

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

Maurício Carazzo de Camargo

**ESTUDO E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO E DO MOTOR  
SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES**

Santa Maria, RS  
2023

**Maurício Carazzo de Camargo**

**ESTUDO E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO E DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS  
PERMANENTES**

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

ORIENTADOR: Prof. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS  
2023

---

©2023

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

End. Eletr.: mauriocarazzoc@gmail.com

**Maurício Carazzo de Camargo**

**ESTUDO E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO E DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS  
PERMANENTES**

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

**Aprovado em 19 de dezembro de 2023:**

---

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

---

**Lucas Rossato Rocha, Me. (UFSM)**

---

**Gustavo Xavier Prestes, Me. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2023

## AGRADECIMENTOS

*Ao meu orientador, Rodrigo Padilha Vieira, minha profunda gratidão por seu apoio inestimável, conhecimento e dedicação durante todo o processo deste trabalho. Sua orientação cuidadosa e valiosas contribuições foram fundamentais para meu crescimento acadêmico e a realização deste projeto.*

*Gostaria de expressar minha imensa gratidão à minha amada mãe, Ana Neusa Carazzo, e ao meu querido pai, Alcindo Stein de Camargo. Seu amor incondicional, encorajamento constante e apoio emocional foram essenciais em minha jornada acadêmica. Vocês sempre acreditaram em mim, me incentivaram a seguir em frente e me proporcionaram as condições necessárias para alcançar meus objetivos. Sou profundamente grato por ter vocês como meus pais e por todo o suporte que me deram.*

*A minha querida namorada, Juliane Piva Klein, dedico um agradecimento especial. Seu apoio, compreensão e incentivo durante este período desafiador foram inestimáveis. Sua presença constante, palavras de encorajamento e paciência foram um apoio vital para mim. Sou grato por ter você ao meu lado, compartilhando essa jornada acadêmica e enriquecendo minha vida com amor e apoio incondicional.*

*Aos meus colegas do grupo de pesquisa, Eduardo Cattani, Lucas Rossato Rocha, Emmanuel Adamski de Moura, Luis Felipe Pessoa Teixeira, Mozer Schunck Lorenzo e outros que me ajudaram de alguma forma, gostaria de expressar minha sincera gratidão. O trabalho em equipe, as discussões construtivas e o suporte mútuo foram elementos essenciais para o desenvolvimento deste trabalho. Cada um de vocês contribuiu de maneira única e valiosa, tornando essa jornada ainda mais enriquecedora.*

*Aos amigos Vilmar Henrique Grams, Jesmael Grams e André Arnaldo Pereira, meu profundo agradecimento. Mesmo após me mudar de cidade, vocês estiveram presentes, preenchendo minha vida com momentos inesquecíveis. Ao retornar à minha cidade natal, encontro conforto em reencontrá-los. Sua amizade tem sido uma constante fonte de inspiração e motivação. Sou grato por cada momento compartilhado.*

*Por último, mas não menos importante, gostaria de agradecer aos meus colegas de curso, Pedro Henrique Borre Sebastiany e Juliano Silva Damiani. Nossa jornada acadêmica foi marcada por momentos de colaboração, aprendizado e superação juntos. Sua amizade, apoio mútuo e troca de conhecimentos foram fundamentais para o meu crescimento pessoal e profissional. Sou grato por termos enfrentado os desafios dessa jornada lado a lado, construindo memórias preciosas e alcançando nossos objetivos juntos.*

*A todos vocês, meu profundo agradecimento por suas contribuições, apoio e presença em minha jornada acadêmica. Sem o auxílio de cada um, a conclusão deste trabalho não seria possível. Sou grato por ter pessoas tão especiais em minha vida, que me inspiraram e ajudaram a alcançar este importante marco. Muito obrigado!*

*Dreams without goals are just dreams. And ultimately, they fuel disappointment. On the road, to achieving your dreams, you must apply discipline but more importantly, consistency because without commitment you'll never start, but without consistency, you'll never finish*

*(Denzel Washington)*

## RESUMO

# ESTUDO E CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO E DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES

AUTOR: Maurício Carazzo de Camargo

ORIENTADOR: Rodrigo Padilha Vieira

Neste trabalho de conclusão de curso é abordado o estudo de diversas topologias de motores elétricos, com a devida análise das vantagens e desvantagens inerentes a cada uma delas. A partir disto, a proposta central consiste na investigação do modelo matemático dos motores de indução e dos motores de ímãs permanentes, operando juntamente a um inversor a partir de uma estratégia de controle no domínio discreto. No escopo desta pesquisa, são discutidas estratégias de controle que envolvem a configuração dos ganhos dos controladores proporcional-integral (PI) para cancelar a dinâmica de segunda ordem do sistema em malha fechada. Além disso, são explorados aspectos como a discretização dos controladores usando o método de Tustin, a geração de sinais PWM com base na abordagem geométrica e a aplicação do controle vetorial em motores de indução e motores de ímãs permanentes. Por fim, os resultados obtidos em simulações realizadas no ambiente virtual PSIM confirmam a adequação da metodologia proposta. Conclui-se que o estudo de diversas topologias de motores, sobretudo aqueles que exigem a operação com inversores, desempenha um papel fundamental na busca por níveis aprimorados de eficiência e na otimização dos recursos energéticos.

**Palavras-chave:** Motores Elétricos. Controle de Motores. Motores de Indução. Motores de Ímãs Permanentes. Modelagem Matemática. Controle Discreto. Estratégias de Controle. Controle Proporcional-Integral. Método de Tustin. PWM Geométrico. Controle Vetorial. Simulação (PSIM).

## ABSTRACT

### STUDY AND CONTROL OF THE INDUCTION MOTOR AND PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

AUTHOR: Maurício Carazzo de Camargo

ADVISOR: Rodrigo Padilha Vieira

In this final course project, the study encompasses various electric motor topologies, including an in-depth analysis of the inherent advantages and disadvantages of each. The central proposal involves investigating the mathematical model of both induction motors and permanent magnet motors, operating in conjunction with an inverter through a discrete domain control strategy. Within the scope of this research, control strategies are discussed, encompassing the configuration of proportional-integral (PI) controller gains to nullify the second-order dynamics of the closed-loop system. Additionally, aspects such as controller discretization using the Tustin method, PWM signal generation based on geometric approach, and the application of vector control in induction and permanent magnet motors are explored. Finally, the results obtained from simulations conducted in the PSIM virtual environment validate the adequacy of the proposed methodology. It is concluded that studying various motor topologies, especially those requiring operation with inverters, plays a fundamental role in striving for enhanced efficiency levels and optimizing energy resources.

**Keywords:** Electric Motors. Motor Control. Induction Motors. Permanent Magnet Motors. Mathematical Modeling. Discrete Control. Control Strategies. Proportional-Integral Control. Tustin Method. Geometric PWM. Vector Control. Simulation (PSIM).

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – <i>IE Code</i> de acordo com rotação e potência dos motores elétricos. ....	12
Figura 1.2 – Linha do tempo da introdução de MEPS em diferentes economias. ....	13
Figura 1.3 – a) Compressor, b) Bomba, c) Ventiladores, d) Esteiras, e) Elevação de cargas, f) Refrigeração. ....	15
Figura 1.4 – Comparação em aplicações de tração. ....	19
Figura 1.5 – Compartilhamento de carga em que azul = 100% motor PM e vermelho = 50% motor PM. ....	20
Figura 2.1 – Corte transversal de uma máquina de indução. ....	23
Figura 2.2 – Enrolamentos estatórico e rotórico de uma IM. ....	23
Figura 2.3 – Motores de ímãs permanentes. ....	28
Figura 2.4 – Modelo de uma PMSM de dois polos. ....	29
Figura 2.5 – Torque de alinhamento, de relutância e total de um IPMSM. ....	32
Figura 2.6 – Curva de torque de um IPMSM com variação de $\alpha_s$ e de $I_s$ . ....	32
Figura 3.1 – Inversor dois níveis trifásico conectado a uma carga genérica. ....	38
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do controle do MI. ....	42
Figura 3.3 – Diagrama de blocos do controle do motor PM. ....	45
Figura 4.1 – Sinais obtidos a partir da modulação PWM Geométrico. ....	47
Figura 4.2 – <i>Fast Fourier Transform</i> de $v_{ag\_S1}$ , $v_{ab}$ e portadora. ....	48
Figura 4.3 – Corrente $i_d$ com MI operando a vazio. ....	49
Figura 4.4 – Sinais gerais do controle de um MI em malha fechada com degrau de velocidade. ....	49
Figura 4.5 – Sinais gerais do controle de um MI em malha fechada com rampa de velocidade. ....	50
Figura 4.6 – Motores WEG de indução e de ímãs permanentes 11 kW. ....	51
Figura 4.7 – Simulação em ambiente PSIM. ....	52
Figura 4.8 – Sinais de corrente e de tensão do MI em malha fechada. ....	53
Figura 4.9 – Sinais sintetizados pelo PWM Geométrico. ....	54
Figura 4.10 – Velocidade do motor de indução em malha fechada. ....	54
Figura 4.11 – Correntes trifásicas do motor de indução em malha fechada. ....	55
Figura 4.12 – Sinais de corrente e de tensão do IPMSM em malha fechada. ....	56
Figura 4.13 – Sinais modulados pelo PWM Geométrico no IPMSM malha fechada. ..	57
Figura 4.14 – Velocidade do IPMSM em malha fechada. ....	57
Figura 4.15 – Correntes trifásicas do IPMSM em malha fechada. ....	58



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Avaliação das máquinas elétricas .....	18
Tabela 4.1 – Dados de placa, parâmetros elétricos e mecânicos dos motores analisados. ....	51
Tabela 4.2 – Ganhos do controlador PI do MI .....	52
Tabela 4.3 – Ganhos do controlador PI do motor PM .....	55

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>IM/MI</i>	Induction Motor/Motor de Indução
<i>IPMSM</i>	Interior Permanent Magnet Synchronous Machine (Motor síncrono de ímãs permanentes internos)
<i>PMSM</i>	Permanent Magnet Synchronous Machine (Motor síncrono de ímãs permanentes)
<i>SPMSM</i>	Superficial Permanent Magnet Synchronous Machine (Motor síncrono de ímãs permanentes superficiais)
<i>SRM</i>	Synchronous Reluctance Machine (Motor síncrono de relutância)
<i>DC/CC</i>	Direct Current/Corrente Contínua
<i>AC/CA</i>	Alternating Current/Corrente Alternada
<i>PI</i>	Proporcional-Integral
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor (Processador digital de sinais)
<i>THD</i>	Total Harmonic Distortion (Distorção harmônica total)

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>11</b>
1.1	MOTIVAÇÃO GERAL .....	14
1.2	OBJETIVOS DO TRABALHO .....	16
1.3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	16
<b>2</b>	<b>MODELOS MATEMÁTICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO E DO MOTOR DE ÍMÃS PERMANENTES</b> .....	<b>22</b>
2.1	MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO .....	22
<b>2.1.1</b>	<b>Transformação de referencial para a máquina de indução</b> .....	<b>25</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Modelo do motor de indução no referencial síncrono</b> .....	<b>27</b>
2.2	MODELO MATEMÁTICO DA IPMSM .....	29
<b>2.2.1</b>	<b>Modelo matemático da IPMSM em referencial síncrono</b> .....	<b>31</b>
<b>3</b>	<b>ESTRATÉGIAS ADOTADAS PARA REALIZAÇÃO DO CONTROLE DOS MOTORES DE INDUÇÃO E DE ÍMÃS PERMANENTES</b> .....	<b>34</b>
3.1	PROJETO DE CONTROLADOR POR CANCELAMENTO DE POLO .....	34
3.2	DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES .....	35
3.3	GERAÇÃO DO SINAL PWM COM ABORDAGEM GEOMÉTRICA .....	37
3.4	CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO COM ROTOR GAIOLA DE ESQUILO .....	40
<b>3.4.1</b>	<b>Projeto dos Controladores do Motor de Indução</b> .....	<b>42</b>
3.4.1.1	<i>Controlador de velocidade do motor de indução</i> .....	43
3.4.1.2	<i>Controlador de corrente do motor de indução</i> .....	44
3.5	PROJETO DOS CONTROLADORES DA MÁQUINA DE ÍMÃS PERMANENTES .....	44
<b>3.5.1</b>	<b>Projeto do controle da malha de velocidade</b> .....	<b>44</b>
<b>3.5.2</b>	<b>Projeto do controle da malha de corrente</b> .....	<b>45</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b> .....	<b>47</b>
4.1	RESULTADOS PRELIMINARES .....	47
<b>4.1.1</b>	<b>PWM Geométrico</b> .....	<b>47</b>
<b>4.1.2</b>	<b>Obtenção da corrente de eixo direto no motor de indução</b> .....	<b>48</b>
<b>4.1.3</b>	<b>Partida dos motores em malha fechada</b> .....	<b>49</b>
4.2	RESULTADO DO CONTROLE EM MALHA FECHADA DO MOTOR DE INDUÇÃO .....	51
4.3	CONTROLE EM MALHA FECHADA DO MOTOR DE ÍMÃS PERMANENTES ..	55
4.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	58
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>59</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>60</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Ao longo da história, a energia tem desempenhado um papel crucial no desenvolvimento e progresso das sociedades. Nas sociedades agrárias, a energia era principalmente obtida através do trabalho humano e animal, utilizada para realizar tarefas essenciais como agricultura, transporte e produção artesanal. No entanto, com a chegada da Revolução Industrial, ocorreu uma transformação significativa na forma como a energia era utilizada. A descoberta e aplicação de novas fontes de energia, como o carvão e posteriormente o petróleo, permitiram a substituição do trabalho humano por máquinas, dando início a um período de rápida industrialização e avanços tecnológicos.

Essa substituição da mão de obra humana por máquinas tem sido um aspecto central das transformações sociais e econômicas das últimas décadas. À medida que a tecnologia avançou, surgiram máquinas capazes de realizar tarefas de forma mais eficiente e produtiva do que os seres humanos, libertando-os de tarefas exaustivas fisicamente, realocando seu tempo e sua energia para atividades intelectuais e criativas. A automação e a robótica têm desempenhado um papel fundamental nessa substituição, impactando diversos setores, desde a indústria manufatureira até os serviços. Embora essa substituição tenha levantado preocupações sobre o desemprego e a desvalorização do trabalho humano, também trouxe benefícios, como o aumento da produtividade e a criação de novas oportunidades em setores emergentes.

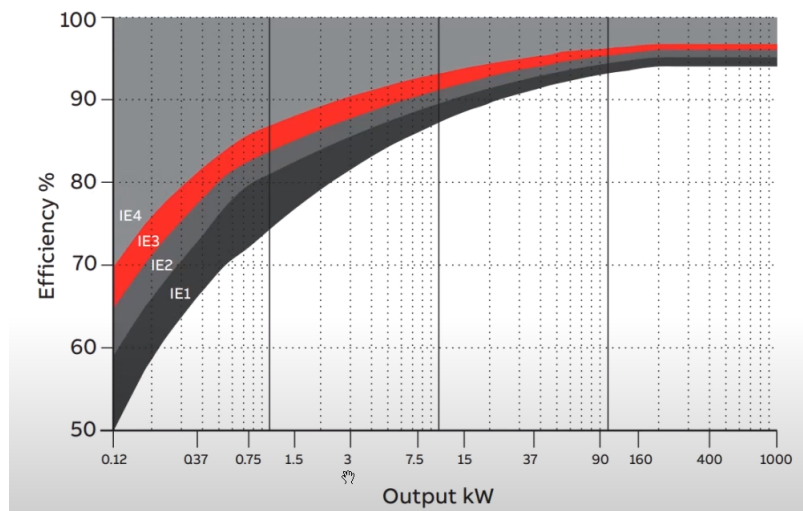
Com o aumento da demanda por energia e as crises energéticas que países vêm enfrentando, a utilização racional dos recursos energéticos tornou-se ainda mais crucial. As crises energéticas, caracterizadas por escassez, interrupção ou aumento significativo nos preços dos recursos energéticos, têm destacado a importância de adotar práticas sustentáveis e eficientes. Diante desses desafios, governos e indústrias têm buscado medidas para lidar com a escassez de energia, como incentivar a eficiência energética, promover o uso de fontes renováveis e conscientizar a população sobre o consumo responsável. Essas ações visam garantir um suprimento estável de energia, reduzir custos, mitigar impactos ambientais e garantir a segurança energética. Assim, a utilização racional dos recursos energéticos desempenha um papel fundamental na superação das crises energéticas e na construção de um futuro mais sustentável.

Nos últimos anos tem havido uma crescente preocupação por parte dos governos e das indústrias em relação à racionalização do uso de energia elétrica com um foco especial no aumento da eficiência dos motores elétricos, os quais são responsáveis por um considerável consumo dessa parcela. De acordo com dados de 2017 da International Energy Agency (IEA), aproximadamente 53% da eletricidade no mundo é utilizada em sistemas de motores elétricos, correspondendo a 12.100 TWh (ALMEIDA; FERREIRA; FONG, 2023). Esses motores também representam cerca de 70% do consumo de eletricidade nas in-

dústrias, 40% no setor de serviços e têm um papel significativo no setor agrícola (IEA, 2022). Diante dessas estatísticas, fica evidente que pequenos aumentos na eficiência desses motores podem resultar em ganhos energéticos consideráveis, especialmente quando considerados em larga escala.

Reconhecendo o potencial de economia de energia nessa área, as indústrias têm desempenhado um papel ativo, investindo em pesquisa e desenvolvimento para aprimorar a eficiência dos motores elétricos e otimizar seus processos produtivos. Os governos têm adotado políticas e regulamentações para incentivar a adoção de motores elétricos mais eficientes e tecnologias de acionamento avançadas. Programas de efficientização energética foram desenvolvidos com requisitos mínimos de desempenho, como os definidos pelas normas (IEC, 2014a) e (IEC, 2014b). Os níveis de eficiência dos motores elétricos disponíveis no mercado são classificados pelos códigos IE1 e IE4, com a proposta de um nível IE5, ainda não definida por norma. Os níveis de eficiência podem ser encontrados pela Figura 1.1, os quais relacionam um código denominado *IE Code* para cada rotação e potência do motor. Quanto mais elevado o *IE Code*, melhor o nível de eficiência.

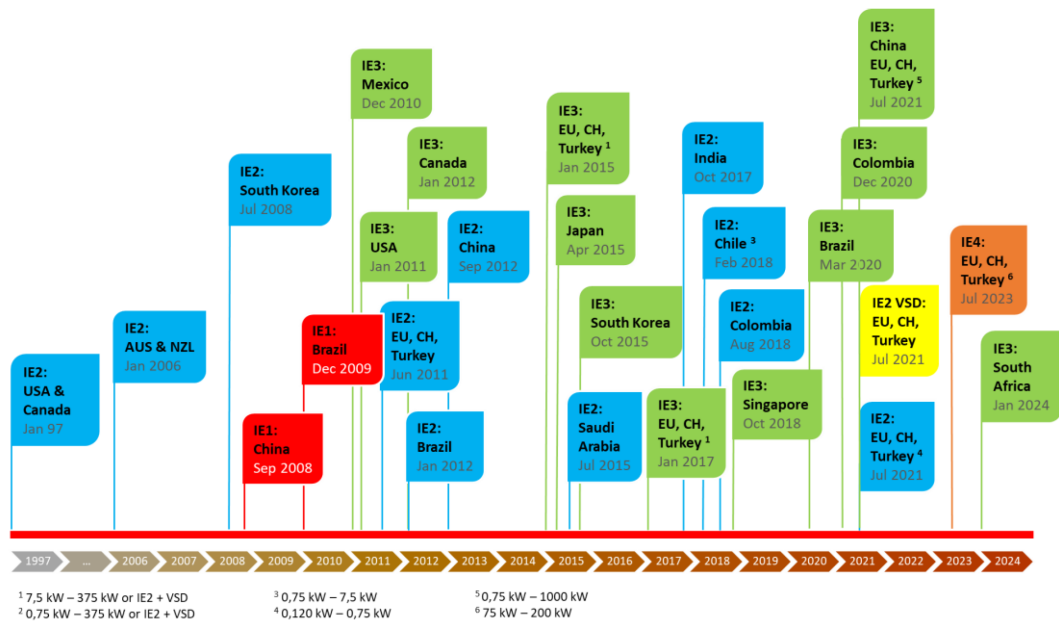
Figura 1.1 – *IE Code* de acordo com rotação e potência dos motores elétricos.



Fonte: Adaptado de (IEC, 2014b).

A Figura 1.2 ilustra o pioneirismo do mercado norte-americano em relação à implementação do MEPS (Minimum Energy Performance Standard) no nível IE2 em 1997, avançando para o nível IE3 em 2010. Essa abordagem foi posteriormente adotada por outros países, começando com o nível IE2 para permitir que os fabricantes se adaptassem antes de progredir para o nível IE3. Na União Europeia é estabelecido que motores com potência entre 75 kW e 200 kW atendam ao requisito IE4 até julho de 2023 (European Commission, 2023).

Figura 1.2 – Linha do tempo da introdução de MEPS em diferentes economias.



Fonte: (ALMEIDA; FERREIRA; FONG, 2023)

A vida útil estendida dos motores é atribuída a obstáculos persistentes à adoção de motores mais eficientes (WAIDE; BRUNNER, 2011), seja devido ao investimento inicial mais elevado, falta de conscientização, disponibilidade rápida, estoque de motores antigos, objetivos fragmentados e auditorias energéticas. Para mitigar essas barreiras algumas medidas estão sendo tomadas, tais como (ALMEIDA; FERREIRA, 2003):

- Aumento dos níveis MEPS com o desenvolvimento de tecnologias avançadas que superam os níveis IE4 e IE5.
- Incentivos fiscais para reduzir o custo inicial e acelerar o retorno do investimento.
- Programas de auditoria energética para identificar oportunidades de melhoria no consumo de energia, com foco nos motores.
- Aumento da conscientização entre *stakeholders*, políticos e gestores sobre os benefícios econômicos e sociais da economia de energia e do aumento do desempenho dos sistemas com motores elétricos.

Frente a este contexto, investigar estratégias de aprimoramento desses motores, bem como explorar o potencial de sua aplicabilidade é essencial para atender os crescentes níveis de eficiência exigidos pelo mercado. Portanto, neste trabalho, serão aprofundados os estudos sobre o motor de indução e a máquina de ímãs permanentes, uma vez que estas topologias são fortemente demandadas pelo mercado, seja pela robustez, seja para atender os níveis de eficiência cada vez superiores. A partir disto, busca-se compreender

suas características, desempenho e potenciais aplicações em sistemas de acionamento elétrico.

## 1.1 MOTIVAÇÃO GERAL

As máquinas elétricas são comumente vistas nos mais variados campos da indústria. A utilização de inversores junto com estes equipamentos traz versatilidade e flexibilidade, uma vez que permite alta precisão no controle de torque, velocidade e posicionamento, garantindo performance dinâmica. Além disso, algumas soluções no mercado realizam a integração entre a máquina e um *software* de gerenciamento, o qual permite que o usuário final realize as seguintes funções (WEG, 2020):

- armazene dados de consumo do motor;
- verifique em que ponto de operação a máquina está trabalhando e se está de acordo com o demandado pela aplicação;
- gere relatório de erros e avisos;
- faça o gerenciamento térmico;
- proteja contra sobretensões, sobrecorrente, entre outros problemas que possam ocorrer.

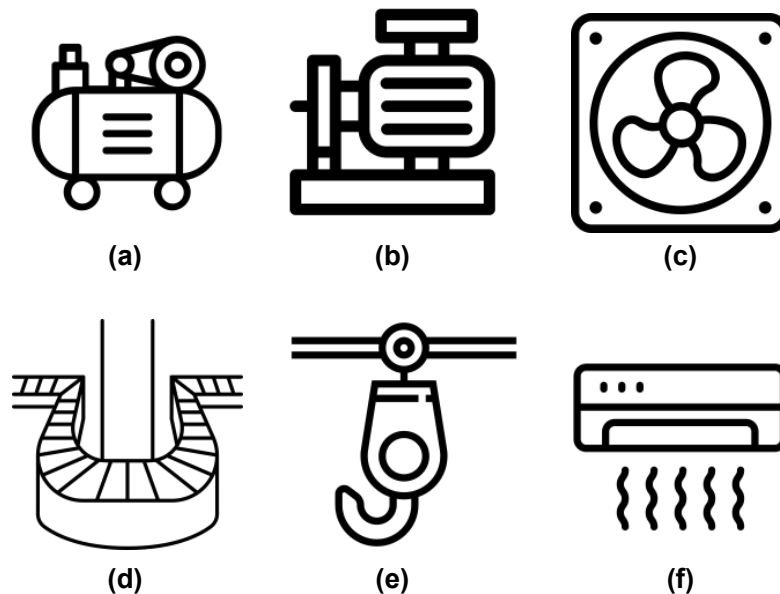
Pela Figura 1.3, verifica-se em quais aplicações os motores ou até mesmo os conjuntos motor-inversor estão sendo utilizados.

A utilização de máquinas elétricas nestas aplicações trouxe uma gama de vantagens. Na aplicação de compressores, por exemplo, a substituição dos motores de combustão, que geravam mais poluentes e requeriam manutenção com frequência, por motores elétricos, tornou o sistema mais eficiente e ecológico, além de oferecer mais versatilidade pelo controle de velocidade e torque, adaptando-se às demandas de compressão.

Nas aplicações de bombas, os motores elétricos revolucionaram a eficiência e confiabilidade do processo de bombeamento. Em comparação com métodos anteriores, como o uso de motores a vapor ou hidráulicos, os motores elétricos são mais eficientes, requerem menos manutenção e oferecem maior controle operacional. A utilização de motores elétricos também permitiu a automação do processo de bombeamento, resultando em maior precisão, menor consumo de energia e redução de custos operacionais.

Já os ventiladores industriais, anteriormente, eram movidos por motores mecânicos ou a combustão, que eram menos eficientes e apresentavam limitações em relação ao controle de velocidade e fluxo de ar. Com os motores elétricos, os ventiladores se tornaram mais eficientes, proporcionando maior fluxo de ar com menor consumo de energia.

Figura 1.3 – a) Compressor, b) Bomba, c) Ventiladores, d) Esteiras, e) Elevação de cargas, f) Refrigeração.



Fonte: Autor.

As esteiras que eram impulsionadas por sistemas de engrenagens e correias, menos eficientes e com maior desgaste mecânico, tornaram-se mais eficientes, mais versáteis com o controle de velocidade e inclinação e trouxeram mais conforto acústico à medida em que os motores elétricos foram sendo utilizados, proporcionando uma experiência suave e silenciosa.

Nas elevações de cargas, os motores elétricos trouxeram uma melhoria significativa em relação aos métodos antigos. Anteriormente, as elevações de cargas eram impulsionadas por sistemas hidráulicos ou manuais, que eram mais lentos, exigiam mais esforço humano e apresentavam maior risco de acidentes. Com os motores elétricos, as elevações de cargas se tornaram mais rápidas, seguras e precisas.

Portanto, o motor elétrico, ou seu conjunto motor-inversor, permite o controle preciso das variáveis de um processo, tais como: pressão, vazão e temperatura. Por meio de algoritmos, pode-se reduzir o consumo de energia elétrica e o desgaste mecânico, também melhorando o transitório de partida das máquinas, garantindo segurança e confiabilidade no processo. Diante deste contexto, o controle de máquinas elétricas realizado por *drives* elétricos é uma opção viável para economizar grandes quantidades de energia, uma vez que utiliza algoritmos para buscar maximizar a eficiência (FILHO, 2018).



## 1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

Este trabalho tem como objetivo desenvolver o estudo, modelagem, acionamento e controle de um motor de indução e de um motor de ímãs permanentes internos. Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Apresentar as principais características construtivas do motor de indução e dos motores de ímãs permanentes, bem como seu princípio de funcionamento.
- Comparar as vantagens e desvantagens destas máquinas com outras máquinas presentes no setor industrial.
- Propor controladores para as malhas de corrente de eixo direto, corrente de quadratura e velocidade, por meio de uma estratégia de controle por campo orientado.
- Apresentar a discretização dos controladores, descrevendo o modelo a ser utilizado nas simulações computacionais.
- Utilização da abordagem do PWM geométrico para melhor aproveitamento do barramento.
- Comprovar o funcionamento dos controladores projetados através das simulações computacionais.

## 1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Em (FINKEN; FELDEN; HAMEYER, 2008), foi realizado um estudo abrangente sobre diferentes topologias de motores. O objetivo principal desse estudo foi projetar um motor com potência de 30 kW e velocidade nominal de 3000 RPM, operando com uma alimentação de 400 V. Para validar o projeto proposto, foi utilizada a técnica de análise de elementos finitos, que permite uma avaliação detalhada das características de desempenho de cada motor. As topologias analisadas incluíram o motor de corrente contínua, o motor de indução, o motor síncrono de ímãs permanentes e o motor de relutância comutada (SRM).

No estudo realizado, observou-se que as máquinas de corrente contínua oferecem uma regulação simplificada e dispensam o uso de eletrônica de potência complexa. No entanto, para aplicações com potência acima de 20 kW, essas máquinas podem se tornar dispendiosas e volumosas. Além disso, a utilização de escovas nesse tipo de máquina pode acarretar em maiores custos de manutenção e reduzir a confiabilidade do sistema.

Adicionalmente, é importante ressaltar que um sistema de refrigeração de maior complexidade se faz necessário para dissipar as perdas no rotor. Esses fatores devem ser cuidadosamente considerados ao selecionar a tecnologia de motor mais adequada para uma determinada aplicação.

O motor de indução proposto destaca-se pelo baixo custo de fabricação e manutenção, alta confiabilidade, longa vida útil e capacidade de sobrecarga. Adequado para ambientes com demandas variáveis, possui boa tolerância a variações de carga e tensão de modo que não comprometa o desempenho (BOSTANCI et al., 2017). Embora eficiente em altas rotações, pode apresentar perdas no rotor que reduzem a eficiência, exigindo sistemas de refrigeração adicionais. A redução do entreferro para melhorar o desempenho pode resultar em custos mais elevados. Em comparação com outros motores, pode ter menor eficiência em baixas cargas, limitações de torque e velocidade, e requer um controlador mais complexo para precisão de velocidade.

Já o motor síncrono de ímãs permanentes (PMSM) tem como vantagem a eliminação das perdas ôhmicas no rotor e a obtenção de uma maior eficiência na rotação nominal, graças aos ímãs que provêm o campo magnético do rotor. Com as principais perdas concentradas no estator, o projeto de sistemas de refrigeração torna-se mais fácil e eficaz. Além de oferecer elevada eficiência e densidade de torque, o controle de velocidade preciso e a resposta dinâmica mais rápida tornam o PMSM adequado para aplicações que exigem variação precisa na velocidade de rotação. A desmagnetização dos ímãs nas máquinas PMSM deve ser levada em consideração, especialmente em ambientes de elevadas temperaturas e de condições operacionais adversas, tais como em aplicações automotivas. No entanto, o custo de fabricação deste motor é geralmente mais elevado devido ao uso de ímãs permanentes, especialmente se forem utilizados materiais de terras raras, como o Neodímio Ferro Boro, além da dependência do mercado chinês no fornecimento deste material, podendo estar sujeito a sanções econômicas (Seima Oki, 2023). Apesar de fornecer cerca de um terço do fluxo residual de um ímã de alta energia, os ímãs de ferrite vêm se apresentando como solução para baratear o custo destes motores e ter uma cadeia de fornecimento segura. Por outro lado, estes ímãs podem ser desmagnetizados ainda mais facilmente na região de enfraquecimento de campo (CHIBA; KIYOTA, 2015).

O motor de relutância comutada (SRM) apresenta construção simples e custo acessível, tornado-o economicamente viável em muitos projetos, enquanto sua resistência a altas temperaturas e ambientes hostis garante sua confiabilidade em condições desafiadoras. A alta robustez e resistência a sobrecargas são características que o tornam adequado para operações exigentes, enquanto sua eficiência em baixas velocidades é vantajosa para aplicações com requisitos de velocidade reduzida. No entanto, é importante considerar algumas limitações do SRM. Embora possua eficiência e densidade de potência comparáveis ao motor de indução, o SRM tem restrições em relação ao torque e velocidade, apresentando uma taxa de variação de torque alta e produzindo ruído acús-

tico significativo. Além disso, o controle do SRM pode ser mais complexo, exigindo um controlador sofisticado para otimizar seu desempenho.

De modo geral, a Tabela 1.1 sumariza as vantagens de cada máquina nos aspectos avaliados, em que ★ representa uma escala qualitativa indo de ruim, passando por razoável, até atingir um desempenho muito bom.

Tabela 1.1 – Avaliação das máquinas elétricas

Descrição	DC	MI	PMSM	SRM
Densidade de potência	★	★★★	★★★★★	★★★
Eficiência	★★	★★★★	★★★★★	★★★★
Custos	★★★★	★★★★★	★★	★★★★
Confiabilidade	★★	★★★★★	★★★	★★★★
Maturidade técnica	★★★★	★★★★	★★★	★★★
Controlabilidade	★★★★★	★★★	★★★★	★★

Fonte: Adaptado de (FINKEN; FELDEN; HAMEYER, 2008)

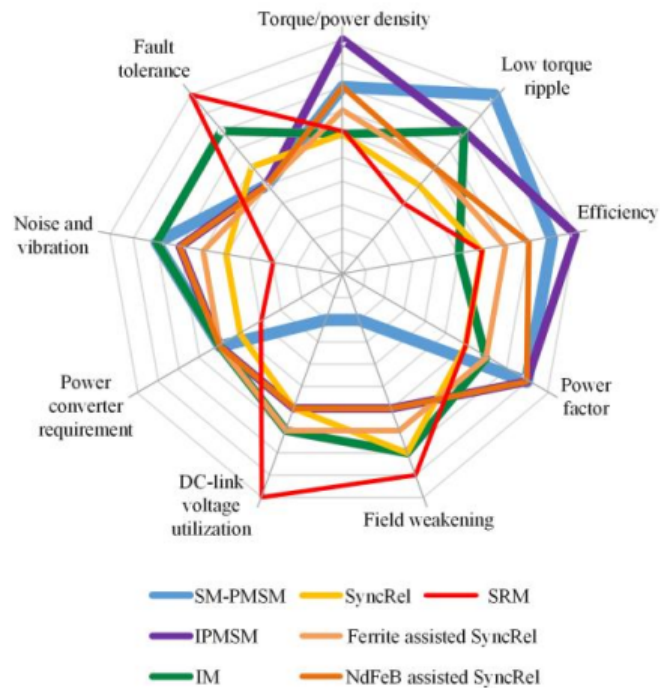
Em (BOSTANCI et al., 2017), uma revisão de diferentes topologias de máquinas foi realizada a partir da análise das componentes de distribuição do fluxo magnético ao longo do entreferro. A Figura 1.4 reúne dados multivariados dos resultados obtidos por meio de estudos comparativos, simulações e medições experimentais, fornecendo informações relevantes sobre as vantagens e desvantagens dos diferentes tipos de motores elétricos investigados.

Portanto, as máquinas de ímãs permanentes mostram uma menor tolerância a falhas devido às tensões induzidas em altas velocidades e a possível desmagnetização dos ímãs. Por outro lado, as máquinas de relutância comutada são mais seguras devido à sua topologia modular e estrutura simples do rotor. Além disso, elas eliminam a necessidade de sensores de posição, já que as fases ociosas podem ser utilizadas para estimar a posição, aumentando a confiabilidade do sistema. Máquinas que não geram torque de relutância possuem uma vantagem adicional devido à distribuição mais homogênea de forças na superfície do estator, o que melhora os requisitos de ruído e vibração.

Por outro lado, a corrente e a tensão exigidas pelo conversor de energia aumentam à medida que o fator de potência diminui, podendo aumentar os custos do inversor. Além disso, nos acionamentos com ímãs permanentes, o inversor deve ser capaz de suportar as elevadas tensões induzidas ou altas correntes em caso de falha.

A excitação constante dos ímãs permanentes é vantajosa na faixa de velocidade de torque constante. No entanto, é desvantajosa em altas velocidades de rotação. Na faixa de velocidade de potência constante, é necessária uma corrente negativa no eixo direto para que o fluxo de potência seja realizado da fonte para a máquina, compensando a elevada *back-emf*. Além disso, a eficiência dessas máquinas diminui quando a operação de enfraquecimento de campo é aplicada, sendo um dos motivos pelos quais vemos aplicações

Figura 1.4 – Comparação em aplicações de tração.



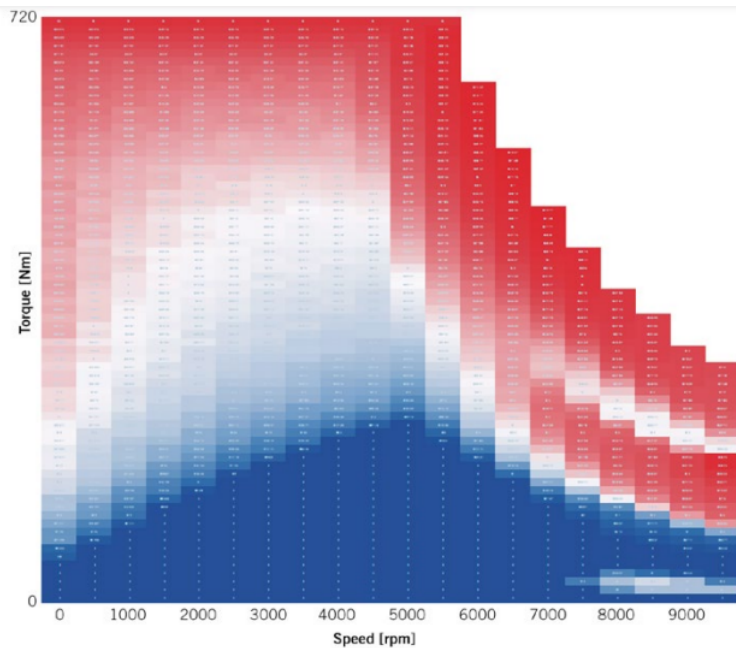
Fonte: (BOSTANCI et al., 2017)

utilizando uma combinação entre topologias. Ainda, apesar de não possuir os mesmos requisitos de eficiência dos motores de ímãs permanentes, os motores de indução são soluções interessantes para aplicações que requerem baixo *ripple* de torque, baixa vibração e elevada confiabilidade.

A busca por combinar diferentes topologias de motores elétricos em veículos elétricos é apresentada em (CRECELIUS; MORGANTE; RONNING, 2019). Assim, aproveitam-se as vantagens de cada tipo de máquina. Em particular, o objetivo é determinar o ponto ideal de controle em uma configuração de duas máquinas, especificamente, qual é a combinação ideal de torque entre um motor de indução e de um motor de ímã permanente, projetados nas mesmas condições. Utilizando um algoritmo de propriedade da AMM (Automated Motor Model), foi gerada a curva representada na Figura 1.5, mostrando a relação entre o torque exigido pela máquina e o compartilhamento de potência entre o MI e o PMSM para diferentes pontos de operação.

As máquinas foram projetadas para entregar 360 Nm de torque, com potência nominal de 170 kW, e adicionar o torque entre ambas as máquinas aumenta a eficiência do sistema como um todo. Como a eficiência da máquina PM aumenta com o torque até seu ponto de operação nominal, é sensato que a solicitação do sistema pelo motor PM seja maior, por isso vê-se o aumento da região azul até a velocidade nominal da máquina. Em elevadas rotações, é eficaz utilizar o motor de indução por apresentar uma eficiência mais elevada, uma vez que em elevadas rotações as perdas magnéticas, por correntes parasi-

Figura 1.5 – Compartilhamento de carga em que azul = 100% motor PM e vermelho = 50% motor PM.



Fonte: (ZHU; HOWE, 2007)

tas, por rolamento e por fricção são mais expressíveis em motores de ímãs permanentes.

Essa abordagem permite uma análise comparativa das curvas de desempenho dos dois motores, possibilitando identificar o ponto ótimo de controle em diversas condições de operação. Ao determinar a combinação ideal de torque entre o motor de ímã permanente e o motor de indução, é possível maximizar a eficiência e o desempenho do sistema de propulsão elétrica em veículos elétricos. Assim, a combinação das vantagens da eficiência intrínseca de baixa velocidade dos motores de ímã permanente (PM) e da eficiência de alta velocidade dos motores de indução pode resultar em um sistema de tração superior aos veículos elétricos que utilizam somente uma topologia com tração nas quatro rodas. Em conjunto, foi demonstrado que é possível obter economia de energia de até 5%, dependendo do cronograma de condução e da tecnologia de motor base.

Em se tratando da escolha de motores em veículos elétricos, apesar do PMSM ser mais caro do que o MI devido ao preço dos materiais magnéticos e do custo do processo de fabricação da máquina, a redução no tamanho da bateria devido ao aumento de eficiência pode impactar no custo do veículo como um todo. Por exemplo, assumindo um custo adicional de \$100 por kWh de bateria, o custo de aumentar a capacidade de um pacote de bateria de 60 kWh em apenas 5% para compensar o uso de um motor de tração por indução pode aumentar os custos do *power train* em mais de \$300 (Mike Millikin, 2019).

Portanto, a escolha da topologia de um motor elétrico irá depender, principalmente, do tipo de aplicação nos quais estes motores estarão submetidos. Ou seja, se é necessário que o motor opere em condições extremamente desfavoráveis, faz-se necessária a

utilização de um motor robusto a falhas e que suporte altas temperaturas. Além disso, também, a escolha está associada a necessidade do cliente com relação a performance e aos custos finais do motor. Por ora, nota-se que a combinação entre diferentes topologias é alvo de estudo e mostra-se interessante para o melhor aproveitamento de recursos energéticos e pela redução de custos.

Apesar da escolha da topologia ser um marco fundamental, o estudo do algoritmo de controle também é necessário para corroborar com os objetivos da aplicação. As primeiras técnicas utilizadas para controlar o torque de máquinas CA era por meio do ajuste da amplitude e frequência ( $V/f$ ), também conhecido como controle escalar. Neste, aplica-se uma tensão e uma frequência na máquina de tal modo que, independente da variação de carga e de outros distúrbios, espera-se que o motor siga uma referência de velocidade. No entanto, apesar de conseguir controlar a velocidade rotórica, a resposta de torque é lenta se comparada aos motores de corrente contínua, devido a não-controlabilidade do torque eletromagnético de maneira direta.

Com isto, o controle por orientação de campo foi desenvolvido no início dos anos 70 por Felix Blaschke, cujo objetivo é determinar o fluxo do rotor da máquina de corrente alternada. Deste modo, o propósito é sintetizar sinais de modo que o campo magnético do estator atraia o rotor do mesmo modo que ímãs magnéticos atraem uns aos outros. Cada tipo de máquina requer um algoritmo de controle específico e sensores mecânicos. *Drives sensorless* vem sendo alvo de estudo nos últimos anos para eliminar a utilização de sensores mecânicos, tornando o sistema mais barato, compacto e robusto. Conforme (PACAS, 2011), esforços vêm sendo realizados pela indústria e pela academia na busca de desenvolver *sensorless drives* que contenham o desempenho dinâmico comparável ou semelhantes com *drives* que usam sensor mecânico. Além disso, diferentes técnicas vistas em (KRISHNAN, 2009) podem ser utilizadas para alcançar diferentes objetivos, tais como: realizar o controle de correntes de modo a manter o fator de potência unitário, extrair o máximo torque a partir do menor fasor de corrente, manter as perdas constantes ao longo da operação, ou até mesmo realizar o controle para maximizar a eficiência do motor.

Neste contexto, este trabalho busca realizar o controle de duas topologias comumente utilizadas na indústria e nas mais variadas aplicações, sendo eles: o motor de indução e o motor de ímãs permanentes internos.

## 2 MODELOS MATEMÁTICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO E DO MOTOR DE ÍMÃS PERMANENTES

Neste capítulo, são abordados os modelos matemáticos de motores de indução e de ímãs permanentes. Será discutido o desenvolvimento de modelos matemáticos que descrevem o comportamento dinâmico desses motores, levando em consideração seus princípios de operação e características físicas. Além disso, a modelagem destas máquinas em um referencial síncrono permite um controle preciso desses motores, incluindo estratégias de controle PI.

### 2.1 MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO

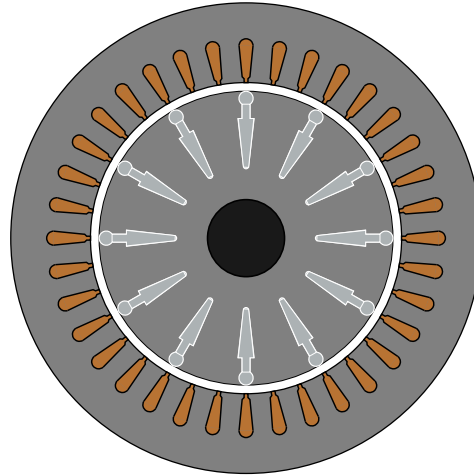
O modelo da máquina de indução leva em consideração (KRAUSE, 2013) em conjunto com (BARBI, 1985). Ademais, antes de começar a definir o modelo da máquina de indução nas coordenadas trifásicas, é relevante elencar algumas considerações, tais como:

1. Os enrolamentos do estator são iguais entre si, tal como os enrolamentos do rotor.
2. A defasagem angular entre os enrolamentos são iguais.
3. O circuito magnético é considerado ideal, desconsiderando saturação e não-idealidades. Além disso, a distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e puramente senoidal.
4. Não serão consideradas perdas magnéticas.

O corte transversal de uma máquina de indução pode ser visualizado pela Figura 2.1. No entanto, para derivar o comportamento da dinâmica elétrica desta máquina, é pertinente representar o estator e o rotor pelos seus enrolamentos, vide Figura 2.2

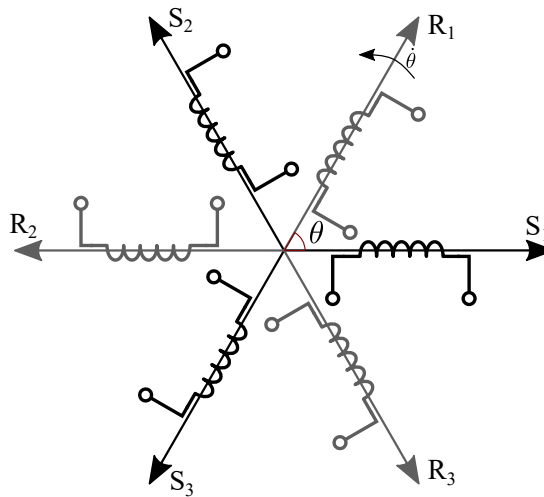
Em um primeiro momento, representar-se-á as equações das tensões no estator e no rotor desta máquina de maneira genérica. Deste modo, sabe-se que a tensão dada em um enrolamento pode ser calculada pela queda de tensão em sua resistência e pela variação da quantidade de fluxo líquido que atinge a respectiva bobina ao longo do tempo.

Figura 2.1 – Corte transversal de uma máquina de indução.



Fonte: Autor

Figura 2.2 – Enrolamentos estatórico e rotórico de uma IM.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 1985).

Com isto, tem-se o sistema de equações em (2.1).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{as} = r_s i_{as} + \frac{\partial \lambda_{as}}{\partial t} \\ v_{bs} = r_s i_{bs} + \frac{\partial \lambda_{bs}}{\partial t} \\ v_{cs} = r_s i_{cs} + \frac{\partial \lambda_{cs}}{\partial t} \\ v_{ar} = r_r i_{ar} + \frac{\partial \lambda_{ar}}{\partial t} \\ v_{br} = r_r i_{br} + \frac{\partial \lambda_{br}}{\partial t} \\ v_{cr} = r_r i_{cr} + \frac{\partial \lambda_{cr}}{\partial t} \end{array} \right. \quad (2.1)$$



O sistema descrito em (2.1) pode ser representado de forma compacta em (2.2), na qual  $\mathbf{R}_s$  é diagonal e não-variante no tempo.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_s^{abc} \\ \mathbf{v}_r^{abc} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^{abc} \\ \mathbf{i}_r^{abc} \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Em seguida, deve-se encontrar qual o fluxo líquido que atinge cada bobina. O fluxo líquido em uma bobina é resultado do fluxo produzido pela própria bobina e dos fluxos externos que a atingem, produzidos por outras bobinas. Como exemplo, o enrolamento *a* do estator terá um fluxo concatenado resultante da soma entre o fluxo auto induzido e os fluxos mútuos entre as fases do estator e do rotor. De maneira matricial, desenvolve-se as equações dos fluxos líquidos nos enrolamentos do rotor e do estator, vide (2.3).

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss}^{abc} & \mathbf{L}_{sr}^{abc}(\theta) \\ \mathbf{L}_{rs}^{abc}(\theta) & \mathbf{L}_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^{abc} \\ \mathbf{i}_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Sabendo que a indutância pode ser dada como  $L = \lambda / i$ , representam-se os fluxos autoinduzidos e mútuos de modo compacto. Ademais, desprezando a indutância dispersa entre os enrolamentos do estator e do rotor, as matrizes de autoindutância  $\mathbf{L}_{ss}^{abc}$  e  $\mathbf{L}_{rr}^{abc}$  são apresentadas conforme (2.4) e (2.5).

$$\mathbf{L}_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{L}_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

em que:

- $L_{ls}$  e  $L_{ms}$  são as indutâncias dispersa e magnetizante do estator;
- $L_{lr}$  e  $L_{mr}$  são as indutâncias dispersa e magnetizante do rotor;

Em suma, as indutâncias próprias modelam o fluxo que é produzido pela própria bobina e atinge a própria bobina. As indutâncias dispersas modelam o fluxo que é produzido pela bobina e se dispersa em estruturas adjacentes, tais como nas estruturas mecânicas

da máquina elétrica e no ar. Já as indutâncias magnetizantes são responsáveis por modelar o fluxo produzido por uma bobina e que atinge outra bobina.

Em (2.4) e (2.5) é possível perceber que as componentes desta matriz são constantes, uma vez que os enrolamentos são fixos e equilibrados entre si. Por outro lado, devido a variação da posição rotórica, as indutâncias mútuas entre rotor e estator são dependentes da posição. Ao negligenciar o fluxo disperso entre o estator e o rotor, definem-se as matrizes de indutâncias mútuas em (2.6), em que  $L_{sr}$  é o valor de pico da indutância mútua.

$$\mathbf{L}_{sr}^{abc}(\theta) = \mathbf{L}_{rs}^{abc}(\theta)^T = L_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Devido a complexidade do modelo trifásico, torna-se difícil realizar o estudo e o controle do motor de indução devido ao acoplamento entre os eixos. Portanto, é desejável encontrar um sistema bifásico equivalente, que represente a dinâmica elétrica desta máquina e que desacople as variáveis de estado do sistema.

### 2.1.1 Transformação de referencial para a máquina de indução

Em (KRAUSE, 2013), uma mudança de variáveis que formula uma transformação das variáveis trifásicas dos elementos estacionários do circuito para um sistema de referência arbitrário é apresentada em (2.7). Com isto, podemos representar o sistema em eixos bifásicos estacionários,  $\alpha\beta$ , desde que se considere  $\omega$  nulo. Também, pode-se representar o mesmo sistema em eixos bifásicos síncronos, ou seja, quando  $\omega = \omega_e$ . É importante notar que a sincronicidade pode ser dada em um sistema de referência rotórico ou estatórico, uma vez que o rotor deste motor escorrega em função da frequência de alimentação.

Desta maneira, elimina-se a dependência das indutâncias variantes no tempo e as matrizes circulantes simétricas são diagonalizadas de tal modo que as variáveis de estado do sistema sejam desacopladas, facilitando a análise e o controle do motor.

$$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0} \mathbf{f}_{abc} \quad (2.7)$$

em que

$$\mathbf{T}_{qd0}(\theta) = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Portanto, após a transformada de referencial, o modelo (2.2) pode ser descrito em um sistema de coordenadas arbitrário dado em (2.9) e (2.10).

$$\mathbf{v}_{qd0}^s = \mathbf{R}_{qd0}^s \cdot \mathbf{i}_{qd0}^s + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{qd0}^s + p\boldsymbol{\lambda}_{qd0}^s \quad (2.9)$$

$$\mathbf{v}_{qd0}^r = \mathbf{R}_{qd0}^r \cdot \mathbf{i}_{qd0}^r + (\omega - \omega_r) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{qd0}^r + p\boldsymbol{\lambda}_{qd0}^r \quad (2.10)$$

em que as matrizes  $\boldsymbol{\lambda}_{qd0}^s$  e  $\boldsymbol{\lambda}_{qd0}^r$  podem ser descritas tal como segue:

$$\begin{bmatrix} \lambda_q^s \\ \lambda_d^s \\ \lambda_0^s \\ \lambda_q^r \\ \lambda_d^r \\ \lambda_0^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & L'_{lr} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_{ms} & 0 & 0 & L'_{lr} + \frac{3}{2}L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q^s \\ i_d^s \\ i_0^s \\ i_q^r \\ i_d^r \\ i_0^r \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Por (2.10) e (2.9), percebe-se que surge o acoplamento entre os eixos devido aos elementos armazenadores de energia. Além disso, é comum representar as indutâncias de tal modo:

$$\begin{cases} L_m = \frac{3}{2} \cdot L_{ms} \\ L_s = L_m + L_{ls} \\ L_r = L_m + L'_{lr} \end{cases} \quad (2.12)$$

### 2.1.2 Modelo do motor de indução no referencial síncrono

Um sistema de equações diferenciais pode ser representado em espaço de estados conforme (2.13).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \end{cases} \quad (2.13)$$

As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do motor de indução podem ser descritas por meio de diferentes variáveis de estado. É costumeiro apresentar este modelo em que suas variáveis de estado são as correntes no estator e os fluxos no rotor. Deste modo, os vetores e as matrizes são:

$$\mathbf{x}^T = (i_{qs} \quad i_{ds} \quad \lambda_{qr} \quad \lambda_{dr}) \quad (2.14)$$

$$\mathbf{u}^T = (v_{qs} \quad v_{ds} \quad 0 \quad 0) \quad (2.15)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\gamma & -\omega_e & \beta\eta & -\beta P\omega_r \\ \omega_e & -\gamma & \beta P\omega_r & \eta\beta \\ \eta L_m & 0 & -\eta & -(\omega_e - P\omega_r) \\ 0 & \eta L_m & (\omega_e - P\omega_r) & -\eta \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Pela matriz de transferência de estados,  $\mathbf{A}$ , é notável o surgimento de variáveis auxiliares pela matriz de transferência de estados para auxiliar a descrição da evolução da dinâmica das variáveis de estado ao longo do tempo. Estas variáveis auxiliares são dadas por:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.18)$$

$$\beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad (2.19)$$

$$\eta = \frac{R_r}{L_r} \quad (2.20)$$

$$\gamma = \frac{R_s + \left(\frac{L_m^2}{L_r^2}\right) R_r}{\sigma L_s} \quad (2.21)$$

Já o torque eletromagnético produzido pelo motor de indução é dado em (2.22).

$$\tau_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (2.22)$$

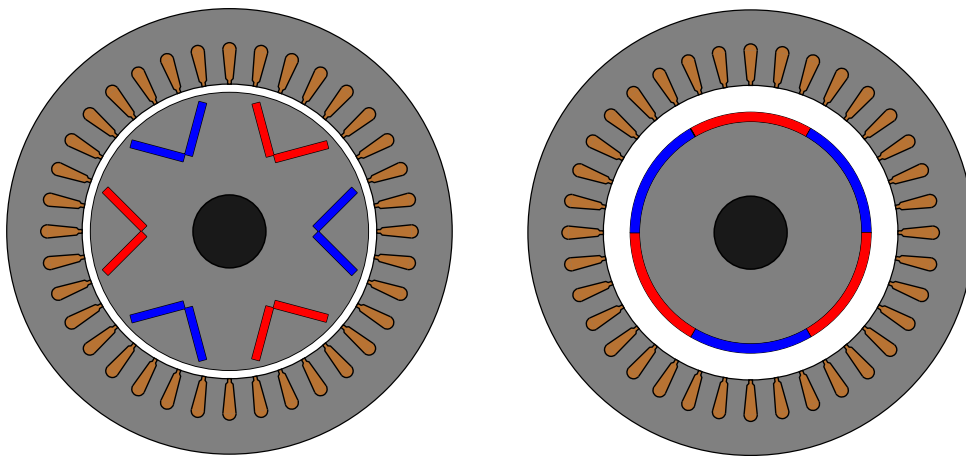
Ademais, a equação que rege a dinâmica do modelo mecânico da máquina é descrita em (2.23), sendo fundamental para demonstrar a interação entre os sistemas elétrico e mecânico.

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (\tau_e - \tau_L) \quad (2.23)$$

#### Motor de ímãs permanentes internos

Existem dois grandes grupos de motores de ímãs permanentes evidenciados pela Figura 2.3, sendo eles: os motores de ímãs permanentes internos e os motores de ímãs permanentes superficiais.

Figura 2.3 – Motores de ímãs permanentes.



Fonte: Autor.

Incorporar os ímãs completamente dentro da estrutura do rotor desperdiça uma quantidade significativa do fluxo produzido pelo ímã nos componentes do rotor, reduzindo a densidade de torque de um motor com ímãs inseridos no rotor. Por outro lado, os ímãs embutidos são protegidos mecanicamente e magneticamente (PYRHONEN; JOKINEN; HRABOVCOVA, 2009), promovendo uma robustez mecânica em comparação com os ímãs superficiais.

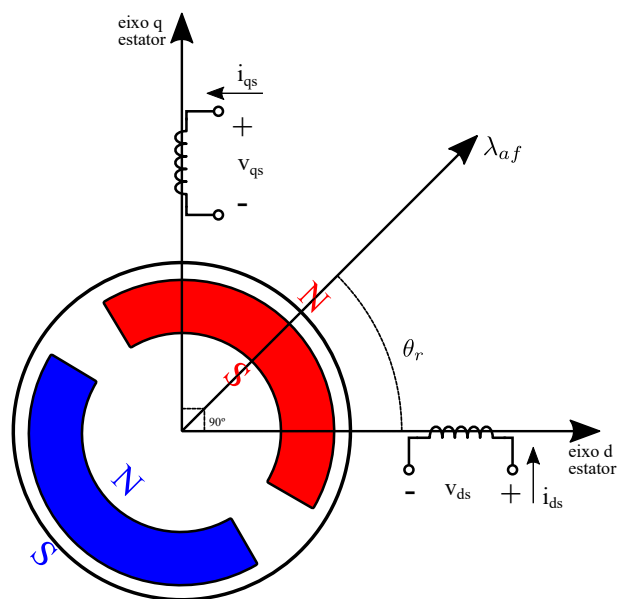
## 2.2 MODELO MATEMÁTICO DA IPMSM

O modelo matemático que rege a dinâmica das tensões e das correntes nos motores de ímãs permanentes é descrito em (KRISHNAN, 2009). Para isso, algumas considerações devem ser levadas em conta, tais como:

- A dedução do modelo é dado nos eixos dq.
- Um motor de dois polos será utilizado para modelar o circuito elétrico.
- A posição do rotor é defasada  $\theta_r$  em relação ao eixo d.
- $\lambda_{af}$  é o fluxo produzido pelos ímãs.
- A resistência dos enrolamentos é balanceada.

A Figura 2.4 exibe um corte transversal do motor com ímãs permanentes (PM), que pode ser utilizada para a visualização das variáveis em questão e das considerações anteriores.

Figura 2.4 – Modelo de uma PMSM de dois polos.



Fonte: Adaptado de (KRISHNAN, 2009)

Com isto, as equações das tensões da máquina são descritas em (2.24).

$$\begin{cases} v_{qs} = R_q i_{qs} + \frac{\partial}{\partial t} \lambda_{qs} \\ v_{ds} = R_d i_{ds} + \frac{\partial}{\partial t} \lambda_{ds} \end{cases} \quad (2.24)$$

O fluxo concatenado é resultante da soma do fluxo autoinduzido e da interação entre os fluxos do estator e do rotor, sendo descritos em (2.25).

$$\begin{cases} \lambda_{qs} = i_{qs}L_{qq} + i_{ds}L_{qd} + \lambda_{af} \sin(\theta_r) \\ \lambda_{ds} = i_{ds}L_{dd} + i_{qs}L_{dq} + \lambda_{af} \cos(\theta_r) \end{cases} \quad (2.25)$$

Pela premissa constatada,  $R_s = R_q = R_d$ , e, ao combinarmos o sistema de equações (2.25) em (2.24), e fazendo uso de  $p$  como operador diferencial, tem-se:

$$\begin{cases} v_{qs} = R_s i_{qs} + i_{qs} p L_{qq} + L_{qq} p i_{qs} + i_{ds} p L_{qd} + L_{qd} p i_{ds} + \lambda_{af} p \sin(\theta_r) \\ v_{ds} = R_s i_{ds} + i_{ds} p L_{dd} + L_{dd} p i_{ds} + i_{qs} p L_{dq} + L_{dq} p i_{qs} + \lambda_{af} p \cos(\theta_r) \end{cases} \quad (2.26)$$

A simetria entre os enrolamentos 'd' e 'q' garantem que  $L_{qs}$  e  $L_{qd}$  sejam iguais, e, por isso, as indutâncias são reescritas de tal maneira:

$$\begin{cases} L_{qq} = \frac{1}{2} [(L_q + L_d) + (L_q - L_d) \cos(2\theta_r)] \\ L_{dd} = \frac{1}{2} [(L_q + L_d) - (L_q - L_d) \cos(2\theta_r)] \\ L_{qd} = L_{dq} = \frac{1}{2} [(L_d - L_q) \sin(2\theta_r)] \end{cases} \quad (2.27)$$

As indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ , definidas em (2.28), são utilizadas para visualizar o sistema (2.27) de maneira compacta em (2.29).

$$\begin{cases} L_1 = \frac{1}{2}(L_q + L_d) \\ L_2 = \frac{1}{2}(L_q - L_d) \end{cases} \quad (2.28)$$

$$\begin{cases} L_{qq} = L_1 + L_2 \cos(2\theta_r) \\ L_{dd} = L_1 - L_2 \cos(2\theta_r) \\ L_{qd} = L_{dq} = -L_2 \sin(2\theta_r) \end{cases} \quad (2.29)$$

Por fim, a dinâmica de uma máquina de ímãs permanentes é descrita em sua forma

matricial conforme (2.30).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos(2\theta_r) & -L_2 \sin(2\theta_r) \\ -L_2 \sin(2\theta_r) & L_1 - L_2 \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \\ &+ 2\omega_r L_2 \begin{bmatrix} -\sin(2\theta_r) & -\cos(2\theta_r) \\ -\cos(2\theta_r) & \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Em máquinas de ímãs permanentes internos é interessante ressaltar a presença de  $L_2$  uma vez que há variação no caminho de relutância entre os eixos direto e de quadratura. Por outro lado, o termo  $L_2$  é nulo em motores de ímãs superficiais, uma vez que a permeância magnética entre estes eixos, idealmente, é igual. Sendo assim, em um motor SPMSM todos os termos em que  $L_2$  está presente seriam nulos, porque  $L_d = L_q$ .

### 2.2.1 Modelo matemático da IPMSM em referencial síncrono

De modo que seja possível referenciar as equações de tensão ao referencial do rotor e eliminar a dependência dos termos dependentes da posição do rotor, aplica-se a transformação seguinte transformação de referencial.

$$T^r = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Portanto, as tensões podem ser reescritas no referencial rotórico como:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_q p & \omega_r L_d \\ -\omega_r L_q & R_s + L_d p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_{af} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Tratando-se de motores de ímãs permanentes, é usual a representação das equações diferenciais da dinâmica elétrica em função das correntes do motor. Então, a partir do rearranjo do sistema (2.32), o modelo dinâmico é reescrito na seguinte forma matricial:

$$\frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s / L_q & -\omega_r \cdot \frac{L_d}{L_q} \\ -\omega_r \cdot \frac{L_q}{L_d} & -R_s / L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} - \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_{af} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Ademais, a equação do torque produzido pelo motor é dada em (2.34), em que  $P$  é o número de polos da máquina.

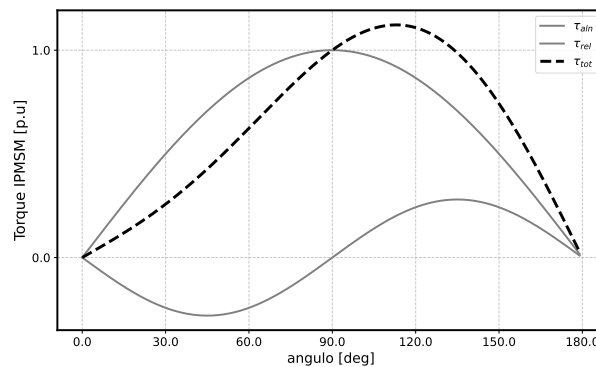
$$\tau_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot [\lambda_{af} + (L_d - L_q) i_{ds}^r] i_{qs}^r \quad (2.34)$$



Por (2.34), nota-se que é possível gerar torque de relutância a partir de uma corrente  $i_{ds}^r$  caso  $L_d \neq L_q$ , além do torque de alinhamento provido pela interação entre o fluxo dos ímãs e do motor, considerando a injeção de uma corrente  $i_{qs}^r$  não-nula.

Portanto, o torque desenvolvido por um motor que possui saliência magnética pode ser observado pela Figura 2.5. Nota-se que o torque de alinhamento é máximo em 90 graus (considerando que o alinhamento do eixo direto do estator com eixo direto do rotor é a referência). No entanto, devido a presença do torque de relutância, advindo da diferença dos caminhos de relutância do motor, o torque máximo desenvolvido pelo motor encontra-se em um intervalo em que  $\alpha_s \in [100 \text{ deg}, 130 \text{ deg}]$ . Este intervalo varia para diferentes motores, dependendo da razão de saliência magnética  $L_d / L_q$ .

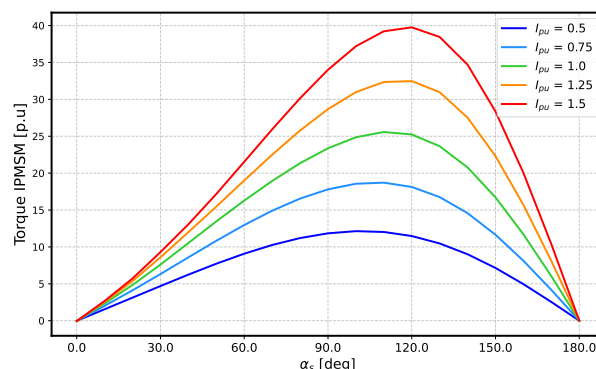
Figura 2.5 – Torque de alinhamento, de relutância e total de um IPMSM.



Fonte: Autor.

A Figura 2.6 apresenta uma simulação em Ansys Maxwell para um motor IPMSM, a qual varre o ângulo de alinhamento,  $\alpha_s$ , e com isso constroem-se diversas curvas de torque desenvolvido pela máquina, inclusive com a variação da corrente do motor em pu.

Figura 2.6 – Curva de torque de um IPMSM com variação de  $\alpha_s$  e de  $I_s$ .



Fonte: Autor.

Assim, diversos algoritmos de controle são estudados para atender uma função objetivo, seja ela: manter o fator de potência do motor unitário, ou aumentar a eficiência do motor, ou até mesmo um dos mais famosos: o MTPA - *Maximum Torque per Ampere* -

conforme apresentado em (SILVA, 2021), que busca obter uma combinação de correntes  $i_d$  e  $i_q$  de tal modo que encontre o menor fasor de corrente,  $I_s$ , para o torque desejado.

### 3 ESTRATÉGIAS ADOTADAS PARA REALIZAÇÃO DO CONTROLE DOS MOTORES DE INDUÇÃO E DE ÍMÃS PERMANENTES

Neste capítulo, desenvolver-se-á os controladores de corrente e de velocidade dos motores de indução de ímãs permanentes internos. Em um primeiro momento, será apresentado o projeto de um controlador PI por cancelamento de polo, de modo que as equações obtidas de maneira genérica podem ser utilizadas para projetar um sistema de 1ª ordem em malha fechada. Em trabalhos futuros, a discretização destes controladores permite uma aproximação quando a implementação em um DSP é considerada. Em particular, o controle destes motores será dado estritamente em ambiente computacional, cuja abordagem discreta nos aproxima mais da prática.

Em seguida, apresentar-se-á a abordagem do PWM geométrico, no qual uma injeção de sinal de modo comum é utilizado para sintetizar o sinal a ser aplicado nos terminais da máquina, de modo que o barramento possa ser aproveitado além da capacidade que a estratégia padrão de PWM é capaz de fornecer.

#### 3.1 PROJETO DE CONTROLADOR POR CANCELAMENTO DE POLO

Uma planta de primeira ordem é descrita conforme (3.1), em que  $p_1$  representa o polo do sistema e  $k$  o ganho.

$$G_p(s) = \frac{1 \cdot k}{s + p_1} \quad (3.1)$$

A função de transferência de um controlador proporcional-integral é dada em (3.2)

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{sK_p + K_i}{s} = K_p \left( \frac{s + K_i / K_p}{s} \right) \quad (3.2)$$

Neste trabalho, projeta-se um controlador de modo que seu zero seja capaz de cancelar o polo da planta, eliminando a dinâmica de um sistema de segunda ordem quando em malha fechada. Portanto, a função de transferência do sistema em malha fechada é dada em (3.3).

$$G_{MF}(s) = \frac{G_p(s) \cdot G_{PI}(s)}{1 + G_p(s) \cdot G_{PI}(s)} \quad (3.3)$$

Desenvolvendo a equação, tem-se:

$$G_{MF}(s) = \frac{\left(\frac{1}{s+p_1}\right) \cdot K_p \left(\frac{s+K_i/K_p}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{s+p_1}\right) \cdot K_p \left(\frac{s+K_i/K_p}{s}\right)} \quad (3.4)$$

Para que o zero do controlador cancele o polo da planta, a condição (3.5) deve ser satisfeita.

$$K_i = p_1 \cdot K_p \quad (3.5)$$

Ao satisfazer (3.5), os termos da função de transferência em malha fechada são reorganizados de tal modo que a equação seja reescrita conforme (3.6).

$$G_{MF}(s) = \frac{K_p / k}{s + K_p / k} \quad (3.6)$$

Deste modo, a planta em malha fechada é um sistema de primeira ordem, cuja frequência natural,  $\omega_n$ , é dada pela seguinte equação:

$$\omega_n = \frac{K_p}{k} \quad (3.7)$$

No projeto de controle de motores em malha fechada é necessário que a dinâmica do controle da velocidade da máquina seja inferior ao controle das correntes e, portanto, é comum selecionar um valor de frequência natural mecânica,  $\omega_{n,mec}$ , inferior a frequência natural do modelo elétrico,  $\omega_{n,el}$ . Deste modo, garante-se que o controle seja feito de forma pseudo-desacoplada, uma vez que a dinâmica do sistema elétrico é mais rápida que a dinâmica do sistema mecânico. Por fim, vale ressaltar que após a escolha de  $\omega_n$  apropriado,  $K_p$  e  $K_i$  são automaticamente definidos pelos parâmetros da planta.

## 3.2 DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

Apesar de ser comumente utilizada a discretização de controladores pelo *backward Euler*, optou-se por realizar a discretização dos controladores PI mecânico e elétrico a partir do método de Tustin, também conhecido como transformação bilinear. É preferível que este método seja utilizado para discretizar controladores em sistemas de controle contínuo devido à (OGATA, 1995):

- Preservação da resposta em frequência do sistema contínuo.
- Manutenção da estabilidade do sistema contínuo, desde que ele já seja estável.

- Conformidade com a representação de sistemas em tempo discreto, facilitando a análise e o projeto de controladores discretos.

No entanto, é importante destacar que a escolha entre a transformação bilinear e o método de Euler depende das características específicas do sistema e dos requisitos de desempenho. Em certos casos, o método de Euler pode ser apropriado e mais simples de implementar.

A transformação bilinear relaciona a variável do domínio da frequência,  $s$ , com a variável de frequência do domínio discreto,  $z$ , por (3.8).

$$s = \frac{2}{T} \cdot \left( \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (3.8)$$

Em particular,  $T$  é o período relacionado à frequência de amostragem de um sinal qualquer. Para fins pedagógicos, a função de transferência de um PI é reescrita conforme (3.9).

$$G_{PI}(s) = \frac{Y}{X}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.9)$$

em que  $Y$  e  $X$  são a entrada e a saída de do sistema de controle, respectivamente. Portanto, para um controlador mecânico, por exemplo, a saída é dada por um torque de referência, ou pela corrente no seu eixo de quadratura, enquanto a entrada é dada pelo erro entre a variável de referência e a variável de estado.

Portanto, substituindo  $s$  na função de transferência do PI, tem-se:

$$G_{PI}(z) = K_p + \frac{K_i}{\frac{2}{T} \cdot \left( \frac{z-1}{z+1} \right)} \quad (3.10)$$

Retrabalhando a equação, temos:

$$\begin{aligned} G_{PI}(z) &= K_p + \frac{T \cdot (z+1) \cdot K_i}{2 \cdot (z-1)} \\ G_{PI}(z) &= \frac{2 \cdot (z-1) \cdot K_p + T \cdot (z+1) \cdot K_i}{2 \cdot (z-1)} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Como  $G_{PI}(z) = Y(z) / X(z)$ , a saída é isolada da entrada do sistema de tal modo que a equação seja escrita da seguinte maneira:

$$Y(z) [2 \cdot (z-1)] = X(z) [2 \cdot (z-1) \cdot K_p + T \cdot (z+1) \cdot K_i] \quad (3.12)$$

Para obter uma equação funcional, deve-se isolar  $Y(z)$ . Com isto, rearranjam-se

os termos da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}
2z \cdot Y(z) - 2 \cdot Y(z) &= 2zK_p \cdot X(z) - 2K_p \cdot X(z) + zTK_i \cdot X(z) + TK_i \cdot X(z) \\
2 \cdot Y(z) - 2z^{-1} \cdot Y(z) &= 2K_p \cdot X(z) - 2K_p z^{-1} \cdot X(z) + TK_i \cdot X(z) + TK_i z^{-1} \cdot X(z) \\
2 \cdot Y[k] - 2 \cdot Y[k-1] &= 2K_p \cdot X[k] - 2K_p \cdot X[k-1] + TK_i \cdot X[k] + TK_i \cdot X[k-1] \\
Y[k] &= \frac{(TK_i - 2K_p) \cdot X[k-1] + (2K_p + TK_i) \cdot X[k] + 2 \cdot Y[k-1]}{2} \\
Y[k] &= \left( \frac{TK_i}{2} - K_p \right) \cdot X[k-1] + \left( K_p + \frac{TK_i}{2} \right) \cdot X[k] + Y[k-1]
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Por fim, a equação é reescrita de maneira compacta nos moldes de (3.14).

$$Y[k] = b_1 \cdot X[k-1] + b_0 \cdot X[k] + Y[k-1] \tag{3.14}$$

em que

$$b_1 = \frac{T}{2} K_i - K_p \tag{3.15}$$

$$b_0 = \frac{T}{2} K_i + K_p \tag{3.16}$$

Neste caso,  $Y[k]$  e  $X[k]$  são amostras atuais da saída e da entrada, respectivamente, enquanto  $Y[k-1]$  e  $X[k-1]$  são as amostras passadas.

### 3.3 GERAÇÃO DO SINAL PWM COM ABORDAGEM GEOMÉTRICA

A abordagem a partir do PWM senoidal é capaz de aproveitar algo em torno de 87% do barramento. Deste modo, o PWM senoidal cujo *link* possui 500 V fornecerá no máximo  $E \cdot \sqrt{3} / 2 = 433$  V de linha. Em aplicações de motores, por exemplo, isso se mostra um problema pelo fato de reduzir o fluxo necessário ao funcionamento das máquinas, que solicita um aumento de corrente para contrabalancear este efeito, aumentando as perdas e tornando o motor menos eficiente e mais quente.

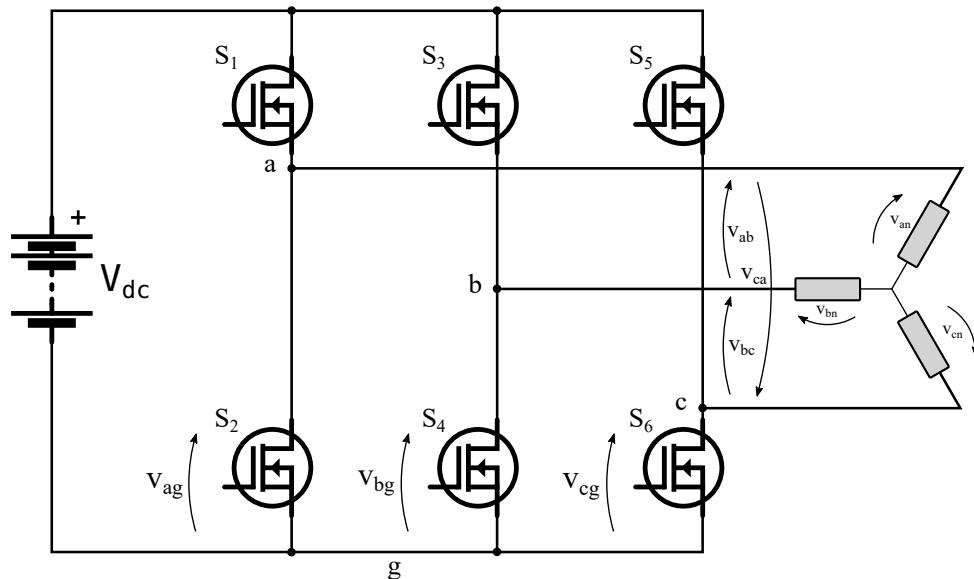
Como alternativa, adota-se a abordagem de um PWM geométrico, cuja tensão do barramento é aproveitada em sua completude devido à adição de sinal de modo comum. Esse sinal de modo comum é injetado em todas as fases, e ele se cancela nas tensões de linha, dado que o motor esteja conectado em Y. Portanto, é possível otimizar a utilização da tensão no barramento sem ultrapassar os limites da sobremodulação.

Apesar da região de sobremodulação garantir mais tensão à carga, o nível de THD aumenta abruptamente, uma vez que começam aparecer componentes harmônicas de

terceira e quinta ordem na frequência do sinal. Com a abordagem geométrica, as componentes harmônicas começam aparecer somente na frequência da onda portadora e em suas bandas laterais, favorecendo a utilização da técnica em diversos ramos da indústria.

Então, obtém-se as equações que modelam os sinais do PWM geométrico a partir da análise do inversor trifásico de dois níveis da Figura 3.1.

Figura 3.1 – Inversor dois níveis trifásico conectado a uma carga genérica.



Fonte: Autor.

Para isto, considera-se que a carga seja equilibrada e esteja conectada em estrela, de modo que a produção de tensão trifásica seja balanceada. Além disso, definem-se duas tensões de saída independentes, tal como  $v_{an}$  e  $v_{bn}$ . Então,  $v_{cn}$  será definida pela malha, uma vez que  $v_{cn}$  é linearmente dependente das outras componentes.

Portanto, para realizar a análise das leis da tensão de Kirchoff, a análise das tensões será dada pelos pontos a, b e c, e o ponto de conexão comum g. Considera-se que as medidas entre o meio do braço do inversor e o ponto comum, g, são dadas como  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ . Já as tensões que são efetivamente aplicadas na carga são as tensões de linha,  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$ , e, portanto, define-se uma equação matricial para o sistema tal que:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Como a matriz de transformação no sistema (3.17) é não-invertível, adota-se uma tensão auxiliar  $v_o$  para tornar o sistema invertível, sendo esta definida como:

$$v_o = v_{ag} + v_{bg} + v_{cg} \quad (3.18)$$

Reescrevendo (3.17) com  $v_o$ , tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Ao aplicar a matriz inversa no sistema, encontram-se as tensões  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$  que são sintetizadas pelas chaves de modo a gerar as tensões de linha aplicadas na máquina.

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Considerando a tensão do barramento constante,  $V_{DC}$ , é importante que as tensões sejam normalizadas em função da tensão do link CC. Portanto, após a normalização destas variáveis, as tensões em cima das chaves,  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ , podem assumir os seguintes valores para que não opere na região de sobremodulação:

$$\begin{cases} 0 \leq v_{ag} \leq 1 \\ 0 \leq v_{bg} \leq 1 \\ 0 \leq v_{cg} \leq 1 \end{cases} \quad (3.21)$$

Baseando-se nos valores obtidos em (3.20), define-se:

$$\begin{cases} 0 \leq \frac{1}{3}(2v_{ab} + v_{bc} + v_o) \leq 1 \\ 0 \leq \frac{1}{3}(-v_{ab} + v_{bc} + v_o) \leq 1 \\ 0 \leq \frac{1}{3}(-v_{ab} - 2v_{bc} + v_o) \leq 1 \end{cases} \quad (3.22)$$

Rearranjando os termos da equação em função de  $v_o$ , tem-se:

$$\begin{cases} -2v_{ab} - v_{bc} \leq v_o \leq 3 - 2v_{ab} - v_{bc} \\ v_{ab} - v_{bc} \leq v_o \leq 3 + v_{ab} - v_{bc} \\ v_{ab} + 2v_{bc} \leq v_o \leq 3 + v_{ab} + 2v_{bc} \end{cases} \quad (3.23)$$

Para que a tensão auxiliar,  $v_o$ , esteja na região linear de operação, a seguinte condição precisa ser satisfeita:

$$\boxed{\max(c_1, c_3, c_5) < v_o < \min(c_2, c_4, c_6)} \quad (3.24)$$



em que

$$\left\{ \begin{array}{l} c_1 = -2v_{ab} - v_{bc} \\ c_2 = 3 + c_1 \\ c_3 = v_{ab} - v_{bc} \\ c_4 = 3 + c_3 \\ c_5 = v_{ab} + 2v_{bc} \\ c_6 = 3 + c_5 \end{array} \right. \quad (3.25)$$

Vê-se, então, que  $v_o$  deve ser maior que o maior valor mínimo e, também, que a tensão auxiliar deve ser menor que o menor valor máximo. Como  $v_o$  deve estar situado entre limites, pode-se sintetizar o sinal a partir da tratativa descontínua, em que o sinal de modo comum é escolhido como o limite máximo ou limite mínimo, ou com a tratativa geométrica, em que este sinal é a média aritmética dos limites. Para a escolha da tratativa, faz-se necessário a avaliação da redução do número de comutações, aumento de distorções harmônicas das correntes injetadas na máquina e afins (Cassiano Rech e Rodrigo Padilha Vieira, 2022), os quais não foram contemplados neste objeto de estudo. Neste trabalho, escolhe-se  $v_o$  como sendo a média aritmética destes limites.

$$v_o = \frac{\max(c_1, c_3, c_5) + \min(c_2, c_4, c_6)}{2} \quad (3.26)$$

Com o valor da tensão auxiliar encontrado, é possível sintetizar as tensões que serão aplicadas no braço do inversor, vide (3.20). As tensões de linha são obtidas a partir da transformação dos valores de referência do eixo síncrono para as tensões trifásicas.

### 3.4 CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO COM ROTOR GAIOLA DE ESQUILO

O objetivo do controle vetorial é tornar uma máquina de corrente alternada similar à uma máquina de corrente contínua. Ou seja, ao realizar a transformação do referencial trifásico a um referencial bifásico síncrono, consegue-se realizar o controle do fluxo desacoplado do controle do torque. Com isto, a corrente em quadratura é responsável pela produção do conjugado, similar a corrente de armadura em máquinas CC, enquanto a corrente do eixo direto é responsável pela produção do campo magnetizante, semelhante a corrente do enrolamento de campo da máquina CC.

Como a máquina de indução é auto-excitada, isto é, o campo magnético produzido

em seu rotor é decorrente do campo excitante do estator, estes campos não são ortogonais entre si. Portanto, o fluxo do rotor não é completamente controlável e o acoplamento varia conforme a condição de operação. Para uma alimentação senoidal, o campo do estator gira a uma velocidade síncrona. Devido ao escorregamento, o campo produzido pelo rotor é ligeiramente próximo desta velocidade. Desse modo, utilizando como referencial síncrono as variáveis do estator, alinha-se a componente de eixo direto do fluxo do rotor com o campo do rotor anulando, então, sua componente em quadratura:  $\lambda_r = \lambda_d^r$  e  $\lambda_q^r = 0$ .

Se a componente em quadratura do fluxo do rotor for nula, podemos escrever a seguinte equação:

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e = 0 \quad (3.27)$$

Deste modo, deve-se garantir que  $i_{qr}^e$  seja dada conforme (3.28).

$$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (3.28)$$

Com (3.27) satisfeita, reescreve-se a equação do torque eletromagnético em (3.29), sendo perceptível que o controle do torque é dado somente por  $i_{qs}^e$ , caso a componente de eixo direto do fluxo rotórico seja constante.

$$\tau = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (i_{qs}^e \cdot \lambda_{dr}^e) \quad (3.29)$$

Para realizar o controle vetorial de maneira apropriada é essencial ter a informação da posição do rotor, obtida pelo equacionamento do escorregamento. Portanto, uma vez que a componente do fluxo do rotor em quadratura é nula, reescrevem-se as equações do sistema (2.10) da seguinte maneira:

$$\dot{\lambda}_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda_{dr}^e + \frac{\partial \lambda_{qr}^e}{\partial t} \quad (3.30)$$

Logo, o escorregamento pode ser calculado por (3.31).

$$\omega_e - \omega_r = -R_r \cdot \frac{i_{qr}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (3.31)$$

Ao manter  $\lambda_{dr}^e$  constante, sua derivada será nula e controla-se o torque somente por meio da corrente de quadratura do estator. Portanto, pelo modelo de estados, temos que:

$$\dot{\lambda}_{dr}^e = \eta L_m \cdot i_{ds}^e + (\omega_e - P\omega_r) \lambda_{qr}^e - \eta \lambda_{dr}^e \quad (3.32)$$



### 3.4.1.1 Controlador de velocidade do motor de indução

Para projetar o controlador de velocidade, a função de transferência é descrita em (3.36), com base na equação (2.23).

$$G_{p_{mec}} = \frac{1 / J_m}{s + B_n / J_m} \quad (3.36)$$

Logo, utilizando o cancelamento de zero do controlador com o polo da planta para um controle proporcional-integral, as equações (3.5) e (3.7) nos fornecem o cálculo dos ganhos necessários para o projeto, sendo o ganho da planta dado por  $1 / J_m$ , e o seu polo dado por  $B_n / J_m$ . Com isto, tem-se que:

$$K_{p,mec} = \omega_{n,mec} \cdot J_m \quad (3.37)$$

$$K_{i,mec} = \omega_{n,mec} \cdot B_n \quad (3.38)$$

Deste modo, a função de transferência em malha fechada do sistema é apresentada em (3.39), em que  $\omega_n$  representa a largura de banda do sistema em malha fechada.

$$G_{MF}(s) = \frac{\omega_n}{s + \omega_n} \quad (3.39)$$

Já no domínio discreto, utilizam-se as equações (3.14), (3.15) e (3.16), em que a transformação bilinear foi utilizada para o cálculo dos ganhos no domínio discreto. Logo, podemos escrever os ganhos no domínio discreto como:

$$b_{1,mec} = \frac{T}{2} \cdot (\omega_{n,mec} \cdot B_n) - \omega_{n,mec} \cdot J_m \quad (3.40)$$

$$b_{0,mec} = \frac{T}{2} \cdot (\omega_{n,mec} \cdot B_n) + \omega_{n,mec} \cdot J_m \quad (3.41)$$

Por fim, sabe-se que a saída do controlador de velocidade é responsável pela geração do torque de referência que deve ser aplicado na máquina. Como o torque é controlado pela corrente  $i_q$ , podemos escrever a saída do sistema como:

$$i_{q,ref}[k] = \varepsilon[k-1] \cdot b_{1,mec} + \varepsilon[k] \cdot b_{0,mec} + i_{q,ref}[k-1] \quad (3.42)$$

em que  $\varepsilon$  é o erro entre a velocidade de referência e a velocidade atual da máquina. Vale ressaltar que a saída do controlador mecânico é uma referência de torque. No entanto, como o torque é proporcional à corrente, vide (3.29), o sinal de saída ser visto como a corrente de quadratura multiplicada por um fator de escala, que não fará diferença para o controlador.

### 3.4.1.2 Controlador de corrente do motor de indução

Os ganhos dos controladores de corrente do motor indução são obtidos a partir da função de transferência da equação (3.35). Portanto, ao utilizar a mesma metodologia de projeto do controlador mecânico, os ganhos do PI são dados pelas equações (3.5) e (3.7). Deste modo, utilizando o cancelamento de zero do controlador com os polos da planta, tem-se que  $k = \sigma L_s$  e  $p_1 = \gamma$  e podemos escrever os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  como:

$$K_{p,el} = \omega_{n,el} \cdot \sigma L_s \quad (3.43)$$

$$K_{i,el} = K_{p,el} \cdot \gamma \quad (3.44)$$

Além disso, as mesmas equações (3.14), (3.15) e (3.16) são utilizadas para determinar os ganhos no domínio discreto e, por fim, podemos escrevê-los como:

$$b_{1,el} = \frac{T}{2} \cdot (\omega_{n,el} \cdot \sigma L_s \cdot \gamma) - \omega_{n,el} \cdot \sigma L_s \quad (3.45)$$

$$b_{0,el} = \frac{T}{2} \cdot (\omega_{n,el} \cdot \sigma L_s \cdot \gamma) + \omega_{n,el} \cdot \sigma L_s \quad (3.46)$$

Então, a saída do controlador no domínio discreto é apresentada regida pela seguinte dinâmica:

$$v[k] = \varepsilon[k-1] \cdot b_{1,el} + \varepsilon[k] \cdot b_{0,el} + v[k-1] \quad (3.47)$$

em que  $\varepsilon$  é o erro entre a corrente de referência e a corrente atual e  $v[k]$  é o sinal que será modulado no PWM geométrico do sistema de controle após transformá-los de volta para o sistema de coordenadas trifásico.

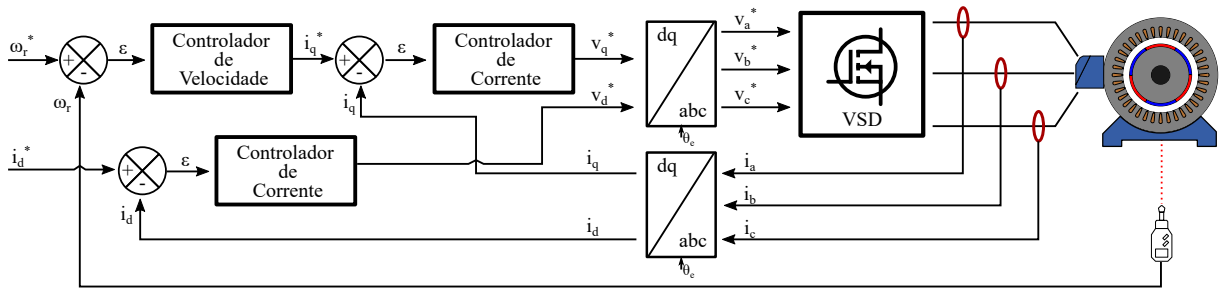
## 3.5 PROJETO DOS CONTROLADORES DA MÁQUINA DE ÍMÃS PERMANENTES

Nesta seção, o projeto dos controladores do motor IPMSM será apresentado. Com isto, o diagrama de blocos de controle é similar ao anterior, estando apresentado na Figura 3.3.

### 3.5.1 Projeto do controle da malha de velocidade

De modo que o processo não fique repetitivo, as equações (3.48) e (3.49) apresentam os ganhos do controlador de velocidade do IPMSM. Neste caso, o que irá mudar em

Figura 3.3 – Diagrama de blocos do controle do motor PM.



Fonte: Autor.

referência ao motor de indução serão os valores de momento de inércia,  $J_m$ , e coeficiente de fricção,  $B_n$ .

$$K_{p,mec} = \omega_{n,mec} \cdot J_m \quad (3.48)$$

$$K_{i,mec} = \omega_{n,mec} \cdot B_n \quad (3.49)$$

### 3.5.2 Projeto do controle da malha de corrente

Em particular, a função de transferência do modelo elétrico do IPMSM é apresentado em (3.50), considerando um modelo médio.

$$G_{pel} = \frac{1 / L}{s + R / L} \quad (3.50)$$

Em particular, quando  $L_d = L_q$ , o mesmo controlador de corrente pode ser utilizado para o eixo direto e para o eixo em quadratura. Neste caso, os ganhos dos PIs para os controladores de corrente irão variar de acordo com a variação das indutâncias de cada eixo. Portanto, por possuir saliência magnética, os ganhos dos PIs estão descritos em (3.51).

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{p,d} = \omega_{n,el} \cdot L_d \\ K_{i,d} = \omega_{n,el} \cdot R_s \\ K_{p,q} = \omega_{n,el} \cdot L_q \\ K_{i,q} = \omega_{n,el} \cdot R_s \end{array} \right. \quad (3.51)$$

Assim,  $K_i$  é igual para ambos controladores de corrente, enquanto  $K_p$  irá mudar de acordo com a indutância de cada eixo, seja  $L_d$  ou  $L_q$ . Os ganhos no domínio discreto estão escritos conforme (3.52).

$$\begin{cases} b_{0,el,d} = \frac{T}{2} \cdot (\omega_{n,el} \cdot R_s) + \omega_{n,el} \cdot L_d \\ b_{1,el,d} = \frac{T}{2} \cdot (\omega_{n,el} \cdot R_s) - \omega_{n,el} \cdot L_d \\ b_{0,el,q} = \frac{T}{2} \cdot (\omega_{n,el} \cdot R_s) + \omega_{n,el} \cdot L_q \\ b_{1,el,q} = \frac{T}{2} \cdot (\omega_{n,el} \cdot R_s) - \omega_{n,el} \cdot L_q \end{cases} \quad (3.52)$$

Portanto, os sinais de tensão de referência são gerados no domínio discreto no referencial síncrono, conforme as seguintes equações:

$$v[k]_d = \varepsilon[k-1] \cdot b_{1,el,d} + \varepsilon[k] \cdot b_{0,el,d} + v[k-1]_d \quad (3.53)$$

$$v[k]_q = \varepsilon[k-1] \cdot b_{1,el,q} + \varepsilon[k] \cdot b_{0,el,q} + v[k-1]_q \quad (3.54)$$

Após passar pela transformada inversa de Park e pela geração do sinal em PWM geométrico, estes sinais serão aplicados na chave, de modo a sintetizar o sinal que será aplicado no motor.

## 4 RESULTADOS

Neste capítulo, um compilado dos resultados obtidos a partir da combinação dos controladores projetados no domínio discreto com o modelo das plantas é apresentado. As simulações foram feitas por meio do software PSIM, em que cada resultado será analisado.

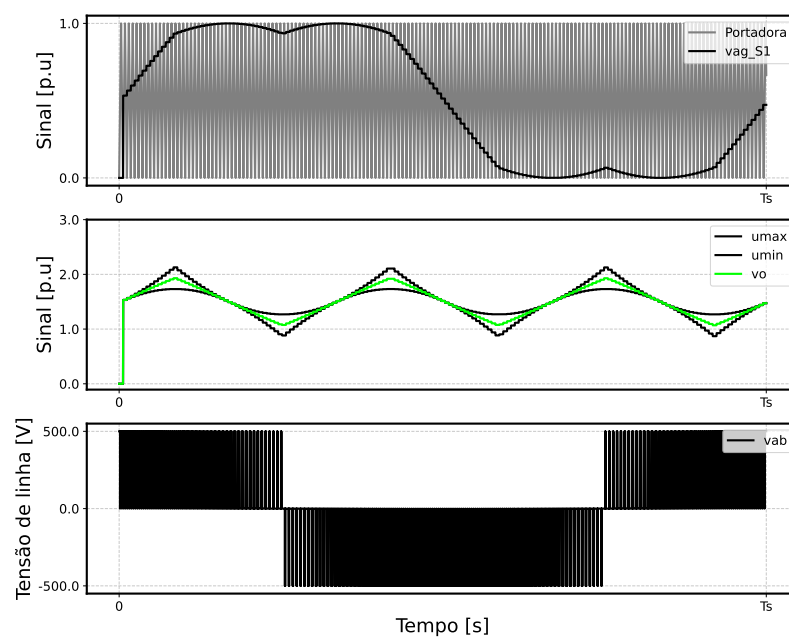
### 4.1 RESULTADOS PRELIMINARES

Antes de partir para a simulação dos motores em malha fechada, algumas observações quanto ao controle e obtenção dos parâmetros serão realizadas nesta seção.

#### 4.1.1 PWM Geométrico

Em um primeiro momento, o funcionamento do PWM geométrico para uma carga genérica conectada em estrela é apresentado. O circuito da Figura 3.1 pode ser visualizado como modelo e as formas de onda obtida para um sinal de tensão de fase de 288 V de pico são apresentados pela Figura 4.1.

Figura 4.1 – Sinais obtidos a partir da modulação PWM Geométrico.



Fonte: Autor.

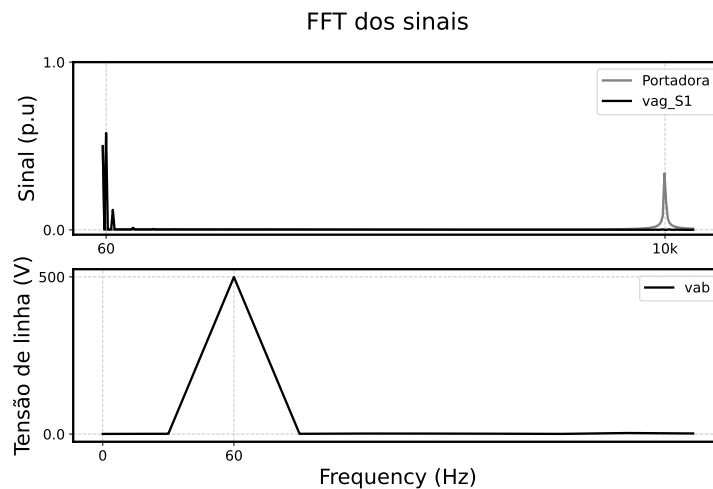
O objetivo desta figura é demonstrar como a tensão de modo comum,  $v_o$ , é selecionada a partir dos cálculos de  $u_{max}$  e  $u_{min}$ . Observa-se que a tensão aplicada na chave  $S_1$  é



dada na forma de onda  $v_{ag\_S1}$ . Percebe-se que devido a injeção do sinal de modo comum, a forma de onda fica "achatada" em seu pico, aproveitando melhor a tensão do barramento CC, sem entrar na região de sobremodulação. Com isto, o sinal aplicado nos terminais do motor é  $v_{ab}$ .

Realizando a FFT dos sinais, a Figura 4.2 demonstra que a frequência da onda portadora está em 10 kHz, enquanto a frequência do sinal sintetizado pela modulação está em 60 Hz. Além disso, a tensão nos terminais do motor possui valor de pico de 500 V, aproveitando por inteiro o barramento CC.

Figura 4.2 – Fast Fourier Transform de  $v_{ag\_S1}$ ,  $v_{ab}$  e portadora.



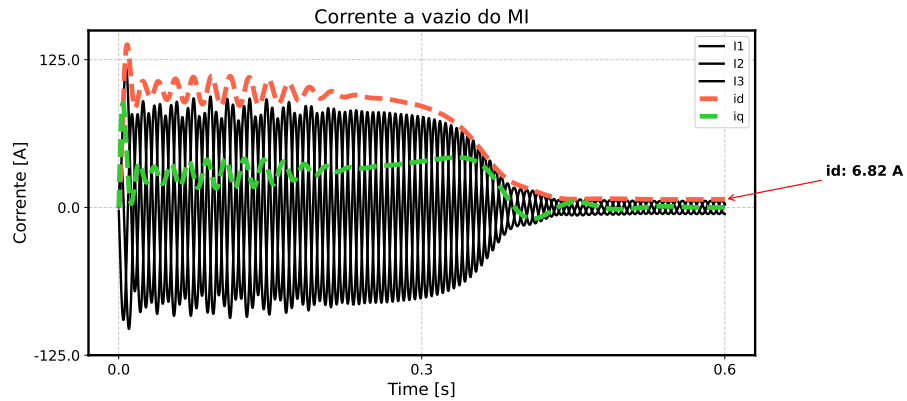
Fonte: Autor.

#### 4.1.2 Obtenção da corrente de eixo direto no motor de indução

Em particular, a obtenção da corrente de eixo direto do motor de indução pode ser feita considerando o ensaio do motor a vazio. Neste trabalho, o valor foi obtido a partir da simulação à vazio do motor de indução, com os parâmetros da tabela 4.1a e, a partir da transformada de Park, encontra-se o valor da corrente de eixo direto de referência que será utilizado na simulação, conforme evidenciado pela Figura 4.3.

Sabe-se que quando o motor opera a vazio, o escorregamento do motor é praticamente nulo, e podemos simplificar que a corrente que circula nos enrolamentos do motor é a corrente responsável pela magnetização da máquina, uma vez que a corrente em quadratura é nula. Então, um valor de  $i_d^* = 7$  A será utilizado na simulação de malha fechada.

Figura 4.3 – Corrente  $i_d$  com MI operando a vazio.

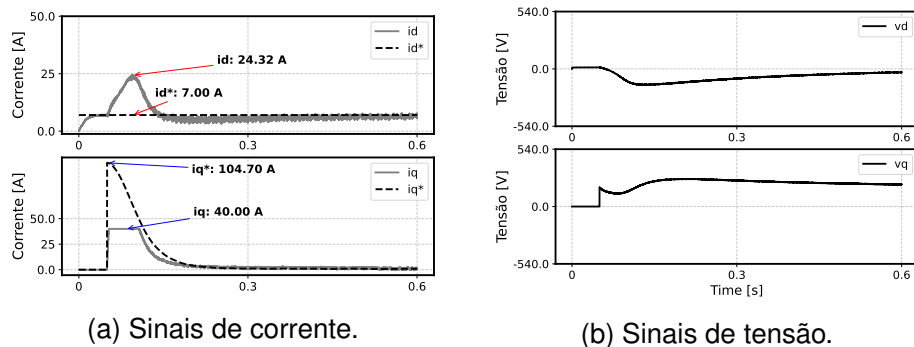


Fonte: Autor.

#### 4.1.3 Partida dos motores em malha fechada

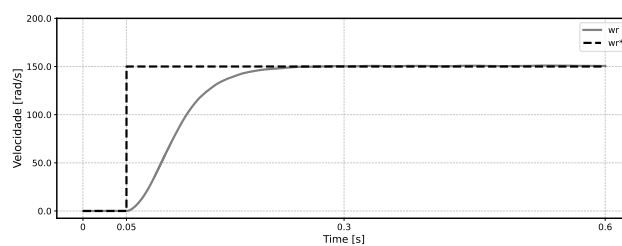
A Figura 4.4 demonstra a partida de um motor de indução considerando um degrau de velocidade. De maneira geral, nota-se pela Figura 4.4a que a corrente de saída do inversor deve ser limitada, por mais que o sinal de referência seja superior aos limites do drive. Deste modo, o ideal é que a partida dos motores seja feita por meio de uma rampa de aceleração, permitindo que o drive consiga fornecer uma corrente que não exceda os critérios elétricos. Adicionalmente, um limitador de tensão deve ser incluído na lógica do drive, para que a tensão não exceda o limite do barramento CC.

Figura 4.4 – Sinais gerais do controle de um MI em malha fechada com degrau de velocidade.



(a) Sinais de corrente.

(b) Sinais de tensão.



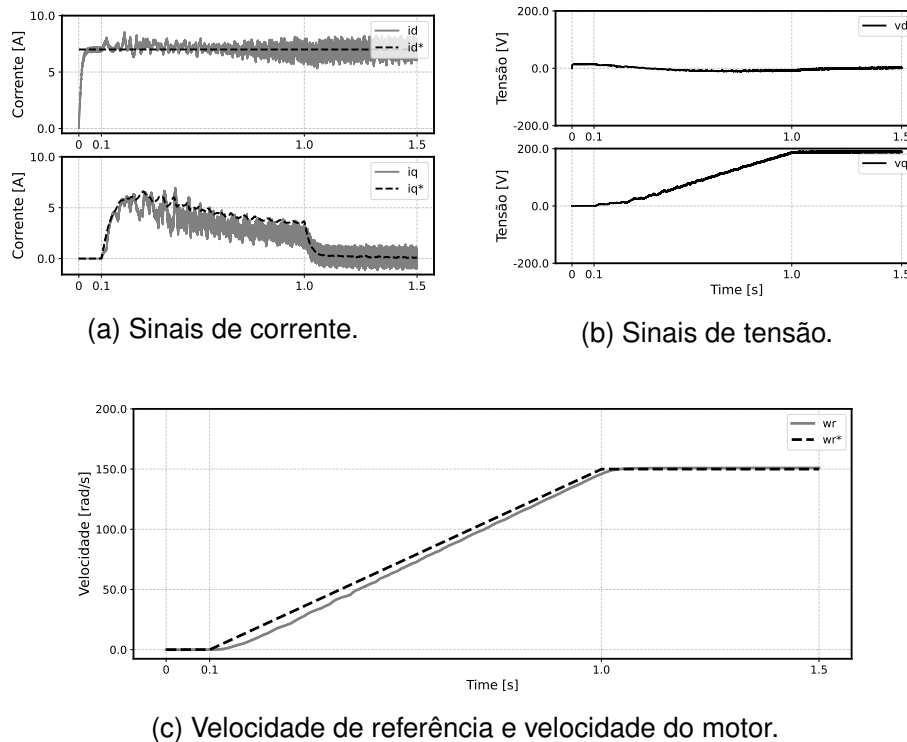
(c) Velocidade de referência e velocidade do motor.

Fonte: Autor.

Para motores de indução, em especial, a sinalização de uma corrente de referência no eixo direto, antes mesmo de partir a máquina, é ideal para realizar a magnetização do circuito. Ademais, a Figura 4.4c demonstra que a velocidade do motor de indução convergiu com a velocidade proposta, apesar das limitações nos sinais gerados nas chaves.

Portanto, ressalta-se que a escolha do ganho dos controladores deve ser realizada de tal maneira que os sinais do motor converjam para os sinais de referência e que não excedam os limites elétricos e térmicos dos inversores de frequência e, tampouco, da capacidade de corrente que o motor é capaz de suportar. Como exemplo, o mesmo motor foi partido em rampa conforme a Figura 4.5. Neste caso, observa-se que em nenhum momento as correntes geradas como referência foram superiores ao limite de 40 A proposto anteriormente.

Figura 4.5 – Sinais gerais do controle de um MI em malha fechada com rampa de velocidade.



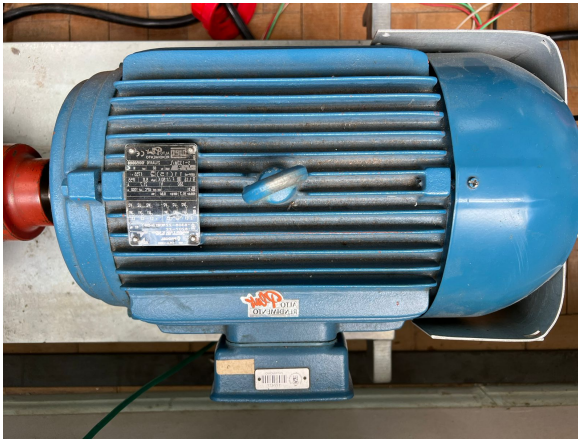
Fonte: Autor.

Por fim, as duas máquinas nas quais o controle será realizado estão demonstradas na Figura 4.6.

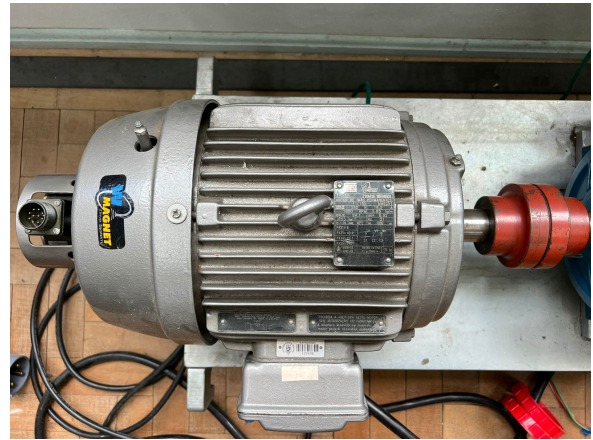
Os dados de placa podem ser observados pelas Tabelas 4.1a e 4.1b. Neste caso, percebe-se que ambos motores possuem a mesma potência de 11 kW e trabalham em uma frequência de 60 Hz com 4 polos. Ou seja, ambas máquinas são capazes de produzir o mesmo torque nominal de saída. Neste caso, valer ressaltar que a densidade de potência do motor de ímãs permanentes é superior ao motor de indução, uma vez que há menos material ativo necessário para gerar a mesma quantidade de torque (na mesma carcaça).

Figura 4.6 – Motores WEG de indução e de ímãs permanentes 11 kW.

### MOTOR DE INDUÇÃO



### MOTOR DE ÍMÃS PERMANENTES



Fonte: Autor.

Tabela 4.1 – Dados de placa, parâmetros elétricos e mecânicos dos motores analisados.

(a) Dados de placa motor MI.

Descrição	Parâmetros	Valores
Potência nominal	$P_{nom}$	11 kW
Rotação nominal	$N_{nom}$	1755 RPM
Polos	$P$	4
Tensão nominal	$V_L$	380 V
Corrente nominal	$I_L$	21.7 A
Eficiência	$\eta$	91.7%
Fator de potência	$\cos \varphi$	0.84
Massa	$m$	82 kg
Indutância estator	$L_s$	180.9 mH
Indutância rotor	$L_r$	180.9 mH
Indutância magnetização	$L_m$	175.1 mH
Resistência estator	$R_s$	846.7 m $\Omega$
Resistência rotor	$R_r$	517.6 m $\Omega$

(b) Dados de placa motor PM.

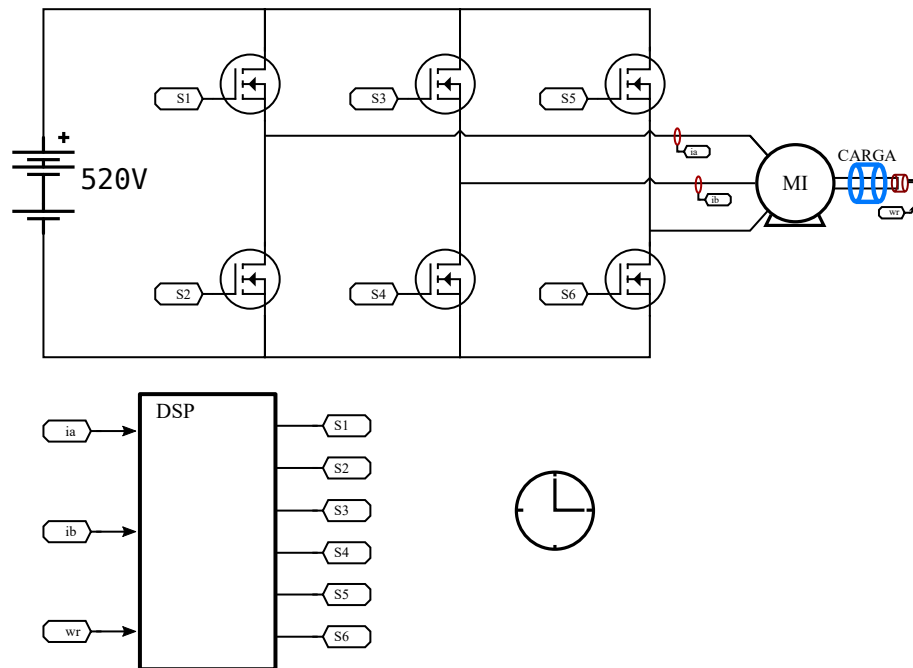
Descrição	Parâmetros	Valores
Potência nominal	$P_{nom}$	11 kW
Rotação nominal	$N_{nom}$	1800 RPM
Polos	$P$	6
Tensão nominal	$V_L$	380 V
Corrente nominal	$I_{nom}$	19.2 A
Eficiência	$\eta$	94.1%
Fator de potência	$\cos \varphi$	0.92
Massa	$m$	73 kg
Resistência do enrolamento	$R_s$	0.5 $\Omega$
Indutância eixo direto	$L_d$	20.1 mH
Indutância eixo quadratura	$L_q$	40.9 mH
Constante força contra-eletromotriz	$k_e$	290 $V_{L,peak}/krpm$
Momento de inércia	$J_m$	0.03877 kgm <sup>2</sup>

Fonte: WEG.

## 4.2 RESULTADO DO CONTROLE EM MALHA FECHADA DO MOTOR DE INDUÇÃO

Para o motor de indução, o circuito da Figura 4.7 foi simulado considerando uma rampa de aceleração, um degrau de carga, e uma rampa de desaceleração.

Figura 4.7 – Simulação em ambiente PSIM.



Fonte: Autor.

Os ganhos dos controladores estão dispostos conforme a Tabela 4.2. Devido ao baixo coeficiente de fricção na malha de velocidade,  $B_n$ , o ganho relacionado ao controlador integral sofreu uma correção por um fator de escala, de modo a melhorar o tempo de resposta da malha de velocidade frente aos distúrbios de carga. Ademais, utilizou-se uma frequência de amostragem de 10 kHz.

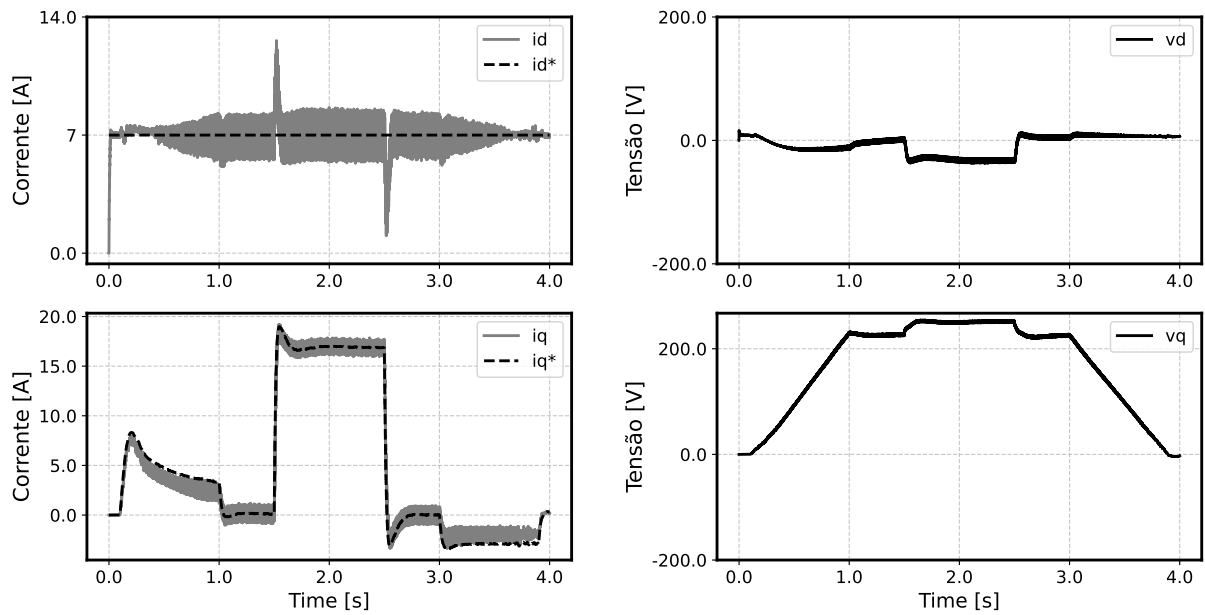
Tabela 4.2 – Ganhos do controlador PI do MI

Descrição	Parâmetros	Valores
Frequência natural mecânica	$\omega_{n,mec}$	10
Ganho b0 mecânico	$b_{0,mec}$	0.6985
Ganho b1 mecânico	$b_{1,mec}$	-0.6975
Frequência natural elétrica	$\omega_{n,el}$	200
Ganho b0 elétrico	$b_{0,el}$	2.2961
Ganho b1 elétrico	$b_{1,el}$	-2.2695

Fonte: Autor.

Portanto, a partir disso, observou-se que as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura do motor respondem de maneira apropriada às referências geradas pela malha de controle, conforme visto na Figura 4.8. É importante notar que, mesmo que o acoplamento entre os eixos tenha sido desconsiderado para o projeto dos controladores, observa-se que distúrbios na malha mecânica

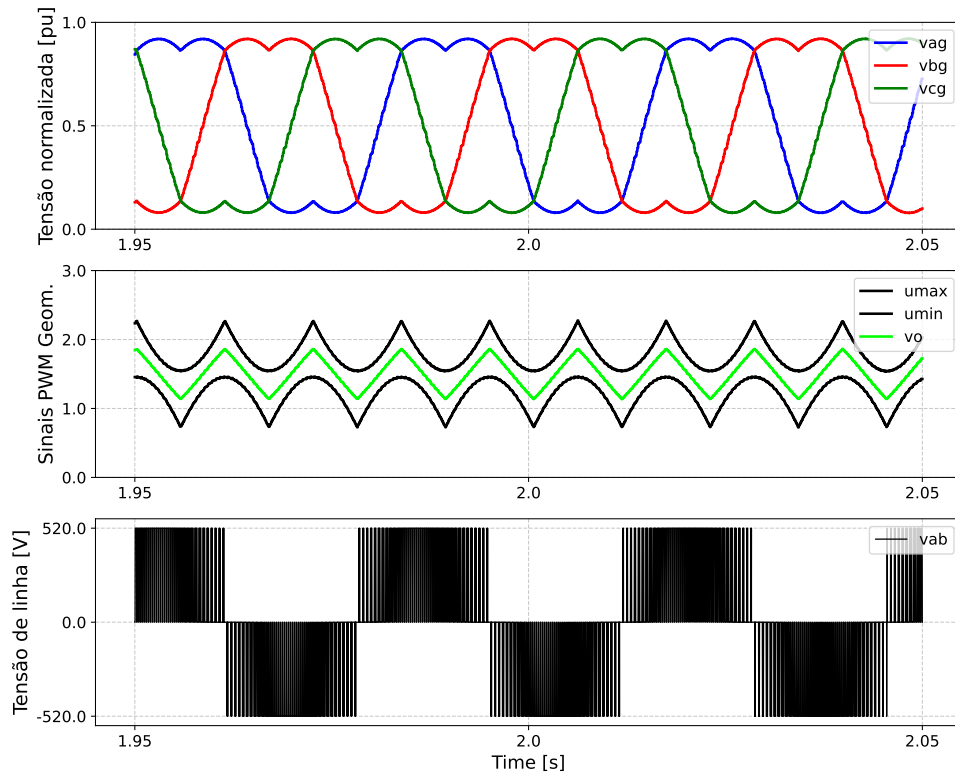
Figura 4.8 – Sinais de corrente e de tensão do MI em malha fechada.



Fonte: Autor.

Já a modulação realizada pelo PWM geométrico pode ser observada vide Figura 4.9. Vê-se que o sinal de modo comum gerado achata os picos das formas de onda sintetizadas no *gate* dos MOSFETs e, além disso, a forma de onda aplicada nos terminais do motor

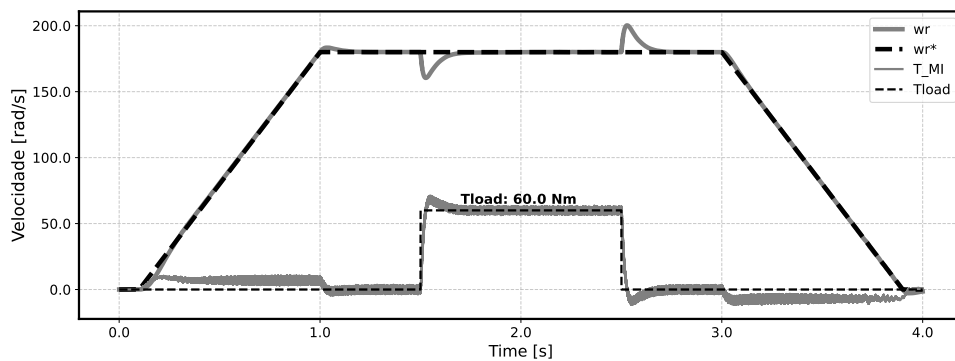
Figura 4.9 – Sinais sintetizados pelo PWM Geométrico.



Fonte: Autor.

Por fim, a Figura 4.10 demonstra o comportamento dinâmico do sistema. Em um primeiro momento, energiza-se o circuito a partir de uma referência de corrente direta. Posteriormente, em 0.1s, uma rampa de aceleração de 0.9s é proposta, até atingir a velocidade de 180rad/s. Então, posteriormente, uma carga de 60 Nm é adicionada em 1.5s e retirada em 2.5s. Então, em 3s uma rampa de desaceleração do motor é feita.

Figura 4.10 – Velocidade do motor de indução em malha fechada.

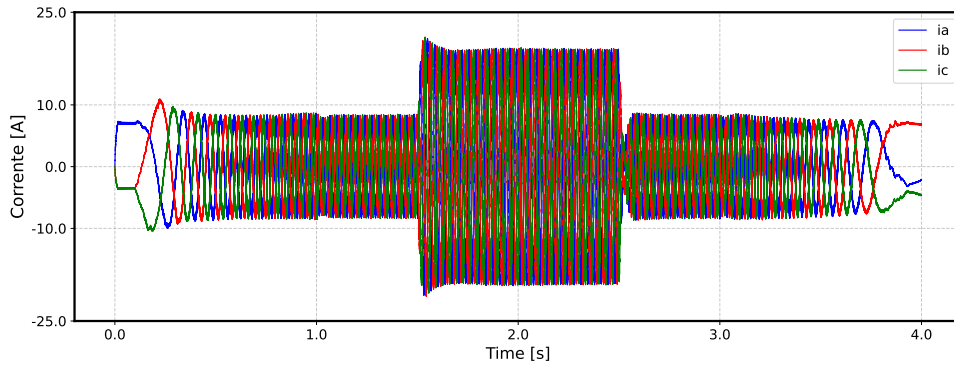


Fonte: Autor.

Com isto, observa-se que o controlador responde de maneira adequada às diferentes excitações, seja pela variação de velocidade, seja pela inserção de uma carga. Neste

caso, vale ressaltar, que em 180 rad/s e em 60 Nm o motor está operando praticamente em seu regime nominal de 11 kW. Além disso, notam-se que as correntes trifásicas do motor não excedem o seu valor nominal de  $I_{n,peak} = 29$  A.

Figura 4.11 – Correntes trifásicas do motor de indução em malha fechada.



Fonte: Autor.

Portanto, verifica-se a importância da seleção dos ganhos do controlador de maneira que não exceda os limites do VSD e que, também, permita que os sinais sigam a referência frente à distúrbios, o que se torna muito importante em diversas aplicações.

#### 4.3 CONTROLE EM MALHA FECHADA DO MOTOR DE ÍMÃS PERMANENTES.

O circuito simulado no PSIM possui a mesma configuração da Figura 4.7, salvo que o motor simulado é um IPMSM e algumas alterações realizadas no código de controle foram feitas para adequar à este tipo de máquina. Com isto, os ganhos dos controladores podem ser visualizados pela tabela 4.3, os quais foram projetados considerando uma frequência de amostragem de 10 kHz.

Tabela 4.3 – Ganhos do controlador PI do motor PM

Descrição	Parâmetros	Valores
Frequência natural mecânica	$\omega_{n,mec}$	10
Ganho b0 mecânico	$b_{0,mec}$	0.3878
Ganho b1 mecânico	$b_{1,mec}$	-0.3876
Frequência natural elétrica	$\omega_{n,el}$	250
Ganho b0 elétrico 'd'	$b_{0,el,d}$	5.03125
Ganho b1 elétrico 'd'	$b_{1,el,d}$	-5.01875
Ganho b0 elétrico 'q'	$b_{0,el,q}$	10.23125
Ganho b1 elétrico 'q'	$b_{1,el,q}$	-10.21875

Fonte: Autor.

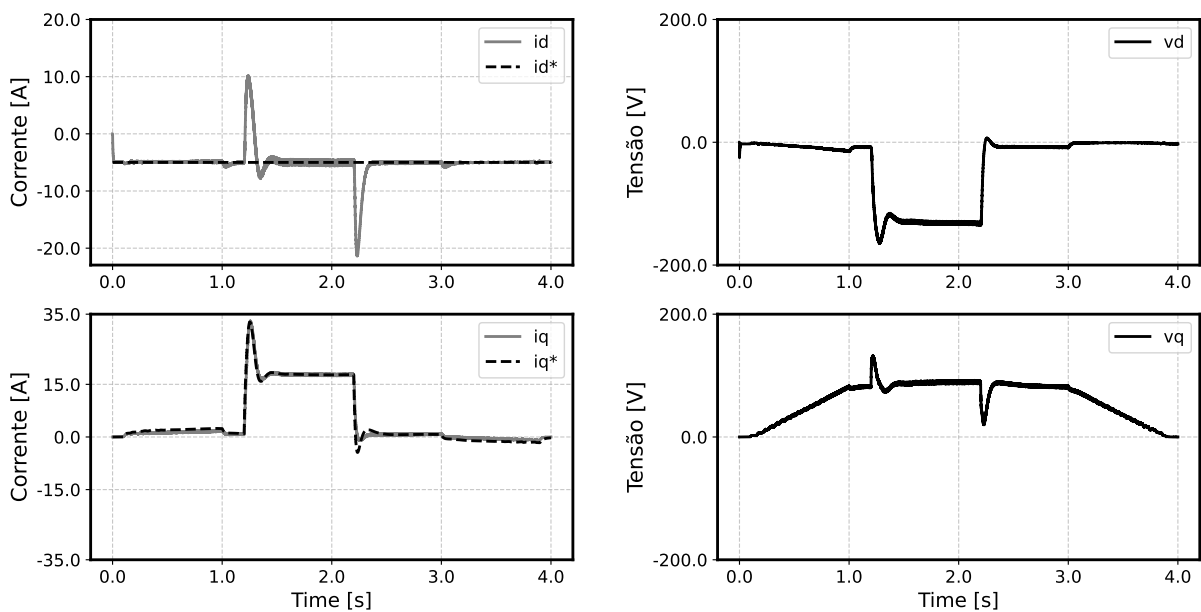
Conforme a Figura 2.5 e a equação (2.5), determina-se uma corrente de eixo direto que seja capaz de produzir torque de relutância. Assim, com base na corrente nominal do



motor, escolhe-se um ângulo  $\alpha_s$  em torno de 105 deg, gerando uma corrente de referência de aproximadamente  $i_d^* = -5$  A, uma vez que pela Figura 2.6 é perceptível que o torque é maximizado a partir de um ângulo  $\alpha_s$  ótimo - sendo similar a um algoritmo MTPA, mas neste caso sendo escolhido manualmente.

Do mesmo modo, verificam-se os sinais de corrente e de tensão produzidos pelo controle do IPMSM na Figura 4.12. Verifica-se que os distúrbios de carga demandam uma corrente de eixo em quadratura para poder sustentá-los. Inclusive, observa-se que o distúrbio gerado na corrente de eixo em quadratura também tem impacto na corrente de eixo direto, uma vez que estes sistemas não são completamente desacoplados, apesar de considerarmos isto no projeto dos controladores.

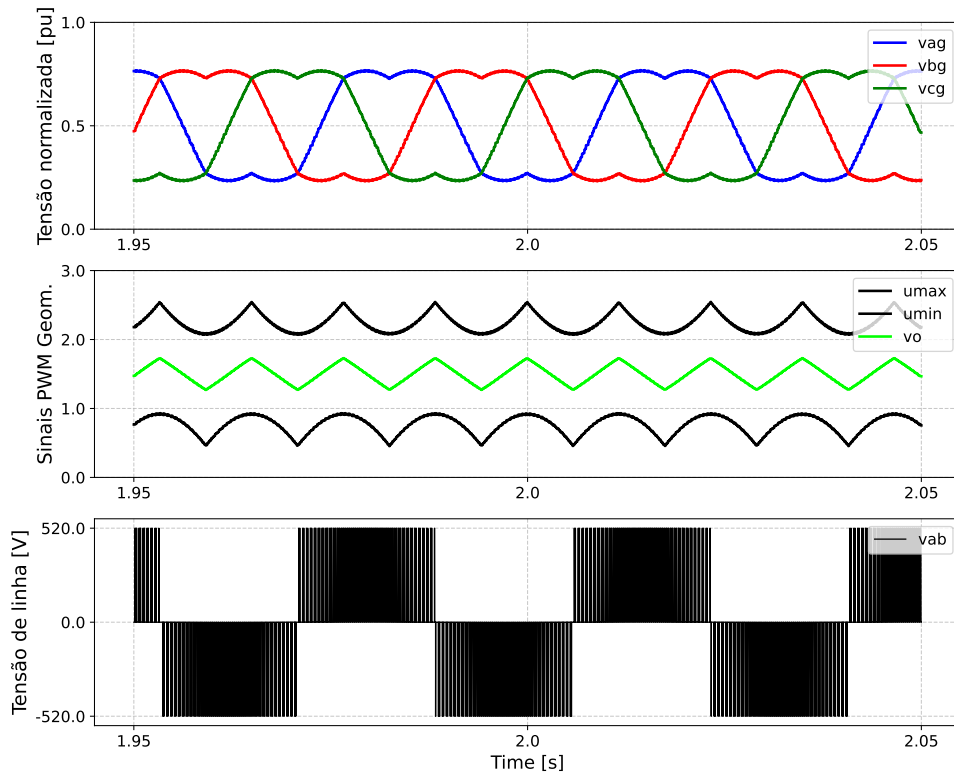
Figura 4.12 – Sinais de corrente e de tensão do IPMSM em malha fechada.



Fonte: Autor.

Além disso, verifica-se que os sinais de tensão gerada,  $v_d$  e  $v_q$  estão abaixo do que o link DC é capaz de fornecer, algo em torno de 520 V (tensão de 380 V de linha retificada). Ademais, os sinais modulados pelo PWM geométrico estão dispostos na Figura 4.13.

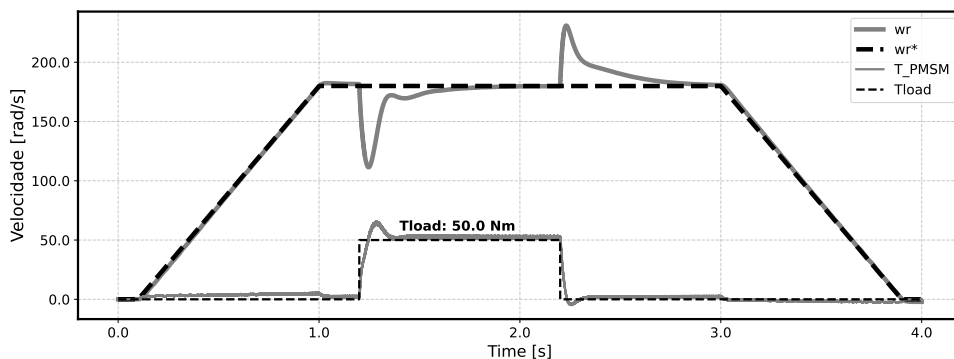
Figura 4.13 – Sinais modulados pelo PWM Geométrico no IPMSM malha fechada.



Fonte: Autor.

Por fim, a curva da dinâmica de velocidade é apresentada na Figura 4.14. A mesma dinâmica realizada no motor de indução foi realizada para o motor de ímãs permanentes, salvo que o torque foi de 50 Nm. Com isto, observa-se que o controlador de velocidade consegue rejeitar os distúrbios de carga, inclusive em sua velocidade nominal.

Figura 4.14 – Velocidade do IPMSM em malha fechada.

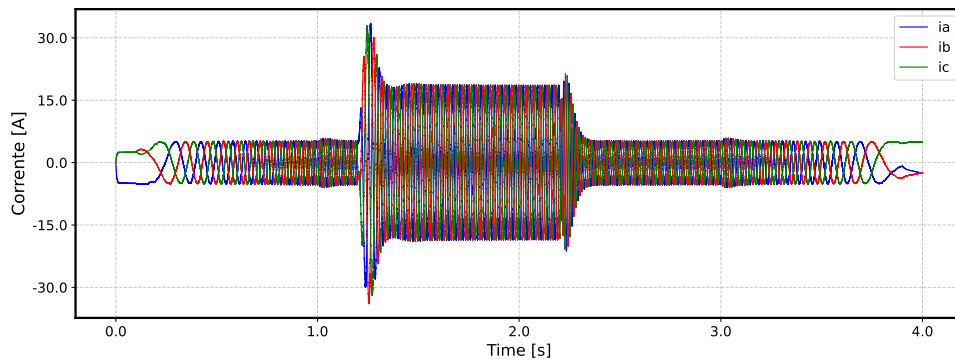


Fonte: Autor.

Da mesma maneira, os sinais de corrente trifásico estão dispostos na Figura 4.15. Apesar do pico de 30 A com a inserção de carga, que excede os valores de corrente nominal do motor, as correntes mostram-se coerentes com os resultados práticos, uma

vez que o motor está operando praticamente em seu regime nominal.

Figura 4.15 – Correntes trifásicas do IPMSM em malha fechada.



Fonte: Autor.

#### 4.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

A importância do projeto dos ganhos dos controladores em simulações de motores em ambiente virtual é fundamental para garantir o desempenho adequado do sistema. Os controladores desempenham um papel crucial na regulação da resposta do motor a diversas condições operacionais, como mudanças de carga e distúrbios. O projeto cuidadoso dos ganhos dos controladores permite sintonizá-los de forma a otimizar a estabilidade, a resposta transitória e a capacidade de rejeição de distúrbios do sistema, garantindo um funcionamento suave e eficiente. Além disso, a simulação virtual proporciona um ambiente seguro e econômico para aprimorar os ganhos do controlador antes da implementação no mundo real, minimizando potenciais riscos e custos associados a testes em campo.

A verificação da convergência das variáveis em resposta a distúrbios é outra faceta importante na simulação de motores. Isso envolve a análise de como as variáveis, como velocidade, corrente e tensão, respondem quando submetidas a distúrbios inesperados. A simulação permite avaliar se o sistema consegue manter a estabilidade e o desempenho desejado diante de perturbações, como variações de carga. Além disso, a análise dos sinais gerados nas chaves em simulações é essencial para garantir que essas chaves não excedam critérios elétricos e térmicos, evitando sobrecargas que possam resultar em danos ao drive.

Em resumo, a simulação em ambiente virtual, especialmente quando realizada em domínio discreto - uma vez que se aproxima da prática - desempenha um papel crucial ao assegurar que os controladores estejam bem sintonizados, que o sistema responda eficazmente a distúrbios e que os limites elétricos e térmicos sejam respeitados, contribuindo para o desenvolvimento de sistemas de motores robustos e confiáveis.

## 5 CONCLUSÃO

Nesta pesquisa, foi explorada a motivação para o estudo e análise de diferentes topologias de motores, destacando seus pontos fortes e fracos. Foi dada ênfase nos motores de indução e nos motores de ímãs permanentes, realizando uma análise detalhada dos modelos matemáticos associados a essas topologias. No capítulo 2, o modelo do motor de indução foi abordado, incluindo transformadas de referencial que permitiram a implementação de controle clássico com controladores PI, considerando nuances como o acoplamento entre os eixos.

No capítulo 3, investigou-se o modelo matemático dos motores de ímãs permanentes, destacando a dinâmica elétrica das tensões e correntes nesses motores. Além disso, enfatizou-se a seleção das correntes de eixo direto e de eixo em quadratura, de modo que influencie na produção do torque total. No capítulo 4, foram delineadas as estratégias de controle adotadas, incluindo o projeto de controladores, discretização, a geração de sinal nas chaves por meio da abordagem do PWM Geométrico e o controle vetorial do motor de indução com rotor de gaiola de esquilo.

Finalmente, no capítulo 5, foram apresentados os resultados obtidos por meio de simulações no software PSIM, validando as abordagens propostas no capítulo 4. Conclui-se que o estudo de diferentes topologias de motores é essencial para atender aos requisitos crescentes de eficiência nas regulamentações. Além disso, o uso de inversores é indissociável para muitos tipos de motores, tornando o projeto de controladores robustos e eficazes de suma importância. Este trabalho contribui para avanços na compreensão e implementação de sistemas de controle para diversas topologias de motores, fortalecendo a base para a eficiência energética e a inovação na indústria de acionamentos elétricos.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALMEIDA, A. T. d.; FERREIRA, F. J. Actions to promote energy-efficient electric motor repair. **International journal of energy technology and policy**, Inderscience Publishers, v. 1, n. 3, p. 302–314, 2003.

ALMEIDA, A. T. de; FERREIRA, F. J. T. E.; FONG, J. Perspectives on electric motor market transformation for a net zero carbon economy. **Energies**, v. 16, n. 3, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/16/3/1248>>.

BARBI, I. **Teoria fundamental do motor de indução**. Editora da UFSC, 1985. (Didática (Universidade Federal de Santa Catarina)). Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=q3FsmQEACAAJ>>.

BOSTANCI, E. et al. Opportunities and challenges of switched reluctance motor drives for electric propulsion: A comparative study. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 3, n. 1, p. 58–75, 2017.

Cassiano Rech e Rodrigo Padilha Vieira. **Veículos Elétricos e Híbridos**: Eletrônica de potência, sistemas de acionamento e controle de máquinas elétricas. Instituto de Redes Inteligentes, 2022. Acesso em 22 out. 2023. Disponível em: <<https://inriufsm.com.br/curso-ve/>>.

CHIBA, A.; KIYOTA, K. Review of research and development of switched reluctance motor for hybrid electrical vehicle. In: **2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 127–131.

CRECELIUS, D. R.; MORGANTE, J. C.; RONNING, J. J. **More efficiency with dual motor control in battery electric vehicles - MTZ Worldwide**. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2019. Disponível em: <<https://link.springer.com/article/10.1007/s38313-019-0133-x>>.

European Commission. **Electric motors and variable speed drives: Ecodesign requirements apply to this product**. European Commission, 2023. Acesso em 06 abr. 2023. Disponível em: <[https://commission.europa.eu/energy-climate-change-environment/standards-tools-and-labels/products-labelling-rules-and-requirements/energy-label-and-ecodesign/energy-efficient-products/electric-motors-and-variable-speed-drives\\_en](https://commission.europa.eu/energy-climate-change-environment/standards-tools-and-labels/products-labelling-rules-and-requirements/energy-label-and-ecodesign/energy-efficient-products/electric-motors-and-variable-speed-drives_en)>.

FILHO, C. J. V. **Projeto e análise de observadores adaptativos aplicados ao controle sensorless de máquinas síncronas de ímãs permanentes**. 2018. 120 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2018.

FINKEN, T.; FELDEN, M.; HAMEYER, K. Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles. In: **2008 18th International Conference on Electrical Machines**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5.

IEA. World energy outlook 2022. In: IEA PARIS, FRANCE. [S.l.], 2022.

IEC. **IEC 60034-2-1:2014**: Rotating electrical machines part 21: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles). 2.0. ed. Vienna, Austria, 2014. 186 p. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/121>>.

\_\_\_\_\_. **IEC 60034-30-1:2014**: Rotating electrical machines part 30-1: Efficiency classes of line operated ac motors (ie code). 1.0. ed. Vienna, Austria, 2014. 50 p. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/136>>.

KRAUSE, P. C. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3rd edition. ed. Wiley-Blackwell, 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781118024294; 111802429X. Disponível em: <[libgen.li/file.php?md5=f35def9295ff887cfbf7aae5064eb4db](http://libgen.li/file.php?md5=f35def9295ff887cfbf7aae5064eb4db)>.

KRISHNAN, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. 1. ed. CRC Press, 2009. (Mechanical Engineering Marcel Dekker). ISBN 0824753844; 9780824753849. Disponível em: <[libgen.li/file.php?md5=2dd90759e600ded52699f1e2ba35eb24](http://libgen.li/file.php?md5=2dd90759e600ded52699f1e2ba35eb24)>.

Mike Millikin. **Adamas: 93magnet traction motors**. Green Car Congress, 2019. Acesso em 09 jul. 2023. Disponível em: <<https://www.greencarcongress.com/2019/03/20190308-adamas.html>>.

OGATA, K. **Discrete-time Control Systems**. Prentice Hall, 1995. ISBN 9780130342812. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=owQqAQAAMAAJ>>.

PACAS, M. Sensorless drives in industrial applications. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 2, p. 16–23, 2011.

PYRHONEN, J.; JOKINEN, T.; HRABOVCOVA, V. **Design of Rotating Electrical Machines**. Wiley, 2009. ISBN 9780470740088. Disponível em: <[https://books.google.com.br/books?id=\\_y3LSh1XTJYC](https://books.google.com.br/books?id=_y3LSh1XTJYC)>.

Seima Oki. **China plans to ban exports of rare earth magnet tech**. Asia News Newtork, 2023. Acesso em 09 jul. 2023. Disponível em: <<https://asianews.network/china-plans-to-ban-exports-of-rare-earth-magnet-tech/>>.

SILVA, E. C. **Controle e acionamento de máquinas síncronas de ímãs permanentes internos baseado em estratégia MTPA visando elevado desempenho dinâmico e reduzido custo computacional**. 2021. 83 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2021.

WAIDE, P.; BRUNNER, C. U. Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems. OECD, 2011.

WEG. **CFW11 - INVERSOR DE FREQUÊNCIA**: Alta produtividade e desempenho para o seu negócio. WEG Automação, 2020. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h88/h14/WEG-CFW11-catalogo-10510201-pt.pdf>>.

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, 2007.

NUP: 23081.157961/2023-32

Prioridade: Normal

Homologação de ata de defesa de TCC e estágio de graduação  
125.322 - Bancas examinadoras de TCC: indicação e atuação

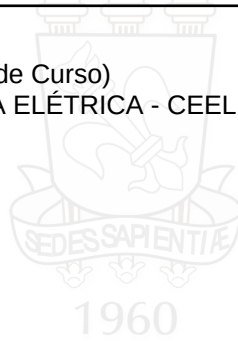
### COMPONENTE

Ordem	Descrição	Nome do arquivo
9	TCC	2023_TCC_Mauricio_Vfinal.pdf

### Assinaturas

26/12/2023 09:06:43

DIEGO BERLEZI RAMOS (Coordenador(a) de Curso)  
07.09.02.00.0.0 - CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA - CEELE



Código Verificador: 3697396

Código CRC: 76a3b3c8

Consulte em: <https://portal.ufsm.br/documentos/publico/autenticacao/assinaturas.html>

