor

Figura 33 – Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes i_d (em vermelho) e $i_{d,ref}$ (em azul).



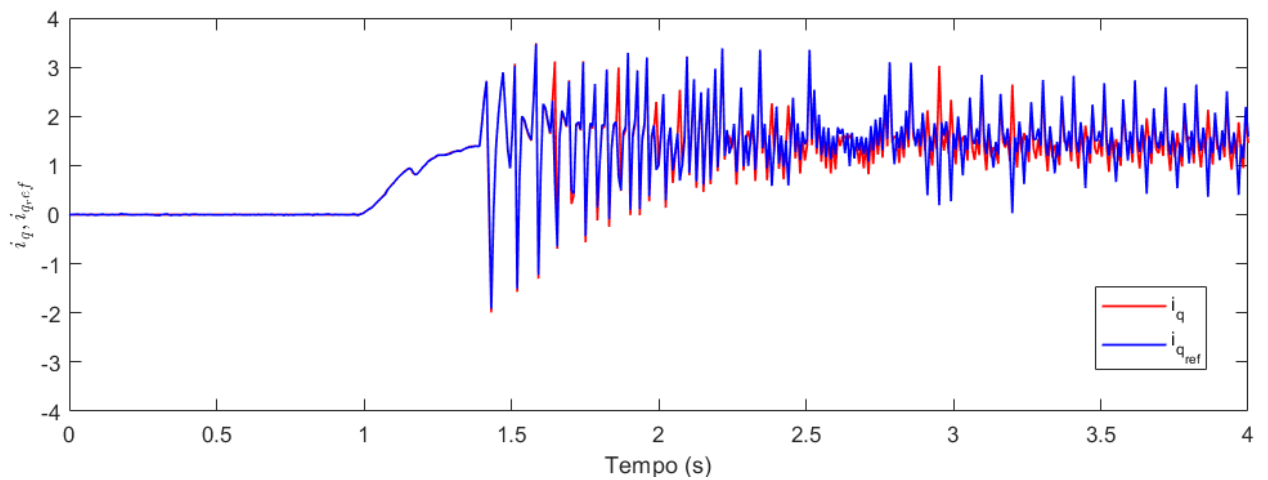
Fonte: Autor

Figura 34 – Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes i_q (em vermelho) e i_{qref} (em azul).



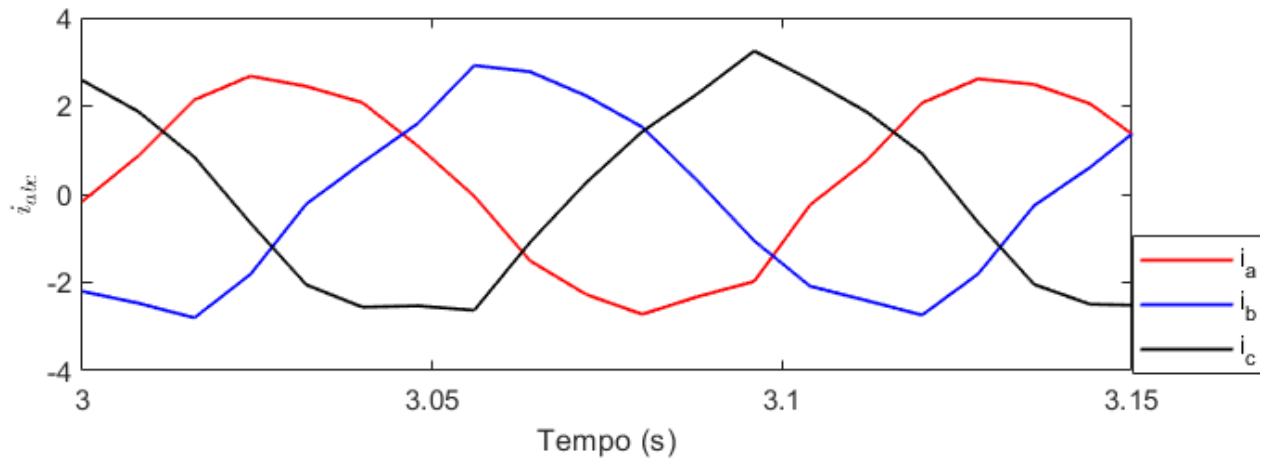
Fonte: Autor

Figura 35 – Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes i_q (em vermelho) e i_{qref} (em azul) durante o período transitório.



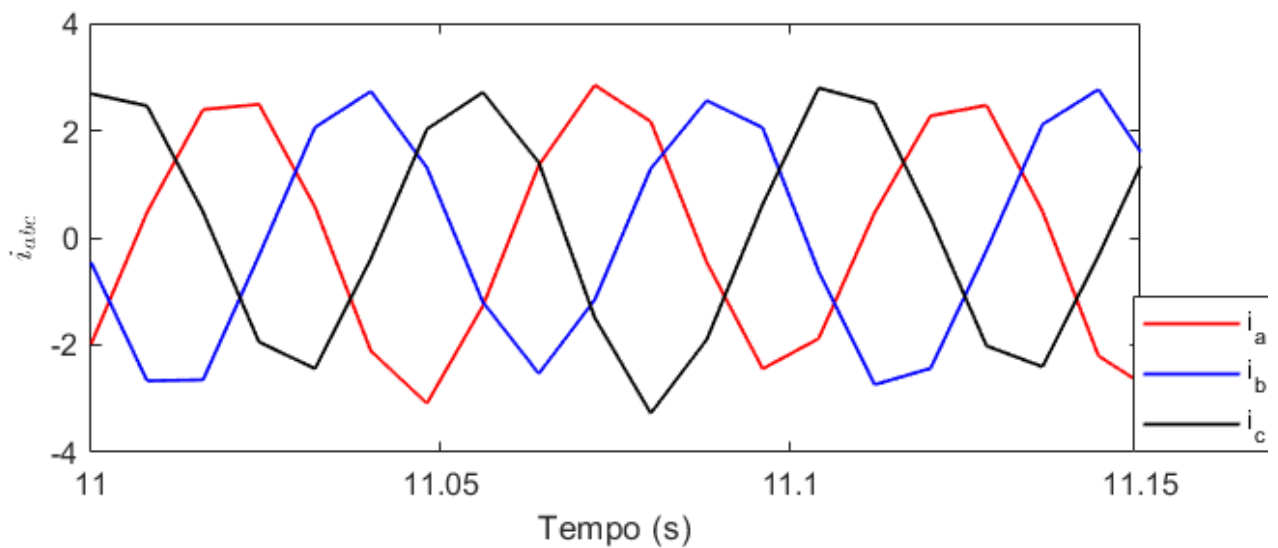
Fonte: Autor

Figura 36 – Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes trifásicas para $\omega_r = 30rad/s$.



Fonte: Autor

Figura 37 – Resultado experimental obtido no ensaio: Correntes trifásicas para $\omega_r = 60rad/s$.



Fonte: Autor

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir dos resultados obtidos com os ensaios, pode-se observar que o controlador obtém sucesso em seguir a referência de velocidade durante o acionamento, sendo capaz de modificar sua velocidade de operação quando a referência é modificada de $30rad/s$ para $60rad/s$. Neste instante, pode-se também verificar uma mudança de comportamento na referência de cor-

rente i_q , uma vez que i_{qref} deriva da malha de controle de velocidade. Os picos de corrente do eixo de quadratura durante o início do ensaio e no momento da troca de referência de velocidade estão de acordo com os resultados obtidos nas simulações computacionais realizadas no capítulo 3. Nota-se que as correntes i_q e i_d apresentam uma certa variação de valores em torno da referência estabelecida. No entanto, esta variação não compromete a capacidade do sistema seguir a referência de velocidade. Pode-se observar que as correntes trifásicas i_{abc} mantêm sua amplitude praticamente constante durante toda a operação da máquina, no entanto quando a velocidade de referência é mudada para $\omega_r = 60rad/s$ percebe-se um aumento na frequência das correntes, a fim de aumentar a velocidade rotórica do SynRM. O comportamento da corrente nas figuras apresentadas não é totalmente senoidal devido a amostragem dos pontos realizada durante a gravação dos valores na memória do DSP.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho descreve a técnica utilizada para projetar controladores de primeira ordem adotando a estratégia de controle por campo orientado indireto para o motor síncrono de relutância. Primeiramente, foi apresentada a motivação para o estudo destes motores. Estes possuem baixo custo de produção, por não depender de materiais terras-raras, bem como elevada eficiência energética, por não possuir perdas devido a correntes rotóricas. Estas características fazem com que esta máquina seja uma opção viável na substituição de motores de indução do setor industrial por motores mais eficientes. A fim de definir as principais características e princípios de funcionamento do SynRM, é realizada uma revisão bibliográfica, destacando as técnicas de acionamento mais utilizadas para o motor. No capítulo seguinte é realizada a modelagem matemática da máquina síncrona de relutância. O modelo é extraído do circuito elétrico que representa a máquina, considerando os eixos direto e de quadratura. Na sequência, é derivado o modelo matemático discreto da máquina, com a finalidade de ser utilizado nas simulações computacionais do sistema de controle. As malhas de controle são constituídas de três controladores PI de primeira ordem, a fim de controlar correntes de eixo direto e de quadratura, bem como velocidade. Os controladores escolhidos para o sistema são apresentados, juntamente com simulações da planta discretizada.

Em seguida, o trabalho aborda o funcionamento de montagem da bancada experimental utilizada para o acionamento do SynRM. Esta bancada contém o DSP LAUNCHXL-F28379D da Texas Instruments, bem como um inversor trifásico de 4 braços fabricado pela Supplier. Na bancada, são realizadas aquisições dos sinais de correntes nas fases e tensão no barramento, bem como posição do eixo do motor. A fim de obter resultados experimentais para a malha de controle projetada, foi utilizado um acoplamento mecânico entre o motor síncrono de relutância e um motor de indução. Foram realizados ensaios experimentais com duração de 20 segundos.

Os resultados obtidos com os ensaios são apresentados no capítulo 5. Nestes, é possível observar que o sistema de controle obtém sucesso em seguir a referência de velocidade estabelecida. desta forma validando os controladores projetados no capítulo 3, bem como o modelo discreto estabelecido para as simulações. Assim, os objetivos estabelecidos para este trabalho de conclusão de curso foram cumpridos.

Ao desenvolver este trabalho, foi possível utilizar conhecimentos obtidos durante a graduação em aplicações práticas. As etapas de simulação e definição dos controladores somaram

na fixação dos conteúdos vistos nas disciplinas de Sistemas de Controle. Além disso, as etapas de montagem da bancada experimental auxiliaram na melhora das técnicas de soldagem, teste de circuitos eletrônicos, montagem de cabos e instalações elétricas básicas. Ainda, foi possível obter conhecimentos e prática a respeito da programação do DSP, na qual foi necessário revisar diversos conceitos de eletrônica digital vistos durante a graduação. O acionamento do SynRM em bancada também trouxe experiência com a operação prática de motores elétricos.

6.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

A fim de dar prosseguimento ao trabalho aqui descrito, seguem algumas propostas para trabalhos futuros envolvendo controle e acionamento do SynRM:

1. Determinação de estimadores de posição e velocidade a fim de acionar o SynRM em um sistema de controle *sensorless*, removendo a necessidade do sensor mecânico;
2. Análise da estabilidade dos controladores;
3. Utilização de filtros digitais a fim de reduzir os ruídos nos resultados obtidos dos ensaios.
4. Estudo da operação da máquina síncrona de relutância como gerador.

REFERÊNCIAS

- ABB. **ABB Synchronous reluctance motors (SynRM)**.
<https://new.abb.com/motors-generators/iec-low-voltage-motors/process-performance-motors/synchronous-reluctance-motors>. Acesso em 30 dez. 2021.
- AWAN, H. A. A. et al. Optimal torque control of synchronous motor drives: plug-and-play method. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2017. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2017. p.334–341.
- BOGLIETTI, A.; PASTORELLI, M. Induction and synchronous reluctance motors comparison. In: ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2008. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2008. p.2041–2044.
- BOLDEA, I. et al. Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: an overview. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v.61, n.10, p.5696–5711, 2014.
- Empresa de Pesquisa Energética. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2019 - Ano base 2018**. Acesso em 15 dez. 2021.
- Empresa de Pesquisa Energética. **Resenha mensal de Julho de 2021**. Acesso em 15 dez. 2021.
- Hengstler Website. **Hengstler**. Acesso em 09 dez. 2021.
- International Energy Agency. **Electricity generation by source, World 1990-2019**. Acesso em 15 dez. 2021.
- JACK, A.; MECROW, B.; HAYLOCK, J. A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high performance fault tolerant applications. In: IAS '95. CONFERENCE RECORD OF THE 1995 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE THIRTIETH IAS ANNUAL MEETING. **Anais...** [S.l.: s.n.], 1995. v.1, p.734–740 vol.1.
- KERSTEN, A. **Efficiency investigation of line start synchronous reluctance motors**. 2017. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) — .

KIM, J. C. et al. Vector control scheme of synchronous reluctance motor considering iron core loss. **IEEE transactions on magnetics**, [S.l.], v.34, n.5, p.3522–3527, 1998.

KOSTKO, J. Polyphase reaction synchronous motors. **Journal of the American Institute of Electrical Engineers**, [S.l.], v.42, n.11, p.1162–1168, 1923.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2002. v.75.

LEM Website. **LEM**. <https://www.lem.com/en>. Acesso em 06 dez. 2021.

MALEKIAN, K.; SHARIF, M. R.; MILIMONFARED, J. An optimal current vector control for synchronous reluctance motors incorporating field weakening. In: IEEE INTERNATIONAL WORKSHOP ON ADVANCED MOTION CONTROL, 2008. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2008. p.393–398.

MATSUO, T.; LIPO, T. Rotor design optimization of synchronous reluctance machine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S.l.], v.9, n.2, p.359–365, 1994.

Mean Well Website. **Mean Well**. <https://www.meanwell-web.com/en-gb/ac-dc-triple-output-enclosed-power-supply-output-rt-50c>. Acesso em 09 dez. 2021.

MENDONÇA, F. A. d. S. Estimaco da populao de motores eltricos industriais no brasil para potncias integrais acima de 1 cv. , [S.l.], 2020.

MOGHADDAM, R.-R.; GYLLENSTEN, F. Novel high-performance SynRM design method: an easy approach for a complicated rotor topology. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v.61, n.9, p.5058–5065, 2013.

MOHANARAJAH, T. et al. Effect of saturation on performance of synchronous reluctance machines. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY (PECON), 2016. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2016. p.802–807.

OGATA, K. **Discrete-time control systems**. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1995.

PANCORBO, S. M. de et al. Comparative study between induction motor and Synchronous Reluctance Motor for electrical railway traction applications. In: INTERNATIONAL

ELECTRIC DRIVES PRODUCTION CONFERENCE (EDPC), 2015. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2015. p.1–5.

PARK, J. et al. Rotor Design on Torque Ripple Reduction for a Synchronous Reluctance Motor with Concentrated Winding using Response Surface Methodology. In: IEEE INTERNATIONAL MAGNETICS CONFERENCE (INTERMAG), 2006. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2006. p.984–984.

SCALCON, F. P. Contribuições ao acionamento e controle dos motores de relutância variável e síncrono de relutância. , [S.l.], 2019.

SCALCON, F. P. et al. Decoupled vector control based on disturbance observer applied to the synchronous reluctance motor. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'19 ECCE EUROPE), 2019. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2019. p.P–1.

SCALCON, F. P. et al. Sensorless control of a synrm drive based on a luenberger observer with an extended emf model. In: IECON 2019-45TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2019. v.1, p.1333–1338.

SU, S.-W. et al. Development of a position sensorless synchronous reluctance motor drive. In: IEEE 3RD INTERNATIONAL FUTURE ENERGY ELECTRONICS CONFERENCE AND ECCE ASIA (IFEEC 2017 - ECCE ASIA), 2017. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2017. p.1199–1204.

Supplier Website. **Supplier**. <http://www.supplier.ind.br/produto/conjuntos-inversores-de-potencia/5/conjunto-inversor-de-4-bracos/37>. Acesso em 06 dez. 2021.

TAMBARA, R. V. **Controle Adaptativo Teoria e Aplicação**. [S.l.]: Universidade Federal de Santa Maria, 2021.

Texas Instruments Website. **Texas Instruments**. <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>. Acesso em 06 dez. 2021.

VAGATI, A. The synchronous reluctance solution: a new alternative in ac drives. In: IECON'94 - 20TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 1994. v.1, p.1–13 vol.1.

VILLET, W. T. et al. Evaluation of a simplified high frequency injection position sensorless control method for reluctance synchronous machine drives. In: IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES (PEMD 2012), 6. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2012. p.1–6.

XUE, P.; LIN, J. Discussion on the rare earth resources and its development potential of Inner Mongolia of China. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON MATERIALS FOR RENEWABLE ENERGY & ENVIRONMENT, 2011. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2011. v.1, p.9–12.