



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DE PERNAMBUCO  
UNIDADE ACADÊMICA DO CABO DE SANTO AGOSTINHO  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME HENRIQUE DE CARVALHO SOUZA

Controle vetorial de velocidade em motor de indução trifásico para aplicações em mobilidade  
elétrica

GUILHERME HENRIQUE DE CARVALHO SOUZA

Controle vetorial de velocidade em motor de indução trifásico para aplicações em mobilidade elétrica

Monografia apresentada ao curso de Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho da Universidade Federal Rural de Pernambuco, como requisito para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. João Paulo Ramos Agra Mélo.

## FICHA CATALOGRÁFICA

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Sistema Integrado de Bibliotecas da UFRPE  
Bibliotecário(a): Ana Catarina Macêdo – CRB-4 1781

S719c Souza, Guilherme Henrique de Carvalho.  
Controle vetorial de velocidade em motor de indução trifásico para aplicações em mobilidade elétrica / Guilherme Henrique de Carvalho Souza. - Cabo de Santo Agostinho, 2024.  
76 f.

Orientador(a): João Paulo Ramos Agra Mélo.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Universidade Federal Rural de Pernambuco, Unidade Acadêmica Cabo de Santo Agostinho - UACSA, Bacharelado em Engenharia Elétrica, Cabo de Santo Agostinho, BR-PE, 2025.

Inclui referências.

1. Automóveis - Motores. 2. Motores elétricos de indução. 3. Engenharia . I. Mélo, João Paulo Ramos Agra, orient. II. Título

CDD 621.3

GUILHERME HENRIQUE DE CARVALHO SOUZA

Controle vetorial de velocidade em motor de indução trifásico para aplicações em mobilidade elétrica

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural de Pernambuco, como requisito parcial para obtenção do título Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovado em: 08/03/2024

Banca Examinadora

---

Prof. Dr. João Paulo Ramos Agra Mélo  
Universidade Federal Rural de Pernambuco

---

Profa. Dra. Ania Lusson Cervantes  
Universidade Federal Rural de Pernambuco

---

Prof. Dr. Guilherme Penha da Silva Junior  
Universidade Federal Rural de Pernambuco

## DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha avó Joselita, que sempre esteve presente em todos os momentos da minha vida, sendo minha maior incentivadora e me apoiando nesta conquista.

## AGRADECIMENTO

Primeiramente, agradeço a Deus, por te me guiado e cuidado de mim por toda minha vida.

Agradeço à minha avó Joselita, por todo apoio emocional, amor, suporte e confiança depositados em mim, pelos conselhos e educação, sendo minha referência de humildade e empatia. À minha mãe, por torcer pelas minhas conquistas e sempre querer o meu melhor. Ao meu irmão Rodrigo, que sempre esteve torcendo por mim.

Agradeço aos meus irmãos de coração, Arthur e Kevyn, por sempre estarem presente na minha rotina, me incentivando e cuidando de mim. À minha amiga Maryanne, pelo apoio e parceria.

Agradeço ao meu orientador, João Paulo Ramos Agra Mélo, pelos conselhos e dedicação ao me orientar, pela paciência e pelo mais importante, a transmissão de conhecimento, com certeza foi o melhor professor que tive na universidade.

À minha gerente e amiga, Vanessa Gonçalves, por todas as orientações, conselhos e confiança em mim.

Por fim, a todos os meus amigos e familiares, que de alguma forma torceram por mim e me ajudaram nessa caminha da graduação.

“Seja a mudança que você deseja  
ver no mundo.”

(Mahatma Gandhi)

## RESUMO

A substituição dos motores a combustão por motores elétricos, já é uma realidade no Brasil. Os veículos híbridos e elétricos, estão ganhando, a cada dia, mais espaço no mercado. Isso é resultado da sua alta eficiência, baixo custo e principalmente por não emitir gases poluentes ao ambiente. O estudo de motores de indução para tração veicular, se torna um desafio para os pesquisadores, buscando métodos e estratégias para maximizar sua entrada no mercado. O controle de velocidade dos motores elétricos pode ser realizado de diversas maneiras, por exemplo, a mudança do número de polos, controle vetorial, alteração da frequência e tensão de alimentação. O controle vetorial é baseado na transformada de variáveis  $odq$ , que é uma boa representação da máquina de indução trifásica no domínio vetorial. Através deste controle, é possível desacoplar o conjugado e fluxo magnético da máquina, podendo explorar de maneira isolada cada um deles. Logo, o objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de controle vetorial em quadratura em malha fechada no motor elétrico utilizado no projeto de extensão Evolt Racing. Este estudo é iniciado pela validação do modelo da máquina e dos controles em malha aberta, e posteriormente fechando a malha de controle. Por fim, é realizado o acionamento do motor via inversor PWM e comparado os perfis e métodos de frenagem. As simulações foram realizadas pelos *softwares* PSIM e MATLAB, e a sintonia dos controladores foi realizada pelo método lugar geométrico das raízes. Foi possível validar o modelo da máquina, sintonizar os controladores para uma melhora na resposta dinâmica e controlar a velocidade do motor para regime permanente.

Palavras-chave: tração veicular; motores de indução; controle vetorial; frenagem.

## ABSTRACT

The replacement of combustion engines with electric motors is already a reality in Brazil. Hybrid and electric vehicles are gaining more market share every day. This is due to their high efficiency, low cost and, above all, the fact that they do not emit polluting gases into the environment. The study of induction motors for vehicle traction has become a challenge for researchers, who are looking for methods and strategies to maximize their market entry. Speed control of electric motors can be carried out in various ways, such as changing the number of poles, vector control, changing the frequency and supply voltage. Vector control is based on the odq variable transform, which is a good representation of the three-phase induction machine in the vector domain. Through this control, it is possible to decouple the machine's conjugate and magnetic flux, allowing each of them to be explored in isolation. The aim of this work is therefore to develop a closed-loop quadrature vector control system for the electric motor used in the Evolt Racing extension project. This study begins by validating the machine model and the open-loop controls, and then closing the control loop. Finally, the motor is driven via PWM inverter and the braking profiles and methods are compared. The simulations were carried out using PSIM and MATLAB software, and the controllers were tuned using the geometric root locus method. It was possible to validate the machine model, tune the controllers to improve the dynamic response and control the motor speed for the permanent regime.

Keywords: vehicle traction; induction motors; vector control; braking.

## LISTA DE SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
EV	Electric Vehicle
IM	Induction Motor
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
SRM	Switches Reluctance Motors
MIT	Motor de indução trifásico

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 1</b> - Modelo primitivo da máquina de indução trifásica .....	22
<b>Figura 2</b> - Representação esquemática da transformação trifásica para odq.....	24
<b>Figura 3</b> - a) malha do controle da velocidade b) malha de controle do fluxo.....	31
<b>Figura 4</b> - Diagrama de blocos do estimador de fluxo no PSIM.....	33
<b>Figura 5</b> - Malha de controle para rastreamento do ângulo $\theta_g$ .....	34
<b>Figura 6</b> - Diagrama de blocos do PSIM para rastreamento de $\theta_g$ .....	35
<b>Figura 7</b> - Onda portadora e referência para inversor PWM.....	41
<b>Figura 8</b> - Circuito de inversor PWM.....	42
<b>Figura 9</b> - Ondas da portadora e da referência para um inversor PWM trifásico.....	42
<b>Figura 10</b> - Circuito do motor elétrico com carga.....	44
<b>Figura 11</b> - Curva torque $\times$ velocidade.....	44
<b>Figura 12</b> - Motor de indução com frenagem regenerativa (MOTOR1) e motor de indução com frenagem dinâmica (MOTOR2).....	45
<b>Figura 13</b> - Representação da transformada odq por meio de blocos.....	46
<b>Figura 14</b> - Circuito de acionamento da frenagem dinâmica .....	46
<b>Figura 15</b> - LGR compensado da velocidade.....	48
<b>Figura 16</b> - LGR compensado do controle de fluxo rotórico.....	49
<b>Figura 17</b> - LGR compensado controle das correntes de eixo direto e de eixo em quadratura.....	50
<b>Figura 18</b> - Simulação do estimador de fluxo.....	51
<b>Figura 19</b> - Bloco da transformada odq.....	52
<b>Figura 20</b> - LGR compensado do controle do ângulo do estimador.....	52
<b>Figura 21</b> - Circuito inversor PWM.....	53
<b>Figura 22</b> - Circuito acionamento dos IGBTs.....	54
<b>Figura 23</b> - Comparação entre velocidade de referência $n_{ref}$ , velocidade do modelo odq $n_{mod}$ e velocidade do controle por escorregamento $n_{esc}$ .....	55
<b>Figura 24</b> - Comparação entre velocidade de referência $n_{ref}$ , velocidade do modelo odq $n_{mod}$ e velocidade medida do controle em quadratura $n_{quad}$ .....	56
<b>Figura 25</b> - Correntes das fases a, b e c para controle por escorregamento.....	56
<b>Figura 26</b> - Correntes das fases a, b e c para controle em quadratura.....	57

<b>Figura 27-</b> a) Comparação entre torque eletromagnético $cemod$ e conjugado mecânico $cmesc$ para controle por escorregamento b) Comparação entre torque eletromagnético $cequad$ e conjugado mecânico $cmod$ para controle em quadratura. ....	58
<b>Figura 28</b> – Comparação entre fluxos rotóricos de eixo direto $\varphi rd$ e em quadratura $\varphi rq$ para controle por escorregamento e escorregamento. ....	59
<b>Figura 29</b> – Comparativo entre fluxo rotórico de eixo direto $\varphi rd, quad$ , fluxo rotórico de eixo em quadratura $\varphi rq, quad$ e fluxo de referência $\varphi r$ . ....	59
<b>Figura 30</b> - Comparativo entre velocidade de referência $nref$ e velocidade medida no controle por escorregamento $nreg$ .....	60
<b>Figura 32</b> – a) Velocidade de referência $nref$ , velocidade medida na frenagem regenerativa $nreg$ e velocidade medida para frenagem dinâmica $ndin$ b) Comparativo entre potência elétrica de entrada para frenagem regenerativa $Preg$ e potência elétrica de entrada para frenagem dinâmica $Pdin$ .....	61
<b>Figura 33</b> – a) tensões $vareg, vbreg$ e $vcreg$ para controle por escorregamento b) correntes $vadin, vbdin$ e $vcdin$ .....	62
<b>Figura 34</b> – a) correntes de fase do motor para frenagem regenerativa b) correntes de fase do motor para frenagem dinâmica. ....	62
<b>Figura 35</b> - Diagrama de controle em malha fechada para simulação simplificada.....	63
<b>Figura 36</b> - Controle de velocidade em malha fechada. ....	64
<b>Figura 37</b> - Controle do fluxo em malha fechada.....	64
<b>Figura 38</b> - Diagrama dos controladores para simulação completa. ....	65
<b>Figura 39</b> - Velocidade do controle em malha fechada. ....	65
<b>Figura 40</b> - Correntes de fase para controle em malha fechada. ....	66
<b>Figura 41</b> - Fluxo rotórico para controle em malha fechada. ....	66
<b>Figura 42</b> - Fluxo rotórico, fluxo rotórico de eixo direto e fluxo rotórico de eixo em quadratura para controle em malha fechada. ....	67
<b>Figura 43</b> - Velocidade para controle em malha fechada. ....	68
<b>Figura 44</b> - Correntes de fase para controle em malha fechada. ....	68
<b>Figura 45</b> - Fluxo rotórico, de eixo direto e em quadratura.....	69
<b>Figura 46</b> – a) Conjugado eletromagnético e Conjugado mecânico b) Velocidade do motor. ....	69
<b>Figura 47</b> - Velocidade do motor para controle de velocidade e por conjugado. ....	70
<b>Figura 48</b> – a) Conjugado eletromagnético e Conjugado mecânico b) Velocidade do motor. ....	70
<b>Figura 49</b> - Velocidade para controle de velocidade e controle de conjugado. ....	70

<b>Figura 50</b> - Correntes para controle por velocidade e por conjugado. ....	72
<b>Figura 51</b> - Correntes para controle por velocidade e controle por conjugado. ....	72

## LISTA DE TABELAS

<b>Tabela 1</b> - Parâmetros do motor WEG WTE300-IND300.....	43
<b>Tabela 2</b> - Comparativos controle por escorregamento e em quadratura para condições nominais. ....	60

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>17</b>
<b>2 ESTADO DA ARTE.....</b>	<b>18</b>
<b>3 OBJETIVOS .....</b>	<b>20</b>
3.1 GERAL.....	20
3.2 ESPECÍFICOS .....	20
<b>4 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....</b>	<b>20</b>
4.1 MÁQUINAS ELÉTRICAS E MODELO ODQ.....	20
4.2 CONTROLE POR ESCORREGAMENTO .....	26
4.3 CONTROLE EM QUADRATURA .....	28
4.4 DIAGRAMA DE CONTROLE E MODELOS DINÂMICOS LINEARIZADOS.....	31
<b>4.4.1 Estimador de fluxo.....</b>	<b>32</b>
<b>4.4.2 Rastreamento do ângulo <math>\theta_g</math> .....</b>	<b>34</b>
<b>4.4.3 Velocidade (<math>\omega_m</math>) em relação ao conjugado eletromagnético (<math>ce</math>) .....</b>	<b>36</b>
<b>4.4.4 Fluxo rotórico (<math>\phi_r</math>) em relação à corrente de eixo direto (<math>isdb</math>).....</b>	<b>36</b>
<b>4.4.5 Conjugado eletromagnético (<math>ce</math>) em relação à corrente de eixo em quadratura (<math>isqb</math>).....</b>	<b>37</b>
<b>4.4.6 Correntes de eixo direto e em quadratura (<math>isdb</math> e <math>isqb</math>) em relação às tensões estatóricas (<math>vsdb</math> e <math>vsqb</math>) .....</b>	<b>37</b>
<b>4.4.7 Conjugado eletromagnético (<math>ce</math>) em relação à tensão de eixo em quadratura (<math>vsqb'</math>) .....</b>	<b>38</b>
4.5 LUGAR GEOMÉTRICO DAS RAÍZES E SINTONIA DOS CONTROLADORES .....	38
4.6 INVERSOR PWM.....	40
4.7 FRENAGEM REGENARATIVA E FRENAGEM DINÂMICA .....	42
<b>5 METODOLOGIA.....</b>	<b>43</b>
5.1 SINTONIA DOS CONTROLADORES.....	47
<b>5.1.1 Sintonia do controle de velocidade.....</b>	<b>47</b>

<b>5.1.2 Sintonia do Controle de Fluxo</b> .....	<b>48</b>
<b>5.1.3 Sintonia do Controle das Correntes</b> .....	<b>50</b>
5.2 ESTIMADOR DE FLUXO .....	51
5.3 INVERSOR PWM.....	53
<b>6 RESULTADOS</b> .....	<b>54</b>
6.1 VALIDAÇÃO DO MODELO E DOS CONTROLES EM MALHA ABERTA .....	55
6.2 FRENAGEM REGENERATIVA E DINÂMICA EM MALHA ABERTA .....	60
6.3 CONTROLE EM MALHA FECHADA .....	63
<b>6.3.1 Controle em malha fechada simplificado</b> .....	<b>63</b>
<b>6.3.2 Simulação do controle PI no MIT-Inversor</b> .....	<b>64</b>
6.4 FRENAGEM REGENERATIVA PARA CONTROLE DE VELOCIDADE E TORQUE EM MALHA FECHADA .....	70
<b>7 CONCLUSÃO</b> .....	<b>73</b>
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>75</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O crescente interesse por soluções em mobilidade elétrica mais sustentáveis têm impulsionado o avanço de tecnologias voltadas para tração veicular, baseadas em motores elétricos, visando a redução do uso de combustíveis fósseis (De Klerk; Saha, 2021). Em comparação com os motores a combustão, os motores elétricos possuem maior eficiência, menor emissão de ruídos, e como vantagem primordial, a ausência de emissão de gases poluentes. Além disso, destacam-se benefícios como torque instantâneo e constante, proporcionando respostas mais ágeis, e uso da frenagem regenerativa, que utiliza a energia cinética do veículo para carregar as baterias, gerando uma maior autonomia. Por esses motivos, os motores a indução representam aproximadamente 90% dos motores utilizados na indústria, virando uma tendência para o futuro da mobilidade humana (Francisco, 2006).

As maneiras mais utilizadas para controle de velocidade de um motor de indução são: variação da tensão de alimentação da máquina e da frequência, mudança no número de polos e estratégias de controle vetorial (Levi, 2008). O controle vetorial se torna a melhor opção comparado ao controle escalar devido a sua melhor resposta dinâmica, alta precisão para regulação de velocidade e maior confiabilidade, sendo a melhor recomendação para aplicações em mobilidade elétrica, considerando que se precisa constantemente estar mudando de velocidade de referência rapidamente, podendo causar instabilidades nas variáveis internas da máquina. Na aplicação de um controle vetorial é possível controlar essas variáveis, sem causar instabilidades significativas para o sistema e aumentando a confiabilidade. O controle vetorial é mais complexo que os demais, sendo necessário aplicar uma transformada do referencial trifásico para um referencial genérico, causando um desacoplamento elétrico (Jacobina, 2005).

Neste cenário, o propósito deste trabalho é desenvolver um controle vetorial para um motor de indução trifásico para aplicações em tração veicular do projeto de extensão Evolt Racing-UFRPE, controlando sua velocidade por meio das variáveis elétricas da máquina, realizando primordialmente a validação do modelo da máquina e o controle em malha aberta. Posteriormente o controle em malha fechada com controladores PI (proporcional-integral), e utilização do método lugar geométrico das raízes (LGR) para sintonizar os controladores. Por fim, realizar uma análise do comportamento da máquina em situações de frenagem regenerativa. O projeto já foi iniciado durante o período de iniciação científica, onde foram abordados os controles em malha aberta e a comparação da frenagem regenerativa e frenagem dinâmica. A continuação do trabalho tem como foco fechamento da malha de controle, sintonia

dos controladores e acionamento por meio de um inversor com modulação PWM. Para desenvolvimento do projeto foram utilizados os *softwares* MATLAB e PSIM.

## 2 ESTADO DA ARTE

O controle vetorial de motores de indução trifásico tem sido amplamente estudado devido à sua importância em aplicações de mobilidade elétrica. Nesta seção são apresentadas referências que foram utilizadas como base para a motivação do estudo do controle vetorial em motores elétricos, visando obter uma visão abrangente das estratégias mais eficazes e das tendências que estão moldando o futuro da mobilidade elétrica.

No estudo realizado em (Wang; Ching; Huang; Wang; Xu,2021), é feita uma análise sobre os desafios enfrentados pelos motores de veículos elétricos e as soluções tecnológicas propostas para redução dos custos e melhoria do desempenho, com foco em motores à imã permanente (PMSM), motores de indução (IM) e motores de relutância comutada (SRM). O artigo aborda um comparativo entre os 3 tipos de motores em termos de torque, custo e potência, notando que os motores de indução e imã permanente se sobressaem diante dos demais devido aos seus altos torques e baixo custo. Os autores também destacam a importância de aumentar a energia recuperada pela frenagem regenerativa, se tornando um novo desafio nos veículos elétricos (VE). Para obter uma melhora na recuperação de energia, o motor precisa ter uma boa faixa de potência constante ou mais ampla possível, além de uma eficiência alta. Logo os motores a imã permanente saem na frente dos motores de indução, por sua eficiência ser superior, porém em termos de custo, o motor de indução ainda se torna viável para algumas aplicações, como no modelo Tesla Model X. O artigo mostra que os veículos elétricos são uma boa solução para os problemas ambientais causados pelos transportes. Como um dos desafios para o futuro, os veículos elétricos precisam de avanços nas técnicas de controle dos motores, com estratégias para maximizar a regeneração de energia e redução nas perdas internas do motor.

No artigo apresentado em (Biswal; Satpathy, 2021), os autores exploram a aplicação do controle vetorial indireto em motores de indução (IM) visando uma regulação de velocidade precisa e eficiente. O foco principal é superar as limitações de métodos convencionais, como o controle escalar, que apresenta uma resposta lenta e desempenho insatisfatório quando aplicado a cenários com variação de velocidade dinâmica. O artigo também abrange as características dos motores de indução, destacando sua versatilidade, baixo custo e aplicações em cenários diversos. Como benefício, comparado ao controle escalar, é apresentado o desacoplamento

entre torque e fluxo, sendo possível controlar ambos de maneira independente, semelhante ao que acontece nas máquinas de corrente contínua. Para realizar o desacoplamento, são utilizadas as transformadas de Park e Clark, que convertem as variáveis do sistema trifásico para um sistema de coordenadas rotativo dq. Um controlador PI é empregado para ajustar o torque e o fluxo separadamente, enquanto um inversor converte a tensão de CC em tensão CA trifásica para alimentação do motor. As simulações do sistema foram realizadas pelo MATLAB/Simulink e foi possível provar por meio dos resultados, que o controle vetorial apresenta desempenho superior em termos de velocidade e estabilidade. O motor alcançou a velocidade de referência de  $150 \text{ rad/s}$  rapidamente, com o mínimo sobressinal e erro estacionário. As simulações também evidenciam que o controlador PI possui uma boa eficácia e pode reduzir flutuações e perturbações em regime permanente.

Em (Paula; Ferreira; De Oliveira Evald; Azzolin, 2020), os autores abordam a concepção e simulação de um sistema de controle aplicado em motores de indução trifásicos (IM) com foco em melhorar o desempenho dinâmico e a eficiência energética. O objetivo foi realizar uma análise baseada no controle vetorial para regular a velocidade e torque com alta precisão e resposta rápida. Este estudo também destacou a importância do desacoplamento entre fluxo e torque, mostrando que a mudança do controle escalar para o vetorial foi motivado por diversas áreas, como robótica, transporte, indústria e entre outros. É utilizado o modelo matemático para descrever o comportamento do motor de indução trifásico no referencial dq. O controle vetorial é implementado com o auxílio de três controladores PI, sendo dois para o controle das correntes e um responsável pela regulação da velocidade. As simulações foram realizadas pelo Octave e, por meio dos resultados, foi possível verificar que o motor segue a velocidade de referência. Em segundo momento, foi aplicado um distúrbio de torque para avaliar o desempenho do controlador, sendo provado que mesmo em situação adversas, o controle do PI é efetivo e que a corrente em quadratura compensa o distúrbio com o auxílio do controlador PI.

Por fim, em (Dabral; Basak; Charkraborty, 2022) é proposto um modelo com técnica de mudança de polo em um motor de indução trifásico, com o objetivo de melhorar a eficiência da frenagem regenerativa. Este modelo permite que o motor opere em duas configurações diferentes, 4 polos e 2 polos, estendendo a região de potência constante e aumentando a energia regenerada. O critério para mudança de polos foi definido como modo motorizado e regenerativo, sendo o primeiro baseado no torque máximo do sistema e o segundo é selecionado para troca de polos. Assim como nos demais trabalhos apresentados, as simulações foram

realizadas pelo MATLAB/Simulink e por meio delas foi possível constatar um aumento 19,6 % na energia regenerada utilizando a troca de polos. A busca por aprimorar a regeneração de energia em motores de indução impulsiona diversas áreas da engenharia, destacando a importância do controle preciso dos motores e das estratégias de regeneração de energia para o avanço dos veículos elétricos.

### **3 OBJETIVOS**

#### **3.1 GERAL**

Desenvolvimento de controle vetorial para máquina de indução trifásica com frenagem regenerativa em malha fechada, utilizando controladores PI e implementação de inversor PWM para acionamento.

#### **3.2 ESPECÍFICOS**

- Construir o modelo matemático da máquina de indução trifásica baseado nos parâmetros de uma máquina real;
- Validar o controle em quadratura;
- Análises da frenagem regenerativa em malha aberta;
- Fechamento da malha de controle e aplicação de controladores PI (proporcional-integral) para melhora do desempenho dinâmico do sistema;
- Implementação de inversor PWM para acionamento da máquina.

### **4 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA**

#### **4.1 MÁQUINAS ELÉTRICAS E MODELO ODQ**

Máquinas elétricas, no geral, são aplicadas em diversas situações em nosso cotidiano, como exemplo temos a indústria, agricultura, residências e pequenos comércios. Também conhecidas como conversores de energia rotativos, essas máquinas possuem a função de atuar de duas maneiras: como gerador, transformando a energia mecânica em energia elétrica, e como motor, transformando a energia elétrica em energia mecânica (Zhu; Howe, 2007). Para o segundo caso, elas são classificadas como máquinas de corrente alternada (CA) e máquina de corrente contínua (CC).

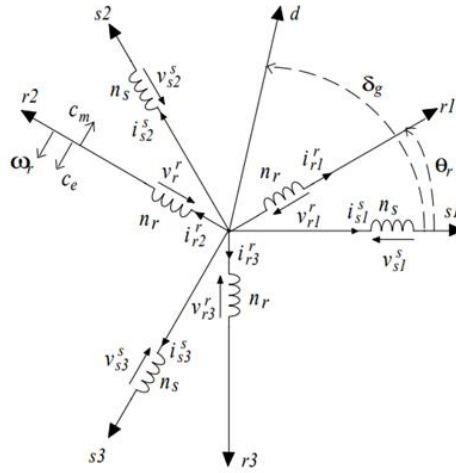
Neste trabalho, é apresentado um estudo com base nas máquinas de corrente alternada (CA), que assim como as máquinas de corrente contínuas (CC), funcionam com a dinâmica de alinhamento dos campos do magnéticos. Os motores CA podem ser classificados como

síncronos e assíncronos, classificados de acordo com a velocidade do rotor em relação ao estator. No motor síncrono, o rotor gira em sincronia com o campo magnético do estator, já nos motores assíncronos, o rotor gira em uma velocidade ligeiramente menor que a velocidade do campo magnético rotativo do estator, resultando em um escorregamento. Outra diferença é dada pela corrente de campo, que no caso dos motores síncronos é fornecida por uma fonte CC externa, enquanto nos assíncronos, possuem uma corrente de campo induzida pelo fluxo da armadura (Umans, 2014). Os motores assíncronos são conhecidos como motores de indução e são amplamente utilizados na indústria pelo seu custo baixo com manutenção. Como sua corrente de campo é induzida, para o caso dos motores de indução gaiola de esquilo, não é necessário utilização de escovas e anéis coletores, o que representa uma vantagem em termos de custo de construção e manutenção.

O princípio de funcionamento dos motores de indução é relacionado com a dinâmica de campo girante, que por meio de uma corrente alternada introduzida nos enrolamentos do estator, cria um campo magnético rotativo que induz correntes no rotor devido ao princípio da indução eletromagnética de Faraday, gerando uma interação entre os campos do rotor e estator, causando uma rotação do rotor e eixo da máquina (Chapman, 2013). Os motores de indução podem ser classificados de duas maneiras, rotor bobinado e gaiola de esquilo. A diferença entre eles está na construção física, os motores de indução de rotor bobinado apresentam bobinas no rotor assim como no estator, como também anéis coletores e escovas para contato, possibilitando inserção de resistências externas com a finalidade de controle de velocidade e torque. Esse tipo de motor de indução é de construção mais complexa e cara devido aos sistemas de controlar essa resistência e a realização da comutação delas. Já nos motores de indução gaiola de esquilo, o rotor é composto por barras condutoras curto-circuitadas em formato de gaiola ou cilindro, resultado em uma máquina mais robusta e confiável, devido à ausência de conexões externas com o rotor, tornando a máquina mais simples e sem manutenção devido às escovas e anéis coletores. Por esses motivos, as máquinas de indução gaiola de esquilo têm sido amplamente aplicadas nas soluções de tração veicular.

O modelo dinâmico da máquina elétrica estudado é baseado no modelo primitivo trifásico simétrico (entreferro constante e separadas fisicamente por  $120^\circ$  elétricos), que apresenta acoplamento das três bobinas do estator e três bobinas do rotor (Jacobina, 2005). Esse modelo dinâmico é apresentado na Figura 1. O conjunto de equações a seguir estão baseados na apostila (Jacobina, 2005).

**Figura 1** - Modelo primitivo da máquina de indução trifásica



Fonte: Jacobina, 2005.

As indutâncias próprias do estator e rotor podem ser definidas, respectivamente como,  $L_s$  e  $L_r$ , as indutâncias mútuas do rotor e estator como  $M_r$  e  $M_s$  e as indutâncias mútuas entre as bobinas do rotor e estator  $\bar{L}_{sr}$  e  $\bar{L}_{rs}$ , sendo  $\theta_r$  o ângulo entre as bobinas do rotor e estator. A partir dessas representações, é possível definir as matrizes de indutâncias como:

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\bar{L}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\bar{L}_{rs} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Os fluxos rotórico e estatórico, representado respectivamente como,  $\lambda_{rk}^r$  e  $\lambda_{sk}^s$ , sendo  $k$  a representação da fase, podem ser descritos como:

$$\lambda_{s123}^s = \begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} + \bar{L}_{sr} \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\lambda_{r123}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \end{bmatrix} = \bar{L}_{rs} \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} \quad (5)$$

As correntes estáticas e rotóricas podem ser representadas matricialmente e simbolizadas por seu número de fases, similar às demais variáveis. As tensões nos enrolamentos do rotor e estator podem ser representadas por:

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \frac{d\lambda_{s123}^s}{dt} \quad (6)$$

$$v_{r123}^r = R_r i_{r123}^r + \frac{d\lambda_{r123}^r}{dt} \quad (7)$$

Sendo  $R_s$  a resistência do estator,  $R_r$  a resistência do rotor e  $\omega_r$  é a velocidade angular do rotor. A partir de (4-7), é possível determinar de maneira completa as tensões dos enrolamentos do rotor e estator, resultando em:

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \bar{L}_{sr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \omega_r \left[ \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r \quad (8)$$

$$v_{r123}^r = R_r i_{r123}^r + \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \bar{L}_{rs} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \omega_r \left[ \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (9)$$

O conjugado elétrico pode ser determinado derivando a expressão da energia, sendo a energia:

$$W = \frac{1}{2} i^{-T} \bar{L} i \quad (10)$$

Resultando em:

$$c_e = \frac{P}{2} i_{s123}^{sT} \left[ \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r + \frac{P}{2} i_{r123}^{rT} \left[ \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (11)$$

Como o conjugado elétrico é um número,  $c_e^T = c_e$ , então:

$$\frac{P}{2} i_{s123}^{sT} \left[ \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r = \frac{P}{2} i_{r123}^{rT} \left[ \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (12)$$

Como  $\bar{L}_{sr} = \bar{L}_{rs}^T$ :

$$c_e = \frac{P}{2} i_{s123}^{sT} \left[ \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r \quad (13)$$

$$c_e = \frac{P}{2} i_{r123}^T \left[ \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (14)$$

Também é possível representar a potência, por meio das equações de corrente e tensão, resultando em:

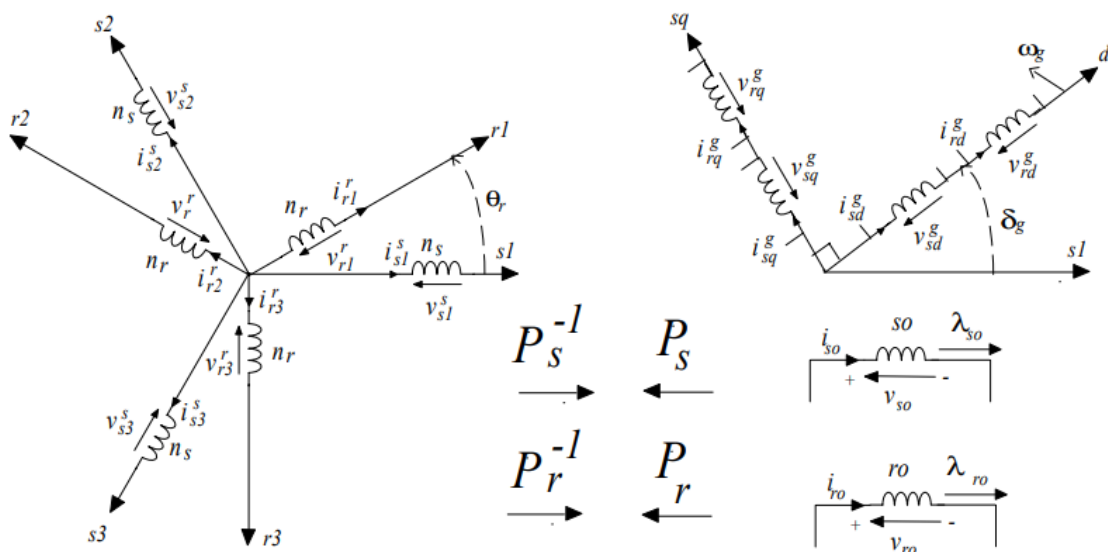
$$\bar{i} = \begin{bmatrix} i_{s123}^s \\ i_{r123}^r \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$p = \bar{i}^{-T} \begin{bmatrix} R_s \\ R_r \end{bmatrix} \bar{i} + \bar{i}^{-T} \bar{L} \frac{d\bar{i}}{dt} + \omega_r \bar{i}^{-T} \left[ \frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \right] \bar{i} \quad (17)$$

Como é possível perceber, o desenvolvimento matemático do modelo primitivo se torna denso e trabalhoso, além de bastante complexo, se tornando inviável pela quantidade de processamento necessário. Como alternativa, é possível utilizar transformações de variáveis, que resultam em novas relações simplificadas, tendo como base o modelo primitivo estático da máquina. São utilizadas as transformadas de Clarke e Park, que possibilitam a transformação de um sistema trifásico em um sistema bifásico, desacoplando os eixos da máquina equivalente no sistema odq. Vale ressaltar que a transformada é ortogonal e o desacoplamento é teórico, fisicamente a máquina ainda vai estar acoplada. A transformada resulta em equações mais simples para representação da máquina e também é possível aplicar a transformada inversa e voltar ao modelo primitivo, por ser uma transformada ortogonal (Jacobina, 2005).

**Figura 2** - Representação esquemática da transformação trifásica para odq



Fonte: Jacobina, 2005.

Após a transformação de variáveis, a máquina é representada por três eixos, o eixo direto, quadratura e homopolar, conforme a Figura 2. O eixo homopolar não produz indução no entreferro da máquina, ocasionando o desacoplamento teórico, podendo representar a máquina por meio do relações do eixo direto e em quadratura. A transformação odq é utilizada em dois principais referenciais, o do rotor e do estator, sendo  $\delta_g$  o ângulo referencial escolhido em relação ao referencial estático genérico (g), e  $\theta_r$  o ângulo entre as bobinas do rotor e estator. Pode-se representar a transformada, de acordo com sua referência, como:

$$\bar{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\delta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\delta_g - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\delta_g - \frac{4\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\delta_g - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\bar{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\text{sen}(\delta_g - \theta_r) \\ 1/\sqrt{2} \cos\left(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} \cos\left(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Uma variável da máquina pode ser representada no modelo odq quando multiplicada pela matriz de transformação, resultando em:

$$x_{s123}^s = \bar{P}_s x_{sodq}^g \quad (20)$$

$$x_{r123}^r = \bar{P}_r x_{rodq}^g \quad (21)$$

Logo,  $x_{123}$  é a variável no referencial trifásico, passando a ser representado como  $x_{odq}$ . Assim, aplicando a transformação de variáveis no modelo primitivo da máquina, é possível obter novas relações de fluxo, tensão e conjugado, resultando em:

$$v_{sdq}^g = r_s i_{sdq}^g + \frac{d\lambda_{sdq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdq}^g \quad (22)$$

$$v_{rdq}^g = r_r i_{rdq}^g + \frac{d\lambda_{rdq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdq}^g \quad (23)$$

$$\lambda_{sdq}^g = l_s i_{sdq}^g + l_m i_{rdq}^g \quad (24)$$

$$\lambda_{rdq}^g = l_r i_{rdq}^g + l_m i_{sdq}^g \quad (25)$$

$$c_e = Pl_m (i_{sq}^g i_{rq}^g - i_{sd}^g i_{rd}^g) \quad (26)$$

Assumindo que a máquina síncrona está livre de saturação e com distribuição senoidal de fluxo, ela pode ser representada por um modelo vetorial em um referencial genérico, indicado pelo expoente

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (27)$$

$$0 = r_r i_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (28)$$

$$\phi_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (29)$$

$$\phi_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (30)$$

$$c_e = \frac{Pl_m}{l_r} i_s \phi_r \text{sen}(\delta_i - \delta_b) \quad (31)$$

## 4.2 CONTROLE POR ESCORREGAMENTO

Os controles por escorregamento e em quadratura podem ser desenvolvidos utilizando as relações do modelo odq já apresentadas. O primeiro controle desenvolvido é o por escorregamento, utilizando as equações da apostila (Méllo, 2024) como referência. O objetivo do controle em malha aberta é controlar o fluxo rotórico ( $\phi_r$ ) e a velocidade ou o conjugado do motor, para isso é preciso conhecer as características torque ( $c_m$ ) x velocidade ( $\omega_m$ ) da carga, pois por meio da velocidade de referência que é possível definir o torque necessário para essa carga e conseqüentemente buscar esse torque no motor (Méllo, 2024). Logo o controle de velocidade tem como consequência um controle do conjugado, podendo ser definido como:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (32)$$

Considerando o eixo d alinhado com o vetor de fluxo rotórico  $\phi_r^b$  ( $\phi_{rd}^g = \phi_r$ ,  $\phi_{rq}^g = 0$  e  $\omega_g = \omega_b$ ) e utilizando (27):

$$C_e = \frac{p_p}{R_r} \Phi_r^2 \omega_{br} \quad (33)$$

Por meio de (33) é possível determinar a frequência de escorregamento de referência  $\omega_{br}^*$ :

$$\omega_{br}^* = \frac{C_e^* R_r}{p_p \Phi_r^{*2}} \quad (34)$$

Sendo  $p_p$  o número de pares de polos,  $R_r$  a resistência do enrolamento do rotor,  $\omega_{br}$  a frequência de escorregamento e  $\Phi_r$  o fluxo rotórico. A frequência de escorregamento nominal pode ser definida como  $\omega_{br,nom} = s_{nom} \omega_{s,nom}$ , sendo  $s_{nom}$  o escorregamento nominal  $\omega_{s,nom}$  a frequência elétrica nominal mas como é necessário definir uma velocidade desejada para a máquina, também pode-se considerar a velocidade relativa da distribuição de fluxo rotórico ( $\omega_b = \omega_s = 2\pi f$ ), em relação à velocidade do rotor de polo a polo ( $\omega_r$ ), ou seja,  $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$ , sendo  $\omega_r = p_p \omega_m$  e conseqüentemente:

$$\omega_{br} = \omega_s - p_p \omega_m \quad (35)$$

O intuito é definir uma velocidade para funcionamento da máquina, é possível resumir (35), sendo:

$$\omega_{br}^* = \omega_s - \frac{\pi}{30} p_p n_m^* \quad (36)$$

E também a frequência de alimentação da máquina:

$$f_s = \frac{\omega_{br}^*}{2\pi} + \frac{p_p}{60} n_m^* \quad (37)$$

O fluxo rotórico pode ser calculado e utilizado como referência para o sistema de controle, que ajusta a corrente estática  $I_s$ , para valores que busquem o fluxo de referência. Em regime permanente, para o referencial do rotor,  $\omega_g = \omega_r$ , resultando em:

$$\frac{d}{dt} \Phi_{rdq}^g + R_r i_{rdq}^g + j(\omega_g - \omega_r) \Phi_{rdq}^2 = 0 \quad (38)$$

Resultado na equação do fluxo nominal em relação a corrente nominal do estator:

$$\Phi_{r,nom} = \frac{L_m \sqrt{3} I_{a,nom}}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_{rr}}{R_r} \omega_{br,nom}\right)^2}} \quad (39)$$

Para abordar toda a faixa de velocidade é necessário corrigir o fluxo, que deve ser enfraquecido para velocidades superiores à nominal. Para velocidades menores que a nominal, o fluxo se mantém o mesmo que o nominal e para valores maiores basta multiplicar pela razão entre a velocidade nominal e velocidade de referência ( $n_{m,nom}/n_m^*$ ). Como a frequência da máquina muda, as reatâncias do rotor, estator, magnetização e escorregamento mudam, logo a impedância equivalente da máquina também muda. A impedância equivalente do motor de indução pode ser descrita como:

$$Z_{eq} = \sqrt{\left[ R_s + \frac{\frac{R}{s} X_m^2}{\left(\frac{R_s}{s}\right)^2 + (X_r + X_m)^2} \right]^2 + \left[ X_s + \frac{X_m \left[ \left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_r + X_m) X_r \right]}{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_r + X_m)^2} \right]^2} \quad (40)$$

Por fim, basta definir a corrente de alimentação da máquina, isolando  $I_a$  em (39), resultando a tensão de alimentação da máquina:

$$V_a^* = Z_{eq} I_a^* \quad (41)$$

### 4.3 CONTROLE EM QUADRATURA

O controle em quadratura, como o controle por escorregamento, também utiliza as equações do modelo odq. No controle em malha aberta, também é necessário conhecer a curva característica  $c_m \times \omega_m$  da carga, e considerar que para regime permanente, o conjugado eletromagnético  $c_e$ , é aproximadamente igual ao conjugado mecânico  $c_m$ . No controle em quadratura, para o referencial de fluxo rotórico, o fluxo rotórico de eixo direto  $\Phi_{rd}^b$ , deve ser igual ao fluxo nominal  $\Phi_r$ , e o fluxo rotórico do eixo em quadratura  $\Phi_{rq}^b$  deve ser zero. Para que isso aconteça, é necessário que o ângulo do sistema de coordenadas  $\theta_g$ , esteja alinhado com o fluxo rotórico. Por (32) e fazendo as considerações citadas:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{\Phi_r}{\tau_r} + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (42)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \Phi_r \quad (43)$$

Sendo  $i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$  e  $i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$ , o conjugado eletromagnético pode ser representado por:

$$c_e^* = p_p \frac{L_m}{L_{rr}} \Phi_r^* i_{sq}^{b*} \quad (44)$$

Isolando a corrente estatórica de eixo em quadratura:

$$i_{sq}^{b*} = \frac{1}{p_p} \frac{L_{rr}}{L_m} \frac{c_e^*}{\Phi_r^*} \quad (45)$$

O controle de fluxo pode ser realizado por (42), considerando que no referencial do fluxo rotórico as tensões, correntes e fluxos são constantes para regime permanente, logo:

$$\Phi_r = L_m i_{sd}^b \quad (46)$$

$$I_s^* = \sqrt{i_{sd,nom}^{b2} + i_{sq,nom}^{b2}} \rightarrow I_s^* = \sqrt{\left(\frac{\Phi_{r,nom}^*}{L_m}\right)^2 + \left(\frac{1}{p_p} \frac{L_{rr}}{L_m} \frac{c_{e,nom}^*}{\Phi_{r,nom}^*}\right)^2} \quad (47)$$

$$I_s^{*2} = \frac{\Phi_{r,nom}^*}{L_m} + \left(\frac{1}{p_p} \frac{L_{rr}}{L_m} c_{e,nom}^*\right)^2 \frac{1}{\Phi_{r,nom}^{*2}} \quad (48)$$

$$\Phi_{r,nom}^{*4} - (L_m I_s^*)^2 \Phi_{r,nom}^{*2} + \left(\frac{L_{rr}}{p_p} c_{e,nom}^*\right)^2 \quad (49)$$

$$\Phi_{r,nom}^* = \sqrt{\left(\frac{L_m}{\sqrt{2}} I_s^*\right)^2 \pm \sqrt{\left(\frac{L_m}{\sqrt{2}} I_s^*\right)^4 - \left(\frac{L_{rr}}{p_p} c_{e,nom}^*\right)^2}} \quad (50)$$

Para que a solução seja fisicamente possível, é necessário que:

$$\sqrt{\left(\frac{L_m}{\sqrt{2}} I_s^*\right)^4 - \left(\frac{L_{rr}}{p_p} c_{e,nom}\right)^2} \geq 0 \quad (51)$$

$$I_s^* \geq \sqrt{\frac{2L_{rr}}{p_p L_m^2} c_{e,nom}} \quad (52)$$

Para  $I_s^*$  mínimo o fator de potência é máximo, resultando em:

$$I_s^* = \sqrt{\frac{2L_{rr}}{p_p L_m^2} c_{e,nom}} \quad (53)$$

Tal que

$$\Phi_{r,nom} = \frac{L_m}{\sqrt{2}} I_s^* = \sqrt{\frac{L_{rr}}{p_p} c_{e,nom}} \quad (54)$$

A frequência de alimentação da máquina é determinada seguindo as equações do controle em quadratura, isolando a frequência de escorregamento, resultando:

$$\omega_{br}^* = \frac{L_m i_{sq}^{b*}}{\tau_r \Phi_r^*} \quad (55)$$

Logo,

$$\omega_{se} = \omega_b = \omega_{br}^* + \omega_r^* \rightarrow \omega_{se} = \omega_b = \omega_{br}^* + p_p \omega_m^* \quad (56)$$

$$f_{se} = \frac{\omega_{br}^*}{2\pi} + \frac{p_p n_m^*}{60} \quad (57)$$

Como no nosso caso precisamos usar uma fonte de tensão para alimentar a máquina, precisamos calcular as tensões estáticas de referência  $v_{ds}^{b*}$  e  $v_{qs}^{b*}$  em função das correntes  $i_{sd}^{b*}$  e  $i_{sq}^{b*}$  já calculadas. Para a máquina no referencial do fluxo rotórico e considerando regime permanente, temos:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_{ss} L_{rr}} \quad (58)$$

$$v_{ds}^{b*} = \left( R_s + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r} \right) i_{sd}^{b*} - \omega_{se} \sigma L_{ss} i_{sq}^{b*} - \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r L_m} \phi_r^* \quad (59)$$

$$v_{qs}^{b*} = \left( R_s + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r} \right) i_{sq}^{b*} + \omega_{se} \sigma L_{ss} i_{sd}^{b*} + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{L_m} \phi_r^* \quad (60)$$

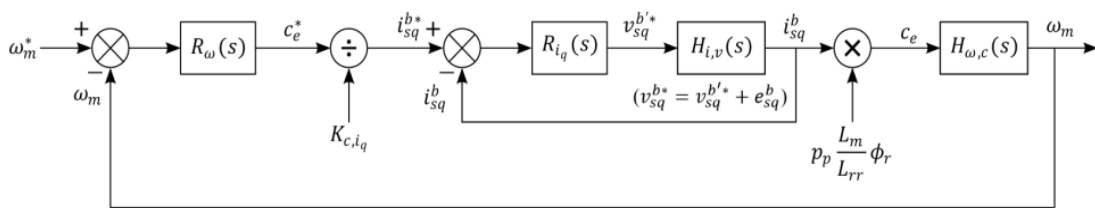
Por fim, como basta aplicar novamente a transformada de Park, para voltar ao domínio primitivo e obter as tensões de alimentação da máquina, sendo o ângulo da transformada no referencial do fluxo rotórico:

$$\delta_g = \int \omega_b^* dt = \int (\omega_{br}^* + \omega_r^*) dt \quad (61)$$

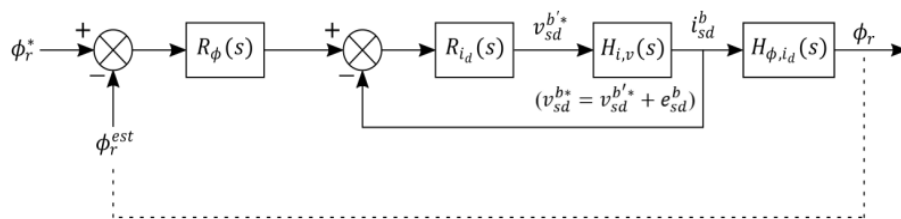
#### 4.4 DIAGRAMA DE CONTROLE E MODELOS DINÂMICOS LINEARIZADOS

Para um controle em malha fechada, é necessário descrever as funções de transferência a partir do conjunto de equações do modelo. O controle em malha fechada é mais tolerante a imprecisões do modelo ou parâmetros da máquina, e possui certa tolerância a perturbações externas. Como já visto no controle em quadratura, deseja-se controlar o fluxo rotórico  $\phi_r$ , por meio da corrente de eixo direto no referencial do fluxo rotórico, e o conjugado eletromagnético  $c_e$  por meio da corrente estatórica de eixo em quadratura no referencial do fluxo rotórico  $i_{sq}^b$ . Essas correntes são controladas por meio das tensões de eixo direto e em quadratura, no referencial rotórico,  $v_{sd}^b$  e  $v_{sq}^b$ .

**Figura 3** - a) malha do controle da velocidade b) malha de controle do fluxo.



(a)



(b)

Fonte: Mélló, 2024

A Figura 3 mostra as malhas de controle de velocidade e de fluxo, sendo os blocos  $R_\omega(s)$ ,  $R_\phi(s)$ ,  $R_{i_d}(s)$ , e  $R_{i_q}(s)$  os controladores de velocidade, fluxo rotórico, corrente de eixo em quadratura e corrente de eixo direto, respectivamente. A função de transferência da velocidade em relação ao conjugado é representada por  $H_{\omega,c}(s)$ , a do fluxo em relação à corrente de eixo direto  $H_{\phi,i_d}(s)$  e a das correntes de eixo direto e em quadratura em relação as tensões de eixo direto e em quadratura, respectivamente, é dada por  $H_{i,v}(s)$ .

Por meio do diagrama, é possível perceber que é necessário medir o fluxo rotórico, causando uma limitação prática. Por esse motivo, a “realimentação” do fluxo na malha de controle é realizada utilizando um estimador de fluxo, que por meio das tensões e correntes, que podem ser facilmente medidas nas máquinas, junto ao modelo odq nos dá o fluxo estimado. Logo, a exatidão do fluxo estimado  $\phi_r$  depende da exatidão das medições e a precisão dos parâmetros da máquina.

#### 4.4.1 Estimador de fluxo

Para determinar o fluxo a partir das tensões e correntes estatóricas, é necessário utilizar as relações que definem a dinâmica do fluxo, (62) e (63):

$$v_{rd}^g = \frac{d\phi_{rd}^g}{dt} - (\omega_g - \omega_r)\phi_{rq}^g + R_r i_{rd}^g = 0 \quad (62)$$

$$v_{rq}^g = \frac{d\phi_{rq}^g}{dt} - (\omega_g - \omega_r)\phi_{rd}^g + R_r i_{rq}^g = 0 \quad (63)$$

Como estas equações estão no referencial rotórico, há uma limitação prática para medi-las. Utilizando as equações do fluxo em função das correntes nas (29) e (30), resulta em:

$$\phi_{rd}^g = L_{rr} i_{rd}^g + L_m i_{sd}^g \quad (64)$$

$$\phi_{rq}^g = L_{rr} i_{rq}^g + L_m i_{sq}^g \quad (65)$$

Logo, é possível determinar equações em função das correntes rotóricas:

$$i_{rd}^g = \frac{1}{L_{rr}} (\phi_{rd}^g - L_m i_{sd}^g) \quad (66)$$

$$i_{rq}^g = \frac{1}{L_{rr}} (\phi_{rq}^g - L_m i_{sq}^g) \quad (67)$$

Substituindo em (62) e (63), temos que:

$$\frac{d\phi_{rd}^g}{dt} = \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{sd}^g - \phi_{rd}^g) + \omega_{gr} \phi_{rq}^g \quad (68)$$

$$\frac{d\phi_{rq}^g}{dt} = \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{sq}^g - \phi_{rq}^g) + \omega_{gr} \phi_{rd}^g \quad (69)$$

Sendo  $\tau_r = L_{rr}/R_r$  e  $\omega_{gr} = \omega_g - \omega_r$ . Então os fluxos podem ser computados em tempo real como:

$$\phi_{rd}^g = \int \frac{d\phi_{rd}^g}{dt} dt \quad (70)$$

$$\phi_{rq}^g = \int \frac{d\phi_{rq}^g}{dt} dt \quad (71)$$

$$\phi_r = \sqrt{(\phi_{rd}^g)^2 + (\phi_{rq}^g)^2} \quad (72)$$

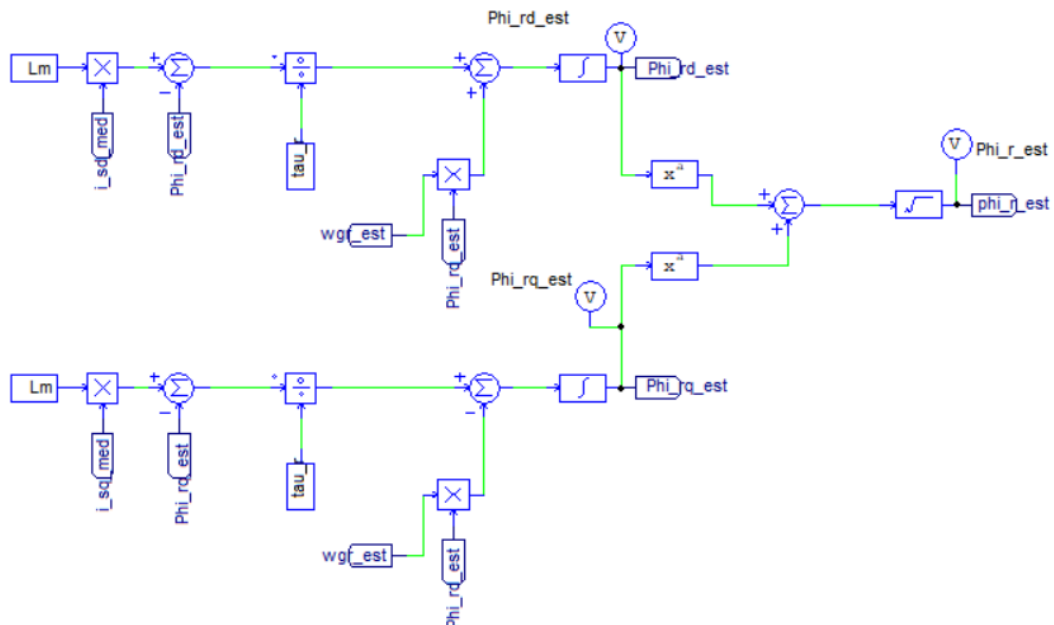
Se adotarmos o referencial do fluxo rotórico ( $g = b$ ), então  $\phi_{rd} = \phi_r$  e  $\phi_{rq} = 0$ , logo:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{sd}^b - \phi_r) \quad (73)$$

$$\phi_r = \int \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{sd}^b - \phi_r) dt \quad (74)$$

O fluxo estimado pode ser calculado numericamente em tempo real, conforme o diagrama de blocos da Figura 4.

**Figura 4** - Diagrama de blocos do estimador de fluxo no PSIM.

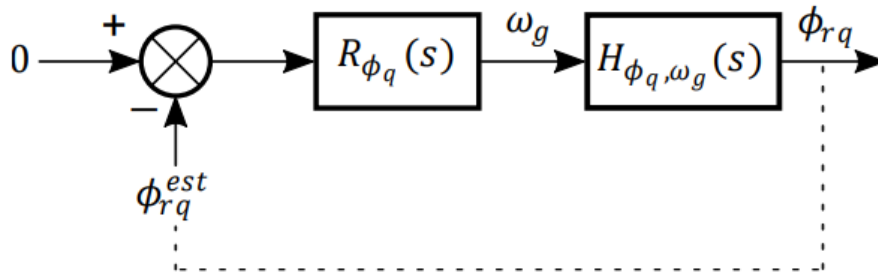


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

#### 4.4.2 Rastreamento do ângulo $\theta_g$

Para garantir com que o  $\phi_{rd} = \phi_r$  e  $\phi_{rq} = 0$ , é necessário garantir que o  $\theta_g$  esteja alinhado com o fluxo rotórico (Méllo, 2024), logo é necessário implementar uma ação de controle em malha fechada, que garanta que  $\phi_{rq} = 0$ , conforme a Figura 5.

Figura 5 - Malha de controle para rastreo do ângulo  $\theta_g$ .



Fonte: Méllo, 2024.

O conjunto de equações descritas está presente na apostila (Méllo, 2024). Para sintonia do controlador PI, é necessário modelar o comportamento dinâmico do fluxo em quadratura em relação a  $\omega_g$ , utilizando (69), tal que:

$$\frac{d\phi_{rq}^g}{dt} + \frac{\phi_{rq}^g}{\tau_r} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq}^g + \omega_r \phi_{rd}^g - \omega_g \phi_{rd}^g = -\omega_g' \phi_{rd}^g \quad (75)$$

Onde,

$$\omega_g' = \omega_g - \left( \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^g}{\phi_{rd}^g} + \omega_r \right) \therefore \omega_g = \omega_g' + \left( \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^g}{\phi_{rd}^g} + \omega_r \right) \quad (76)$$

Para simplificação e linearização do modelo da relação dinâmica entre  $\phi_{rq}^g$  e  $\omega_g$ , o termo em destaque pode ser considerado uma perturbação que deve ser compensada. Como consequência, o valor de  $\phi_{rd}^g$  se aproxima do valor do fluxo de referência  $\phi_r$ . Utilizando (43), percebemos que o termo de perturbação pode ser compensado aproximadamente por:

$$\left( \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^g}{\phi_{rd}^g} + \omega_r \right) \approx \left( \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^g}{\phi_r^*} + \omega_r \right) = \omega_{br}^* + \omega_r = \omega_b^* \quad (77)$$

De modo que,

$$\omega_g' = \omega_g - \omega_b^* \therefore \omega_g = \omega_g' + \omega_b^* \quad (78)$$

Assim, utilizando  $\omega_g'$  como variável de controle, é possível definir a seguinte função de transferência entre  $\phi_{rq}^g$  e  $\omega_g'$ , dada por:

$$\left( s + \frac{1}{\tau_r} \right) \Phi_{rq}(s) = -\Omega_g'(s) \phi_r^* \therefore \quad (79)$$

$$\frac{\Phi_{rq}(s)}{\Omega'_g(s)} = H_{\varphi_q, \omega_g}(s) = -\frac{\varphi_r^*}{\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)} \quad (80)$$

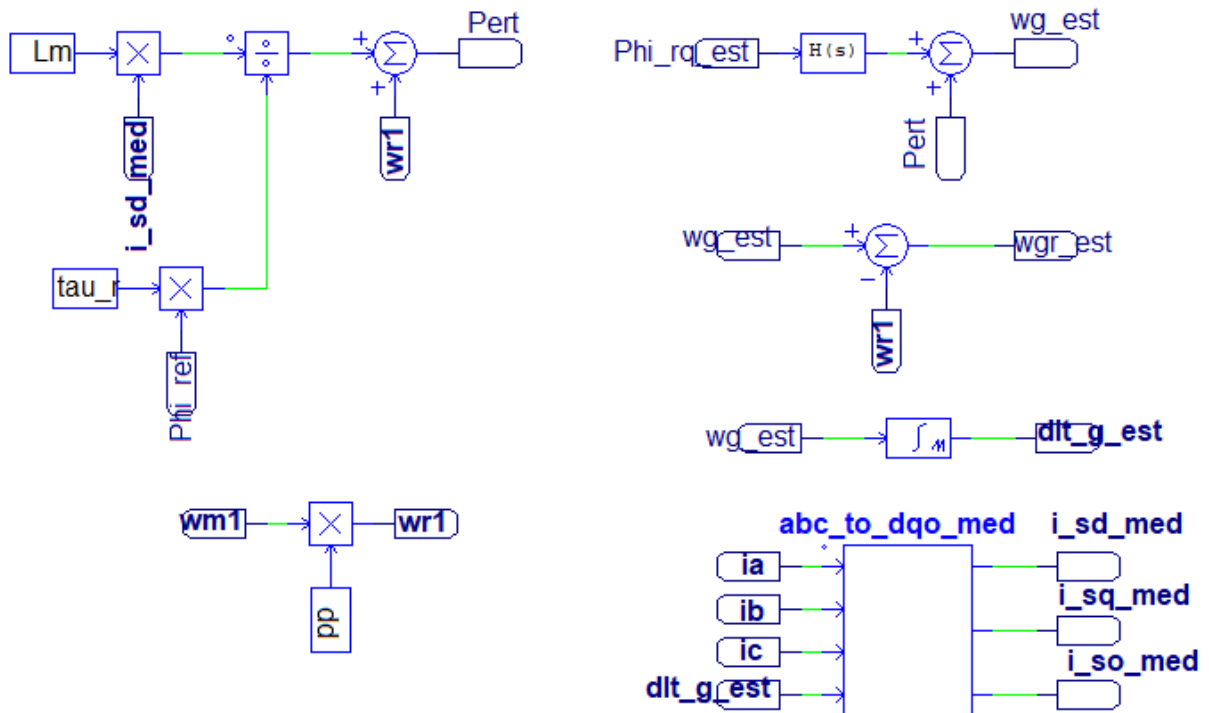
Já a função de transferência do controlador pode ser descrita como:

$$R_{\varphi_q}(s) = K_{p, \varphi_q} \frac{\left(s + \frac{K_{i, \varphi_q}}{K_{p, \varphi_q}}\right)}{s} \quad (81)$$

De modo que a função de transferência de malha aberta do sistema é:

$$FTMA_{\varphi_q}(s) = R_{\varphi_q}(s)H_{\varphi_q, \omega_g}(s) = -K_{p, \varphi_q} \varphi_r^* \frac{\left(s + \frac{K_{i, \varphi_q}}{K_{p, \varphi_q}}\right)}{s \left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)} \quad (82)$$

**Figura 6** - Diagrama de blocos do PSIM para rastreamento de  $\theta_g$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Por meio da Figura 6, é possível analisar o diagrama de bloco do rastreamento de  $\theta_g$ , onde é colocado na entrada do controlador PI o fluxo rotórico do eixo em quadratura, gerado pelo estimador de fluxo, conforme a Figura 4. A perturbação presente em (76) é adicionada à saída do PI, chegando à frequência estimada  $\omega_{g\_est}$ , demonstrado na Figura 6. Para se obter o ângulo  $\theta_g$ , basta integrar em um período de 0 a  $2\pi$ .

O ângulo  $\theta_g$  alinhado com o fluxo garante que o fluxo rotórico de eixo direto alcance o fluxo rotórico e que o fluxo rotórico de eixo em quadratura tenda a zero, em regime

permanente. Por fim, o ângulo  $\theta_g$  é acionado ao bloco de transformada dqo, para se obter as correntes dqo medidas indiretamente. A sintonia dos controladores pode ser feita seguindo diversos métodos, sendo o lugar geométrico das raízes o escolhido, sendo detalhado no próximo tópico

#### 4.4.3 Velocidade ( $\omega_m$ ) em relação ao conjugado eletromagnético ( $c_e$ )

O modelo dinâmico que relaciona a velocidade da máquina  $\omega_m$  com o conjugado eletromagnético  $c_e$  pode ser obtido, de maneira simples, a partir da equação dinâmica que define a rotação da máquina, i.e.:

$$c_e - c_m - F_m \omega_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (83)$$

Sendo  $F_m$  a constante de atrito da máquina,  $J_m$  o seu momento de inércia e  $c_m$  o conjugado da carga. Conhecendo a curva característica de torque por velocidade da máquina e utilizando as equações presentes em (Méllo, 2024), é possível considerar  $c_m$  uma perturbação a ser compensada, porém o controle da máquina deve ser capaz de compensar essa perturbação mesmo sem compensação. Logo, aplicando a transformada de Laplace, temos:

$$C_e(s) - C_m(s) - F_m \Omega_m(s) = J_m s \Omega_m(s) \quad (84)$$

$$H_{\omega,c}(s) = \left. \frac{\Omega_m(s)}{C_e(s)} \right|_{c_m(s)=0} \quad (85)$$

$$H_{\omega,c}(s) = \frac{K_{\omega,c}}{s + \frac{1}{\tau_m}} \quad (86)$$

Onde  $K_{\omega,c} = \frac{1}{J_m}$ , e  $\tau_m = \frac{J_m}{F_m}$  é a constante de tempo mecânica.

#### 4.4.4 Fluxo rotórico ( $\Phi_r$ ) em relação à corrente de eixo direto ( $i_{sd}^b$ )

O modelo dinâmico do fluxo rotórico  $\Phi_r$  em relação à corrente estatórica de eixo direto  $i_{sd}^b$  pode ser facilmente obtido a partir do desenvolvimento do estimador de fluxo, tal que

$$\Phi_r = \int \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{sd}^b - \Phi_r) dt \rightarrow \Phi_r(s) = \frac{1}{\tau_r s} (L_m I_{sd}^b(s) - \Phi_r(s)) \therefore$$

$$\left(1 - \frac{1}{\tau_r s}\right) \Phi_r(s) = \frac{1}{\tau_r s} L_m I_{sd}^b(s) \rightarrow \frac{\Phi_r(s)}{I_{sd}^b(s)} = H_{\phi,i_d}(s) = \frac{L_m}{\tau_r s + 1} \therefore$$

$$H_{\phi,i_d}(s) = \frac{K_{\phi,i_d}}{s + \frac{1}{\tau_r}} \quad (87)$$

Sendo  $K_{\varphi, i_d} = L_m/\tau_r$  e  $\tau_r = \frac{L_{rr}}{R_r}$  é constante de tempo elétrica rotórica.

#### 4.4.5 Conjugado eletromagnético ( $c_e$ ) em relação à corrente de eixo em quadratura ( $i_{sq}^b$ )

A relação entre o conjugado eletromagnético e a corrente de eixo em quadratura é simples e direta, dada pela (44), resultando, após a aplicação da Transformada de Laplace em

$$C_e(s) = p_p \frac{L_m}{L_{rr}} [\Phi_r(s) * i_{sq}^b(s)] \quad (88)$$

Determinar  $H_{c, i_q}(s)$  pode não ser trivial, já que depende de  $\Phi_r(s) = H_{\varphi, i}(s) I_{sd}^b(s)$ . Uma maneira para simplificar este problema é assumir e posteriormente executar no projeto dos controladores, que a malha de controle de fluxo é pelo menos 10 vezes mais rápida do que a malha de controle do conjugado. Deste modo, do ponto de vista da malha de conjugado, a malha de fluxo funciona como uma “fonte de fluxo”, tal que  $\Phi_r(t) = \Phi_r^*(t)$ , ou ainda,  $\Phi_r(s) = \Phi_r^*(s)$ .

Assim a função de transferência  $H_{c, i_q}(s)$  se torna simplesmente um ganho de malha.

$$H_{c, i_q}(s) = \frac{C_e(s)}{I_{sq}^b(s)} = p_p \frac{L_m}{L_{rr}} \Phi_r^* \quad (89)$$

$$H_{c, i_q}(s) = K_{c, i_q} \quad (90)$$

Sendo  $K_{c, i_q} = p_p \frac{L_m}{L_{rr}} \Phi_r^*$ .

#### 4.4.6 Correntes de eixo direto e em quadratura ( $i_{sd}^b$ e $i_{sq}^b$ ) em relação às tensões estatóricas ( $v_{sd}^b$ e $v_{sq}^b$ )

Para encontrar as funções de transferência  $H_{i_d, v_d}(s) = \frac{i_{sd}^b(s)}{v_{sd}^b(s)}$  e  $H_{i_q, v_q}(s) = \frac{i_{sq}^b(s)}{v_{sq}^b(s)}$ , é possível utilizar as equações que definem a dinâmica das correntes estatóricas de eixo direto e em quadratura em relação às tensões estatóricas ( $v_{sd}^b, v_{sq}^b$ ), como função do fluxo rotórico  $\Phi_r$ , como segue:

$$v_{sd}^{b'} = v_{sd}^b - e_{sd}^b = \left( R_s + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r} \right) i_{sd}^b + \sigma L_{ss} \frac{di_{sd}^b}{dt} \quad (91)$$

$$v_{sq}^{b'} = v_{sq}^b - e_{sq}^b = \left( R_s + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r} \right) i_{sq}^b + \sigma L_{ss} \frac{di_{sq}^b}{dt} \quad (92)$$

Sendo  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_{ss}L_{rr}}$  e

$$e_{sd}^b = -\omega_b \sigma L_{ss} i_{sd}^b - \frac{1}{\tau_r} \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{L_m} \Phi_{rd}^* \quad (93)$$

$$e_{sq}^b = \omega_b \sigma L_{ss} i_{sq}^b + \omega_r \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{L_m} \Phi_{rq}^* \quad (94)$$

As parcelas  $e_{sd}^b$  e  $e_{sq}^b$  são consideradas perturbações a serem compensadas no sistema de controle. Assim, iremos obter a relação entre as tensões resultantes  $v_{sd}^{b'}$  e  $v_{sq}^{b'}$ , que são as parcelas de  $v_{sd}^b$  e  $v_{sq}^b$ , desconsiderando  $e_{sd}^b$  e  $e_{sq}^b$ , respectivamente. Levando as expressões para o domínio de Laplace:

$$H_{i_d, v_d}(s) = \frac{I_{sd}^b(s)}{V_{sd}^b(s)} = \frac{1}{\sigma L_{ss} s + \left( R_s + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r} \right)} \quad (95)$$

$$H_{i_q, v_q}(s) = \frac{I_{sq}^b(s)}{V_{sq}^b(s)} = \frac{1}{\sigma L_{ss} s + \left( R_s + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r} \right)} \quad (96)$$

$$H_{i_d, v_d}(s) = H_{i_q, v_q}(s) = H_{i, v}(s) = \frac{K_{i, v}}{s + K_{i, v} R_{sr}} \quad (97)$$

$$\text{Sendo } K_{i, v} = \frac{1}{\sigma L_{ss}} \text{ e } R_{sr} = R_s + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r}$$

Vale ressaltar que  $v_{sd}^{b'}$  e  $v_{sq}^{b'}$  são utilizadas para controlar as correntes  $i_{sd}^b$  e  $i_{sq}^b$ , respectivamente, e  $v_{sd}^{b'}$  e  $v_{sq}^{b'}$  fazem parte de  $v_{sd}^b$  e  $v_{sq}^b$  que são as tensões que de fato alimentam a máquina.

#### 4.4.7 Conjugado eletromagnético ( $c_e$ ) em relação à tensão de eixo em quadratura ( $v_{sq}^{b'}$ )

Considerando as simplificações do conjugado ( $c_e$ ) e a corrente de eixo em quadratura ( $i_{sq}^b$ ) em (88) e (92), podemos definir uma dinâmica direta entre conjugado e tensão de eixo em quadratura

$$H_{c, v_q}(s) = \frac{C_e(s)}{V_{sq}^{b'}} = H_{c, i_q}(s) H_{i, v}(s) \quad (98)$$

$$H_{c, v_q}(s) = \frac{K_{c, i_q} K_{i, v}}{s + K_{i, v} R_{sr}} \quad (99)$$

## 4.5 LUGAR GEOMÉTRICO DAS RAÍZES E SINTONIA DOS CONTROLADORES

Os controladores PID são amplamente utilizados em projetos com o objetivo de melhorar as respostas transitórias e em regime permanente por meio de uma realimentação na malha de controle. Existem diversas maneiras de sintonizar controladores, por exemplo o lugar

geométrico das raízes (LGR), método da resposta em frequência, entre outros, não existindo uma regra única (Nise, 2023). Conhecendo como o sistema se comporta em malha aberta, é possível prever os efeitos que a variação do ganho ou adição de polos/zeros de malha aberta provocam no sistema em malha fechada, sendo o método do lugar geométrico das raízes adequado neste cenário.

Considerando  $Y(s)$  a saída de um sistema de controle e  $R(s)$  a entrada de um sistema de controle, é possível definir a função de transferência de malha fechada como:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (100)$$

A equação característica do sistema pode ser descrita como o denominador igualado a zero. Sendo:

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (101)$$

Ou

$$G(s)H(s) = -1 \quad (102)$$

Que devem satisfazer as seguintes condições, de módulo:

$$|G(s)H(s)| = 1 \quad (103)$$

E de fase:

$$\angle G(s)H(s) = \pm 180^\circ(2k + 1) \quad (104)$$

Valores de  $s$  que satisfaçam as condições de ângulo e de fase, são raízes da equação característica, ou polos de malha fechada. Como auxílio para traçar o LGR, é utilizado o *software* MATLAB, sendo possível fazer uma análise geométrica dos polos e dos zeros, e também como o sistema se comporta com os controladores.

Utilizando como base as funções de transferência da máquina e o conhecimento do método lugar geométrico das raízes, é possível sintonizar os controladores PI das malhas de controle externa e interna, alocando os zeros e polos dos controladores de maneira que o sistema tenha uma resposta rápida (Ogata, 2010). Os controladores PI são bastante utilizados na indústria, sendo sua função de transferência dada por:

$$R_{pi}(s)H(s) = \frac{K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s} \quad (105)$$

De modo que a função de transferência de malha aberta é dada por:

$$FTMA(s) = R_{pi}(s)H(s) = \frac{K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s} H(s) = K_p H'(s) \quad (106)$$

As constantes  $K_i$  e  $K_p$  são os ganhos proporcional e integral, respectivamente, e  $H(s)$  em termos gerais, as funções de transferência das plantas, ou seja, de cada linearização feita dos modelos e controles já apresentados.

A função de transferência do controlador tem seus próprios polos e zeros, sendo um polo na origem e um zero em  $-\frac{K_i}{K_p}$ . Já o ganho  $K_p$  é utilizado para alocar o lugar das raízes da função de transferência de malha fechada (FTMF) nas posições desejadas. A função de transferência de malha fechada para o sistema com controlador PI é

$$FTMF(s) = \frac{FTMA(s)}{1 + FTMA(s)} = \frac{K_p H'(s)}{1 + K_p H'(s)} \quad (106)$$

Resultando que os zeros da  $FTMF(s)$  são os mesmos da  $FTMA(s)$ , enquanto os polos de  $FTMF(s)$  são as soluções de  $H'(s) = -\frac{1}{K_p}$ .

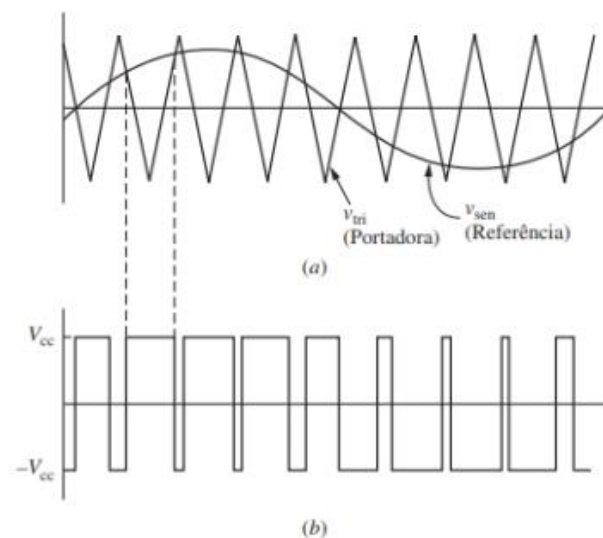
#### 4.6 INVERSOR PWM

Os inversores são amplamente utilizados para controle de velocidade dos motores, sendo uma maneira simples e funcional. A velocidade de um motor pode variar de acordo com a tensão de alimentação, frequência, o número de par de polos, alterando o escorregamento, entre outras.

Para a aplicação de controle de velocidade em máquinas de tração veicular, pode-se utilizar inversores com modulação PWM (*Pulse Width Modulation*), que são capazes de alterar a velocidade do rotor por meio da mudança da tensão de alimentação da máquina. O inversor é responsável por converter a tensão CC em tensão CA, também conhecidos para essa aplicação, como inversores de frequência. Por meio de chaves semicondutoras controláveis, é possível fazer um conjunto de comutações capaz transformar a tensão CC de uma fonte, em tensão CA (Hart, 2012).

A modulação PWM consiste em uma onda de referência, chamada de frequência fundamental, e um sinal portador de onda triangular, que é controlado pela frequência de chaveamento das chaves semicondutoras. Na Figura 7, é possível perceber a onda de referência  $V_{ref}$ , sua portadora  $V_{tri}$  e a saída  $V_{ca}$ .

**Figura 7** - Onda portadora e referência para inversor PWM.

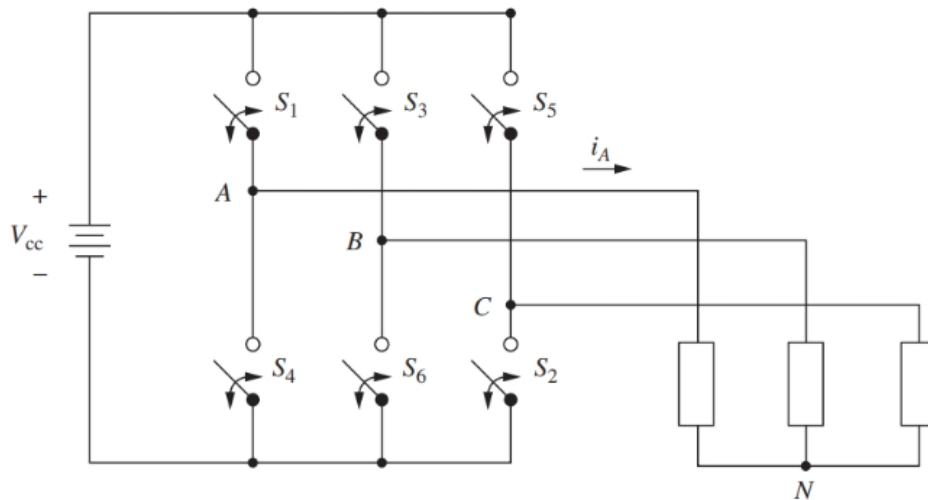


Fonte: Hart, 2012.

Com a modulação PWM é possível diminuir as distorções harmônicas totais das correntes de saída. Para o chaveamento bipolar, temos a tensão de saída  $v_o = +V_{cc}$  caso a tensão de referência  $V_{ref}$  seja maior que  $V_{tri}$  e  $v_o = -V_{cc}$  para tensão de referência menor que sua portadora. Para o chaveamento unipolar a saída é definida de  $V_{cc}$  para zero e de  $-V_{cc}$  para zero.

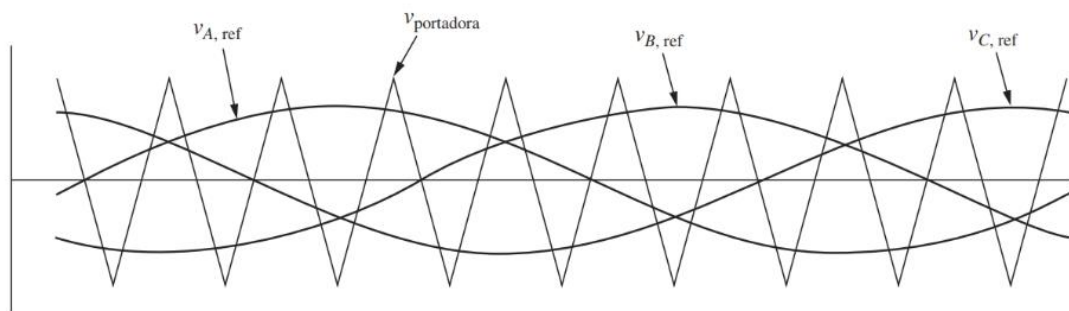
Na Figura 8 é mostrado o circuito de um inversor trifásico, que a partir das chaves controláveis, transforma uma tensão CC em uma tensão CA. As chaves que pertencem ao mesmo braço, como por exemplo S1 e S4, funcionam de maneira complementar, ou seja, quando uma está aberta a outra está fechada, o mesmo vale para as demais. Logo, devem ser coordenadas para nunca fecharem ao mesmo tempo, para não ocorrer um curto circuito na fonte CC.

A aplicação deste tipo de conversor é no controle de velocidade de motores de indução, caracterizado por uma frequência de saída variada. A conexão de uma carga trifásica, como por exemplo um motor, pode ser realizada em triângulo e estrela. Para carga conectada em estrela, a tensão das fases da carga é dada como a tensão do linha-neutro, devido aos seis degraus nas formas de onda linha-neutro, o chaveamento do circuito é conhecido como inversor de seis degraus.

**Figura 8** - Circuito de inversor PWM

Fonte: Hart, 2012.

Para um inversor com modulação PWM trifásico, o comportamento da portadora e da referência pode ser visto na Figura 9. Esta topologia de inversor, também é conhecida como inversor de seis degraus, caracterizado por produzir uma saída trifásica CA por meio de uma fonte CC.

**Figura 9** - Ondas da portadora e da referência para um inversor PWM trifásico

Fonte: Hart, 2012.

#### 4.7 FRENAGEM REGENARATIVA E FRENAGEM DINÂMICA

O processo de frenagem refere-se à redução da velocidade de um veículo, normalmente utilizando forças ou resistências no sentido contrário ao do movimento do seu eixo, convertendo a energia cinética do objeto em outras formas de energia, como calor, trabalho mecânico ou eletricidade. A frenagem regenerativa é um fenômeno que acontece nos motores elétricos, cuja a energia cinética dos motores é transformada em energia elétrica, podendo ser armazenada nos bancos de baterias (El-Sharkawi, 2019). Quando um veículo desacelera ou freia, a máquina elétrica funciona como um gerador, ou seja, o conjugado eletromagnético torna-se negativo e o torque líquido no eixo do motor inverte sua direção, fazendo com que a máquina reduza sua velocidade, mas mantendo-a superior à velocidade síncrona (escorregamento negativo).

Já a frenagem dinâmica é dada quando a energia cinética acumulada no eixo do motor é dissipada nas resistências internas da máquina, ou seja, quanto mais rápida a energia for dissipada, mais rápida será a frenagem. Para realizar esse tipo de frenagem é necessário aplicar uma tensão CC nos terminais da máquina, fazendo com que essa energia cinética seja dissipada, forçando a velocidade do eixo ir à zero.

## 5 METODOLOGIA

O presente trabalho foi dividido em quatro partes: validação do modelo e dos controles em malha aberta, comparativo entre a frenagem dinâmica e regenerativa para controle em malha aberta, controle em malha fechada com acionamento via PWM e comparativo do controle por velocidade e por conjugado.

Como primeiro passo, foi realizado o desenvolvimento e validação do modelo odq por meio de simulações no PSIM. Foram utilizados os conjuntos de equações presentes na fundamentação teórica, assim como as funções de controle. No PSIM, o motor de indução foi modelado de acordo com os parâmetros adaptados do *datasheet* do motor WEG WTE300-IND300, conforme Tabela 1 abaixo:

**Tabela 1** - Parâmetros do motor WEG WTE300-IND300.

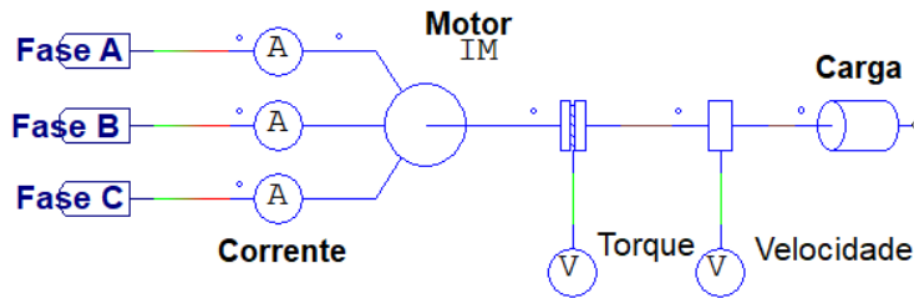
Parâmetros	Valor
Resistência do rotor ( $R_r$ )	0,022 $\Omega$
Resistência do estator ( $R_s$ )	0,015 $\Omega$
Reatância do rotor ( $X_r$ )	0,065 $\Omega$
Reatância do estator ( $X_s$ )	0,065 $\Omega$
Reatância do ramo de magnetização ( $X_m$ )	1,07 $\Omega$
Frequência elétrica ( $f$ )	150 Hz
Escorregamento ( $s$ )	0,02 (2%)
Tensão de alimentação ( $V$ )	88 V (Linha-Linha-rms)
Velocidade nominal ( $n_m$ )	4410 rpm
Potência nominal ( $P$ )	6200 W
Polos ( $p$ )	4 polos (2 pares)
Fator de potência ( $fp$ )	0,65
Tipo de conexão	Y

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

É possível visualizar na Figura 10 o circuito do motor de indução, que apresenta, além do motor, sensores de torque e velocidade (tacómetro) e uma carga acoplada.

Para simulações do controle em malha fechada, foi considerado um momento de inércia de  $0,001 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , para diminuir a constante de tempo da máquina, resultando em um tempo de simulação menor.

**Figura 10** - Circuito do motor elétrico com carga.



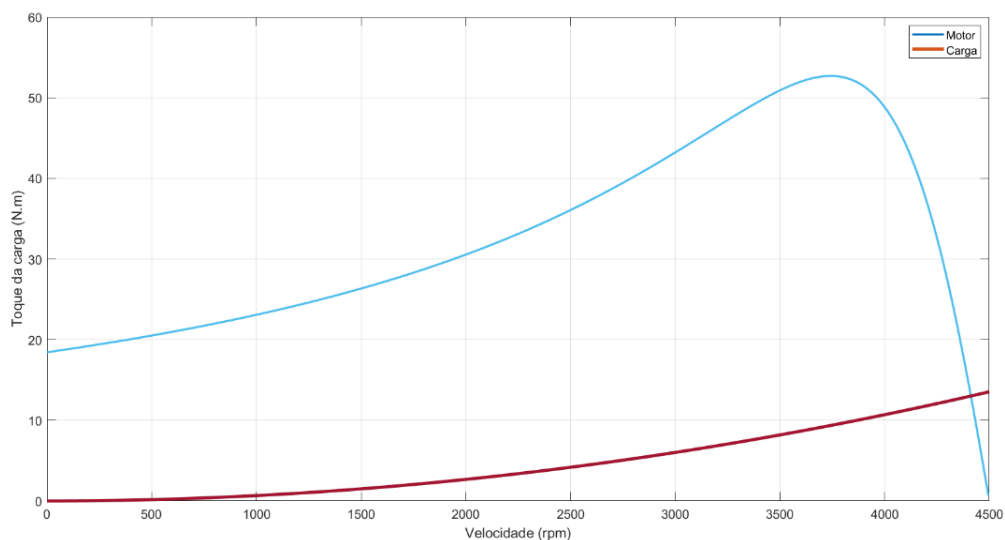
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A carga que está acoplada no eixo do motor, é modela como uma carga quadrática, cujo coeficiente para conjugado e velocidades nominais foi calculado de acordo com a seguinte relação:

$$c_m = k \times \omega_m^2 \quad (107)$$

$$k = \frac{c_m}{\omega_m^2} \approx 6,68 \times 10^{-7} \text{ Nms}^2 \quad (108)$$

**Figura 11** - Curva torque  $\times$  velocidade.

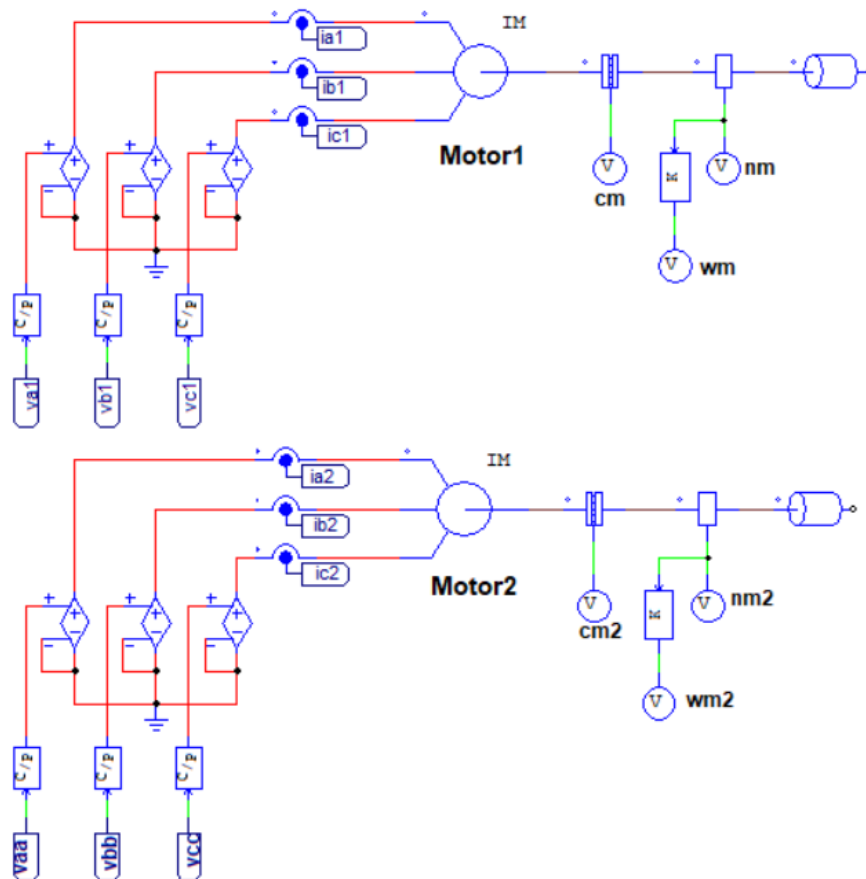


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para os controles em malha aberta, não é admitido nenhum tipo de perturbação no sistema, sendo necessário conhecer a curva característica de torque ( $c_m$ ) versus velocidade ( $\omega_m$ ) da carga e motor, que podem ser analisados na Figura 11, se cruzando nas características nominais do motor.

A segunda etapa foi realizada verificando o comportamento da máquina nos períodos de frenagem, comparando a frenagem dinâmica com a frenagem regenerativa. Por meio da Figura 12, é possível observar os 2 motores de indução trifásicos sendo simulados simultaneamente. No motor 1 é utilizado o método de frenagem regenerativa e no motor 2 é utilizado o método de frenagem dinâmica.

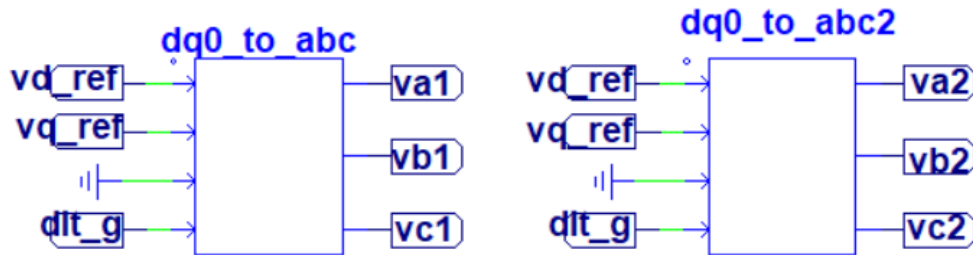
**Figura 12** – Motor de indução com frenagem regenerativa (MOTOR1) e motor de indução com frenagem dinâmica (MOTOR2).



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As tensões de alimentação dos motores são advindas do controle em malha aberta em quadratura, passando pelo bloco que transforma de odq para o modelo trifásico primitivo, representado pela Figura 13. Por meio das equações do controle em quadratura, é possível obter os valores de tensão de eixo direto de referência  $v_{d,ref}$  e tensão de eixo em quadratura de referência  $v_{q,ref}$ , e utilizadas em blocos que realizam a transformada inversa, do modelo vetorial dqo para o modelo primitivo da máquina, obtendo as tensões de alimentação dos motores.

**Figura 13** - Representação da transformada odq por meio de blocos.

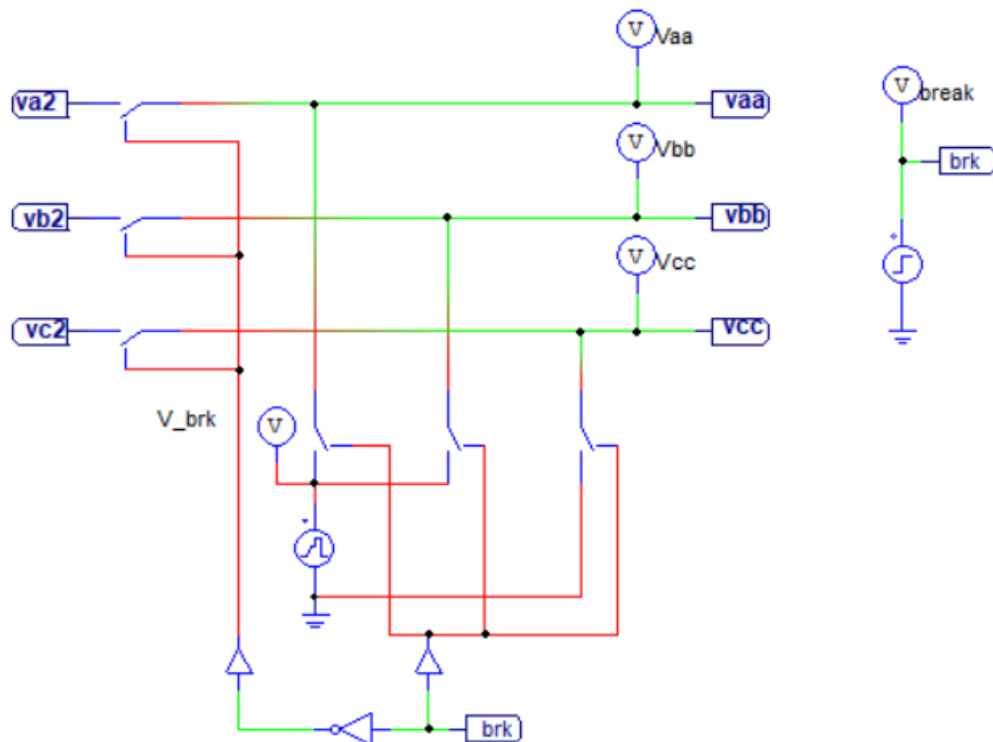


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O tempo de simulação foi considerado 1 segundo. Para a frenagem regenerativa a velocidade de referência é definida para atingir 0 rpm em 0,6 segundos, utilizando uma rampa. Já na frenagem dinâmica, para que a velocidade atinga 0 rpm em aproximadamente 0,6 segundo, foi necessário comutar uma fonte CC de 12 V, para alimentação da máquina e retirar a alimentação CA.

Por meio da Figura 14, é possível verificar o circuito de acionamento da frenagem dinâmica. O sinal “brk” é acionado como sinal lógico positivo para o tempo de 0,5 segundos, comutando as tensões de entrada  $v_{a2}$ ,  $v_{b2}$  e  $v_{c2}$  para a fonte CC de 12 V.

**Figura 14** - Circuito de acionamento da frenagem dinâmica



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os sinais de tensão  $v_{a2}$ ,  $v_{b2}$  e  $v_{c2}$  alimentam o motor até o sinal “brk” ser ativo. Após a comutação das chaves, a tensão de alimentação da máquina é realizada pela fonte CC, realizando a frenagem dinâmica. Nas entradas dos motores estão presentes blocos que transformam o sinal de controle em um sinal de potência, bem como fontes de tensão controladas por tensão para ser possível acionar a máquina com sinais de potência.

## 5.1 SINTONIA DOS CONTROLADORES

Para sintonia dos controladores, foram utilizadas as funções de transferências introduzidas na seção 3, juntamente com o método LGR e os diagrama de controle apresentados na Figura 3. O procedimento baseia-se na alocação de polos e zeros de controladores PI, com foco em se obter uma resposta mais rápida e com bom amortecimento, sendo considerado no projeto um fator de amortecimento  $\xi = 1$ .

Por meio da Figura 3, é possível perceber que os dois diagramas de controle apresentam malhas internas, ou seja, para garantir uma boa dinâmica e sintonia, as malhas internas precisam ser, pelo menos, 10 vezes mais rápidas que as malhas externas, fazendo com que elas possam ser virtualmente desacopladas. De modo geral, o controlador PI irá inserir um zero em  $-\frac{K_i}{K_p}$  e um polo em 0. O objetivo foi alocar o zero em uma posição que favoreça a dinâmica e estabilidade, buscando uma dinâmica rápida e com bom amortecimento. Após a escolha do zero, escolheu-se um ganho  $K_p$  que satisfaça o fator de amortecimento requerido e uma resposta desejada.

Com isso, as malhas de controle de corrente de eixo direto e em quadratura,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , com referência as tensões de eixo direto e em quadratura,  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , precisam ter uma frequência natural  $\omega_n$ , pelo menos dez vezes mais maior que a frequência natural do controle de fluxo e velocidade, garantindo que a resposta do controle de corrente seja rápida o suficiente para não causar problemas nas malhas de controle externas.

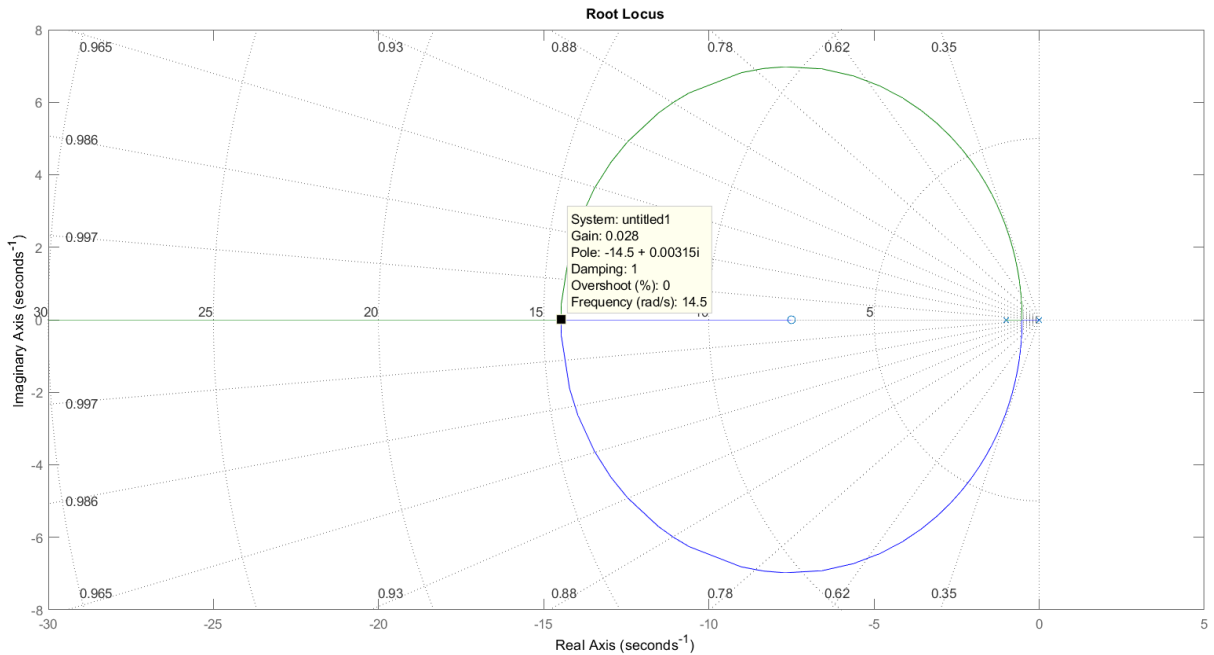
### 5.1.1 Sintonia do controle de velocidade

Primeiramente, a sintonia realizada foi no controle da velocidade  $\omega_m$ , considerando a frequência natural da velocidade 15 vezes maior que do polo da  $FTMA_\omega$ . De acordo com os parâmetros do motor, a função de transferência da velocidade em relação ao conjugado e a constante de tempo mecânica  $\tau_m = J_m/F_m$ , o polo da  $FTMA_\omega$  da planta é:

$$\frac{1}{\tau_m} = \frac{F_m}{J_m} = \frac{0,001}{0,001} = 1 \quad (109)$$

Resultando em uma frequência natural  $\omega_n \approx 15$  rad/s, e o zero do controlador PI tal que  $\frac{K_i \omega}{K_p \omega} = 7,5$ . O LGR do sistema compensado é mostrado na Figura 15.

**Figura 15 - LGR compensado da velocidade.**



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os polos de malha fechada são reais idênticos e alocados em aproximadamente  $-2 \frac{K_{i,\omega}}{K_{p,\omega}}$  com ganho ajustado  $K_p = 0,028$ . Logo a  $FTMF_\omega$  é dada por:

$$H_{\omega,c}(s) = \frac{K_{\omega,c}}{s + \frac{1}{\tau_m}} \quad R_\omega(s) = K_{p,\omega} \frac{\left(s + \frac{K_{i,\omega}}{K_{p,\omega}}\right)}{s} \quad (110)$$

$$FTMA_\omega(s) = R_\omega(s)H_{\omega,c}(s) = \frac{K_{\omega,c} \left(s + \frac{K_{i,\omega}}{K_{p,\omega}}\right)}{s \left(s + \frac{1}{\tau_m}\right)} \quad (111)$$

$$FTMF_\omega(s) = \frac{FTMA_\omega}{1 + FTMA_\omega} = \frac{K_{\omega,c} \left(s + \frac{K_{i,\omega}}{K_{p,\omega}}\right)}{s \left(s + \frac{1}{\tau_m}\right) + K_{\omega,c} \left(s + \frac{K_{i,\omega}}{K_{p,\omega}}\right)} \quad (112)$$

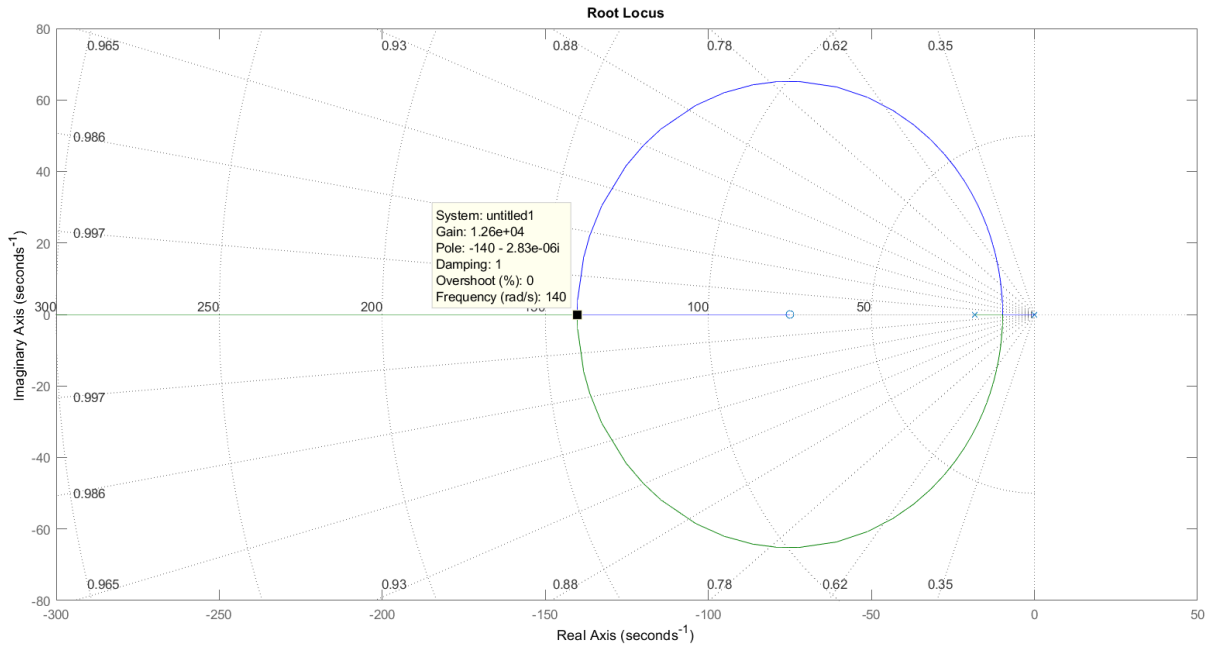
### 5.1.2 Sintonia do Controle de Fluxo

O controlador do fluxo foi sintonizado tomando como base os critérios da malha controle interna e externa. Logo a sua frequência natural  $\omega_{n,\varphi}$ , deve ser pelo menos 10 vezes maior que a frequência da malha de velocidade, visto que o fluxo estará presente na malha de controle da velocidade. Com isso, é considerado que

$$\omega_{n,\varphi} \approx 10 \times \omega_{n,\omega} = 10 \times 15 = 150 \quad (113)$$

E conseqüentemente o zero do controlador em  $-\frac{K_{i,\varphi}}{K_{p,\varphi}} = -\frac{\omega_{n,\varphi}}{2} = -75$ . Pela função de transferência do fluxo, seção 3, é possível perceber um polo em  $-\frac{1}{\tau_r}$ , sendo  $\tau_r$  a constante de tempo elétrica rotórica, dada por  $\tau_r = \frac{L_{rr}}{R_r} = 0,0547$  segundos.

**Figura 16** - LGR compensado do controle de fluxo rotórico.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O polo da  $FTMA_\varphi$  é dado por  $-\frac{1}{\tau_r} = -18,3$  e o LGR do sistema compensado é exposto na Figura 16, com ganho  $K_{p,\varphi} = 1,26 \times 10^4$  para alocação dos polos da  $FTMF_\varphi$  em  $\omega_{n,\varphi} = 140$ . Logo a  $FTMF_\varphi$  é dada por:

$$H_{\varphi,i_d}(s) = \frac{K_{\varphi,i_d}}{s + \frac{1}{\tau_r}} \quad R_\varphi(s) = K_{p,\varphi} \frac{\left(s + \frac{K_{i,\varphi}}{K_{p,\varphi}}\right)}{s} \quad (114)$$

$$FTMA_\varphi(s) = H_{\varphi,i_d}(s)R_\varphi(s) = \frac{K_{\varphi,i_d} \left(s + \frac{K_{i,\varphi}}{K_{p,\varphi}}\right)}{s \left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)} \quad (115)$$

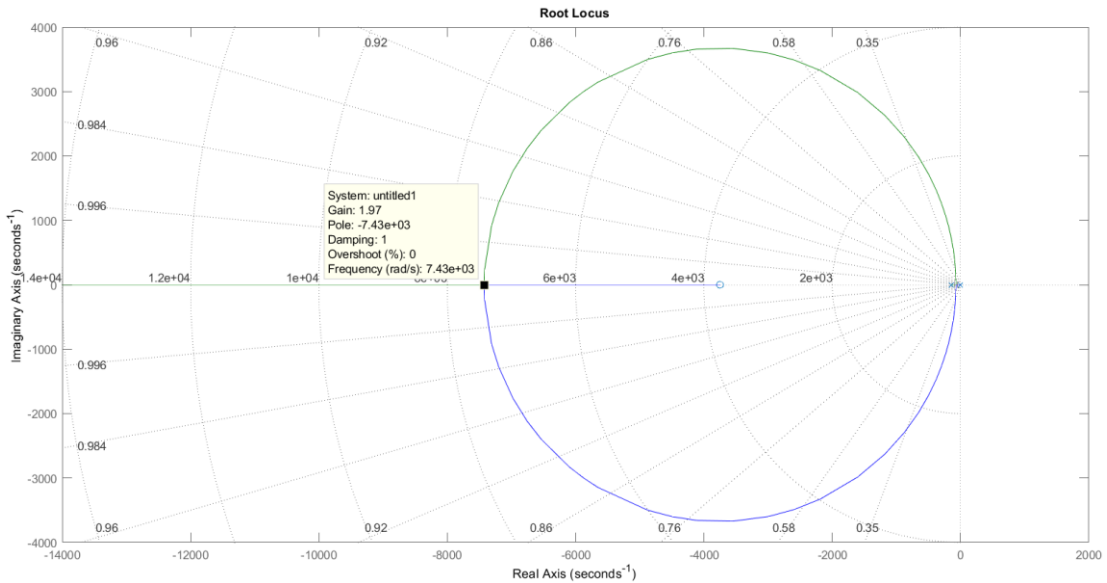
$$FTMF_\varphi(s) = \frac{FTMA_\varphi(s)}{1 + FTMA_\varphi(s)} = \frac{K_{\varphi,i_d} \left(s + \frac{K_{i,\varphi}}{K_{p,\varphi}}\right)}{s \left(s + \frac{1}{\tau_r}\right) + K_{\varphi,i_d} \left(s + \frac{K_{i,\varphi}}{K_{p,\varphi}}\right)} \quad (116)$$

### 5.1.3 Sintonia do Controle das Correntes

No controle das correntes de eixo direto e em quadratura,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , foi considerado uma frequência natural  $\omega_{n,i}$ , 50 vezes mais rápida que a  $\omega_{n,\varphi}$ , resultando  $\omega_{n,i} \approx 7500$  rad/s. Essas considerações foram feitas devido a malha das correntes serem internas, logo seu comportamento deve ser rápido o suficiente para desacoplar da malha de controle de fluxo e velocidade. Como resultando obtém-se  $\omega_{n,i} = 7500$  rad/s e consequentemente um zero do compensador em  $-\frac{K_{i,i}}{K_{p,i}} = -3750$ .

A função de transferência de malha aberta das correntes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  é dada na seção 3, possuindo um polo em  $-K_{i,v}R_{sr}$ , sendo  $K_{i,v} = \frac{1}{\sigma L_{ss}}$ ,  $R_{sr} = R_s + \frac{(1-\sigma)L_{ss}}{\tau_r}$  e  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_{ss}L_{rr}}$ . Considerando os parâmetros da máquina presentes na Tabela 1 e a constante de tempo elétrica rotórica  $\tau_r$ , é possível determinar o polo da  $FTMA_i$  em  $-146$ . Logo o comportamento do LGR é dado pela Figura 17.

**Figura 17** - LGR compensado controle das correntes de eixo direto e de eixo em quadratura.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O ganho  $K_{p,i}$  é ajustado para que os polos de malha fechada apresentem uma frequência natural  $\omega_{n,i}$  de 7430 rad/s, em  $K_{p,i} = 1,97$ . A  $FTMF_i$  é dada por:

$$H_{i,v}(s) = \frac{K_{i,v}}{s + K_{i,v}R_{sr}} \quad R_{i,v}(s) = K_{p,i} \frac{\left(s + \frac{K_{i,i}}{K_{p,i}}\right)}{s} \quad (117)$$

$$FTMA_i(s) = \frac{K_{i,v} \left( s + \frac{K_{i,i}}{K_{p,i}} \right)}{s(s + K_{i,v} R_{Sr})} \quad (118)$$

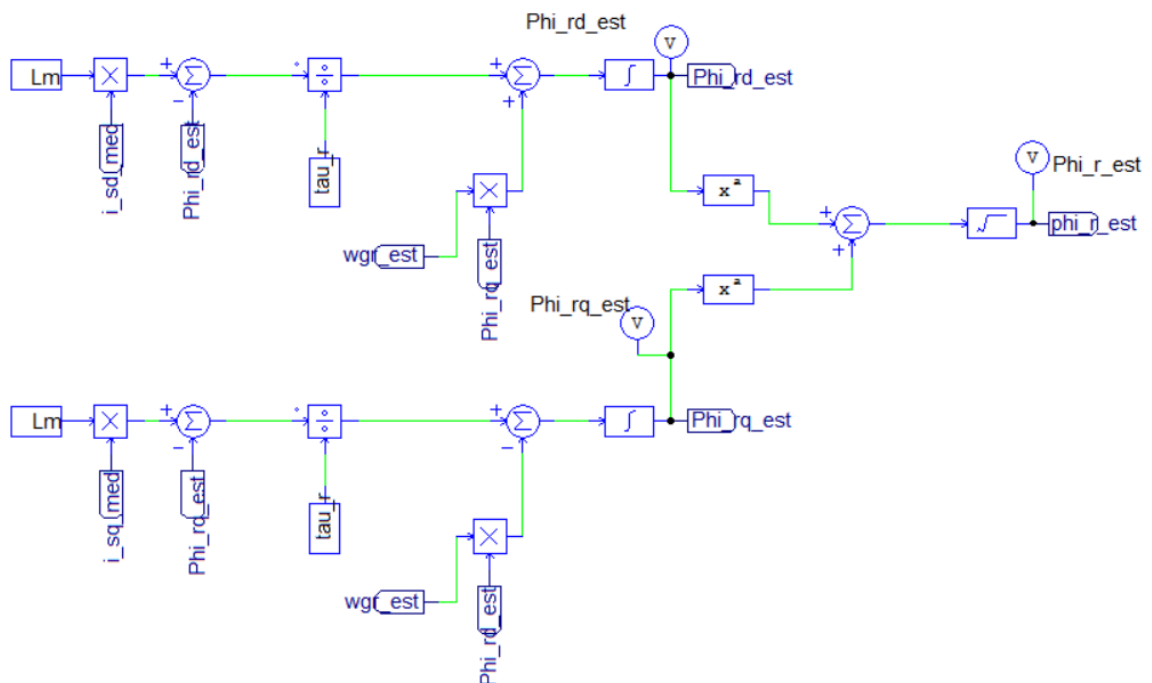
$$FTMF_i(s) = \frac{FTMA_i(s)}{1 + FTMA_i(s)} = \frac{K_{i,v} \left( s + \frac{K_{i,i}}{K_{p,i}} \right)}{s(s + K_{i,v} R_{Sr}) + K_{i,v} \left( s + \frac{K_{i,i}}{K_{p,i}} \right)} \quad (119)$$

O ganho  $K_{p,i}$  pode ser determinado de maneira individual para a corrente de eixo direto e em quadratura,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , se tornando  $K_{p,id}$  e  $K_{p,iq}$ .

## 5.2 ESTIMADOR DE FLUXO

Devido à dificuldade de se medir o fluxo rotórico, sendo uma limitação prática, é necessário fazer com que a realimentação do fluxo seja feita por meio de um estimador de fluxo. Há diferentes formas na literatura de fazer essa estimação. Como temos acesso as correntes e tensões estatóricas por meio de sensores, é possível estimar o fluxo rotórico com essas variáveis do modelo. O conjunto de equações que descreve o estimador está presente na seção 3, e o circuito do estimador é exposto na Figura 18.

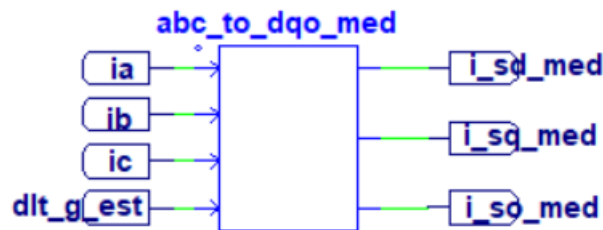
**Figura 18** – Simulação do estimador de fluxo.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As correntes " $i_{sq\_med}$ " e " $i_{sd\_med}$ " são obtidas a partir das correntes estatóricas da máquina, passando por um bloco configurado com a transformada odq, presente na Figura 16.

Figura 19 - Bloco da transformada odq.

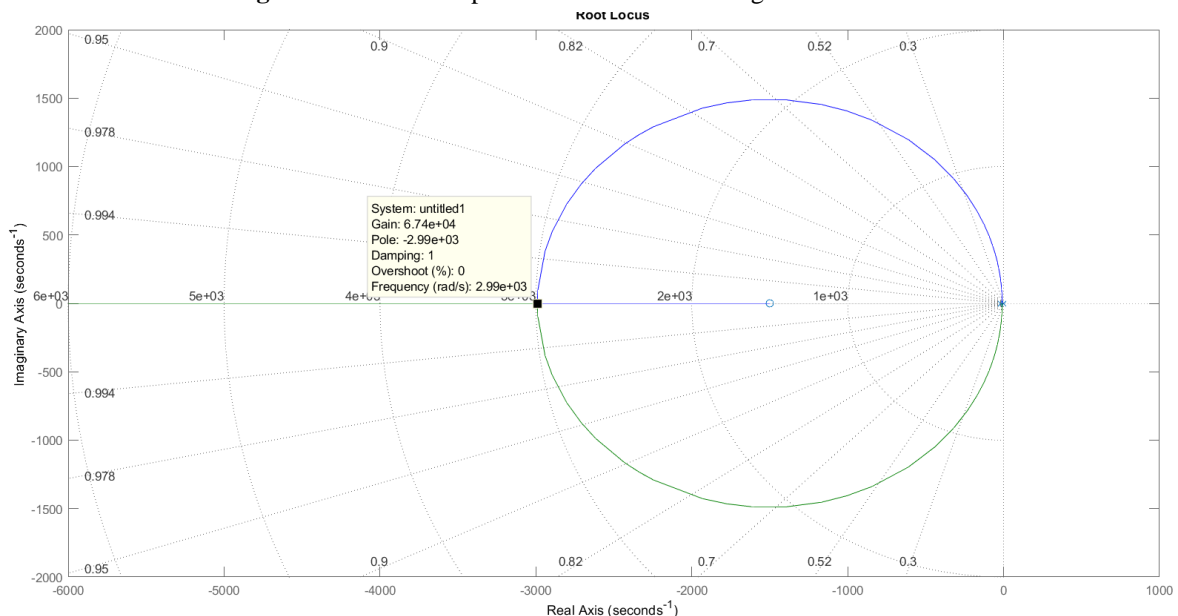


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Como já demonstrado na seção 3, para o controle em quadratura, o fluxo rotórico de eixo direto  $\phi_{rd}^g$  busca o fluxo rotórico  $\phi_r$  e o fluxo rotórico de eixo em quadratura  $\phi_{rq}^g$  tende a zero em regime permanente. Logo, para que isto aconteça, deve-se controlar o ângulo  $\theta_g$ , que simboliza o ângulo medido do fluxo rotórico de eixo em quadratura e zero graus. O controlador PI é utilizado para o rastreamento do fluxo e utilizado para manter o  $\theta_g$  em zero e como consequência obter  $\phi_{rd}^g = \phi_r$ , conforme a Figura 5.

Por ser uma medição externa, o estimador de fluxo deve ter uma frequência natural  $\omega_{n,est}$  pelo menos 10 vezes mais rápida que a frequência natural da malha de controle do fluxo  $\omega_{n,\varphi}$ , resultando em uma dinâmica suficientemente mais rápida, capaz de acompanhar a malha de controle.

Figura 20 - LGR compensado do controle do ângulo do estimador.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Por meio de teste, foi possível definir  $\omega_{n,est} = 20 \times \omega_{n,\varphi}$ , resultando em  $\omega_{n,est} = 3000$ , e o zero em  $-\frac{K_{i,\varphi q}}{K_{p,\varphi q}} = -1500$ . O LGR do sistema compensado é apresentado na Figura

20, com  $K_{p,\varphi_q} = 67400$ , ajustado para alocar os polos de malha fechada na frequência natural de aproximadamente 3000 rad/s.

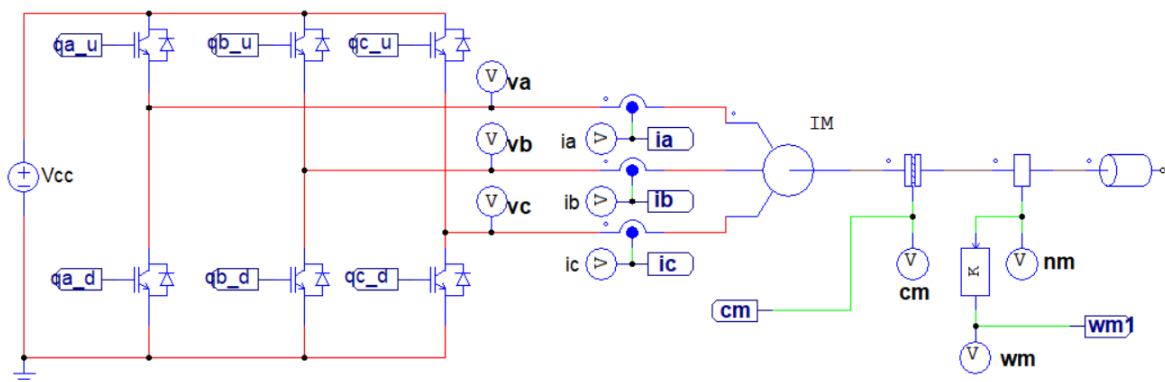
Vale ressaltar que, devido ao ganho de malha direta negativo, o sistema em malha fechada só será estável se  $K_{p,est} < 0$ , logo deve-se utilizar o LGR negativo para esse sistema. Logo, a função de transferência de malha fechada do estimador de fluxo  $FTMF_{\varphi_q}$ , considerando (78), é dada por:

$$FTMF_{\varphi_q}(s) = \frac{FTMA_{\varphi_q}(s)}{1 + FTMA_{\varphi_q}(s)} = \frac{-K_{p,\varphi_q} \Phi_r^* \left( s + \frac{K_{i,\varphi_q}}{K_{p,\varphi_q}} \right)}{s \left( s + \frac{1}{\tau_r} \right) - K_{p,\varphi_q} \Phi_r^* \left( s + \frac{K_{i,\varphi_q}}{K_{p,\varphi_q}} \right)} \quad (120)$$

### 5.3 INVERSOR PWM

O inversor PWM é composto por três braços, cada braço com 2 IGBTs, que funcionam de maneira complementar. O circuito do inversor PWM é descrito na Figura 21.

**Figura 21** - Circuito inversor PWM.



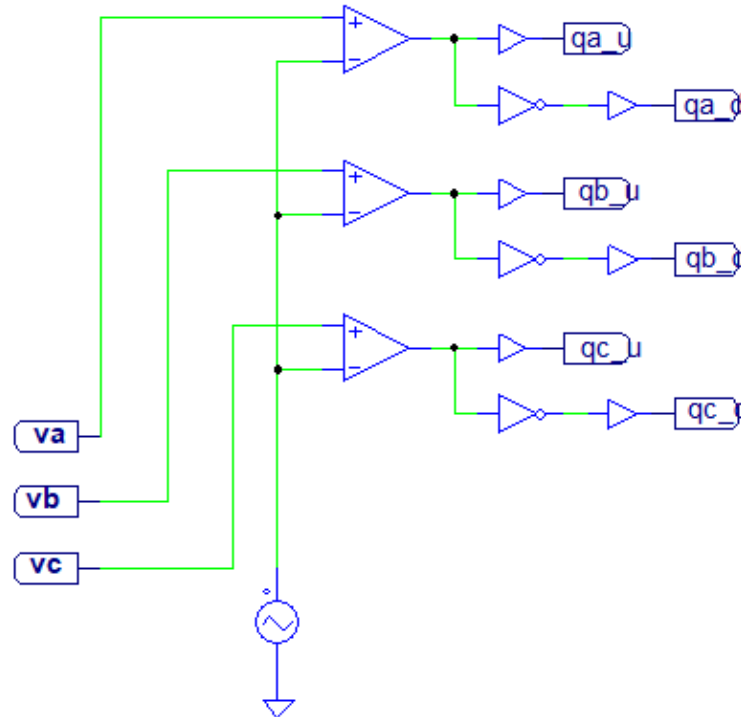
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O acionamento das chaves é feito por meio da porta GATE dos IGBTs, sendo os sinais “qa\_u” e “qa\_d” referentes aos IGBTs conectados à fase a, superior e inferior, respectivamente. Os sinais de acionamento dos IGBTs da fase “b” são “qb\_u” e “qb\_d” e da fase “c”, “qc\_u” e “qc\_d”. O circuito de acionamento das chaves é descrito na Figura 22, observa-se que as tensões de fase (referência) são comparadas com uma onda triangular (portadora triangular) com frequência de chaveamento  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$  e amplitude  $V_{cc}$ . O índice de modulação do inversor ( $m_a$ ) é considerado 0,8 e a tensão do barramento CC ( $V_{cc}$ ), pode ser calculada como

$$V_{cc} = \frac{2\sqrt{2}V_{nf}}{\sqrt{3}m_a} \approx 180 \text{ V} \quad (121)$$

Sendo  $V_{nf}$  a tensão nominal de fase do motor de indução trifásico. As tensões de fase, que servem como referência na modulação por largura de pulso, são advindas da transformada odq das tensões  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , sendo essas provenientes das malhas dos controladores.

**Figura 22** - Circuito acionamento dos IGBTs.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As tags  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  representam as tensões de referência do PWM, obtidas por meio das tensões de eixo direto e em quadratura  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , calculadas por (18). As chaves presentes nos mesmos braços não devem ser ligadas simultaneamente, justificando assim, o uso do bloco NOT nos sinais inferiores, caracterizados pelo “d”. Quando os sinais de saída superior forem de nível lógico alto, conseqüentemente os sinais de saída inferior serão de nível lógico baixo, e vice-versa.

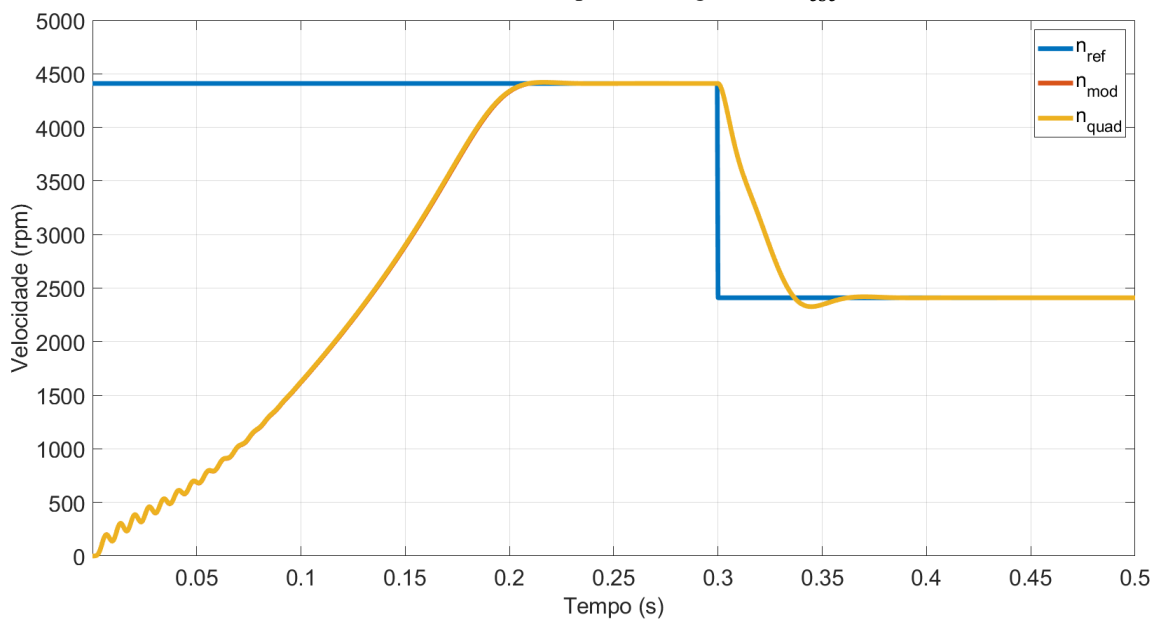
## 6 RESULTADOS

Neste tópico, serão apresentados os resultados alcançados com as simulações do projeto, sendo dividido em 4 principais partes. A primeira, da validação do modelo e controles por escorregamento e em quadratura, a segunda uma comparação entre a frenagem dinâmica e frenagem regenerativa no controle em malha aberta, a terceira na qual são expostos os resultados do controle em malha fechada e por fim uma simulação completa em malha fechada, com o inversor com modulação PWM e comparações do controle por velocidade e conjugado na frenagem regenerativa.

## 6.1 VALIDAÇÃO DO MODELO E DOS CONTROLES EM MALHA ABERTA

As simulações para realização da validação do modelo odq e dos controles foram realizadas para as características nominais do motor, sendo a velocidade de rotação 4410 rpm. Para os testes do controle de velocidade, foi considerado um tempo de simulação de 0,5 segundos e velocidade de referência  $n_{ref}$  4410 rpm. Em 0,3 segundos é considerado a velocidade de referência 2410 rpm, verificando que o controle de velocidade por escorregamento e quadratura são efetivos, como também o modelo odq sendo uma boa representação do motor elétrico. A velocidade de referência  $n_{ref}$ , velocidade do modelo odq  $n_{mod}$  e velocidade da máquina pelo controle por escorregamento  $n_{esc}$  estão dispostas na Figura 23, onde as velocidades do modelo odq e do controle por escorregamento estão sobrepostas, sendo assim, o modelo odq uma boa representação da máquina de indução trifásica, validando o mesmo em termos de velocidade.

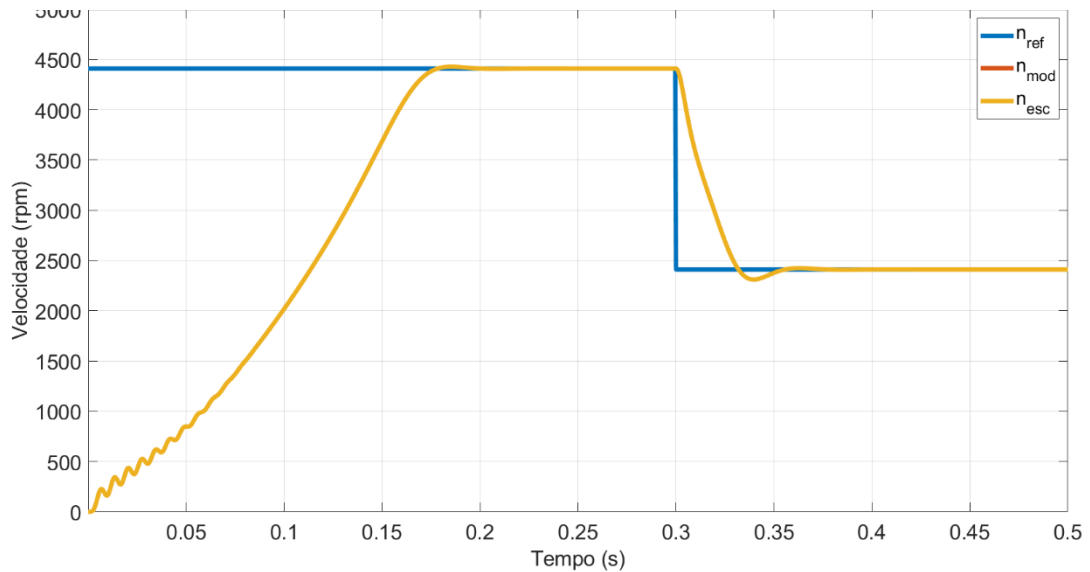
**Figura 23** – Comparação entre velocidade de referência  $n_{ref}$ , velocidade do modelo odq  $n_{mod}$  e velocidade do controle por escorregamento  $n_{esc}$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O mesmo acontece com a velocidade para o controle em quadratura, onde há uma sobreposição com a velocidade do modelo, e ambas seguem a velocidade de referência, sendo possível perceber esse comportamento por meio da Figura 24. A velocidade do controle em quadratura  $n_{quad}$ , é sobreposto pela velocidade do modelo  $n_{mod}$ , provando assim que o modelo odq é uma ótima representação do motor de indução.

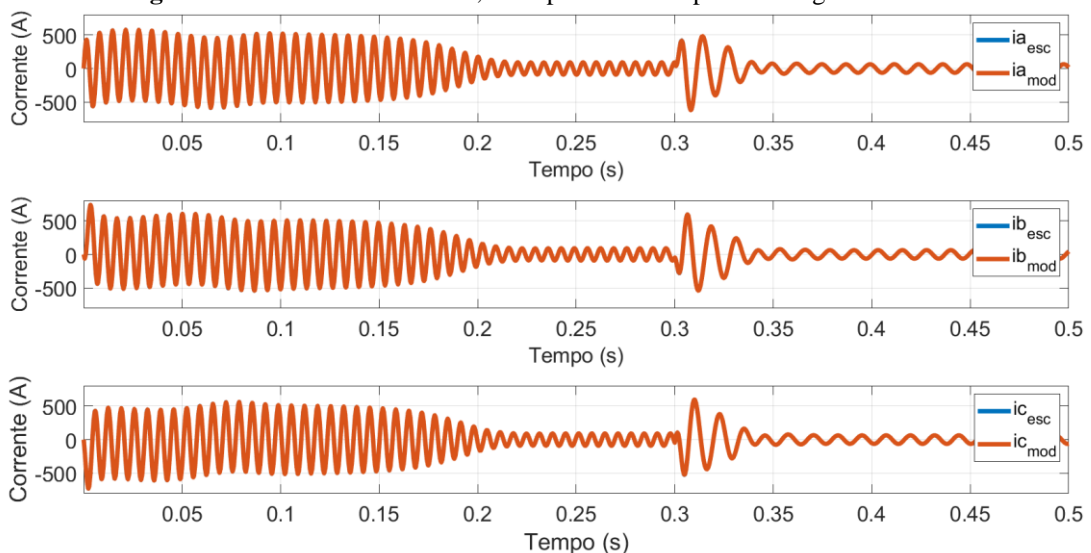
**Figura 24** - Comparação entre velocidade de referência  $n_{ref}$ , velocidade do modelo odq  $n_{mod}$  e velocidade medida do controle em quadratura  $n_{quad}$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Também foi possível comparar o comportamento das correntes de fase do motor para o controle por escorregamento e em quadratura com as correntes do modelo. As correntes de fase apresentam valores na faixa de 500 A no transitório inicial, até atingir regime permanente e se estabilizarem em seus valores nominais, conforme Figura 25. As correntes são descritas pela sua fase e tipo de controle empregado, por exemplo " $ia_{esc}$ " é a corrente da fase "a" e do controle por escorregamento.

**Figura 25**- Correntes das fases a, b e c para controle por escorregamento.

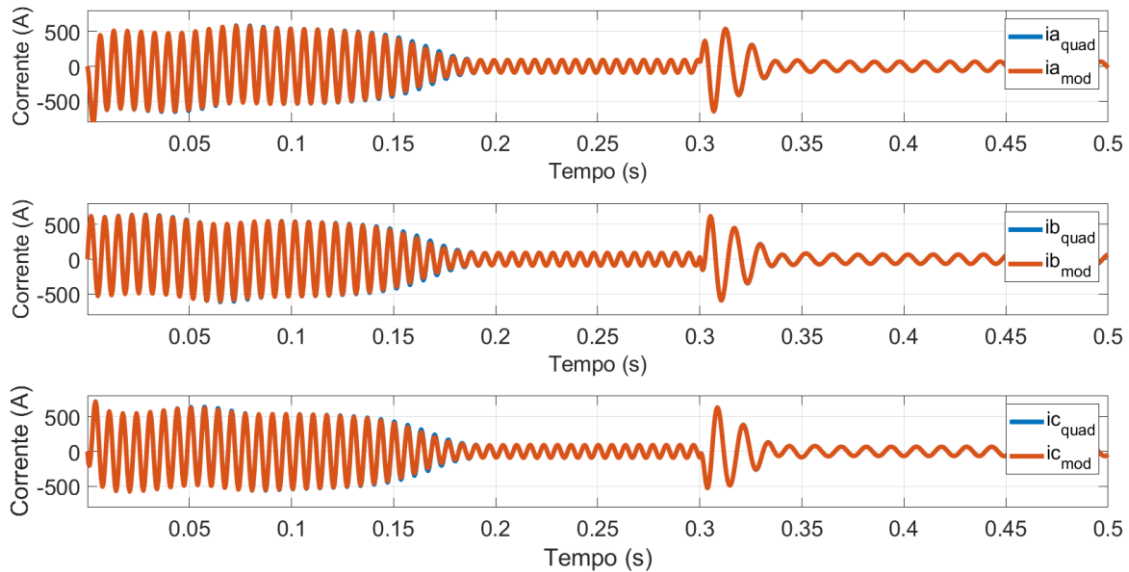


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

No transitório de mudança de velocidade, é possível perceber que, novamente, as correntes das fases atingem valores próximos aos de corrente de partida do motor, podendo ser corrigido isso utilizando controladores PI no controle em malha fechada que será apresentado nos próximos tópicos.

Assim como no controle por escorregamento, a corrente no controle em quadratura é sobreposta com a corrente do modelo odq, conforme Figura 26, e nos períodos de mudança de velocidade atingem valores próximos aos da corrente de partida. Esse comportamento das correntes nos períodos de mudança de velocidade é resultado do tipo de controle empregado, sendo um controle em malha aberta, não controlando as variáveis internas da máquina, sendo similar ao acionamento direto.

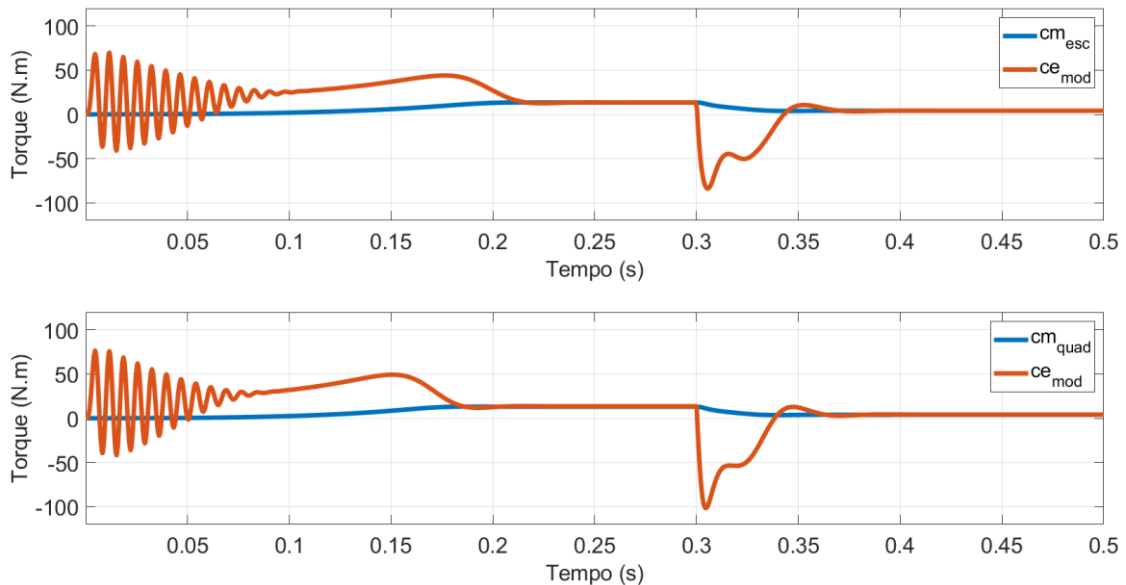
**Figura 26** – Correntes das fases a, b e c para controle em quadratura.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O torque de ambos os controles é exposto na Figura 27. Em regime permanente, o torque eletromagnético  $c_{e,mod}$  se iguala ao torque mecânico  $c_m$ , os índices “esc” simboliza o controle por escorregamento e o índice “quad” simboliza o controle em quadratura. Ambos os conjugados seguem as referências, porém em momentos de frenagem, o controle em quadratura apresenta valores mais baixos, comparados ao controle por escorregamento. O conjugado para o controle em quadratura também atinge valores nominais de maneira mais rápida, ou seja, antes de 0,2 segundos, o conjugado eletromagnético se torna igual ao conjugado mecânico.

**Figura 27-** a) Comparação entre torque eletromagnético  $ce_{mod}$  e conjugado mecânico  $cm_{esc}$  para controle por escorregamento b) Comparação entre torque eletromagnético  $ce_{quad}$  e conjugado mecânico  $cm_{mod}$  para controle em quadratura.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Por fim, na última análise é realizada a validação dos controles e dos modelos é feita nos fluxos, sendo o fluxo rotórico de eixo direto  $\varphi_{rd}$  e o fluxo rotórico de eixo em quadratura  $\varphi_{rq}$ . O módulo do fluxo rotórico é dado por:

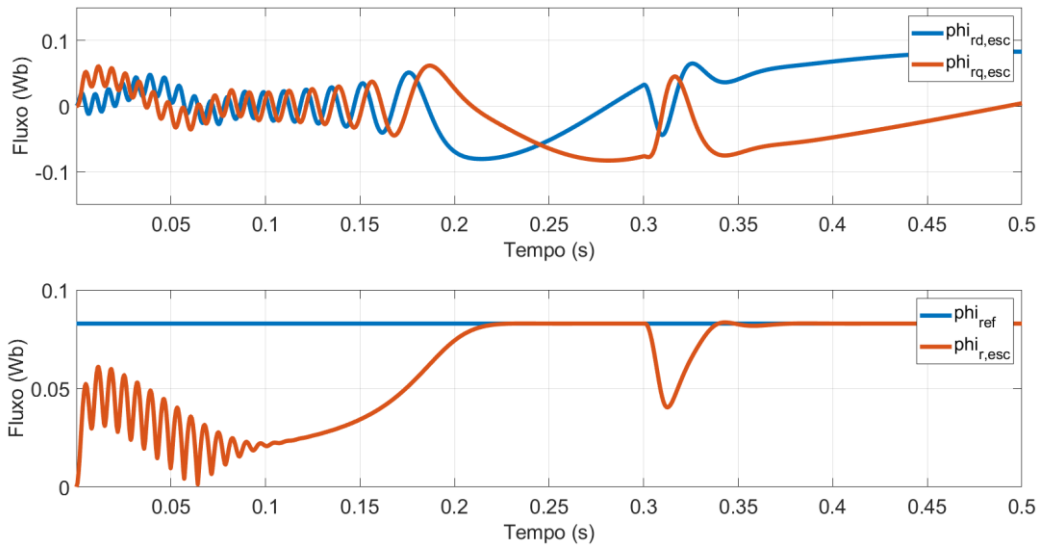
$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2} \quad (122)$$

No controle por escorregamento não é adotada nenhuma condição para os fluxos de eixo direto e em quadratura,  $\varphi_{rd}$  e  $\varphi_{rq}$ , respectivamente, resultando em comportamentos dinâmicos não controlados. O fluxo rotórico  $\varphi_r$ , dado por (122), acompanha o valor de referência em regime permanente, porém no transitório de mudança de velocidade ele possui variações, que é um comportamento normal para um controle em malha aberta, sendo solucionado com o fechamento da malha.

No controle em quadratura, o fluxo rotórico de eixo direto  $\varphi_{rd}$  acompanha o fluxo rotórico  $\varphi_r$ , e o fluxo rotórico de eixo em quadratura  $\varphi_{rq}$  alcança zero. Esse comportamento é esperado, considerando que foi um dos critérios para o desenvolvimento do controle em quadratura.

Nas Figuras 28 e 29, são apresentados os fluxos para o controle por escorregamento e em quadratura, respectivamente. Os resultados mostram que o modelo odq é uma boa representação do que acontece na máquina.

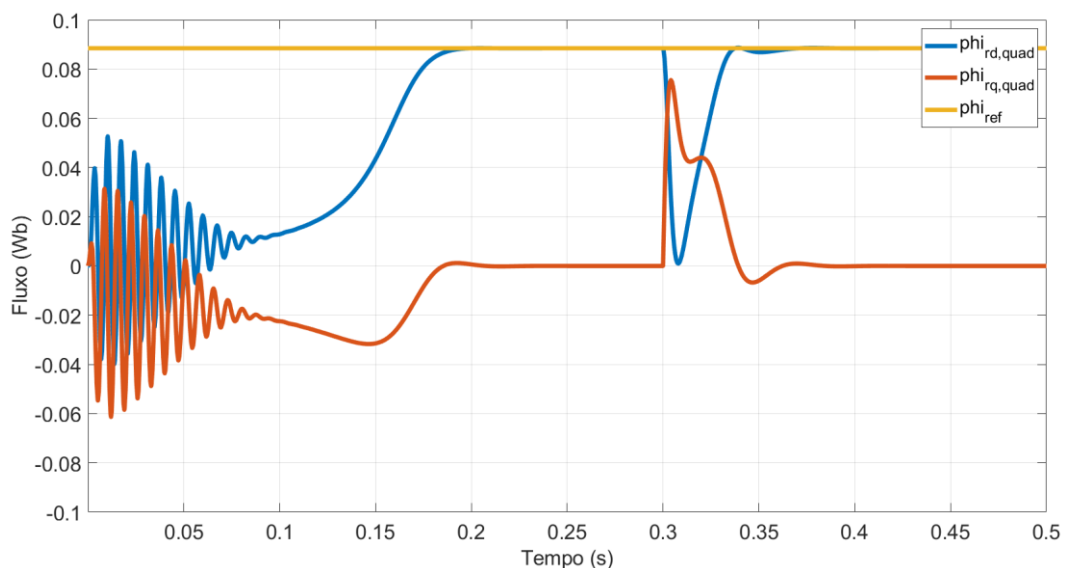
**Figura 28** – Comparação entre fluxos rotóricos de eixo direto  $\varphi_{rd}$  e em quadratura  $\varphi_{rq}$  para controle por escorregamento e escorregamento.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Conforme mostrado na Figura 29, o fluxo de eixo direto e em quadratura, para o controle em quadratura, seguem os critérios adotados no desenvolvimento das equações.

**Figura 29** – Comparativo entre fluxo rotórico de eixo direto  $\varphi_{rd,quad}$ , fluxo rotórico de eixo em quadratura  $\varphi_{rq,quad}$  e fluxo de referência  $\varphi_r$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A comparação dos valores obtidos pelo modelo que representa a máquina e nos controles por escorregamento e em quadratura estão presentes na Tabela 2. Ao observar os valores medidos, observa-se que ambos os controles apresentam um desempenho satisfatório, demonstrando uma boa resposta para as condições de contorno previamente estabelecidas no projeto. Além disso, os valores obtidos para cada método de controle são bastante próximos entre si, indicando uma consistência nos resultados e validando a eficácia das estratégias de controle.

**Tabela 2** - Comparativos controle por escorregamento e em quadratura para condições nominais.

Grandeza	Controle por Escorregamento	Controle em quadratura
Fluxo rotórico ( $\varphi_r$ )	0,0849 Wb	0,0847 Wb
Conjugado Mecânico ( $c_m$ )	13,46 N.m	13,46 N.m
Velocidade ( $n_m$ )	4410 rpm	4410 rpm
Tensão de fase ( $v_f$ )	71 V	73,58 V
Corrente de fase ( $i_f$ )	92,22 A	91,6 A

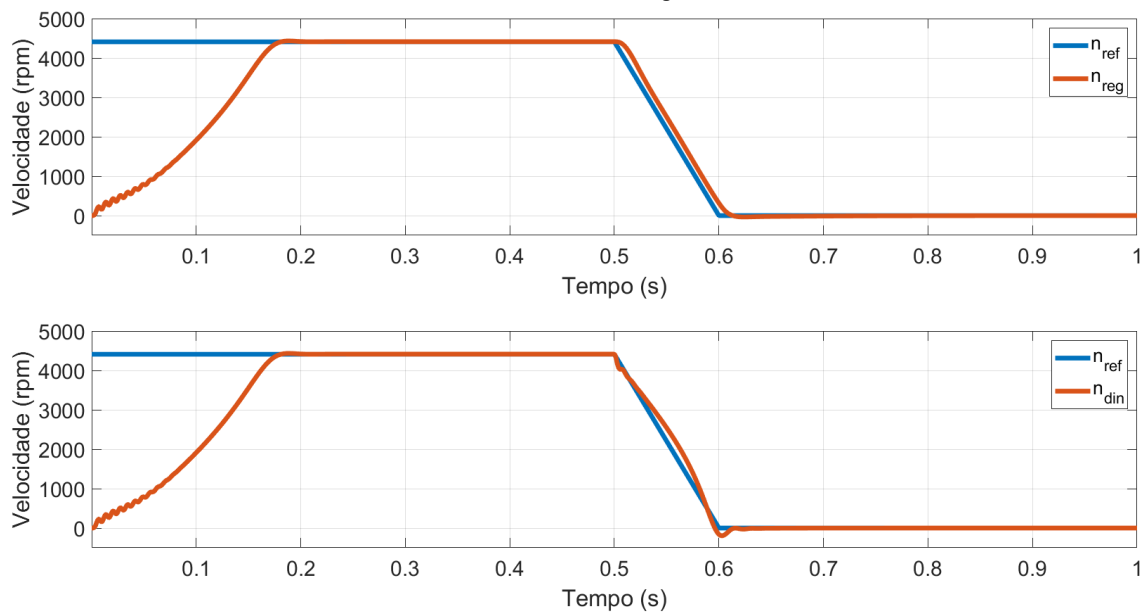
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

## 6.2 FRENAGEM REGENERATIVA E DINÂMICA EM MALHA ABERTA

Com o objetivo de analisar os perfis das frenagens descritos na seção 3.6, foram realizadas simulações comparando o processo de frenagem regenerativa e frenagem dinâmica. São simulados dois motores de maneira simultânea, com tempo de simulação em 1 segundo e o processo de frenagem de ambos acontecendo em 0,5 segundos. Foi utilizado o controle em quadratura para fazer as simulações, por obter uma resposta dinâmica mais satisfatória e rápida, comparada ao controle por escorregamento.

É possível perceber que na frenagem regenerativa, em todo o período de frenagem, a velocidade do motor acompanha a velocidade de referência  $n_{ref}$  e em nenhum momento a velocidade fica negativa, conforme a Figura 30.

**Figura 30** - Comparativo entre velocidade de referência  $n_{ref}$  e velocidade medida no controle por escorregamento  $n_{reg}$ .



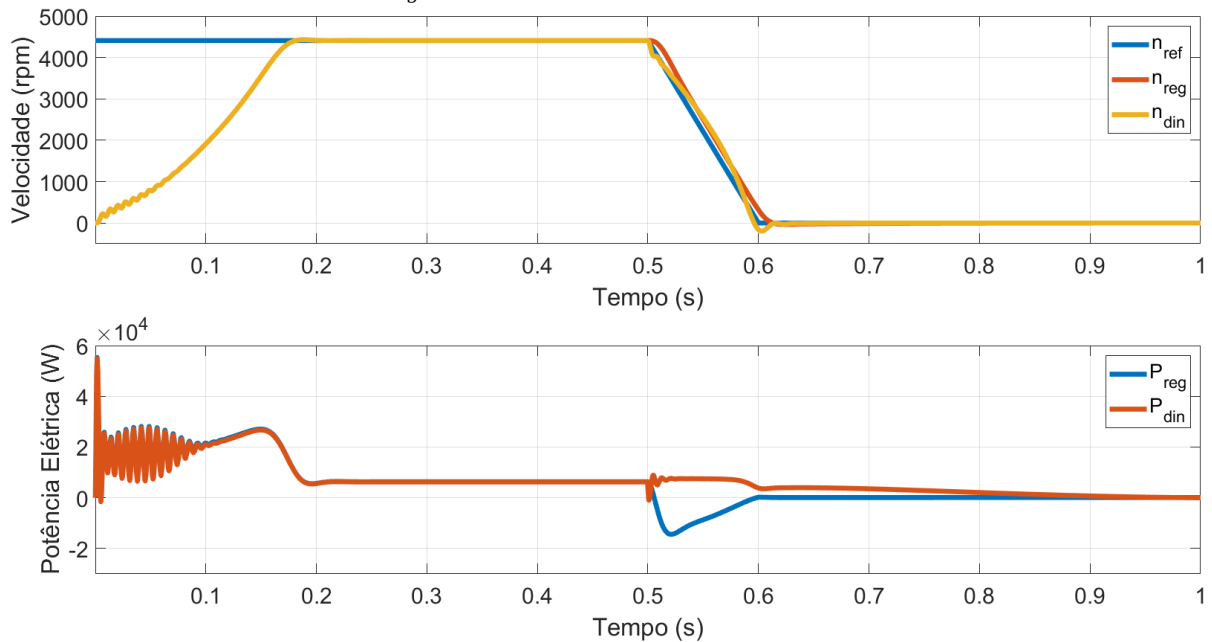
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O contrário acontece na frenagem dinâmica, em 0,6 segundo, a velocidade atinge valores negativos, simbolizando que o eixo do motor estaria rodando para o sentido contrário. Durante o período de frenagem regenerativa, a máquina funciona como gerador, sendo possível

observar pela potência elétrica  $P_{reg}$ , um comportamento negativo, simbolizando que a máquina está fornecendo energia nos terminais de alimentação, conforme Figura 31.

A energia regenerada durante o período de frenagem foi de 690 J, advinda da integração da potência.

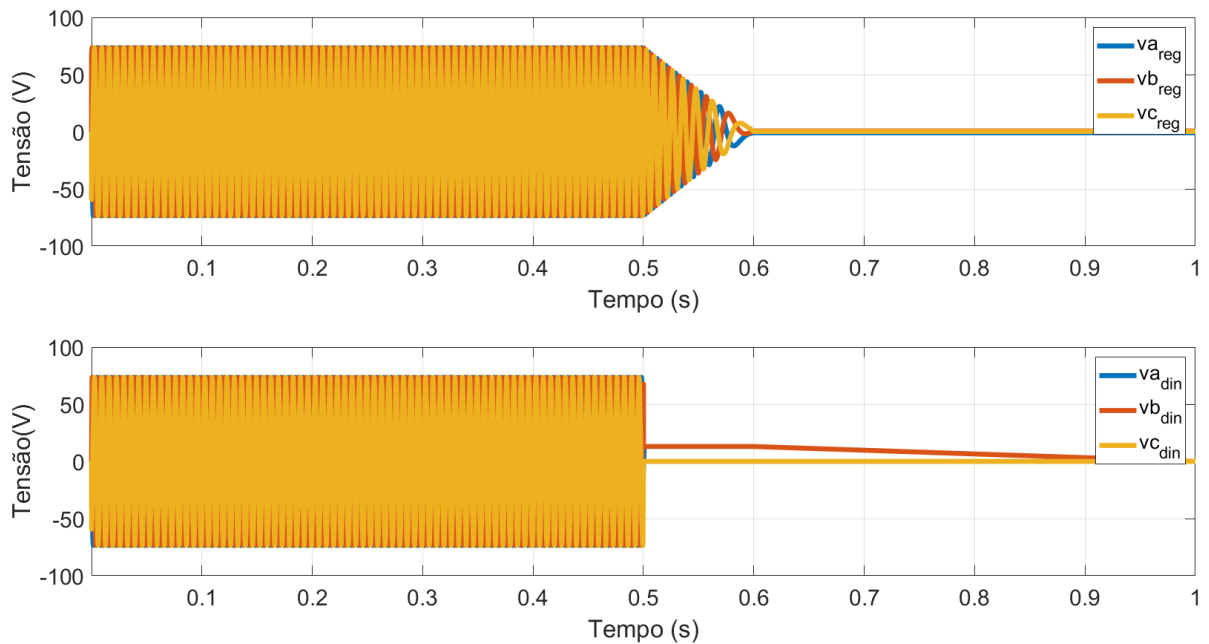
**Figura 31** – a) Velocidade de referência  $n_{ref}$ , velocidade medida na frenagem regenerativa  $n_{reg}$  e velocidade medida para frenagem dinâmica  $n_{din}$  b) Comparativo entre potência elétrica de entrada para frenagem regenerativa  $P_{reg}$  e potência elétrica de entrada para frenagem dinâmica  $P_{din}$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A comutação da fonte CC para os terminais da máquina no período de frenagem dinâmica pode ser vista na Figura 32. As tensões com subscrito “reg” são para descrever a frenagem regenerativa e “din” para dinâmica. As tensões no método de frenagem regenerativa possuem amplitude zero em 0,6 segundos (fim da frenagem), em contrapartida a máquina no processo de frenagem apresenta tensão nas fases, até que as resistências internas dissipem toda energia cinética.

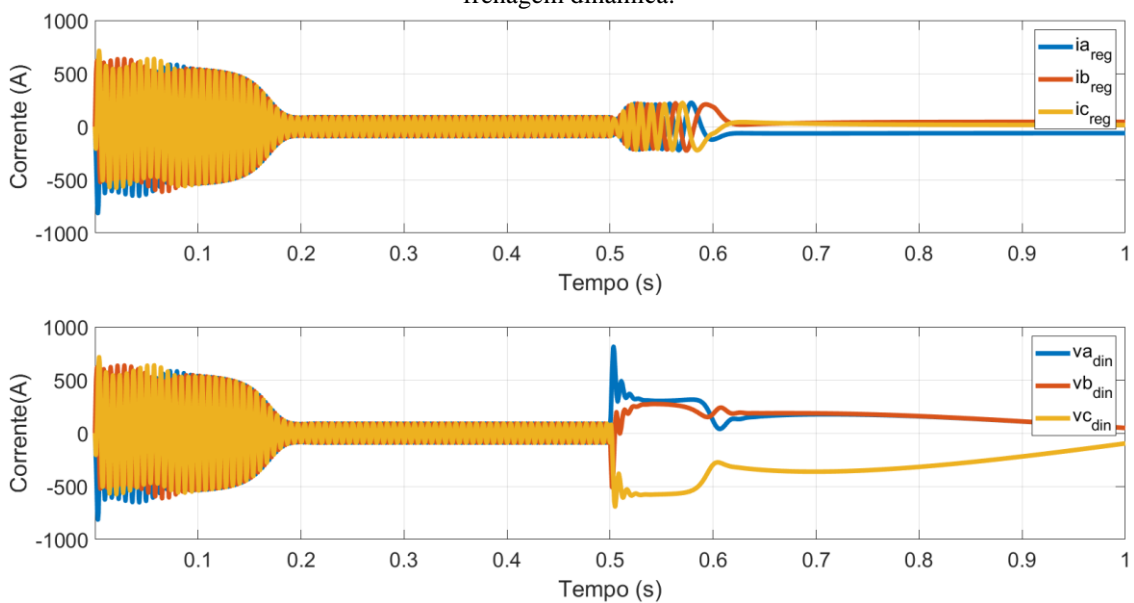
**Figura 32** – a) tensões  $v_{a_{reg}}$ ,  $v_{b_{reg}}$  e  $v_{c_{reg}}$  para controle por escorregamento b) correntes  $v_{a_{din}}$ ,  $v_{b_{din}}$  e  $v_{c_{din}}$ .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As correntes de fases, " $i_{a_{reg}}$ ", " $i_{b_{reg}}$ " e " $i_{c_{reg}}$ ", são classificadas por " $reg$ " para frenagem regenerativa e " $din$ " para frenagem dinâmica. No processo de frenagem, as correntes para o caso regenerativo aumentam devido ao controle em malha aberta, e após a frenagem se aproxima de zero em regime permanente. Os valores de corrente de pico durante a frenagem regenerativa têm magnitude de 240 A e no processo de frenagem dinâmica 820 A, sendo um ponto negativo para a frenagem dinâmica, necessitando de nível de isolamento e proteção maiores, conforme mostra a Figura 33.

**Figura 33** – a) correntes de fase do motor para frenagem regenerativa b) correntes de fase do motor para frenagem dinâmica.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

### 6.3 CONTROLE EM MALHA FECHADA

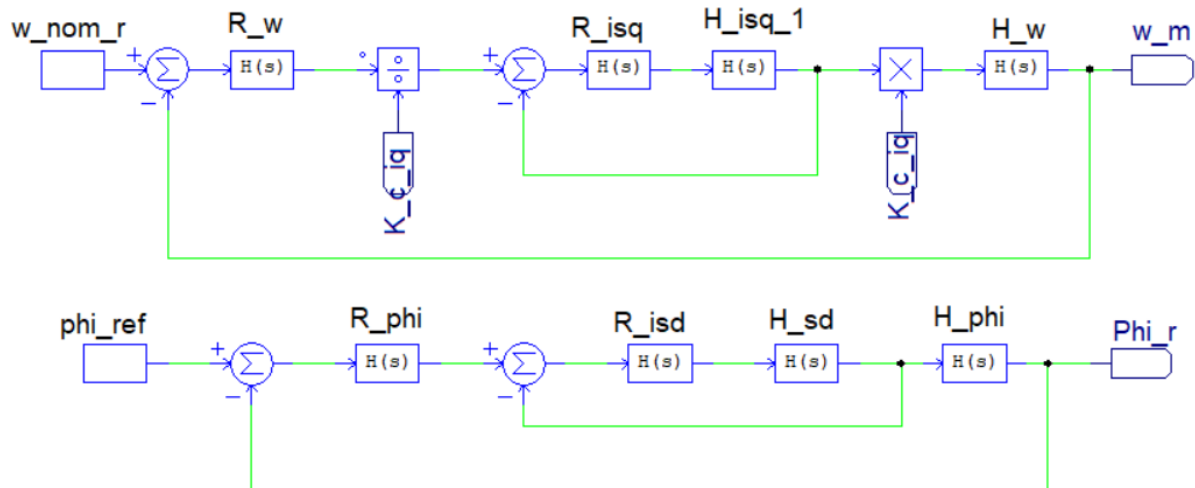
O controle em malha fechada foi baseado na sintonia dos controladores PI da seção 4, e inicialmente sendo testado por meio de uma simulação simplificada a parte, utilizando as funções de transferências da seção 3. Após a comprovação dinâmica e sintonia dos controladores, é possível adicionar os controladores à simulação de malha aberta, fechando a malha de controle. Nesta simulação completa também foi adicionando o inversor PWM, com o intuito de acionar a máquina por meio das referências de velocidade.

#### 6.3.1 Controle em malha fechada simplificado

O controle em malha fechada simplificado (utilizando as funções de transferência) foi realizado com o intuito de melhorar as características dinâmicas do controle em malha aberta e aplicar os controladores sintonizados nas funções de transferência, realizando testes. As simulações foram realizadas em cascata, conforme a Figura 34.

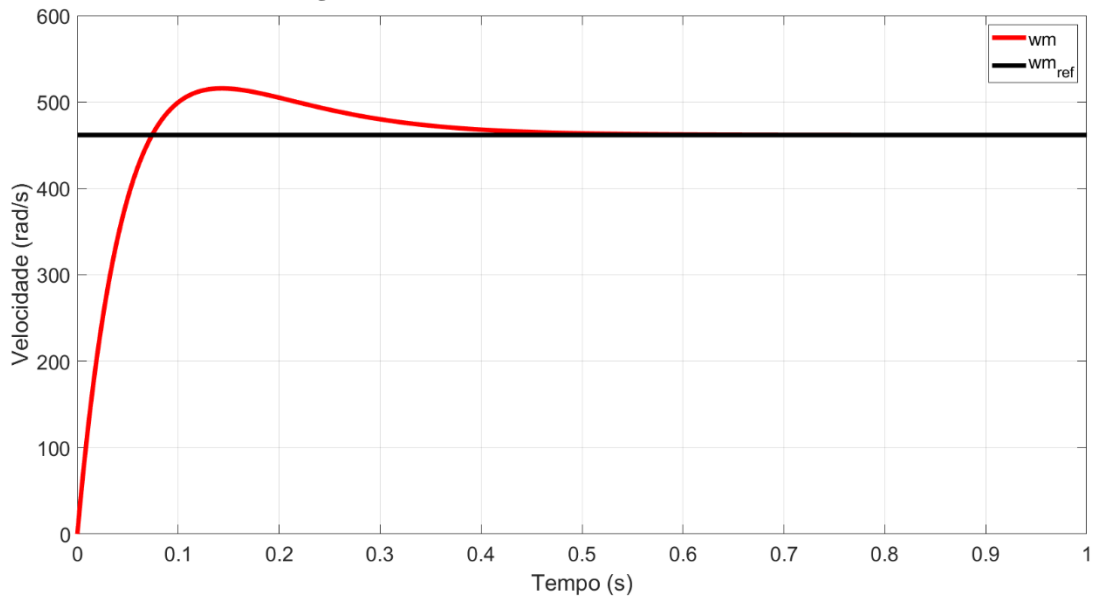
As funções de transferência da velocidade  $\omega_m$ , fluxo  $\varphi_r^*$ , corrente de eixo direto  $i_{sd}$  e corrente de eixo em quadratura  $i_{sq}$ , são representadas por “H” e as funções de transferência dos controladores por “R”. Foi realizado o teste de cada malha de maneira individual, por meio de simulações no PSIM.

Figura 34 - Diagrama de controle em malha fechada para simulação simplificada.



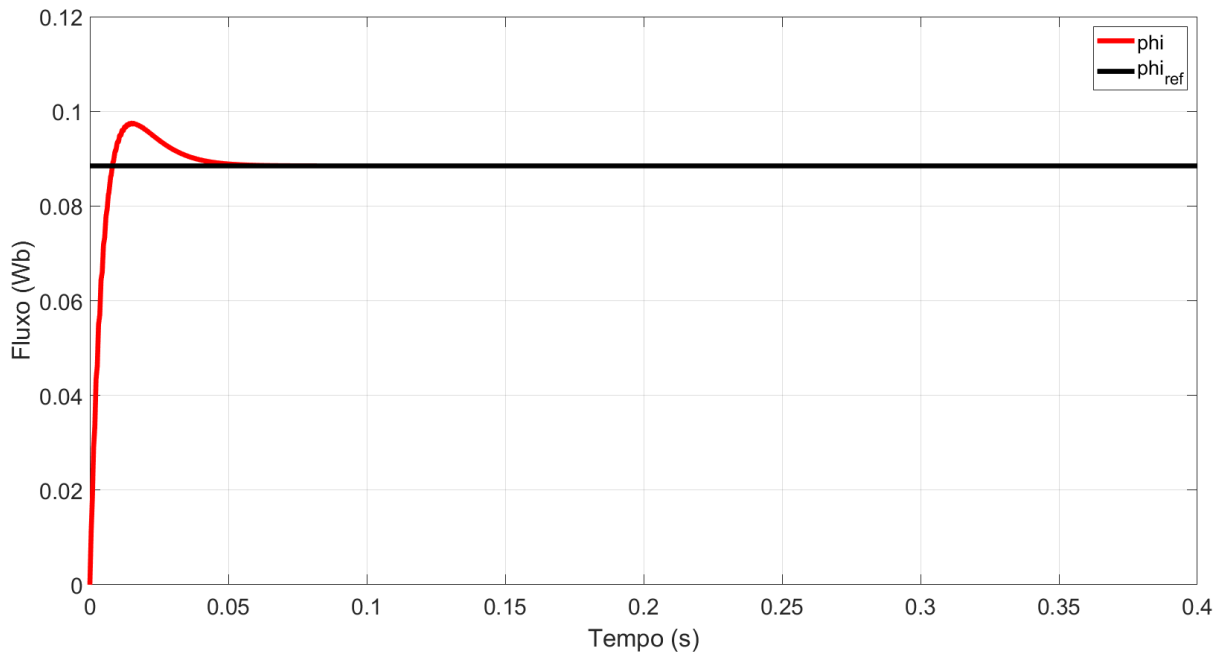
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para a simulação de velocidade, foi considerado um tempo de simulação de 2 segundos e para simulação do fluxo 0,3 segundos. Foi considerado a velocidade de referência  $\omega_m^*$ , igual a velocidade nominal angular  $\omega_m = 461,81 \text{ rad/s}$ , conforme a Figura 35. A velocidade apresenta um sobressinal de 7% e tempo de assentamento 0,48 segundos.

**Figura 35 - Controle de velocidade em malha fechada.**

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Por meio da Figura 36 é possível observar que o fluxo rotórico apresenta um sobressinal de 10 % e tempo de assentamento 0,048 segundos, comparada a dinâmica da velocidade, devido as considerações feitas na seção.

**Figura 36 - Controle do fluxo em malha fechada**

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

### 6.3.2 Simulação do controle PI no MIT-Inversor

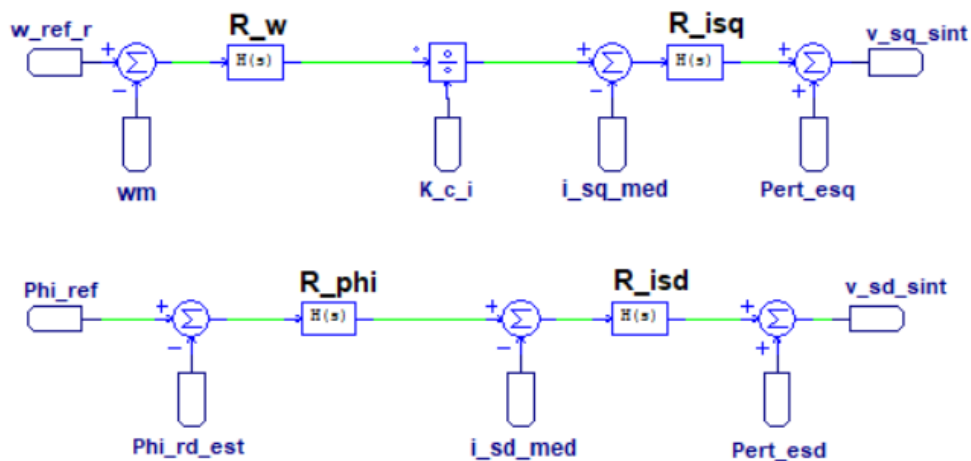
A simulação completa é realizada utilizando os controladores, sintonizados e testados, da seção 5.3.1 e também o inversor PWM. As tensões estatóricas de eixo direto e em quadratura,  $v_{sd}^*$  e  $v_{sq}^*$ , agora serão calculadas na malha de controle de velocidade  $\omega_m$ , e fluxo  $\varphi_r$ . Após as

ensões de eixo direto e quadratura serem calculadas, passam pelo bloco odq, gerando as tensões de referência do inversor PWM e posteriormente, alimentando a máquina.

A malha dos controladores, que geram as tensões vetoriais, está presente na Figura 34. As funções de transferência dos controladores são descritas como “R”, sendo o PI de velocidade “R\_ω”, o PI de fluxo “R\_phi”, o PI da corrente estatórica de eixo em quadratura “R\_isq” e o PI da corrente estatórica de eixo direto “R\_isd”.

Para simulação inicial, foi considerado um tempo de simulação de 2 segundos, acionando a máquina nas características nominais, com o objetivo de verificar o funcionamento do controle em malha fechada.

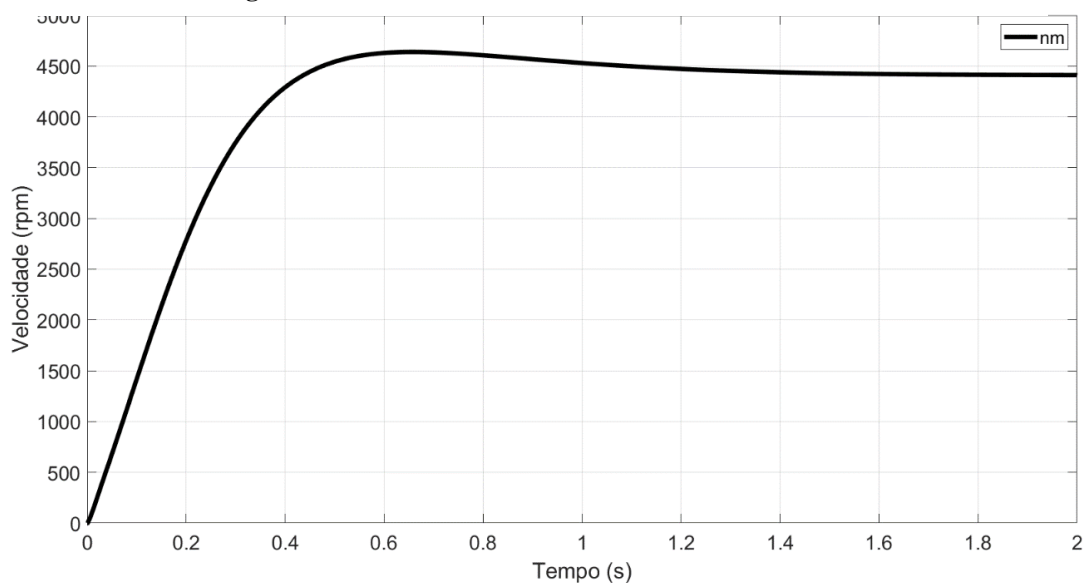
**Figura 37** - Diagrama dos controladores para simulação completa.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A velocidade apresenta um bom desempenho dinâmico, com tempo de assentamento de 1,03 segundos e um sobressinal de 4,1 %, conforme Figura 38.

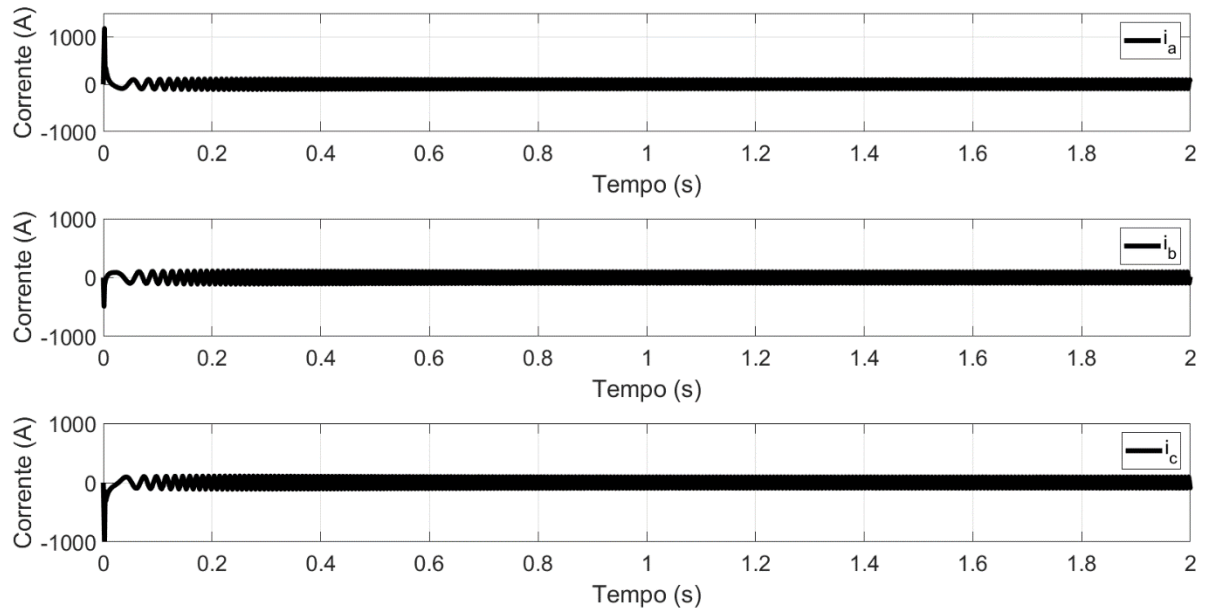
**Figura 38** - Velocidade do controle em malha fechada.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 39 são mostradas as correntes de fase  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , que apresentam apenas um pico de corrente de partida em 0,001 segundos e em 0,04 segundos já estão em seus valores nominais, apresentando assim um bom desempenho dinâmico e suficientemente rápido para não causar problemas no sistema.

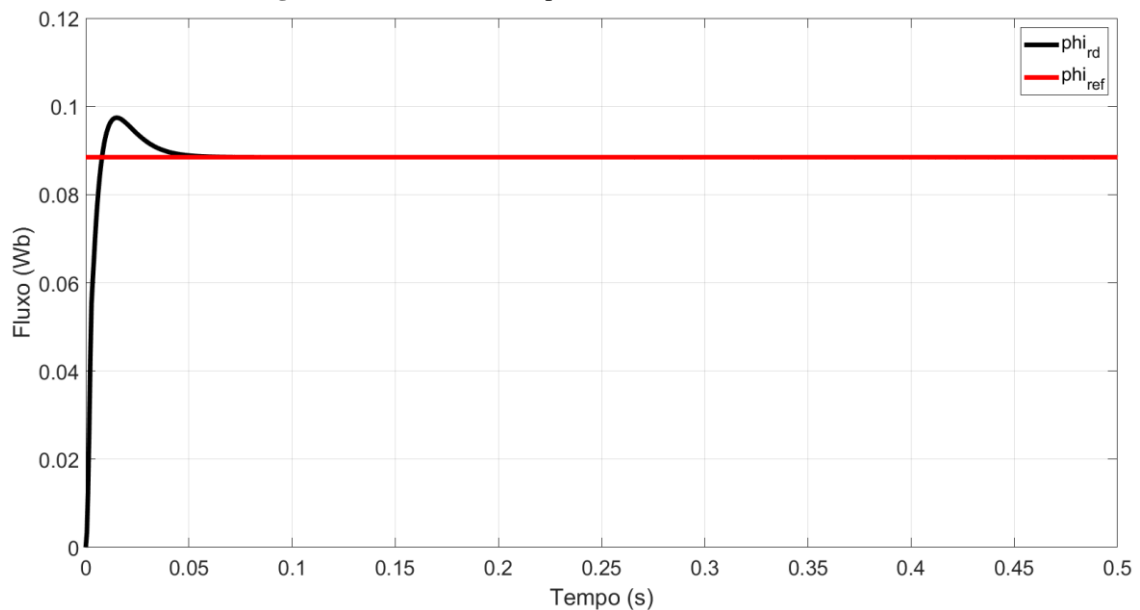
**Figura 39** - Correntes de fase para controle em malha fechada.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

O fluxo apresenta um sobressinal de 14 % e um tempo de assentamento de 0,05 segundos, apresentando um bom desempenho dinâmico e seguindo o valor nominal de referência de 0,085 Wb, como mostrado na Figura 40.

**Figura 40** - Fluxo rotórico para controle em malha fechada.

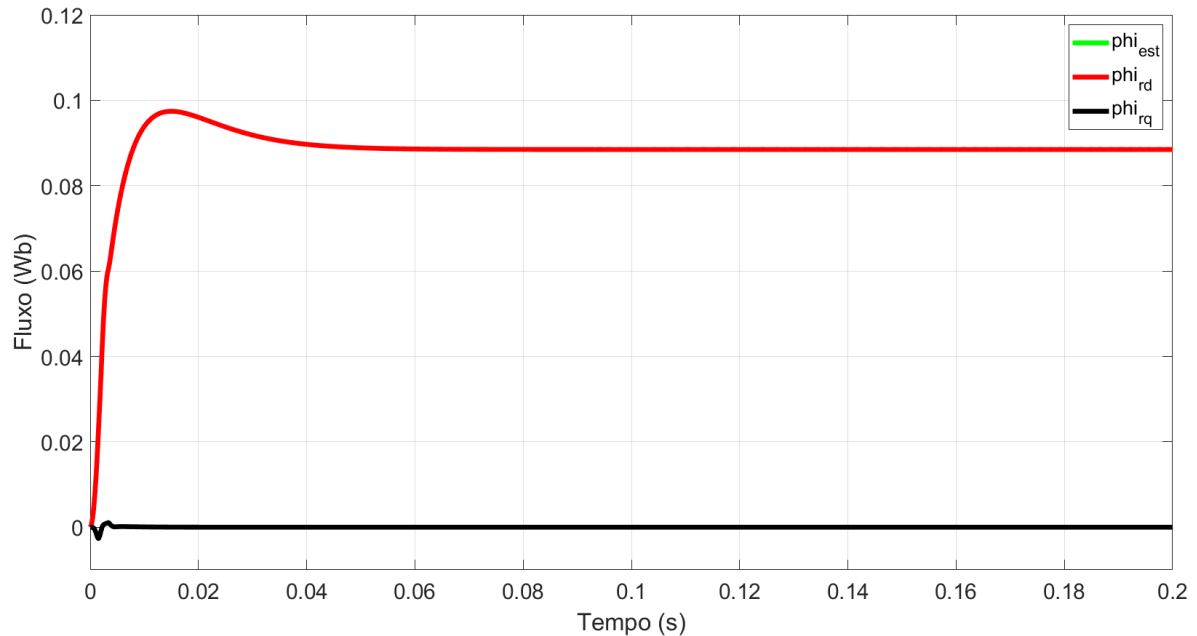


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Por meio da Figura 41, é possível observar, que fluxo rotórico de eixo direto  $\varphi_{rd}$ , segue a referência de fluxo rotórico  $\varphi_r^*$ , e que o fluxo rotórico de eixo em quadratura  $\varphi_{rq}$  é levado a

zero, provando que a dinâmica é eficiente e que as condições do controle em quadratura estão sendo satisfeitas.

**Figura 41** - Fluxo rotórico, fluxo rotórico de eixo direto e fluxo rotórico de eixo em quadratura para controle em malha fechada.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

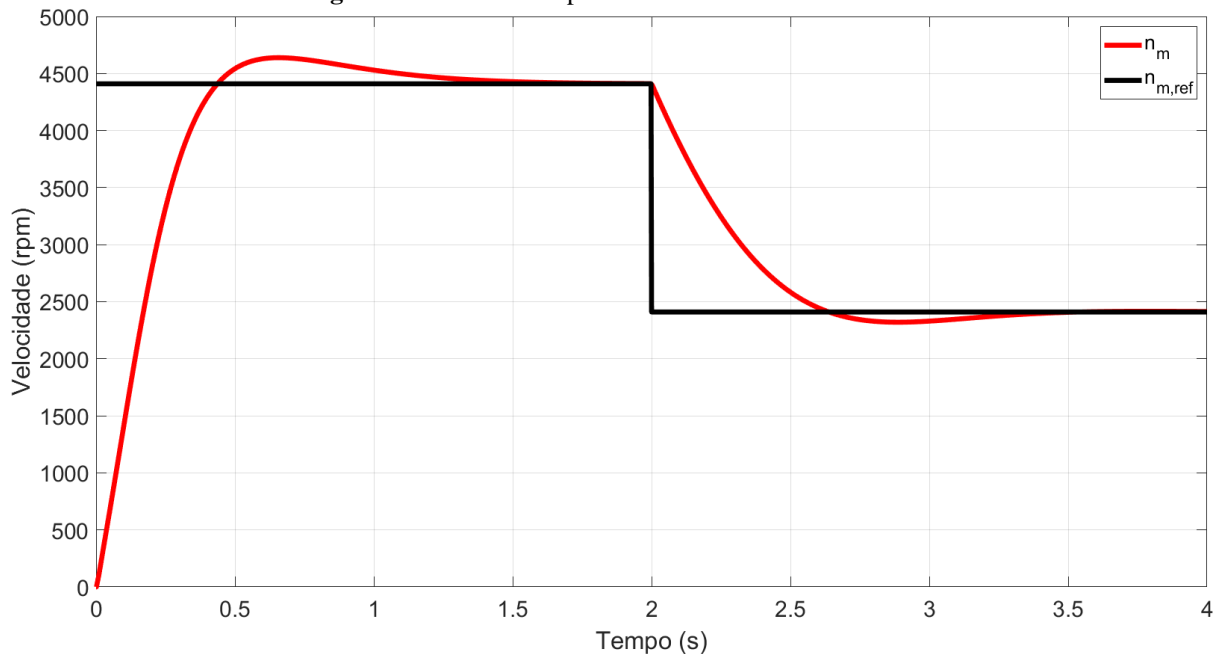
Comparando com Figura 26, nota-se que os fluxos de eixo direto e em quadratura estão sendo totalmente controlados, sem qualquer tipo de comportamento não esperado. Isso é resultado da ação do controlador PI da malha de rastreamento do ângulo  $\theta_g$ , que faz com que o ângulo do fluxo de eixo em quadratura  $\theta_g$  esteja sempre buscando o ângulo do fluxo rotórico.

Vale ressaltar que os gráficos de fluxo sempre vão ser apresentados com um tempo menor, comparados com o das simulações, já que o controle de fluxo é mais rápido que o de velocidade.

Como forma de validar o controle vetorial, foi realizada uma segunda simulação para verificar o comportamento da máquina com a mudança na velocidade de referência. Foi considerado um tempo de simulação de 4 segundos, com velocidade nominal 4410 rpm, e uma mudança na velocidade de referência para 2410 rpm, em 2 segundos.

O controle em malha fechada apresenta uma boa dinâmica, sua velocidade  $n_m$ , segue a velocidade de referência  $n_{m,ref}$  desejada, presente na Figura 42.

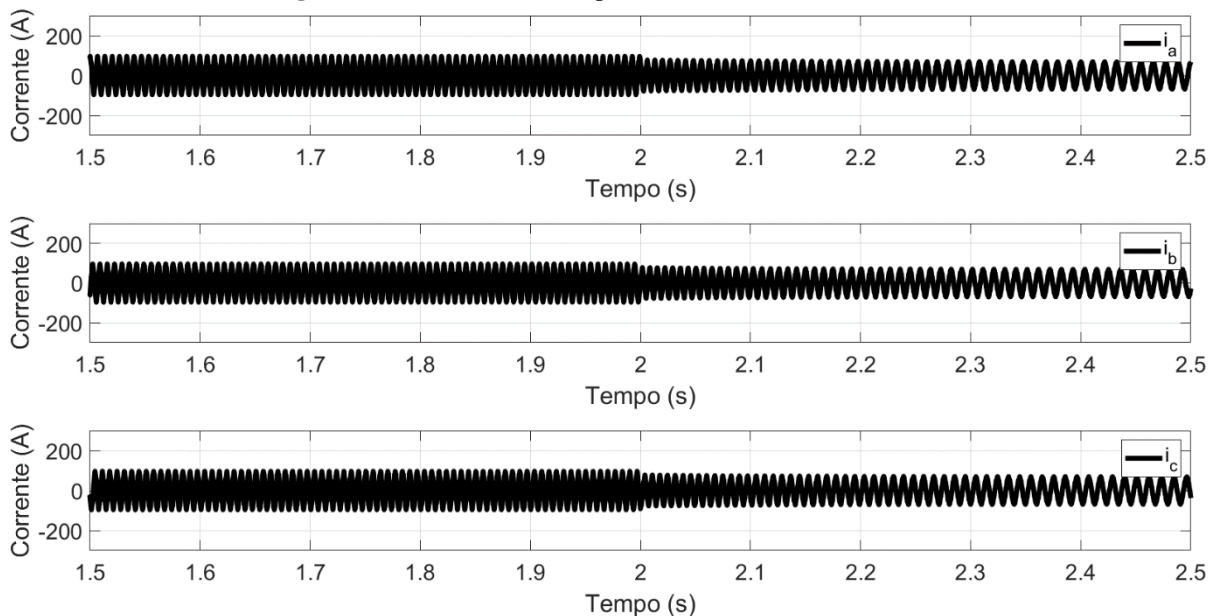
**Figura 42 - Velocidade para controle em malha fechada.**



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As correntes das fases da máquina, diferente do controle em malha aberta, não possuem picos nos transitórios de mudança de velocidade, resultando em uma boa dinâmica, mostrada na Figura 43 que simboliza um *zoom* da Figura 39.

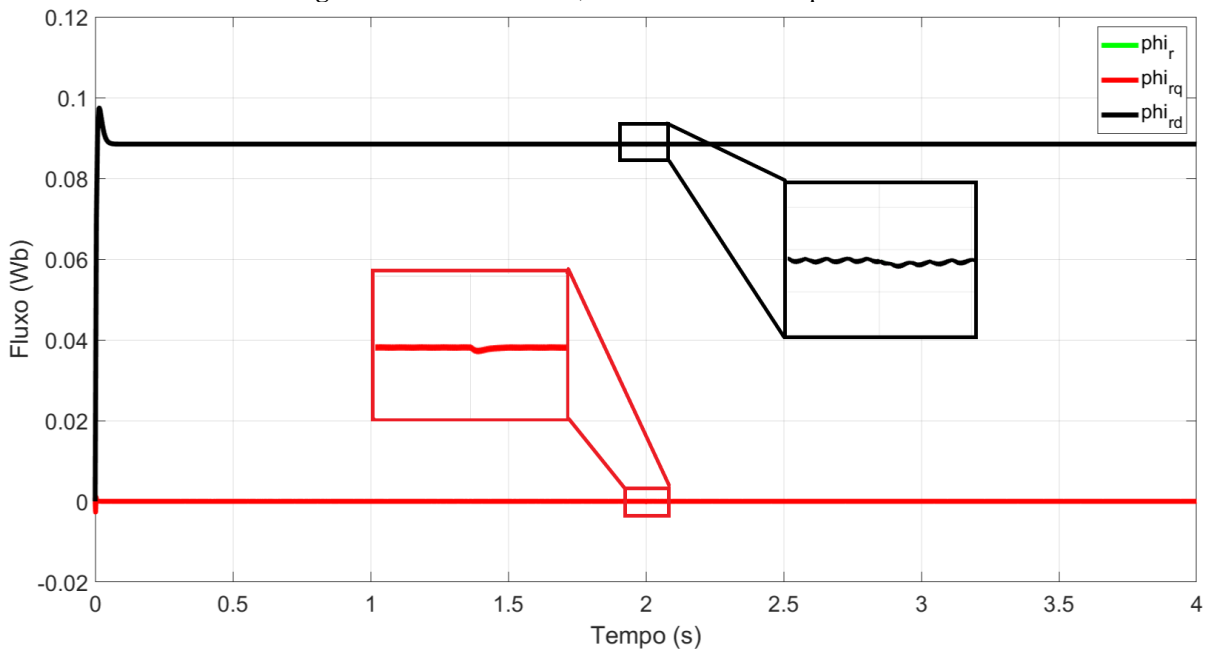
**Figura 43 - Correntes de fase para controle em malha fechada.**



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para velocidades  $n_m$  menores ou iguais a velocidade de referência  $n_m^*$ , o fluxo se mantém nominal, pois não há o enfraquecimento do fluxo. Logo, a ação de controle dos controladores PI garante uma dinâmica sem alterações do fluxo, mesmo quando se altera a velocidade de referência  $n_m^*$  para valores abaixo do nominal, conforme a Figura 44.

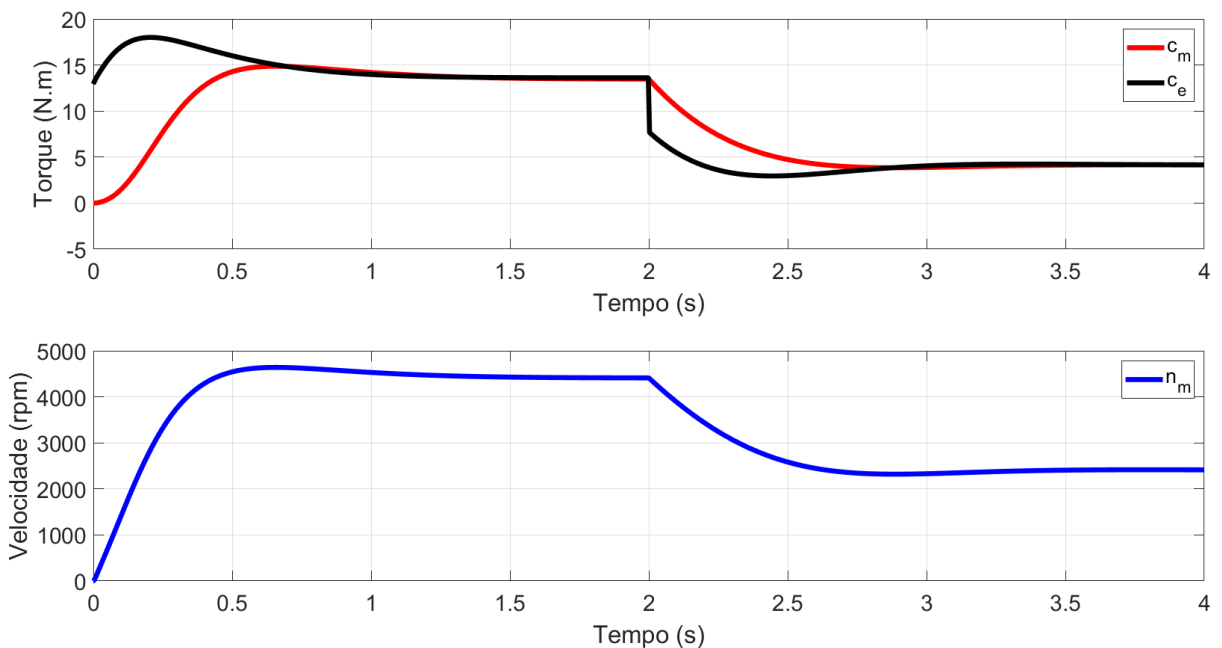
**Figura 44** - Fluxo rotórico, de eixo direto e em quadratura.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 45, é possível analisar que durante o transitório inicial, o conjugado eletromagnético  $c_e$ , é superior ao conjugado mecânico  $c_m$ , resultando em um aumento de velocidade da máquina. O contrário também acontece durante o período de frenagem, resultando em uma diminuição de velocidade, conforme Figura 31. Em regime permanente, os conjugados são iguais, resultando em uma velocidade constante do motor.

**Figura 45** – a) Conjugado eletromagnético e Conjugado mecânico b) Velocidade do motor.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

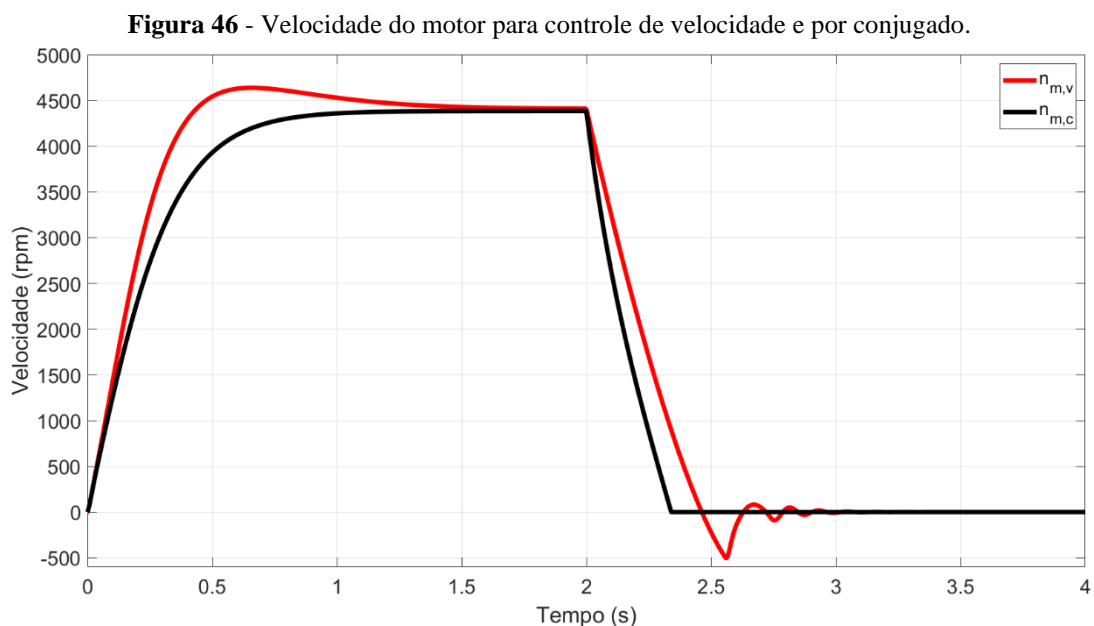
Por fim, foi possível verificar que o controle em malha fechada apresenta boa dinâmica, características estáveis nos transitórios de mudança de velocidade e em regime permanente acompanha as características desejadas. O controle de fluxo é mais rápido que o controle de

velocidade, bem como o controle das correntes mais rápido que o de fluxo, seguindo como esperado para os critérios de projeto estabelecidos.

#### 6.4 FRENAGEM REGENERATIVA PARA CONTROLE DE VELOCIDADE E TORQUE EM MALHA FECHADA

Por fim, foram realizados testes considerando o método de frenagem regenerativa para o controle de velocidade e torque. O controle de velocidade é representado pela malha da Figura 3, onde há a realimentação da velocidade por meio do tacômetro chegando ao controlador  $R_\omega(s)$ . A saída do bloco do controlador tem como resultado o torque, logo o controle do torque é realizado definindo o torque de referência, sem precisar do controlador PI. Como condições de contorno, simulou-se a máquina inicialmente em condições nominais, e em 2 segundos iniciando o processo de frenagem até a parada.

Para o controle de velocidade, foi necessário mudar a velocidade de referência  $n_m^*$ , de 4410 rpm para 0 rpm em 2 segundos. Para o controle de torque foi considerado o torque nominal  $c_m$  13,46 N. m, até 2 segundos, e em 2 segundos, forçando a parada com um torque de  $-10$  N. m.

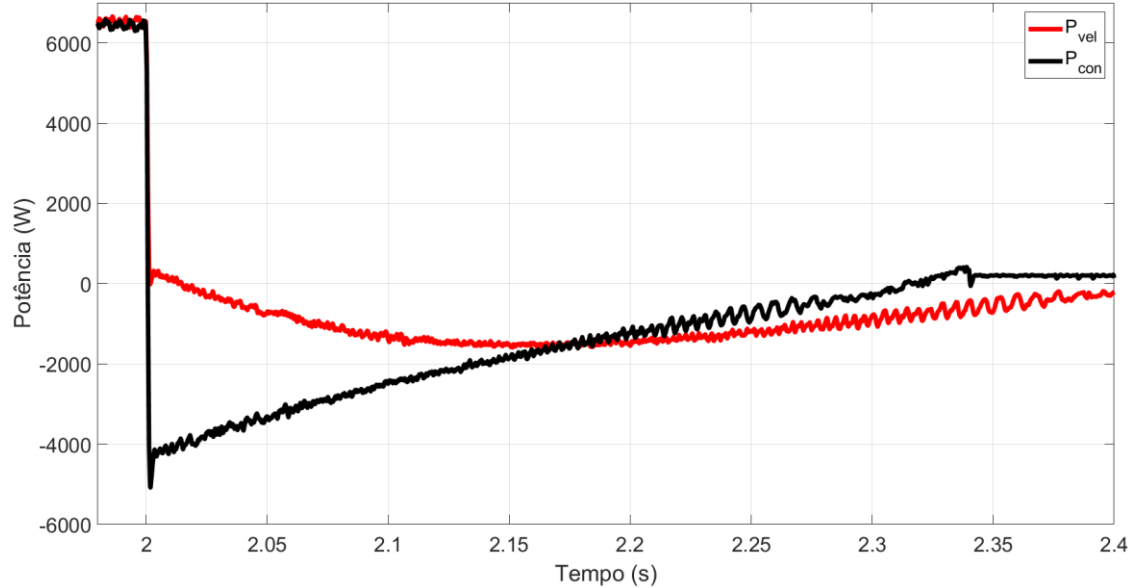


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Conforme observado na Figura 46 a velocidade  $n_m$ , a frenagem com controle em malha fechada por conjugado é mais rápida comparada ao controle por velocidade, isso se dá pelo conjugado negativo de  $-10$  N. m. Ambas as velocidades seguem as referências adotadas para simulação e bom desempenho dinâmico. Em aproximadamente 2,5 segundos, a velocidade para o controle em malha fechada por velocidade, atinge valores negativos, por conta do seu fator

de amortecimento e a máquina ser um sistema não linear, sendo representado por um modelo linear.

**Figura 47** - Potência elétrica no transitório de parada.



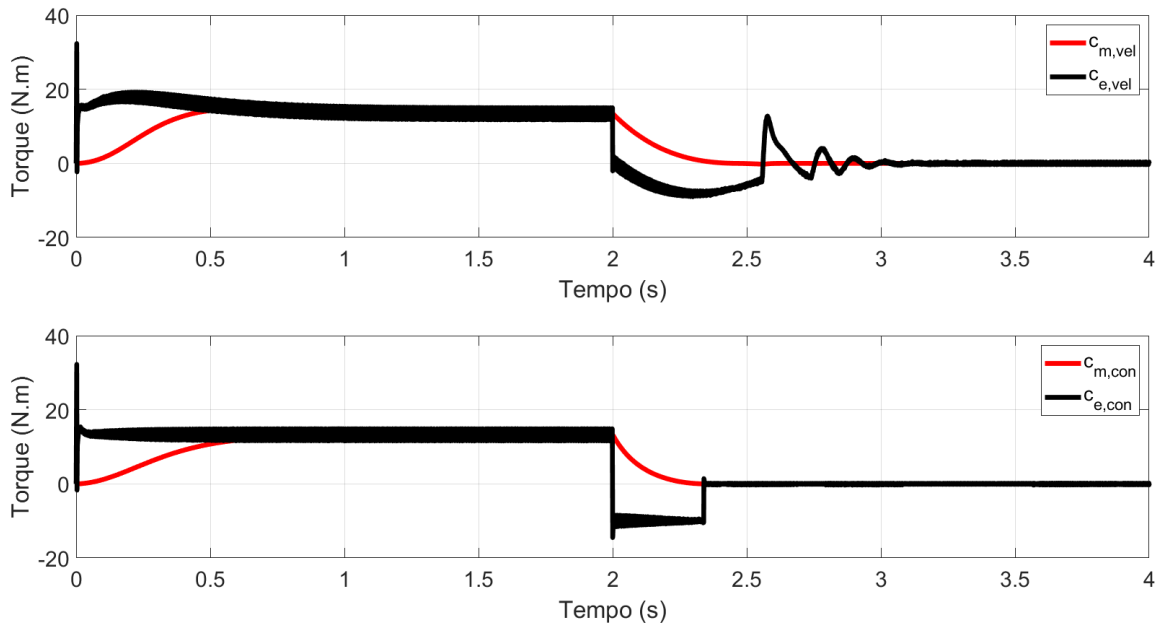
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 47 é mostrada a potência elétrica do controle de velocidade  $P_{cv}$ , tem sentido negativo em todo o período de frenagem, já para o a potência elétrica para o controle de conjugado  $P_{cc}$ , tem um comportamento inicial negativo, e posteriormente, volta a ter sentido positivo, sinalizando um gasto de energia. Por meio do controle de velocidade, foi possível regenerar 384 J e no controle de conjugado 575 J, uma boa regeneração para ambos os casos, destacando uma melhora na regeneração de energia com o controle por torque.

Na Figura 48 são mostrados os conjugados eletromagnéticos e mecânico, com controle em malha fechada por velocidade e por conjugado, descritos como  $C_{m,cv}$  e  $C_{m,cc}$ , respectivamente. Os conjugados eletromagnéticos dos controles em malha fechada por velocidade e conjugado, são  $C_{e,cv}$  e  $C_{e,cc}$ , respectivamente.

Percebe-se que, com implementação do PWM, os conjugados eletromagnéticos apresentam oscilações próximas aos valores de referência, porém insuficientes para causam algum tipo de problema dinâmico à máquina. Os conjugados apresentam boa dinâmica, seguindo valores estabelecidos para simulação e para os dois controles.

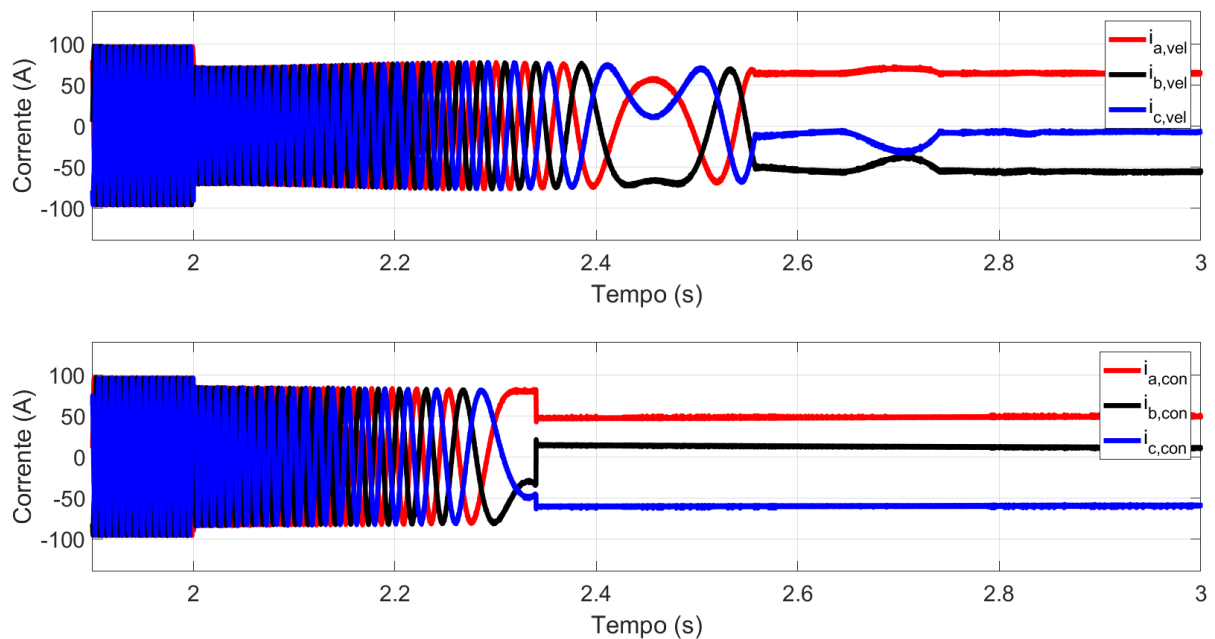
**Figura 48** - Conjugado eletromagnético e mecânico para controle por velocidade e por conjugado.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Por meio da Figura 49 é possível perceber que as correntes no período de frenagem as correntes apresentam bom desempenho dinâmico, não apresentando picos neste transitório de mudança de velocidade.

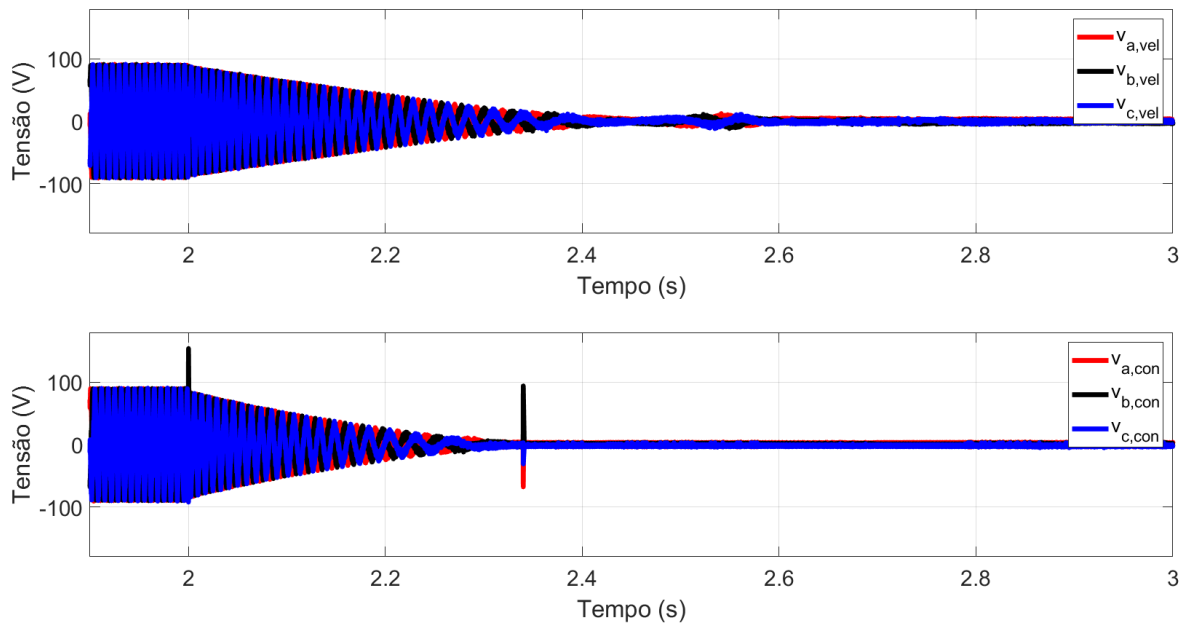
**Figura 49** - Correntes para controle por velocidade e por conjugado.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Por meio da Figura 50 é possível analisar as tensões de fase,  $v_a, v_b$  e  $v_c$ . Elas não apresentam picos no transitório de parada para ambos os controles em malha fechada e distorção harmônica total menor que 5%, para isso, foi necessário a utilização de um filtro passa-baixa para melhorar a qualidade das tensões chaveadas do inversor que apresentam harmônicas múltiplas de 10 kHz.

**Figura 50** - Tensão para controle por velocidade e por conjugado.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

## 7 CONCLUSÃO

Há inúmeras maneiras de controlar a velocidade de um motor de indução, cada aplicação exige diferentes critérios de controle. No presente trabalho, foi realizado o controle em malha aberta, caracterizado por uma conexão direta com a rede, e o controle vetorial em malha fechada.

Foi possível validar o modelo odq, resultando em uma aproximação da máquina, e em conjunto, os controles por escorregamento e em quadratura. Os sistemas foram capazes de acompanhar as velocidades de referência estabelecidas, como também as referências de fluxo e conjugado, para cada tipo de simulação. Com o controle em malha aberta validado, foi possível realizar um comparativo entre a frenagem regenerativa e dinâmica. A frenagem regenerativa se mostrou superior à frenagem dinâmica, sua velocidade acompanha a referência e em seu processo foi possível regenerar 690 J.

Após a validação do modelo odq e dos controles em malha aberta, foi possível realizar o fechamento da malha de controle e sintonizar os controladores, utilizando o método Lugar Geométrico das Raízes (LGR). Devido às características das malhas de controle de velocidade e fluxo, foi necessário sintonizar os controladores para que a dinâmica do fluxo ocorresse mais rápida que a da velocidade, e a dinâmica das correntes mais rápida que as demais. Utilizando o modelo odq, foi possível construir um estimador de fluxo, necessário para medir indiretamente o fluxo rotórico e conseqüentemente realizar a realimentação.

Com o controle em malha fechada, as correntes nos transitórios de mudança de velocidade foram controladas, não apresentando picos como no controle em malha aberta. Os fluxos rotóricos de eixo direto e em quadratura,  $\varphi_{rd}$  e  $\varphi_{rq}$ , buscaram seus valores de referência de maneira mais rápida e sem nenhuma oscilação. A dinâmica do conjugado eletromagnético e mecânico,  $c_e$  e  $c_m$ , também foi realizado com resposta que atingiram suas referências. Além disso, foi possível acionar a máquina por meio de um inversor PWM com frequência de chaveamento  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$  e um sistema com distorção harmônica total menor que 5 %. Por fim, foi possível realizar um comparativo entre o comportamento da frenagem regenerativa do controle em malha fechada por velocidade e conjugado, onde o controle por conjugado apresentou uma melhor regeneração de energia e uma dinâmica de velocidade mais rápida.

Dessa maneira, conclui-se que o sistema apresentou bom desempenho, sendo possível controlar o motor elétrico de indução trifásico para diferentes velocidades. Além disso, a máquina elétrica funciona como gerador nos períodos de frenagem regenerativa, podendo carregar as baterias do veículo.

## REFERÊNCIAS

- BISWAL, A. P.; SATPATHY, S. Vector control of 3-phase induction motor. In: 2021 1st Odisha International Conference on Electrical Power Engineering, Communication and Computing Technology (ODICON), 1. 2021, India. **Annals** [...]. Bhubaneswar: IEEE, 2021. p. 1-4. DOI: 10.1109/ODICON50556.2021.9428930. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9428930>. Acesso em: 25 dez. 2023.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- DABRAL, S.; BASAK, S.; CHAKRABORTY, C. Regenerative braking efficiency enhancement using pole-changing induction motor. In: IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2022, Belgium. **Annals** [...]. Brussels: IEEE, 2022. p. 1-6. DOI: 10.1109/IECON49645.2022.9968341. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9968341>. Acesso em: 15 nov. 2023.
- DE KLERK, M. L.; SAHA, A. K. A comprehensive review of advanced traction motor control techniques suitable for electric vehicle applications. **IEEE access**, v. 9, p. 125080-125108, set. 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3110736. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9530418>. Acesso em: 30 nov. 2023.
- PAULA, D. D.; FERREIRA, A. S. R.; DE OLIVEIRA EVALD, P. J. D.; AZZOLIN, R. Z. Projeto e simulação do controle vetorial para motor de indução trifásico (Design and simulation of vector control for three-phase induction motor). **Revista Mundi Engenharia e Gestão**, v. 5, n. 5, p. 255-01, 255-25. 2020. DOI: 0.21575/25254782rmetg2020vol5n5924. Disponível em: <https://revistas.ifpr.edu.br/index.php/mundietg/article/view/1312>. Acesso em: 10 dez. 2023.
- FRANCISCO, A. M. S. **Motores de indução trifásicos**. Viseu: Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Viseu, 2006.
- HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: AMGH, 2012.
- JACOBINA, C. B. **Sistemas de acionamento de máquina elétrica**. Campina Grande: UFCG, 2005 (Apostila).
- LEVI, E. Multiphase electric machines for variable-speed applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 5, p. 1893-1909, abr. 2008. DOI: [10.1109/TIE.2008.918488](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918488). Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4454446>. Acesso em: 25 nov. 2023.
- NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2023.
- MÉLLO, J. P. R. A. **Diretrizes para Projeto de Sistema de Controle Vetorial de Fluxo e Velocidade em Máquinas de Indução Trifásicas**. Campina Grande, PB, 2024.
- OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5. Ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

EL-SHARKAWI, M. A. **Fundamentals of Electric Drives**. 2. ed. Boston: Cengage Learning, 2019.

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.

WANG, Z.; CHING, T. W.; HUANG, S.; WANG, H.; XU, T. Challenges faced by electric vehicle motors and their solutions. **IEEE Access**, v. 9, p. 5228-5249, dec. 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3045716. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9298789>. Acesso em: 05 nov. 2023.

ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 4, p. 746-765, abr. 2007. DOI: [10.1109/JPROC.2006.892482](https://ieeexplore.ieee.org/document/4168032). Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4168032>. Acesso em: 02 dez. 2023.