Lucas Diniz da Silva Morais
Márcio Rodrigues da Cunha Reis
Wanderson Rainer Hilário de Araújo
Wesley Pacheco Calixto



MÉTODOS DE ACIONAMENTO E CONTROLE APLICADOS À

MÁQUINA DE RELUTÂNCIA CHAVEADA

TÉCNICA DE RASTREAMENTO ASSOCIADO AO CONTROLE DE TENSÃO OTIMIZADO

científica digital

Lucas Diniz da Silva Morais
Wanderson Rainer Hilário de Araújo
Márcio Rodrigues da Cunha Reis
Wesley Pacheco Calixto

Métodos de Acionamento e Controle Aplicados à Máquina de Relutância Chaveada: técnica de rastreamento associado ao controle de tensão otimizado

1ª EDIÇÃO

científica digital

2024 - GUARUJÁ - SP

científica digital

EDITORA CIENTÍFICA DIGITAL LTDA
Guarujá - São Paulo - Brasil
www.editoracientifica.com.br - contato@editoracientifica.com.br

Diagramação e arte
Equipe editorial
Imagens da capa
Adobe Stock - licensed by Editora Científica Digital - 2024

2024 by Editora Científica Digital
Copyright do Texto © 2024 Os Autores
Copyright da Edição © 2024 Editora Científica Digital

Acesso Livre - Open Access

O conteúdo deste livro e seus dados em sua forma, correção e confiabilidade são de responsabilidade exclusiva dos autores. É permitido o download e compartilhamento desde que no formato Acesso Livre (Open Access) com os créditos atribuídos aos autores, mas sem a possibilidade de alteração de nenhuma forma ou utilização para fins comerciais.

Esta obra está licenciado com uma Licença Creative Commons Atribuição-Não Comercial-Sem Derivações 4.0 Internacional (CC BY-NC-ND 4.0).

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

M593 Métodos de acionamento e controle aplicados à máquina de relutância chaveada: técnica de rastreamento associado ao controle de tensão otimizado / Lucas Diniz da Silva Morais, Márcio Rodrigues da Cunha Reis, Wanderson Rainer Hilário de Araújo, et al. – Guarujá-SP: Científica Digital, 2024.

Outro autor: Wesley Pacheco Calixto
Formato: PDF
Requisitos de sistema: Adobe Acrobat Reader
Modo de acesso: World Wide Web
Inclui bibliografia
ISBN 978-65-5360-681-4
DOI 10.37885/978-65-5360-681-4

1. Engenharia elétrica. I. Morais, Lucas Diniz da Silva. II. Reis, Márcio Rodrigues da Cunha. III. Araújo, Wanderson Rainer Hilário de. IV. Título.

Índice para catálogo sistemático: I. Engenharia elétrica

CDD 621.3

Elaborado por Janaína Ramos – CRB-8/9166

E-BOOK
ACESSO LIVRE ON LINE - IMPRESSÃO PROIBIDA

2024

CONSELHO EDITORIAL
Mestres, Mestras, Doutores e Doutoras

Prof. Dr. Carlos Alberto Martins Cordeiro
Universidade Federal do Pará

Prof. Dr. Rogério de Melo Grillo
Universidade Estadual de Campinas

Profª. Ma. Eloisa Rosotti Navarro
Universidade Federal de São Carlos

Prof. Dr. Ernane Rosa Martins
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás

Prof. Dr. Rossano Sartori Dal Molin
FSG Centro Universitário

Prof. Dr. Carlos Alexandre Oelke
Universidade Federal do Pampa

Prof. Esp. Domingos Bombo Damião
Universidade Agostinho Neto - Angola

Prof. Me. Reinaldo Eduardo da Silva Sales
Instituto Federal do Pará

Profª. Ma. Auristela Correa Castro
Universidade Federal do Pará

Profª. Dra. Dalízia Amaral Cruz
Universidade Federal do Pará

Profª. Ma. Susana Jorge Ferreira
Universidade de Evora, Portugal

Prof. Dr. Fabricio Gomes Gonçalves
Universidade Federal do Espírito Santo

Prof. Me. Erival Gonçalves Prata
Universidade Federal do Pará

Prof. Me. Gevair Campos
Faculdade CNEC Unaí

Prof. Me. Flávio Aparecido De Almeida
Faculdade Unida de Vitória

Prof. Me. Mauro Vinicius Dutra Girão
Centro Universitário Inta

Prof. Esp. Clóvis Luciano Giacomet
Universidade Federal do Amapá

Profª. Dra. Giovanna Faria de Moraes
Universidade Federal de Uberlândia

Prof. Dr. André Cutrim Carvalho
Universidade Federal do Pará

Prof. Esp. Dennis Soares Leite
Universidade de São Paulo

Profª. Dra. Silvani Verruck
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Me. Osvaldo Contador Junior
Faculdade de Tecnologia de Jahu

Profª. Dra. Claudia Maria Rinhel-Silva
Universidade Paulista

Profª. Dra. Silvana Lima Vieira
Universidade do Estado da Bahia

Profª. Dra. Cristina Berger Fadel
Universidade Estadual de Ponta Grossa

Profª. Ma. Graciete Barros Silva
Universidade Estadual de Roraima

Prof. Dr. Carlos Roberto de Lima
Universidade Federal de Campina Grande

Prof. Dr. Wescley Viana Evangelista
Universidade do Estado de Mato Grosso

Prof. Dr. Cristiano Marins
Universidade Federal Fluminense

Prof. Me. Marcelo da Fonseca Ferreira da Silva
Escola Superior de Ciências da Santa Casa de Misericórdia de Vitória

Prof. Dr. Daniel Luciano Gevehr
Faculdades Integradas de Taquara

Prof. Me. Silvio Almeida Junior
Universidade de Franca

Profª. Ma. Juliana Campos Pinheiro
Universidade Federal do Rio Grande do Norte

Prof. Dr. Raimundo Nonato Ferreira Do Nascimento
Universidade Federal do Piauí

Prof. Dr. Antônio Marcos Mota Miranda
Instituto Evandro Chagas

Profª. Dra. Maria Cristina Zago
Centro Universitário UNIFAAT

Profª. Dra. Samylla Maira Costa Siqueira
Universidade Federal da Bahia

Profª. Ma. Gloria Maria de Franca
Centro Universitário CESMAC

Profª. Dra. Carla da Silva Sousa
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Baiano

Prof. Me. Dennys Ramon de Melo Fernandes Almeida
Universidade Federal do Rio Grande do Norte

Prof. Me. Mário Celso Neves De Andrade
Universidade de São Paulo

Prof. Me. Julianno Pizzano Ayoub
Universidade Estadual do Centro-Oeste

Prof. Dr. Ricardo Pereira Sepini
Universidade Federal de São João Del-Rei

Profª. Dra. Maria do Carmo de Sousa
Universidade Federal de São Carlos

Prof. Me. Flávio Campos de Morais
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Me. Jonatas Brito de Alencar Neto
Universidade Federal do Ceará

Prof. Me. Reginaldo da Silva Sales
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Pará

Prof. Me. Moisés de Souza Mendonça
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Pará

Prof. Me. Patrício Francisco da Silva
Universidade de Taubaté

Profª. Esp. Bianca Anacleto Araújo de Sousa
Universidade Federal Rural de Pernambuco

Prof. Dr. Pedro Afonso Cortez
Universidade Metodista de São Paulo

Profª. Ma. Bianca Cerqueira Martins
Universidade Federal do Acre

Prof. Dr. Vitor Afonso Hoeflich
Universidade Federal do Paraná

Prof. Dr. Francisco de Sousa Lima
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Baiano

Profª. Dra. Sayonara Cotrim Sabioni
Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia Baiano

Profª. Dra. Thais Ranielle Souza de Oliveira
Centro Universitário Euroamericano

Profª. Dra. Rosemary Laís Galati
Universidade Federal de Mato Grosso

Profª. Dra. Maria Fernanda Soares Queiroz
Universidade Federal de Mato Grosso

Prof. Dr. Dioniso de Souza Sampaio
Universidade Federal do Pará

Prof. Dr. Leonardo Augusto Couto Finelli
Universidade Estadual de Montes Claros

Profª. Ma. Danielly de Sousa Nóbrega
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Acre

Prof. Me. Mauro Luiz Costa Campello
Universidade Paulista

Profª. Ma. Livia Fernandes dos Santos
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Acre

Profª. Dra. Sonia Aparecida Cabral
Secretaria da Educação do Estado de São Paulo

Profª. Dra. Camila de Moura Vogt
Universidade Federal do Pará

Prof. Me. José Martins Juliano Eustaquio
Universidade de Uberaba

Prof. Me. Walmir Fernandes Pereira
Miami University of Science and Technology

Profª. Dra. Liege Coutinho Goulart Dornellas
Universidade Presidente Antônio Carlos

Prof. Me. Ticiano Azevedo Bastos
Secretaria de Estado da Educação de MG

Prof. Dr. Jónata Ferreira De Moura
Universidade Federal do Maranhão

Profª. Ma. Daniela Remião de Macedo
Faculdade de Belas Artes da Universidade de Lisboa

Prof. Dr. Francisco Carlos Alberto Fonteles Holanda
Universidade Federal do Pará

Profª. Dra. Bruna Almeida da Silva
Universidade do Estado do Pará

Profª. Ma. Adriana Leite de Andrade
Universidade Católica de Petrópolis

Profª. Dra. Clecia Simone Gonçalves Rosa Pacheco
Instituto Federal do Sertão Pernambucano,

Prof. Dr. Claudiomir da Silva Santos
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sul de Minas

Prof. Dr. Fabrício dos Santos Ritá
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sul de Minas, Brasil

Prof. Me. Ronei Aparecido Barbosa
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sul de Minas

Prof. Dr. Julio Onésio Ferreira Melo
Universidade Federal de São João Del Rei

Prof. Dr. Juliano José Corbi
Universidade de São Paulo

Profª. Dra. Alessandra de Souza Martins
Universidade Estadual de Ponta Grossa

Prof. Dr. Francisco Sérgio Lopes Vasconcelos Filho
Universidade Federal do Cariri

Prof. Dr. Thadeu Borges Souza Santos
Universidade do Estado da Bahia

Profª. Dra. Francine Náthalie Ferraresi Rodriguess Queluz
Universidade São Francisco

Profª. Dra. Maria Luzete Costa Cavalcante
Universidade Federal do Ceará

Profª. Dra. Luciane Martins de Oliveira Matos
Faculdade do Ensino Superior de Linhares

Profª. Dra. Rosenery Pimentel Nascimento
Universidade Federal do Espírito Santo

Profª. Esp. Lívia Silveira Duarte Aquino
Universidade Federal do Cariri

Profª. Dra. Irlane Maia de Oliveira
Universidade Federal do Amazonas

Profª. Dra. Xaene Maria Fernandes Mendonça
Universidade Federal do Pará

Profª. Ma. Thaís de Oliveira Carvalho Granado Santos
Universidade Federal do Pará



Epígrafe

Nós não podemos resolver nossos problemas com o mesmo pensamento que usamos quando os criamos.

Albert Hermann Einstein
Simplificação das ideias de Einstein
sobre a necessidade de novos pensamentos e
abordagens para resolver problemas complexos.
Tradução livre

Nosso trabalho é fácil e prazeroso; o difícil é superar os obstáculos impostos pela burocracia e pela falta de conhecimento técnico, que várias vezes geram mais serviços do que o próprio trabalho.

Sem fonte específica
Expressão comum da experiência em
ambientes de trabalho onde a burocracia
representa um obstáculo significativo aos
desafios profissionais e administrativos.
Tradução livre



Agradecimento

A conclusão deste livro, **Métodos de acionamento e controle aplicados à máquina de relutância chaveada**, representa o resultado do esforço colaborativo e dedicado. Gostaríamos de expressar nossa profunda gratidão a todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a implementação deste livro. Agradecemos às nossas instituições de ensino e pesquisa pelo suporte necessário e pelo ambiente acadêmico propício ao desenvolvimento de nossas pesquisas. Sem este apoio, a concretização deste projeto teria sido significativamente mais difícil.

Não podemos deixar de manifestar nossa gratidão às nossas famílias e amigos, que nos apoiaram incondicionalmente durante todo o processo. Seu encorajamento e compreensão foram fundamentais para que pudéssemos nos dedicar plenamente a esta obra. Por fim, agradecemos aos leitores, cuja curiosidade e interesse por sistemas de controle e máquinas de relutância chaveada nos motivam a continuar explorando e compartilhando conhecimento. Esperamos que esta obra sirva como uma valiosa fonte de informação.



Prefácio

Nos últimos anos, o campo da engenharia elétrica tem experimentado avanço significativo, impulsionado pelo desenvolvimento contínuo de tecnologias e crescente demanda por soluções inovadoras e eficientes. Este livro explora aspectos avançados e aplicações de uma das tecnologias emergentes e promissoras no setor: a máquina de relutância chaveada e suas interações com sistemas de geração eólica. O texto está dividido em quatro partes didaticamente estruturadas. Esta organização favorece a pesquisa, leitura e compreensão da obra. O primeiro capítulo oferece breve histórico sobre o tema, este panorama inicial é fundamental para compreender a trajetória e o impacto desta tecnologia no desenvolvimento de sistemas de potência modernos.

A segunda parte do livro explora a Máquina de Relutância Chaveada, abordando desde suas aplicações e características construtivas até os princípios de funcionamento, os modelos matemáticos e computacionais associados. A inclusão de tópicos como conversores de potência e sistemas de controle proporciona visão abrangente e técnica sobre como estas máquinas operam e são integradas em sistemas complexos. Na terceira parte, o foco se aplica a Sistemas, Modelos, Simulação e Processo de Otimização, oferecendo análise detalhada dos métodos determinísticos e heurísticos para otimização, incluindo o uso de algoritmos genéticos e técnicas de hibridização. A aplicação desses métodos ao sistema de geração eólica demonstra a relevância e a eficácia das abordagens apresentadas. Além disso, nessa parte são abordadas a Regressão Paramétrica e Análise de Sensibilidade, explorando como essas técnicas são aplicadas para a parametrização e análise. Esses tópicos fornecem base sólida para compreensão da importância da análise de sensibilidade na validação e otimização de modelos computacionais.

Finalmente, a quarta parte do livro apresenta algumas aplicações práticas, começando com o projeto e desenvolvimento de plataformas experimentais, passando pela elaboração e validação de modelos computacionais e terminando com uma análise detalhada de estudos de caso. Esta seção é particularmente valiosa para profissionais e pesquisadores interessados em aplicar teoria e simulação à prática real, oferecendo visão abrangente da implementação e dos resultados obtidos. Convido você, leitor, a explorar este livro

e descobrir como a tecnologia de máquinas de relutância chaveada pode contribuir o futuro da engenharia elétrica. Com abordagem detalhada e abrangente, o livro possui estrutura cuidadosamente elaborada, que abrange desde a fundamentação teórica até a aplicação prática em sistemas de geração eólica, oferece visão valiosa e atualizada sobre as tecnologias emergentes. Este livro é fonte essencial de conhecimento para aqueles que buscam expandir seu conhecimento e aplicar essas tecnologias avançadas em seus projetos e estudos.

Boa Leitura!

[1]Prof. Dr. Cleber Asmar Ganzaroli

O avanço contínuo da tecnologia tem impulsionado a inovação em diversos campos da engenharia, e o desenvolvimento de métodos de acionamento e controle para máquinas elétricas não é exceção. Este livro, intitulado **Métodos de acionamento e controle aplicados à máquina de relutância chaveada**: **técnica de rastreamento associado ao controle de tensão otimizado**, surge como uma contribuição significativa para o conhecimento e a prática na área de máquinas elétricas, com foco especial nas máquinas de relutância chaveada (MRC). As MRC têm ganhado destaque devido à sua robustez e eficiência em diversas aplicações industriais e de energia. No entanto, o desempenho dessas máquinas está intimamente ligado aos métodos de acionamento e controle empregados. Este livro aborda de maneira abrangente e detalhada as técnicas mais avançadas e inovadoras para o acionamento e controle de MRC, com ênfase na técnica de rastreamento associada ao controle de tensão otimizado.

O conteúdo desta obra é fruto de anos de pesquisa e desenvolvimento, combinando teoria e prática para oferecer uma visão completa e atualizada sobre o tema. Os autores, engenheiros e pesquisadores com amplo conhecimento na área, apresentam uma abordagem metodológica que abrange desde os fundamentos teóricos até a implementação prática dos métodos em plataforma experimental. Cada capítulo é cuidadosamente estruturado para fornecer uma compreensão profunda dos conceitos e técnicas, ilustrados, no último capítulo, com exemplos práticos e estudos de caso que facilitam a aplicação do conhecimento adquirido. Este livro é destinado a engenheiros, pesquisadores, estudantes de engenharia elétrica e profissionais da indústria que buscam aprimorar seus conhecimentos e habilidades no campo das MRC. Além disso, serve como uma referência valiosa para aqueles que desejam explorar novas fronteiras na pesquisa e desenvolvimento de sistemas de acionamento e controle para máquinas elétricas. Recomendo a leitura desta obra àqueles que desejam se capacitar e se inspirar na inovação e contribuir para o avanço tecnológico na área de máquinas de relutância chaveada, promovendo soluções mais eficientes e sustentáveis para os desafios da engenharia elétrica moderna.

Bom Estudo!

[2]Prof. Dr. Luiz Eduardo Bento Ribeiro

[1]Doutor em Engenharia Elétrica e de Computação pela Universidade Federal de Goiás, mestre em Controle e Automação pelo Departamento de Automação de Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina e graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Goiás. É professor no Instituto Federal Goiano com experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Controle e Automação. Suas pesquisas focam na modelagem e controle de sistemas lineares e não lineares, técnicas de otimização e sistemas de controle inteligente, contribuindo significativamente para o avanço destas áreas.

[2]Pós-doutor pela Universidade Federal de Goiás, doutor e mestre em Engenharia Elétrica pela Univer-

sidade Estadual de Campinas, com graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Automação pela Universidade Federal de Goiás. Atua como professor no Instituto Federal de Goiás. Possui sólida experiência em Instrumentação Eletrônica, Microfabricação, MEMS, Microfluídica e Sistemas Embarcados, desenvolvendo pesquisas de ponta que impulsionam o conhecimento e a aplicação destas tecnologias no campo da Engenharia Elétrica.



Sumário

I **Primeira Parte**

1 **Breve histórico** 19

1.1 Empregada como motor 19

1.2 Empregada como gerador 21

1.3 Novidades e aplicações 23

II **Segunda Parte**

2 **Máquina a relutância chaveada** 27

2.1 Aplicações da máquinas de relutância chaveada 27

2.2 Características construtivas da máquinas de relutância chaveada 29

2.3 Princípio de Funcionamento da máquinas de relutância chaveada 30

2.4 Conversor de potência 32

2.5 Estratégias de excitação do gerador de relutância chaveado 36

2.6 Modelo Matemático da máquina de relutância chaveada 39

2.7 Modelo computacional da máquina de relutância chaveada 46

2.8 Sistemas de controle para o motor de relutância chaveada 52

2.9 Modelagem do retificador trifásico totalmente controlado 53

III Terceira Parte

3 Sistema, modelo, simulação e otimização 57
3.1 Sistema, modelo e simulação 57
3.2 Processo de otimização aplicada 58
3.3 Métodos de otimização 60
3.4 Modelo do sistema de geração eólica 67

4 Regressão e sensibilidade 71
4.1 Regressão paramétrica 71
4.2 Análise de sensibilidade 75
4.3 Parametrização do motor de corrente contínua 76

IV Quarta Parte

5 Aplicações 81
5.1 Projeto e desenvolvimento da plataforma experimental 81
5.2 Elaboração e validação do modelo computacional 95
5.3 Resultados obtidos pelo modelo computacional 99
5.4 Perfil não linear de indutância por regressão paramétrica 103
5.5 Projeto e construção do sistema de detecção indireta de conjugado 106
5.6 Resultados proporcionados pelo circuito de detecção de conjugado 107
5.7 Otimização do ângulo de desligamento das fases 108
5.8 Análise de sensibilidade no acionamento e controle do gerador 110
5.9 Superfícies para otimização do ângulo de desligamento 110
5.10 Controle de velocidade com ângulos de chaveamento fixos 112
5.11 Controle de velocidade com tensão de excitação fixa 113
5.12 Controle de velocidade com ângulos de chaveamento dinâmicos 114
5.13 Estudos de Casos 116
5.14 Validação das técnicas de acionamento e controle em bancada 126
5.15 Construção do modelo da turbina proposta 129
5.16 Busca do ponto da máxima potência 131
5.17 Simulação do acoplamento turbina-gerador 132
5.18 Processo de otimização aplicada 134
5.19 Rastreador de θ_{off} para o modelo com excitação independente 137
5.20 Gerador de relutância chaveado autoexcitado 140

Bibliografia 165
Livros 165
Artigos 166
Conferências 170

Teses e Dissertações **174**
Relatórios Técnicos **176**

Primeira Parte

1 Breve histórico 19
1.1 Empregada como motor
1.2 Empregada como gerador
1.3 Novidades e aplicações



1. Breve histórico

Desde suas origens no século XIX, a Máquina de Relutância Chaveada (MRC) evolui constantemente, transformando-se em tecnologia atual. Seu percurso reflete não apenas avanços tecnológicos, mas também a incessante busca por eficiência energética e soluções sustentáveis. A jornada da MRC tem início com os primeiros experimentos de relutância magnética. Contudo, é somente nas últimas décadas que a MRC emerge como alternativa robusta em aplicações industriais e de energia. Seu projeto inovador, com base na manipulação estratégica da relutância magnética, promove ganhos em eficiência e desempenho. Ao longo do tempo, engenheiros e pesquisadores elevam a MRC a novos patamares por meio de inovações. Desde avanços no controle eletrônico até a implementação de materiais magnéticos avançados, cada aprimoramento contribui para consolidar a MRC como opção versátil e eficiente em diversas aplicações. Do setor automotivo à geração de energia renovável, as aplicações da MRC se diversificam, apresentando sua adaptabilidade e eficiência em ambientes exigentes. Seu papel na busca por soluções sustentáveis a posiciona como peça-chave na engrenagem tecnológica que impulsiona o mundo moderno.

1.1 Empregada como motor

A MRC, empregada como motor (MoRC), é dispositivo conhecido desde 1838, quando William Hannis Taylor a inventa nos Estados Unidos, criando o dispositivo para produção de conjugado, que é patenteado por ele em 1840 na Inglaterra. O primeiro MRC relatado na literatura é construído na Escócia para ser utilizado em locomotivas (HWANG, 2002; MORAES FILHO, 2017). Como tal dispositivo possibilita a produção de movimento a partir de eletricidade, até a primeira metade do século XIX, cientistas de todo o mundo continuam as pesquisas sobre o MoRC com o propósito de aprimorar o equipamento que proporciona tração. No entanto, este dispositivo, assim como outros derivados do mesmo, proporciona conjugado oscilatório e é logo substituído por equipamentos derivados das máquinas CC e CA (NASSEREDDINE, 2011; SUSITRA; JEBASEELI, 2010). Somente 150 anos após

sua invenção, as MRC começam a despertar o interesse da comunidade científica, uma vez que o advento da eletrônica de potência e dos microprocessadores tornam factíveis o acionamento e o controle deste tipo de máquina, especialmente o desenvolvimento dos transistores de potência, que associados aos sinais de Modulação por Largura de Pulso (PWM) dos microprocessadores, permitem, juntamente com algoritmos de controle, melhorar o desempenho da MRC (OGATA; MAYA; LEONARDI, 2003; RASHID, 1999).

Desde os anos 2000, há constante busca pela utilização eficiente da energia elétrica, especialmente na área de conversão de energia, que emprega motores, transformadores, entre outros (FIZGERALD, 2008; KOSOW, 1985; KRISHNAN, 2001). Em países industrializados, os motores elétricos respondem por cerca de 60% da energia consumida pela indústria (ARAUJO, 2006). Os sistemas de acionamento e controle destes motores elétricos são aspectos importantes em qualquer iniciativa de racionalização do consumo de energia elétrica (MARTINS, 2003). A MRC tem sido cada vez mais empregada no meio industrial e acadêmico, especialmente em aplicações que exigem velocidade variável. Os estudos relacionados à MRC aumentam devido às suas características favoráveis, tais como: i) fabricação relativamente simples, ii) baixo custo de fabricação e manutenção, iii) alta densidade de potência, iv) possibilidade de operação como motor e gerador, v) possibilidade de operação em baixas e altas velocidades, vi) entre outras (ANDRADE; KRISHNAN, 2001b; SILVEIRA, 2008). Várias pesquisas relacionadas à operação da MRC como motor (MoRC) e como gerador (GeRC) têm como objetivo a produção e o consumo eficientes e racionais de energia (ARAUJO, 2006; SILVEIRA, 2008).

A MRC apresenta atrativos para aplicações industriais que demandam, especialmente, ampla faixa de velocidade e elevados níveis de conjugado mecânico (LOPES; TAKAHASHI, 2011; RASHID, 1999). Sua ampla faixa de velocidade de operação permite sua utilização em diversas aplicações, desde indústrias automotivas e aeroespaciais até geração eólica em baixas e altas velocidades (KOSOW, 1985). Aspecto relevante das MRC é a disposição construtiva, com rotor de polos salientes e estator no qual são posicionadas as bobinas de excitação das fases. Esta configuração proporciona operação eletricamente isolada, conferindo ao sistema certo grau de tolerância a falhas por falta de fase (SILVA, W. A. da, 2017). Apesar destas vantagens, alguns desafios em sua aplicação devem ser abordados, uma vez que, devido à sua configuração de dupla saliência, a máquina apresenta comportamento não linear, oscilações de torque e produção de ruído acústico (NAMAZI *et al.*, 2015; OLIVEIRA, 2013).

Silveira (2008) conduz estudo com dados experimentais da MRC atuando como motor-gerador em sistema de partida automotiva. O intuito é controlar a máquina para alternar entre os modos de operação motor ou gerador conforme a necessidade. O autor emprega técnica com base no controle dos instantes de chaveamento das bobinas usando sistemas microcontrolados. Durante a partida do veículo, a MRC opera como motor, enquanto em pleno funcionamento, atua como gerador, fornecendo energia para os componentes elétricos e eletrônicos do veículo. Esta abordagem proporciona melhorias na eficiência energética do conjunto. Com o foco no desenvolvimento sustentável, várias pesquisas se concentram na concepção de carros elétricos e híbridos, visando evitar o uso de combustíveis fósseis. Aida, Komatsuzaki e Miki (2008) apresentam a modelagem para adaptação de veículo a combustão em veículo elétrico, utilizando MoRC trifásico com topologia 12×8. Fujishiro *et al.* (2006) descrevem a construção de veículo elétrico no qual a MRC é diretamente acoplada ao eixo. Neste estudo, os autores empregam topologia alternativa da MRC, com o estator devidamente bobinado na parte interna da máquina e o rotor maciço girando em torno do estator.

A maioria dos estudos sobre a MRC demanda simulações computacionais para auxiliar

no desenvolvimento de projetos e pesquisas (CHWIF; MEDINA, 1989). Diversos modelos computacionais são apresentados na comunidade científica, variando na representação das indutâncias das bobinas, o que impacta diretamente na resposta do modelo (ANDRADE; KRISHNAN, 2001b; ARAUJO, 2006; ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017). Uma destas propostas utiliza o método dos elementos finitos (MEF) para simular as características dinâmicas, demonstrando confiabilidade para projetos da MRC (SOARES; COSTA BRANCO, 2001). Outro método analítico não linear, com base na série de Fourier, é desenvolvido para representar a indutância de fase da MRC (ANDRADE; KRISHNAN, 2001b). Apesar de seu baixo custo de fabricação, a MRC apresenta eficiência energética de 10% a 20% menor que os motores de indução trifásicos (ABB, S.A., 2018). Contudo, sistemas de controle otimizados podem contribuir para aumentar sua eficiência, tornando-a viável (ARAUJO, 2006; SILVA, W. G. da, 1999). Estudos abordam a implementação e o aprimoramento de sistemas de acionamento, destacando técnicas que reduzem perdas por chaveamento (ARAUJO, 2006).

No contexto do controle da MRC, a aplicação de técnicas clássicas, como o controle proporcional, integral e derivativo (PID), é comum e eficiente (OGATA; MAYA; LEONARDI, 2003; SILVA, W. G. da, 1999). Algoritmos genéticos também têm sido empregados para ajustar automaticamente os parâmetros do controle, proporcionando desempenho otimizado (LOPES; TAKAHASHI, 2011). Além disto, estudos visam otimizar o desempenho da MRC em diferentes contextos, como em geração de energia eólica, utilizando algoritmos com base em planejamento de experimentos computacionais (SANTOS NETO, 2017), e aplicando algoritmo de colônia de formigas para determinar parâmetros de projeto que maximizem o torque e a eficiência (YILDIZ; POLAT; OZDEMIR, 2018). A tecnologia empregada na construção da MRC tem evoluído, buscando melhorar a geometria, a eficiência e os modelos que a representam. Diversos pesquisadores exploram abordagens para a modelagem, acionamento e controle da MRC, como disposto cronologicamente na Tabela 1.1.

Tabela 1.1: Trabalhos desenvolvidos que abordam projeto, modelagem, acionamento e controle do motor a relutância chaveado.

Abordagem	Referência	Descrição
Modelagem não linear	Andrade e Krishnan (2001b)	Apresenta método analítico não linear para indutâncias de fase do MoRC
Projeto e construção	Fujishiro *et al.* (2006)	Apresenta a construção de veículo elétrico com MRC
Projeto, construção e acionamento	Araujo (2006)	Apresenta o projeto, simulação, construção e o acionamento da MRC
Modelagem e simulação	Silveira (2008)	Estudo com motor de partida utilizando MRC
Modelagem e acionamento	Aida, Komatsuzaki e Miki (2008)	Apresenta a modelagem da adaptação entre veículo a combustão e veículo elétrico usando MoRC
Acionamento e controle	Su *et al.* (2017)	Apresenta sistema controle estático e dinâmico para a MRC

1.2 Empregada como gerador

A geração de energia elétrica a partir de combustíveis fósseis é reconhecida como prejudicial ao meio ambiente, sendo apontada como uma das principais causas do aquecimento global (BREEZE, 2017; CHHETRI; ISLAM, 2007). Recursos como petróleo, gás natural e carvão têm reservas limitadas, suficientes para atender a humanidade por

aproximadamente 200 anos (MURAHARA; SEKI, 2008). Em contrapartida, a geração de energia a partir de fontes renováveis tem recebido destaque, especialmente nos últimos anos. Desenvolvida pela **Clarivate Analytics**, a plataforma de base de dados bibliográfica **Web of Science** (WoS) abarca ampla gama de periódicos, fornecendo acesso a extensa coleção de artigos científicos, conferências, revisões, patentes e outras fontes acadêmicas. Amplamente utilizada por pesquisadores, acadêmicos e profissionais, esta plataforma é empregada para buscar, acessar e analisar informações científicas e acadêmicas de alta qualidade. Na atual base de dados, encontram-se registradas 133.920 publicações relacionadas à energia eólica, como apresentado na Figura 1.1, além de números expressivos para energia solar e geração distribuída. As fontes renováveis, por sua natureza não poluente e potencial de disponibilidade infinita, são consideradas promissoras para o futuro, sendo vistas como alternativas para a geração descentralizada de energia (FELGNER *et al.*, 2014; REN; WU; BAN, 2014; SAKAKIBARA *et al.*, 2015). Esta descentralização é vista como meio de tornar o sistema mais resiliente a acidentes, especialmente em países como o Japão, no qual grandes centrais elétricas centralizadas podem resultar em desastres ambientais (SOGABE *et al.*, 2016). A energia eólica, em particular, destaca-se como fonte importante, convertendo a energia cinética do vento em eletricidade por meio de parques eólicos em terra e no mar.

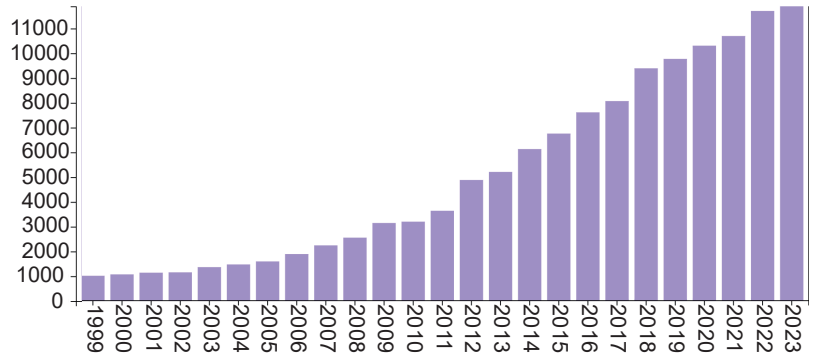


Figura 1.1: Publicações relacionadas à energia eólica na Plataforma **Web of Science**.

Neste contexto, a MRC é explorada como gerador em redes elétricas, especialmente diante da crescente busca por fontes energéticas com menor impacto ambiental (VIAJANTE, 2013b). A energia eólica emerge como alternativa promitente, refletindo em aumento significativo nos investimentos em parques eólicos. Em 2022, novas instalações atingem a marca de $77,6\ GW$, contribuindo para a capacidade global instalada de energia eólica de $906\ GW$ (GWEC, 2023). Entre as tecnologias comerciais usadas como geradores eólicos, como o gerador síncrono de ímã permanente (PMSG) e o gerador de indução duplamente alimentado (DFIG), a MRC, apesar de menos difundida, é considerada promissora (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário, 2020; CHENG; ZHU, 2014).

Para potencializar a eficiência do GeRC, diversos estudos se concentram em técnicas de otimização e controle (CARDENAS; PENA *et al.*, 2005). Além da manipulação dos ângulos de chaveamento do conversor de potência e da tensão de excitação, a aplicação de algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) é explorada. O desenvolvimento de algoritmos eficientes para controle e otimização é necessário para maximizar a energia gerada pela turbina eólica, sendo o ponto de interesse crescente na pesquisa (EDDINE *et al.*, 2013; VIAJANTE, 2013b). Diversos estudos específicos abordam diferentes aspectos da aplicação da MRC em sistemas de geração eólica.

Modelagem e simulação, propostas de controle, técnicas de otimização e experimentos validatórios são realizados em busca de soluções eficientes para a utilização da MRC neste cenário (CARDENAS; PENA *et al.*, 2005; CHOI; BYUN; CHO, 2014; REIS, M.; ARAÚJO, W.; CALIXTO, W., 2017; SANTOS BARROS *et al.*, 2017). Ainda que a MRC apresente vantagens, como construção simplificada, robustez mecânica e ampla faixa de operação, seu uso ainda é incipiente quando comparado a outras tecnologias de geradores (ARAÚJO; REIS; WAINER *et al.*, 2021; ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário, 2020). A pesquisa contínua busca superar desafios relacionados ao seu acionamento complexo e à posição do rotor (ARAÚJO; REIS; WAINER *et al.*, 2021).

No contexto das máquinas elétricas com velocidade variável, o GeRC tem sido objeto de intensa pesquisa. Estudos como o de Shin e Lee (2016) abordam técnicas de otimização, como algoritmos genéticos, para aprimorar o projeto do GeRC, maximizando parâmetros como rendimento e potência de saída. Outros trabalhos, como o de Lafoz *et al.* (2016), exploram aplicações específicas do GeRC em altas velocidades para uso em aeronaves, enquanto Rahmanian, Akbari e Sheisi (2017) aplicam o GeRC em sistemas de geração de energia conectados à rede. O controle do GeRC também tem sido foco de pesquisa, abarcando aspectos como controle de tensão, potência de saída e técnicas avançadas como modos deslizantes, redes neurais e lógica *Fuzzy*. Estes avanços visam melhorar a eficiência do gerador em diversas condições operacionais (DOU *et al.*, 2016; FERNANDES; R.; GEORGE, 2016; OSORIO; VIEIRA; GRUNDLING, 2016; VUJICIC; CALASAN, 2016).

No cenário brasileiro, programas governamentais, como o Programa Luz para Todos e o PROINFA, impulsionam investimentos em microgeração de energia, especialmente em regiões favoráveis à energia eólica, como a Bahia. Estes programas contribuem para atender áreas rurais e remotas, promovendo eletrificação e diversificação da matriz energética brasileira. O PROINFA, criado em 2002, impulsiona a participação de fontes renováveis na matriz energética, com destaque para a energia eólica, representando 7,1% da matriz energética brasileira com mais de $10\ GW$ instalados em parques eólicos. Em resumo, o cenário atual favorece a pesquisa e implementação de sistemas de geração de energia renovável, especialmente em microgeração isolada. A ênfase na energia eólica, aliada a estudos avançados de controle e otimização do GeRC, contribui para a busca de soluções mais eficientes e sustentáveis para o fornecimento de energia elétrica. Vários pesquisadores abordaram a modelagem, acionamento e controle do GeRC, como disposto cronologicamente na Tabela 1.2.

1.3 Novidades e aplicações

Os impactos da geração de energia elétrica na natureza tornam necessária a busca por fontes renováveis de energia. A relevância deste tema no cenário atual é justificada pelas recentes crises energéticas decorrentes das elevadas variações no volume de água dos reservatórios das hidrelétricas. Vários relatos de pesquisas relacionadas à geração eólica e à utilização do GeRC destacam a incipiência de modelos completos dos sistemas de geração eólica. Estes modelos devem contemplar a modelagem do perfil do vento, da turbina eólica, do acoplamento e do GeRC, incluindo o desenvolvimento de modelo para a representação das indutâncias das bobinas e suas respectivas taxas de variação.

Explora-se, neste livro, algumas novidades e aplicações práticas da MRC. Busca-se proporcionar visão que engloba esta tecnologia dinâmica que continua a moldar o panorama da engenharia elétrica e da engenharia de computação contemporâneas. Uma das inovações abordadas refere-se aos diversos modelos de perfil de indutância presentes na

Tabela 1.2: Trabalhos desenvolvidos que abordam projeto, modelagem, acionamento e controle do gerador a relutância chaveado.

Abordagem	Referência	Descrição
Acionamento e Controle	Cardenas, Pena *et al.* (2005)	Apresenta simulação e experimentação do GRC operando em turbinas eólicas de velocidade variável.
Modelagem e Simulação	Eddine *et al.* (2013)	Apresenta modelagem e simulação do GRC.
Projeto, construção e acionamento	Choi, Byun e Cho (2014)	Apresenta o projeto, construção e acionamento do GRC para sistemas de geração eólica de pequeno porte.
Acionamento e controle	Fernandes, Bindu e George (2016)	Associa o controle do GRC com técnica de MPPT da turbina eólica.
Modelagem, simulação e otimização	Shin e Lee (2016)	Apresenta técnicas de otimização do GRC através de algorítimo genético.
Modelagem, simulação e otimização	Márcio Reis, Wanderson Araújo e Wesley Calixto (2017)	Apresenta técnicas de otimização determinística e heurística para buscar ângulos de acionamentos ótimos do GRC.

literatura, além dos diferentes tipos de controladores e métodos de otimização heurísticos aplicados à MRC. Apresenta-se, nesta obra, a técnica de mapeamento do perfil de indutância do MRC, considerando a saturação magnética, visando à confiabilidade dos resultados de simulação e à redução do esforço computacional. Discute-se também o MoRC operando com controle otimizado em ampla faixa de velocidade sob variação de carga mecânica e a utilização de técnica de acionamento que proporciona maior eficiência energética nas condições de controle.

Outro aspecto relevante desta obra é a apresentação de técnicas de modelagem, acionamento e operação do MoRC para melhoria do controle de velocidade e da eficiência energética, visando a aplicabilidade em veículos elétricos e híbridos. Desenvolve-se modelo para a representação das indutâncias das bobinas e suas respectivas taxas de variação, possibilitando a obtenção do modelo matemático validado com o sistema. Introduz-se método de otimização híbrida para a busca do modelo de indutância e ajuste dos controladores, e realizam-se análises da topologia de acionamento e controle do MoRC, bem como do desempenho de resposta de controladores clássicos e modernos. Apresenta-se plataforma experimental para acionamento e controle do GeRC com parâmetros otimizados para potencialização do rendimento, destacando-se também o projeto e desenvolvimento do sistema de medição indireta do conjugado instantâneo do GeRC e do controlador de potência do GeRC associado à otimização dos parâmetros. Aplicam-se técnicas de análise de sensibilidade dos parâmetros de acionamento do GeRC e implementam-se técnicas de otimização e identificação de sistemas para o controle do GeRC. Finalmente, desenvolve-se modelo que represente o sistema de geração de energia eólica composto por turbina eólica, acoplamento e GeRC, empregando técnicas de otimização para elevar o rendimento do sistema completo e maximizando a potência gerada.

II Segunda Parte

2 Máquina a relutância chaveada 27

2.1 Aplicações da máquinas de relutância chaveada
2.2 Características construtivas da máquinas de relutância chaveada
2.3 Princípio de Funcionamento da máquinas de relutância chaveada
2.4 Conversor de potência
2.5 Estratégias de excitação do gerador de relutância chaveado
2.6 Modelo Matemático da máquina de relutância chaveada
2.7 Modelo computacional da máquina de relutância chaveada
2.8 Sistemas de controle para o motor de relutância chaveada
2.9 Modelagem do retificador trifásico totalmente controlado



2. Máquina a relutância chaveada

2.1 Aplicações da máquinas de relutância chaveada

A máquina de relutância chaveada (MRC) é inventada por William Hannis Taylor no ano de 1838 e patenteada por ele no ano de 1840 (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário, 2020). Por ter estrutura simples a MRC é uma das primeiras máquinas a ser desenvolvida. Porém, devido ao seu conjugado oscilatório as MRC são substituídas por máquinas CC e CA que apresentam desempenho superiores (SANTOS, 2017). A MRC volta a despertar o interesse da comunidade científica a partir da década de 1960. Com a evolução da eletrônica de potência e a invenção de dispositivos como transistores e microprocessadores, torna-se possíveis explorar novas técnicas de acionamento e controle, como a modulação por largura de pulso (PWM). Todos estes avanços tecnológicos resultam na evolução da MRC e a tornam competitiva com as máquinas CC e CA tradicionais (ARAUJO, 2006; SANTOS, 2017).

A MRC pode operar tanto como motor quanto gerador. O que diferencia estes dois modos de operação são os ângulos de disparos das chaves do conversor (ARAUJO, 2006). As aplicações da MRC vão desde as industrias aeronáuticas e espaciais às aplicações em veículos elétricos e geração eólica (REIS, 2020). A aplicação como motor é amplamente difundida na literatura, principalmente em aplicações que exigem altas velocidades (SANTOS BARROS *et al.*, 2017). A máquina de relutância chaveada possui construção relativamente simples, o que acarreta baixo custo de fabricação e, portanto, tem levado a máquina a aceitação em várias aplicações.

Alguns recursos que a máquina de relutância apresenta tais como a habilidade de operar mesmo em condições de falta, robustez em condições operacionais adversas e elevada densidade de potência, têm estendido a aplicação da máquina como motor de aplicações domésticas até aplicações de tração (FRENCH, 1984) na indústria automobilística, especificamente em veículo elétricos híbridos, como descrito por Chan (2002), Ehsani, Rahman e Toliyat (1997), Takeno *et al.* (2012) e Shuanghong Wang *et al.* (2005). Aplicações da máquina de relutância como gerador são substanciais em sistemas de alta velocidade, sobretudo no desenvolvimento de conjuntos formados por motor de arranque

e alternador (*starter-generators*) para as indústrias aeroespacial (FERREIRA *et al.*, 1993; MACMINN; JONES, 1989; MACMINN; SEMBER, 1989; RADUN, 1992; RICHTER; FERREIRA, 1995; SCHOFIELD; LONG, 2009) e automotiva (CAI, 2004; FAHIMI, 2001).

Na indústria automotiva, o avanço tecnológico presente nos automóveis com o objetivo de proporcionar maior conforto e segurança tais como janelas motorizadas, direção elétrica, suspensões ativas, sistemas elétricos para iluminação e bombeamento fez com que o sistema elétrico convencional dos automóveis se tornasse obsoleto, devido ao aumento na demanda de energia elétrica. Logo, os automóveis atuais necessitam de sistema de geração de energia mais eficiente, compacto e confiável (EMADI; WILLIAMSON; KHALIGH, 2006). Tanto o motor de arranque quanto o alternador convencionais foram substituídos por único dispositivo: o gerador/alternador de arranque integrado com o motor de combustão (BOLDEA, 2003; WALKER *et al.*, 2004). Este produto combinado produz maior potência e eficiência, usado principalmente no desenvolvimento dos veículos elétricos (FAHIMI; EMADI; SEPE, 2004) e híbridos (FAIZ; MOAYED-ZADEH, 2005; ZHU; HOWE, 2007).

Considerando a indústria aeroespacial, os sistemas convencionais eram alimentados por fontes fluidomecânicas (hidráulicas ou pneumáticas) e hoje são praticamente alimentados por fontes de energia elétrica (SHOUJUN; WEIGUO; SCHAEFER, 2009). Da mesma forma que nos automóveis, o aumento da demanda por energia elétrica nas aeronaves fez com que surgisse dificuldade operacional para acomodar tantos sistemas diferentes. Acredita-se que as combinações da energia elétrica com componentes eletrônicos de potência tenham aumentado o desempenho das aeronaves em termos de confiabilidade, tolerância a falhas e também a densidade de potência (RADUN; FERREIRA; RICHTER, 1998; WEIMER, 1993).

As aplicações da máquina de relutância chaveada em sistemas de baixa velocidade concentram-se substancialmente em sistemas de geração de energia, principalmente em aerogeradores. Considerando a crescente utilização das energias renováveis no cenário energético mundial, os sistemas de geração de eletricidade a partir de turbinas eólicas podem ser categorizados basicamente em dois grupos: i) turbinas eólicas de grande porte (*Large Wind Turbine* - LWT) e ii) turbinas eólicas de pequeno porte (*Small Wind Turbine* - SWT).

As turbinas de grande porte são empregadas em parques eólicos, sobretudo em sistemas conectados à rede (FLEURY *et al.*, 2007), enquanto que as turbinas de pequeno porte são empregadas frequentemente em sistemas de fornecimento de energia *off-grid* (CARDENAS; PENA *et al.*, 2005), ou seja, em sistemas de microgeração isolados. Tais sistemas isolados contribuem positivamente com o fornecimento de energia elétrica em áreas como iluminação rodoviária, torre de base de comunicação móvel e consumo individual de habitações. Mesmo em países desenvolvidos, como os Estados Unidos, as turbinas de pequeno porte são empregadas para fornecer eletricidade para regiões remotas, assim como prevê o Programa Luz para Todos, do governo federal.

No entanto, há potencial para usar aerogeradores menores também em áreas desenvolvidas, no qual o espaço é limitado para a expansão dos sistemas de fornecimento já existentes. Embora a escala industrial esteja distante em relação aos sistemas com LWT, sua contribuição para a geração de energia é igualmente importante. Os estudos em andamento sobre o uso do gerador a relutância chaveado para aplicações de energia eólica o apresentam como potencial candidato ao lado das máquinas convencionais (CARDENAS; PENA *et al.*, 2005; CARDENAS; RAY; ASHER, 1995; CHEN; SHAO, 2004; MUELLER, 2005; NASSEREDDINE, 2011). As tecnologias existentes para aplicações em energia eólica incluem os geradores de imã permanente, o gerador de

indução duplamente alimentado, os geradores síncronos e o gerador de indução de gaiola de esquilo (BRATILOVEANU; ANGHELUS; BOLDEA, 2012). Os geradores existentes têm as suas deficiências.

O gerador de indução de gaiola de esquilo, por exemplo, funciona a velocidade constante, além da necessidade de possuir capacitores de elevada capacitância para atingir o fator de potência próximo a um. Os problemas com o uso do gerador a ímã permanente são o alto custo e a desmagnetização do material (OGAWA; YAMAMURA; ISHDA, 2006). Além disto, o gerador a ímã permanente opera em torque elevado, o que é uma desvantagem para operações em baixa velocidade (NASSEREDDINE, 2011). A máquina de indução, embora caracterizada por sua robustez e, consequentemente, menor manutenção, produz energia elétrica com baixa eficiência. Sobre o gerador de indução duplamente excitado, há preocupações quanto ao sistema de segurança durante as condições de falha (HU; HE, 2006). Por fim, a aceitação da máquina de relutância chaveada operando como gerador desencadeou a investigação aprofundada em áreas como as estratégias de controle, métodos de otimização, potencialização de projetos e construção estrutural da máquina e também as topologias dos conversores de potência.

2.2 Características construtivas da máquinas de relutância chaveada

Do ponto de vista construtivo, a máquina de relutância chaveada possui polos salientes no rotor e no estator. Tais polos se sobressaem no entreferro (MILLER, 2002) do circuito magnético, que possui como núcleo o material magnético do estator e do rotor, os quais são compostos por chapas de aço silício (normalmente de grão não orientado) sobrepostas e isoladas umas das outras com a finalidade de minimizar as correntes parasitas no estator e no rotor. A Figura 2.1 ilustra os pacotes de lâminas do rotor e do estator da máquina de relutância chaveada com topologia 6×4, isto é, estator com 6 polos e rotor com 4 polos.

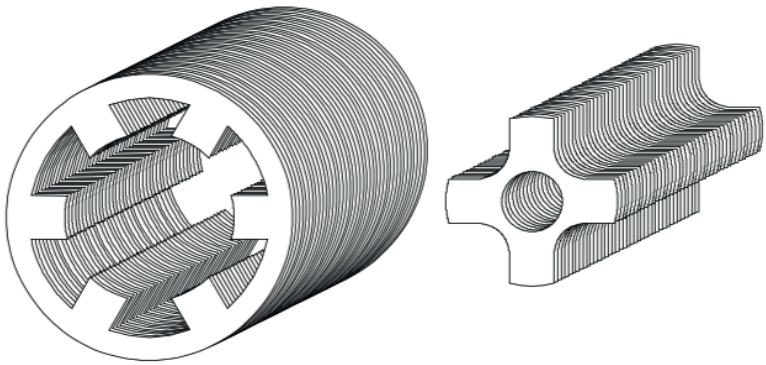


Figura 2.1: Pacotes de lâminas do estator e do rotor da máquina de relutância chaveada.

Os números dos polos do estator e do rotor são projetados para evitar regiões nas quais exista conjugado nulo. Isto acarreta em projetos com número simétrico e igualmente espaçado de polos do estator e do rotor (RAMU, 2001). A máquina é adequada para operar com pulsos retangulares unidirecionais de corrente aplicados às bobinas de suas fases (BORGES, 2002). A máquina de relutância chaveada é, em essência, a máquina que consome (na operação como motor) ou gera (na operação como gerador) corrente contínua pulsada. O projeto apropriado da máquina de relutância chaveada e do seu respectivo circuito de alimentação pode resultar em conjunto com rendimento superior ao

da máquina de indução correspondente, operando em regime de velocidade variável, com vantagem de que a máquina a relutância e seu conversor são mais simples em termos construtivos (ANDRADE; COSTA *et al.*, 2006).

As configurações típicas incluem máquinas de três fases, com 6 polos no estator e 4 polos no rotor, como ilustra a Figura 2.1, máquinas trifásicas com topologia 12×8, máquinas de quatro fases fases 8×6 e máquinas de quatro fases com topologia 16×12 (ARIFIN, 2013). As bobinas das fases da máquina de relutância chaveada são concentradas apenas no estator (POLLOCK; MICHAELIDES, 1995), o que permite que o rotor fique livre de enrolamentos, ímãs ou escovas. Os enrolamentos dos polos do estator são conectados em série com o polo diametralmente oposto para formar uma fase. A Figura 2.2 ilustra o corte transversal da máquina de relutância chaveada com topologia 6×4 na qual apenas uma das três fases é destacada (ARAUJO, 2006).

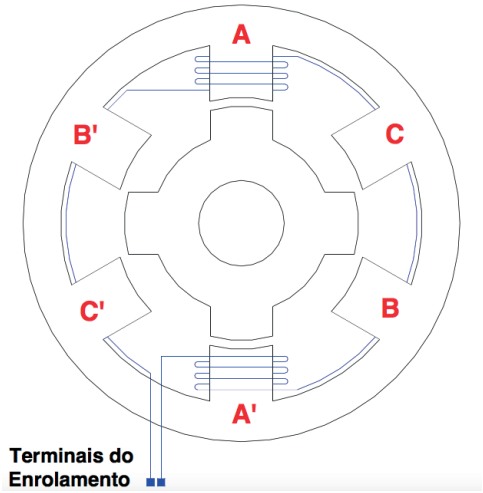


Figura 2.2: Corte transversal da máquina de relutância chaveada 6×4.

Na Figura 2.2, apenas o enrolamento da fase A é destacado, sendo que as outras duas fases (B e C) também possuem seus respectivos enrolamentos para composição das bobinas da máquina. Logo, este aspecto construtivo faz com que haja independência entre as fases, sendo estas energizadas individualmente por fonte externa via conversor de potência. A energização de uma fase faz com que o circuito magnético seja estabelecido. A Figura 2.3 ilustra as linhas de fluxo do circuito magnético resultante da energização de uma das fases da máquina.

Quando o enrolamento de determinada fase é energizado, o respectivo polo do estator se comporta como eletroímã atraindo o rotor para a fase excitada. Portanto, a produção de conjugado pela máquina é realizada pela tendência que o rotor tem de se alinhar com o polo do estator de forma a conceber o circuito magnético com mínima relutância (ou máxima indutância).

2.3 Princípio de Funcionamento da máquinas de relutância chaveada

O acionamento da máquina de relutância chaveada é baseado na energização individual de cada uma das fases. Contudo, este acionamento deve ser referenciado à posição instantânea do rotor θ. Esta referência é necessária devido ao comportamento do perfil de indutância de cada fase e do equacionamento para a produção de conjugado T. O

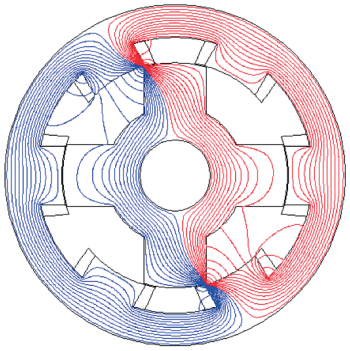


Figura 2.3: Linhas de fluxo do circuito magnético formado como resultado da energização de uma das fases da máquina de relutância chaveada.

aumento da posição angular do rotor θ a partir do eixo de referência faz com que um polo do rotor se aproxime de um polo do estator, reduzindo o entreferro do circuito magnético e, consequentemente, aumentando a indutância da bobina do respectivo polo do estator. Este comportamento é ilustrado na Figura 2.4.

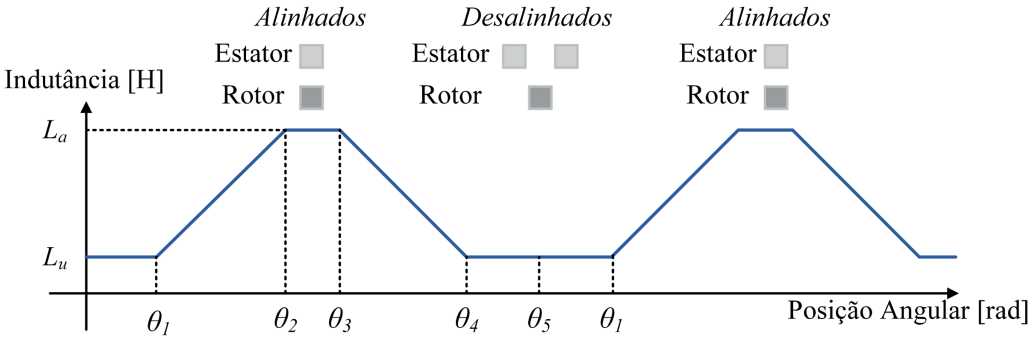


Figura 2.4: Comportamento da indutância de uma das fases em função da posição angular θ.

Na Figura 2.4, os parâmetros L_a e L_u correspondem às indutâncias máxima e mínima de uma fase da máquina, respectivamente. L_a representa a indutância da bobina quando o circuito magnético possui o mínimo valor de entreferro, ou seja, quando so polos do rotor e do estator estão completamente alinhados. L_u representa valor baixo de indutância devido ao fato de os polos do rotor e do estator estarem desalinhados, proporcionando elevado valor de entreferro no circuito magnético da respectiva fase. Associado a este comportamento da indutância por fase, o equacionamento do circuito magnético demonstrado por Araujo (2006) estabelece que o conjugado produzido por este circuito é dado por:

$$T = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i^2 \tag{2.1}$$

Na expressão (2.1) é possível observar que: i) o conjugado T independe do sentido de circulação da corrente na bobina e ii) o sinal do conjugado depende do instante no qual o pulso de corrente elétrica é aplicado. Isto significa que o conjugado produzido pela

máquina é positivo se o pulso de corrente é aplicado durante a taxa de variação positiva da indutância com a posição angular, ou seja, se $\frac{dL}{d\theta} > 0$. Isto significa que a máquina produz conjugado positivo e opera como motor se as bobinas das fases da máquina são energizadas durante o intervalo crescente da indutância, ou seja, entre θ_1 e θ_2 na Figura 2.4.

Por outro lado, se o rotor da máquina é colocado em movimento através da aplicação de energia mecânica externa e a aplicação de corrente nas bobinas das fases ocorre durante a variação negativa da indutância, isto é, entre θ_3 e θ_4 na Figura 2.4, no qual $\frac{dL}{d\theta} < 0$, o conjugado produzido pela máquina é negativo e, então, o conjugado restaurativo é impedido pela energia mecânica externa e então esta energia pode ser desviada para a carga, fazendo com que a máquina opere como gerador.

Estes critérios relacionados ao princípio de funcionamento da máquina fazem com que seu acionamento exija alguns requisitos, tais como: i) sensor de posição para que o valor instantâneo de θ seja obtido de forma a possibilitar a energização das bobinas nos instantes corretos e ii) conversor de potência que possibilite a aplicação do pulso de corrente nas bobinas conforme o valor de θ proveniente do sensor. Estes requisitos também vem sendo explorados pela comunidade científica, proporcionando estudos relacionados ao acionamento $sensorless$ da máquina (BORGES, 2002) e estudos de diferentes topologias de conversores de potência para energização das bobinas (RAMU, 2001).

2.4 Conversor de potência

O conversor de potência é necessário para a adequada energização das bobinas da máquina de relutância chaveada, independente do modo de operação: como motor ou como gerador. O conversor mais comumente empregado para acionamento da máquina de relutância chaveada é o conversor em meia ponte assimétrico (*Assymmetric Half Bridge* - AHB), ilustrado na Figura 2.5.

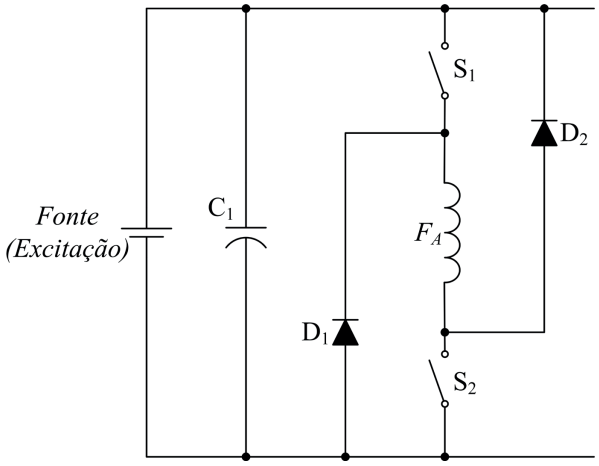


Figura 2.5: Esquemático do conversor AHB.

O diagrama ilustrado na Figura 2.5 destaca o acionamento de apenas uma das fases da máquina, neste caso, a fase A (F_A). Para as demais fases da máquina, um par de diodos e um par de chaves são igualmente necessários. O emprego das chaves permite

o acionamento individual de cada bobina da máquina. A topologia do AHB ilustrada na Figura 2.5 é adequada para acionamento como motor, ou seja, o pulso de corrente deve ser aplicado na taxa de variação positiva da indutância da bobina de forma a produzir conjugado positivo. Desta forma, a corrente circula pelas chaves e pela bobina. Com a abertura das chaves, a força contraeletromotriz gerada na bobina proporciona a circulação de corrente ainda pela bobina, no mesmo sentido, e pelos diodos. Por isto a necessidade do capacitor para receber esta energia da bobina. A Figura 2.6 ilustra ambas as etapas de acionamento de uma das bobinas da máquina.

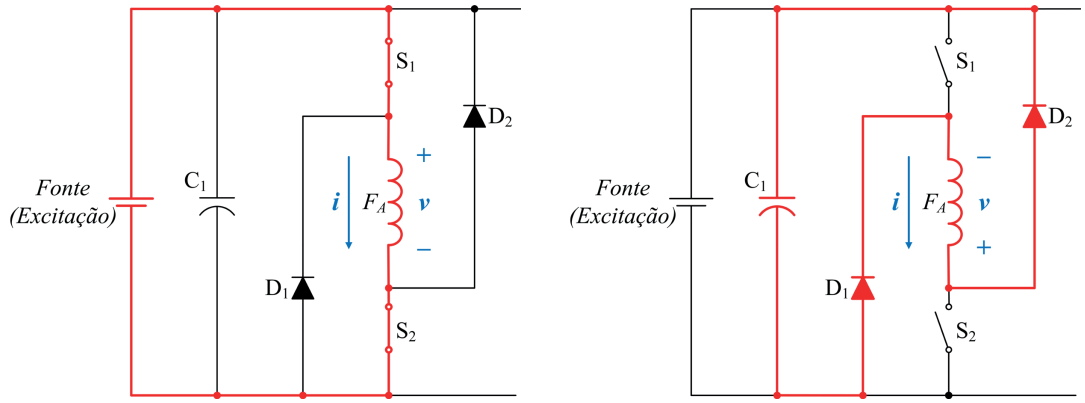


Figura 2.6: Etapas de acionamento de uma das fases da máquina.

Desta forma, tem-se duas etapas relacionadas ao acionamento de uma fase da máquina: uma etapa de magnetização da bobina e outra etapa de regeneração. As formas de onda ilustradas na Figura 2.7 são idealizadas, não representando o comportamento real destas grandezas. Nos gráficos da Figura 2.7, o parâmetro C_R representa o ciclo do rotor. Este valor corresponde ao período com o qual as grandezas do estator se repetem em relação ao valor de θ. Para a máquina de relutância chaveada com topologia $N_e \times N_r$, no qual N_e representa o número de polos do estator e N_r o número de polos do rotor, o ciclo do rotor vale:

$$C_R = \frac{2 \cdot \pi}{N_r} \tag{2.2}$$

Portanto, para a máquina de relutância chaveada de topologia 6×4, o ciclo do rotor é de 90 graus. Obviamente que, em situações práticas, as chaves S_1 e S_2 do conversor AHB ilustrado na Figura 2.5 são chaves semicondutoras de potência, que possibilitam sua abertura e fechamento em pequenos intervalos de tempo e permitem o condicionamento da energia elétrica nas bobinas permitindo elevados valores de tensão e de corrente. O mesmo conversor pode ser empregado para o acionamento como gerador, como ilustra a Figura 2.8.

No circuito ilustrado na Figura 2.8, as três fases da máquina 6×4 estão representadas como F_A, F_B e F_C. É possível observar que a diferença deste circuito para o conversor ilustrado na Figura 2.5 é o fato de que os diodos, ao invés de estarem conectados ao mesmo barramento da excitação, estão conectados ao barramento diferente, no qual está conectada a carga. Desta forma, a etapa de regeneração agora torna-se etapa de geração, pois a força contraeletromotriz das bobinas, referentes ao fechamento das chaves S_1 a S_6, ao invés de ser direcionada para o capacitor C_1, é direcionada para carga.

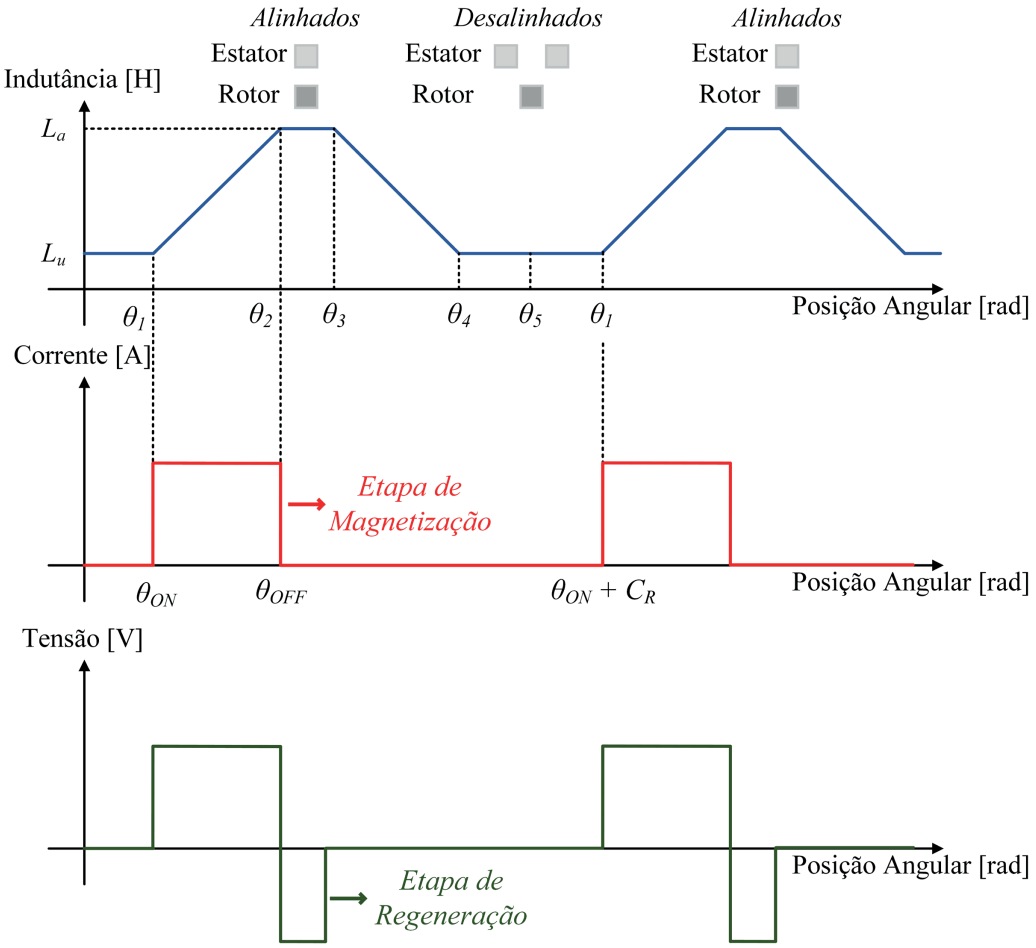


Figura 2.7: Ilustração hipotética do comportamento da corrente e da tensão na bobina para as etapas de acionamento.

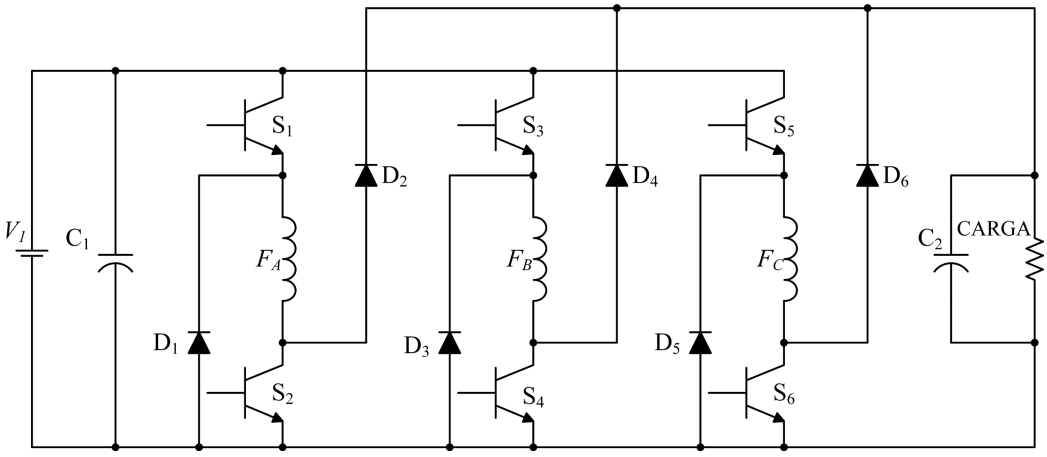


Figura 2.8: Esquemático do conversor AHB para acionamento da máquina como gerador.

O capacitor C_2 faz com que a natureza oscilatória da tensão na carga seja suavizada, proporcionado potência CC na saída do gerador.

Isto faz com que os instantes de chaveamento θ_{ON} e θ_{OFF} ilustrados na Figura 2.7, caracterizados como ângulos de ligamento e desligamento das fases, respectivamente, tenham influência direta na potência de saída da máquina, tanto na potência mecânica, na operação como motor, como na potência elétrica gerada, na operação como gerador. O MRC apresenta relativa complexidade quanto ao seu acionamento. O principal motivo se deve ao fato de que o conjugado é produzido somente quando há aumento na indutância de determinada fase em função da posição angular do rotor, de acordo com (2.7). Sendo assim, há necessidade de conhecer constantemente a posição instantânea do rotor para que o acionamento aconteça na região crescente de indutância.

Isto geralmente é realizado através de sensores ópticos ou *encoders* acoplados ao eixo do MRC. Estes sensores detectam a posição rotórica instantânea para, no instante correto, realizar o chaveamento dos pulsos de tensão sobre cada fase do MRC. O conversor comumente empregado em acionamentos de motores a relutância chaveados é o meia ponte assimétrico, conhecido como conversor *half-bridge*, ilustrado na Figura 2.9, adaptada de Araujo (2006).

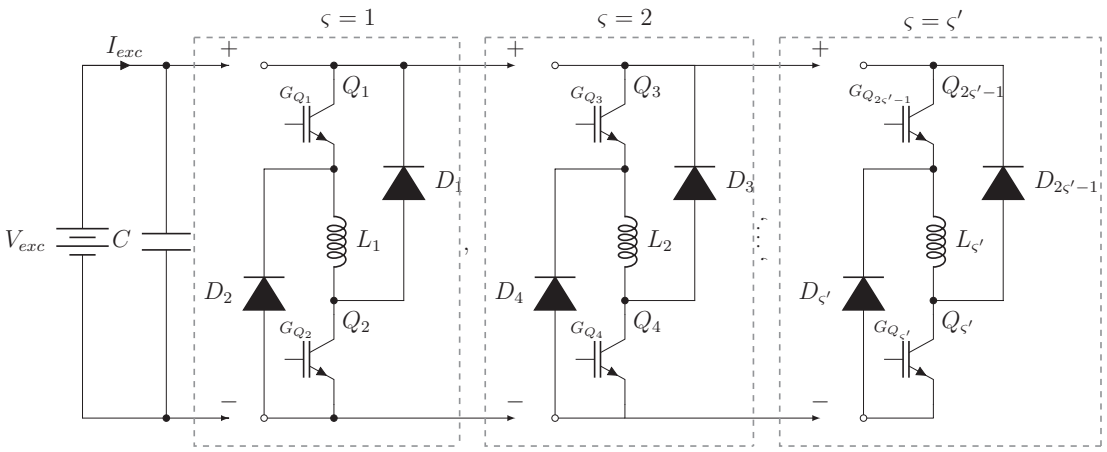


Figura 2.9: Conversor *half-bridge* para acionamento do motor a relutância chaveado na fase ς.

Os pulsos provenientes do sensor óptico interpretados pela lógica de chaveamento são atribuídos aos gatilhos G_Q referentes às chaves Q, de forma a acionar as bobinas do MRC nos instantes corretos. O acionamento é realizado aplicando pulsos de tensão em G_Q $[V]$ durante o crescimento da indutância de cada fase, para operação como motor. A Figura 2.10 ilustra a representação do pulso de tensão aplicado na fase ς do MRC durante o período de indutância crescente e decrescente. Caso as chaves sejam acionadas nas posições onde as derivadas das indutâncias são positivas, a máquina produz torque positivo operando como motor, caso sejam acionadas onde as derivadas das indutâncias são negativas, o torque produzido é negativo operando como gerador, conforme (2.7) (SILVEIRA, 2008).

É possível observar na Figura 2.10 que a aplicação do pulso de comando nos gatilhos das chaves $Q_{2\varsigma-1}$ e Q_ς proporciona a conexão da fase F_ς ao barramento de corrente contínua (CC) do conversor *half-bridge*. Então, a fonte de tensão V_{exc} $[V]$ deve ser projetada de forma a injetar corrente contínua I_{exc} $[A]$ nas bobinas durante os intervalos definido pelos ângulos de chaveamento θ_{on} $[^\circ]$ e θ_{off} $[^\circ]$ (ARAUJO, 2006).

O acionamento do MRC, assim como os demais motores elétricos, pode ser supervisionado por técnica de controle satisfazendo as necessidades dos setores industriais,

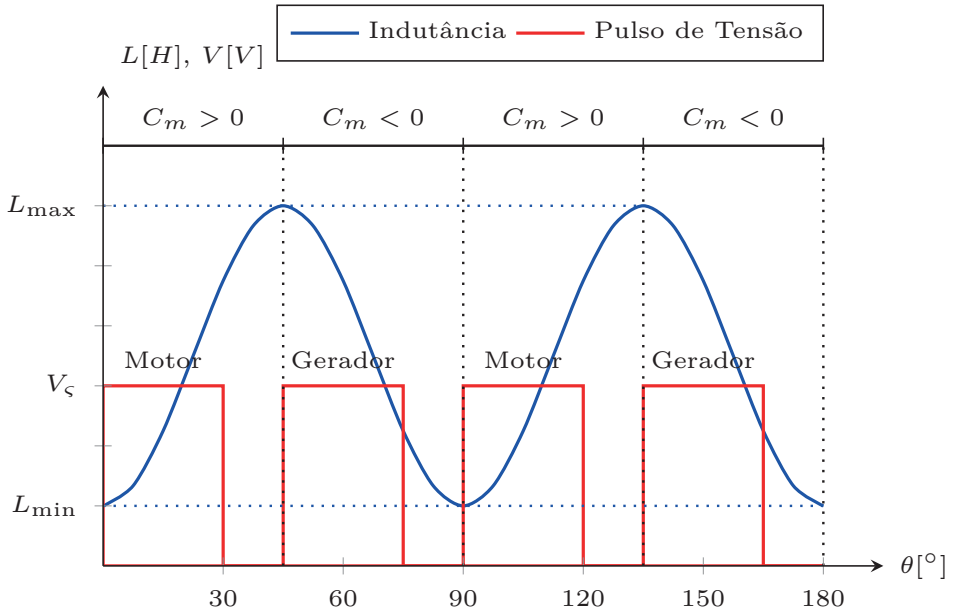


Figura 2.10: Pulso de tensão aplicado à fase ς do motor a relutância chaveado durante o período de motorização e geração.

automotivos, aeroespaciais, entre outros.

2.5 Estratégias de excitação do gerador de relutância chaveado

A necessidade de conhecer a todo instante a posição do rotor é o que torna complexo o acionamento da MRC. Devido a esta característica, as aplicações com máquinas de relutância chaveadas tem avanços significativos a partir de 1970, com a consolidação da eletrônica de potência e de microprocessadores, o que permitem desempenho da MRC (OSÓRIO, 2017). Existem duas formas possíveis de excitar a MRC, ilustrado na Figura 2.11, adaptado de Bernardeli (2014). Uma das formas é com o uso de fonte de excitação independente com tensão fixa e a outra forma é a operação autoexcitado (BERNARDELI, 2014). Para ambas estratégias o conversor de potência da MRC deve ser capaz de magnetizar o enrolamento da fase no instante adequado, independentemente do modo de operação, uma vez que a produção de conjugado depende da posição do rotor.

O conversor comumente empregado para acionamento da MRC independente da forma que ocorre a excitação é o conversor em meia ponte assimétrico (*Asymmetric Half Bridge* – AHB). A Figura 2.8, adaptado de Wanderson Rainer Hilário Araújo (2020), ilustra este conversor para acionamento do gerador de relutância chaveado com o uso de fonte de excitação independente. Cada fase do conversor é composta por duas chaves Q em série com a bobina e dois diodos D, o que possibilita o controle de corrente individual das fases. Isto permite magnetizar uma fase enquanto a outra ainda está sendo desmagnetizada. A Figura 2.12 ilustra o ciclo de operação de uma das fases do conversor.

A primeira etapa de funcionamento do conversor AHB é chamada de excitação, a qual as duas chaves Q_1 e Q_2 estão ligadas e conecta a tensão V_e a bobina da respectiva fase. A corrente circula do terminal positivo da fonte de excitação V_e, pela chave S_1, bobina da fase, chave S_2 e por fim pelo terminal negativo de V_e. Após a etapa de excitação (magnetização), ocorre a segunda etapa de funcionamento do conversor,

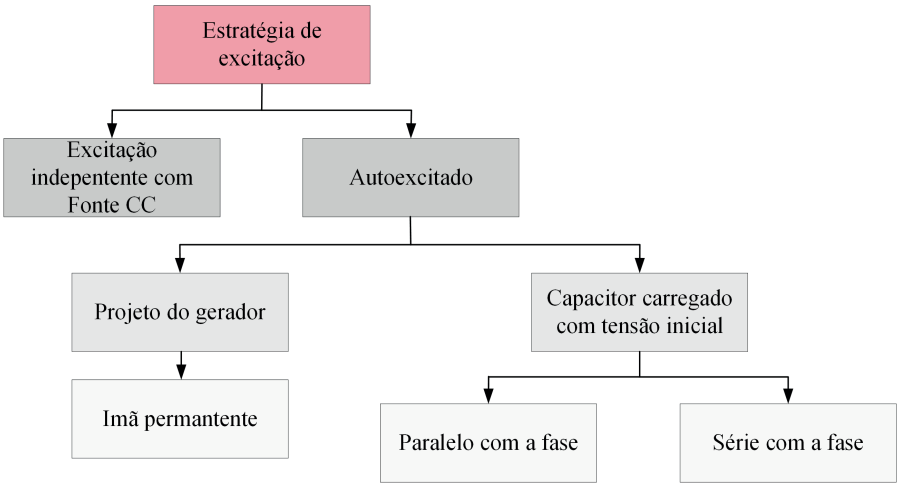


Figura 2.11: Principais métodos de excitação para o gerador de relutância chaveado.

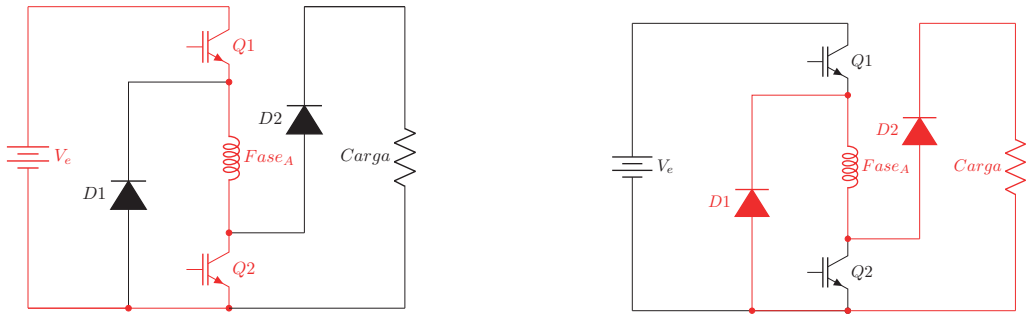


Figura 2.12: Etapas de funcionamento do conversor AHB com fonte de excitação independente: (a) etapa de excitação e (b) etapa de geração.

etapa de geração. Nesta etapa, as duas chaves Q_1 e Q_2 são desligadas e a força contraeletromotriz gerada na bobina proporciona a circulação da corrente pela bobina e pelos diodos D_1 e D_2.

Desta forma, tem-se as duas etapas de acionamento para cada uma das fases. Há ainda a etapa intermediária utilizada em algumas estratégias de acionamento, etapa de roda livre (*freewheeling*), a qual ocorre após a etapa de excitação, que a partir da abertura da chave Q_1 a corrente circula pela chave Q_2 e o diodo D_1. Neste momento o fluxo concatenado permanece constante, mas a corrente continua a crescer devido a tensão eletromotriz da bobina, esta etapa adicional é acrescentada quando se deseja produzir tensão nula (SANTOS, 2017).

O GRC não têm capacidade de autoexcitação, porém é possível adicionar imãs permanentes no estator da máquina e assim prover fluxo magnético para a excitação (NEDIC; LIPO, 2000). Esta estratégia apresenta desvantagem, como: i) aumento no custo de fabricação, ii) depender da velocidade para produzir fluxo suficiente para excitar a máquina e iii) intervenção na fabricação da máquina (BERNARDELI, 2014). Outra forma de operar com o GRC no modo autoexcitado e sem interferir na fabricação da máquina é adicionar capacitores em série ou paralelo com o enrolamento de fase e com a carga. O conversor utilizado é o AHB e a Figura 2.13, adaptada de Bernardeli (2014), ilustra o esquemático do conversor AHB para acionamento da máquina como gerador no modo autoexcitado com o uso de capacitor em paralelo com a carga.

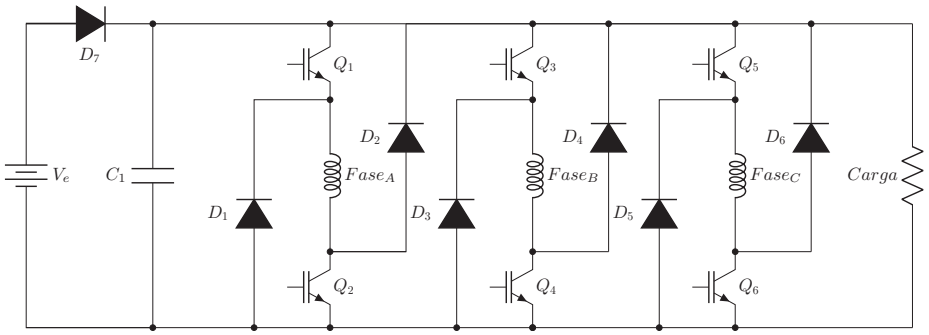
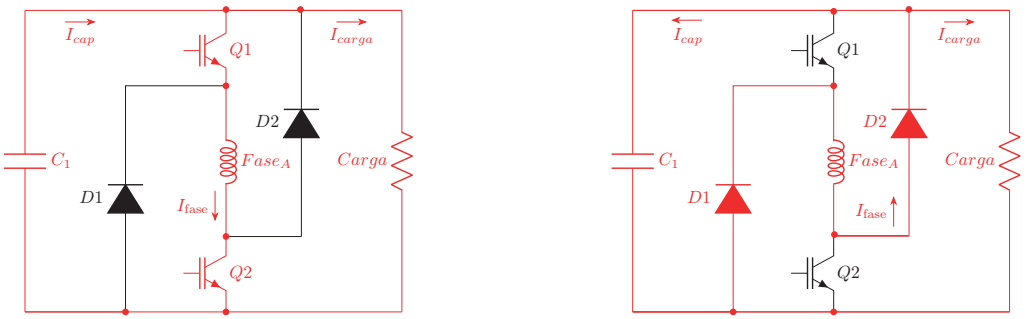


Figura 2.13: Esquemático do conversor AHB para acionamento da máquina como gerador autoexcitado.

Além do capacitor inserido em paralelo com a carga há outra diferença em relação a operação com excitação independente, o barramento da excitação é o mesmo barramento que recebe a energia gerada. Para o processo desta operação o carregamento inicial do capacitor não necessita-se mais da fonte de excitação externa e o capacitor passa a excitar as fases da máquina (MÉNDEZ *et al.*, 2014). A Figura 2.14, adaptada de Bernardeli (2014), ilustra o funcionamento das etapas de excitação e geração. A corrente proveniente do capacitor I_{cap} divide-se em duas partes, no qual parte da correte é utilizada para excitação I_{fase} e a outra é responsável por alimentar a carga I_{carga} (BERNARDELI *et al.*, 2015). Após iniciada a etapa de excitação a corrente da fase cresce devido a corrente de excitação e pela a ação da força contraeletromotriz. Quando as chaves Q_1 e Q_2 são abertas a força contraeletromotriz proporciona a circulação de corrente pelos diodos D_1 e D_2 (BERNARDELI *et al.*, 2015).



(a) (b)

Figura 2.14: Etapas de funcionamento do conversor AHB com autoexcitação: (a) etapa de excitação e (b) etapa de geração.

2.6 Modelo Matemático da máquina de relutância chaveada

O motor a relutância chaveado possui características construtivas relativamente simples quando comparado aos diversos tipos de motores elétricos existentes. Normalmente são construídos a partir de chapas de aço silício, com grãos não orientados, empilhadas de forma a compor o núcleo magnético (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006). Os polos do estator e do rotor são salientes e diametralmente opostos (SILVEIRA, 2008). Os enrolamentos referentes às fases da máquina ficam no estator e o rotor não possui enrolamentos.

Estas características garantem a relativa simplicidade de construção da máquina impactando positivamente no custo de fabricação. Além disto a ausência de atrito entre partes móveis permite a operação em altas velocidades sem inconvenientes, o que torna este tipo de máquina elétrica em evidência nas aplicações automobilística e aeronáuticas (KRISHNAN, 2001). A Figura 2.15 ilustra o MRC de configuração 6×4, contendo o pacote de lâminas no rotor e estator, e a representação do enrolamento de uma fase.

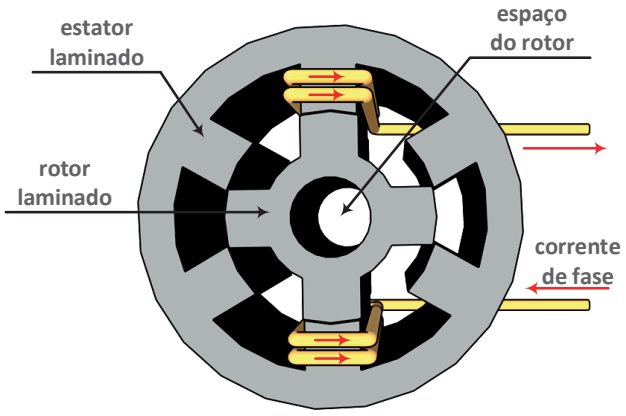


Figura 2.15: Representação hipotética do motor a relutância chaveado de característica 6×4 com enrolamento em uma fase.

Existem várias configurações de números de polos para o estator e rotor para má-

quinas a relutância chaveadas, as quais são amplamente pesquisadas pela comunidade científica (KRISHNAN, 2001; SILVEIRA, 2008). O modelo matemático do MRC é baseado em equações fundamentais que descrevem as características elétricas e mecânicas, sendo essencial para o desenvolvimento do modelo computacional utilizado no simulador (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006). De posse do simulador, pode-se realizar análises do comportamento do MRC proporcionando estudos de novas técnicas de acionamento, controle, entre outros (CHEN; PHAM, 2000; REIS, Márcio R. C. *et al.*, 2015). A modelagem que define o MRC a partir da tensão por fase é dada por:

$$V_\varsigma = R_\varsigma \cdot i_\varsigma + \frac{d\Psi_\varsigma(t)}{dt} \tag{2.3}$$

no qual $R\ [\Omega]$ e $i\ [A]$ são a resistência e a corrente na fase ς, respectivamente, sendo $1 \leq \varsigma \leq \varsigma'$ com intervalos inteiros, ς' corresponde a quantidade de fases do MRC em estudo e $\Psi\ [Wb]$ é o fluxo concatenado produzido pelo enrolamento ς (HWANG, 2002). O fluxo concatenado é o produto das indutâncias próprias e mútuas pelas respectivas correntes. As indutâncias mútuas entre fases para o MRC 6×4, são geralmente pequenas e podem ser desprezadas.

Alguns autores obtém o valor experimental e constatam que é inferior a 1%, quando comparado as indutâncias próprias da máquina (DIAS, 2011; SILVEIRA, 2008). Assim, desprezando as indutâncias mútuas entre os enrolamentos das fases, pode-se descrever $\Psi = L_\varsigma(\theta, i) \cdot i_\varsigma$, no qual $L\ [H]$ é a indutância do enrolamento ς (HWANG, 2002). Substituindo L em (2.3) tem-se:

$$V_\varsigma = R_\varsigma \cdot i_\varsigma + L_\varsigma(\theta, i) \cdot \frac{di_\varsigma(t)}{dt} + i_\varsigma \cdot \omega \cdot \frac{\partial L_\varsigma(\theta, i)}{\partial \theta} \tag{2.4}$$

no qual $\omega\ [rad/s]$ é a velocidade e $\theta\ [rad]$ a posição do rotor. Quando a máquina tem uma de suas fases excitada, o material magnético apresenta a curva de magnetização que depende da corrente aplicada (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006). Para qualquer valor da posição angular θ, a co-energia W' corresponde à área compreendida sob a curva de magnetização, ilustrada na Figura 2.16 e definida por:

$$W' = \int_0^{i_s} \Psi(\theta, i) \cdot di \tag{2.5}$$

no qual Ψ_s é o fluxo , a partir do qual o material magnético apresenta comportamento de saturação, Ψ' é o fluxo para condições limite do projeto da máquina, i_s a corrente aplicada na bobina capaz de atingir Ψ_s, i' a corrente limite do projeto da máquina. A expressão geral para o conjugado mecânico produzido pela máquina é dada por:

$$C_m = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \tag{2.6}$$

Substituindo (2.5) em (2.6) e aplicando a derivada definida tem-se:

$$C_m = \frac{i_1^2}{2} \cdot \frac{\partial L_1(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{i_2^2}{2} \cdot \frac{\partial L_2(\theta, i)}{\partial \theta} + \cdots + \frac{i_{\varsigma'}^2}{2} \cdot \frac{\partial L_{\varsigma'}(\theta, i)}{\partial \theta} \tag{2.7}$$

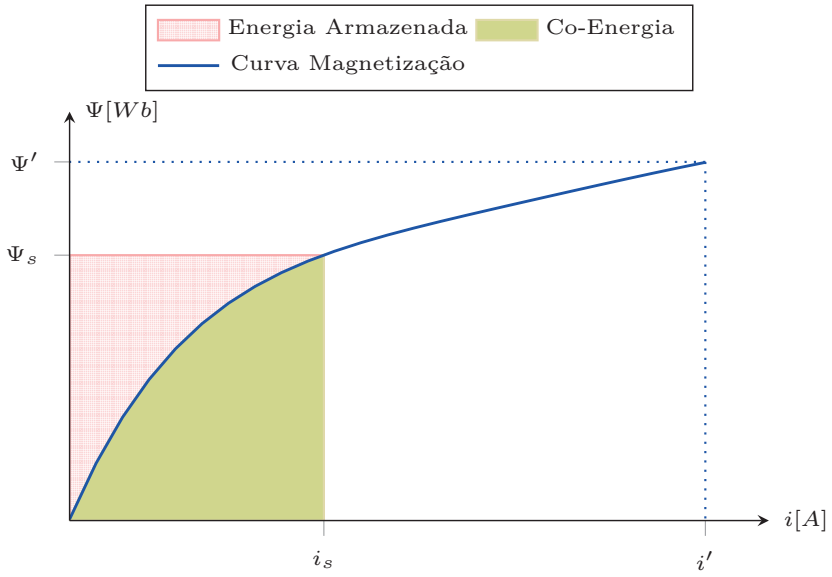


Figura 2.16: Curva de magnetização do motor a relutância chaveado.

Para definir o comportamento mecânico do motor deve-se realizar o equacionamento das forças de forma que resulte no equilíbrio entre elas. A energia elétrica entregue ao motor que proporciona conjugado mecânico $C_m\ [N \cdot m]$, produz conjugado de carga $C_c\ [N \cdot m]$, considerando a inércia $J\ [(N \cdot m \cdot s^2)/rad]$ e o atrito $D\ [(N \cdot m \cdot s)/rad]$ como perdas mecânicas (HWANG, 2002). A eficiência energética η é a relação entre a potência mecânica produzida P_m e a potência elétrica consumida P_e. As expressões que definem o comportamento mecânico do motor e a eficiência energética η são dadas por:

$$C_m = C_c + D \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} \tag{2.8}$$

$$\eta = \frac{P_m}{P_e} = \frac{C_m \cdot \omega}{V_{exc} \cdot I_{exc}} \tag{2.9}$$

no qual $V_{exc}\ [V]$ é a tensão de excitação do barramento de corrente contínua (CC) e $I_{exc}\ [A]$ é a corrente de excitação do barramento CC. Assim, considerando a contribuição das três fases da máquina e a equação mecânica (2.8), o modelo matemático do MRC pode ser representado pela equação de estado, dado por:

$$[V]_{[(\varsigma'+2),1]} = [R]_{[(\varsigma'+2),(\varsigma'+2)]} \cdot [I]_{[(\varsigma'+2),1]} + [L]_{[(\varsigma'+2),(\varsigma'+2)]} \cdot [\dot{I}]_{[(\varsigma'+2),1]} \tag{2.10}$$

Em (2.10) os subscritos a direta das variáveis V, R, L e I indicam a dimensão da matriz que elas representam, dadas por:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{\varsigma'} \\ C_c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{\varsigma'} & 0 & 0 \\ b_1 & b_2 & \cdots & b_{\varsigma'} & -D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{\varsigma'} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2b_1 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 2b_2 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & L_{\varsigma'} & 0 & 2b_{\varsigma'} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \vdots \\ \dot{i}_{\varsigma'} \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

(2.11)

no qual,

$$b_{\varsigma} = \frac{i_{\varsigma}}{2} \cdot \frac{\partial L_{\varsigma}(\theta, i)}{\partial \theta} \tag{2.12}$$

no qual $1 \leq \varsigma \leq \varsigma'$ em intervalos inteiros, sendo ς' a quantidade de fases do MRC em estudo. Assim, é possível obter o modelo com equações de estado que represente cada fase da máquina quando aplicada tensão, em condições que a indutância promova torque positivo de acordo com (2.7), para operação como motor, dada por:

$$[\dot{I}]_{[(\varsigma'+2),1]} = [L]^{-1}_{[(\varsigma'+2),(\varsigma'+2)]} \cdot [V]_{[(\varsigma'+2),1]} - [L]^{-1}_{[(\varsigma'+2),(\varsigma'+2)]} \cdot [R]_{[(\varsigma'+2),(\varsigma'+2)]} \cdot [I]_{[(\varsigma'+2),1]} \tag{2.13}$$

O modelo matemático do gerador a relutância chaveado (GRC) normalmente é elaborado com vistas a conceber o sistema computacional para simulação do gerador. A simulação deste tipo de máquina é mais complexa que a simulação das máquinas CA e CC convencionais, pois vários fatores contribuem com esta complexidade, tais como (RAMU, 2001): i) a não linearidade da característica $B \times H$ do material magnético, ii) a dependência que o fluxo concatenado e a indutância possuem da posição angular do rotor θ e da amplitude da corrente, o que ocorre em outras máquinas também, mas nelas a dependência da posição angular é eliminada através de transformações trigonométricas, o que não é possível para o GRC e iii) tem a existência de fonte de alimentação única. Desta forma, o fluxo concatenado λ depende de dois parâmetros simultaneamente, assim como a indutância:

$$\lambda(\theta, i) = L(\theta, i) \cdot i \tag{2.14}$$

A Figura 2.17 ilustra a dependência do fluxo concatenado com a corrente e a posição angular. Na Figura 2.17, as várias curvas apresentam o fluxo concatenado em função da corrente na bobina para diversos valores de posição angular θ, sendo a curva superior o fluxo para maior valor de indutância, com os polos do rotor e do estator alinhados, e a curva inferior representa o fluxo para a posição angular totalmente desalinhada. Desta forma, o modelo matemático deve considerar tais fatores.

Assim, considerando o circuito RL formado pelo enrolamento de única fase, ilustrado na Figura 2.18:

Desprezando as indutâncias mútuas entre as bobinas, a expressão do circuito ilustrado na Figura 2.18 é:

$$v_F = R_E \cdot i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \tag{2.15}$$

no qual v_F é a tensão CC aplicada à bobina da fase, R_E é a resistência do enrolamento da fase, L é a indutância da fase e e é a força contraeletromotriz. Desta forma, (2.15) torna-se:

$$v_F = R_E \cdot i + L(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} + e \tag{2.16}$$

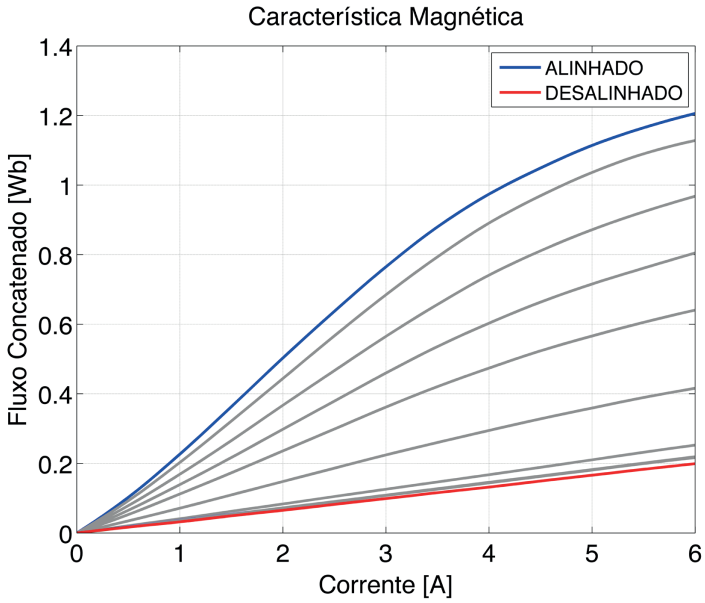


Figura 2.17: Comportamento do fluxo concatenado em função da corrente e da posição angular do rotor.

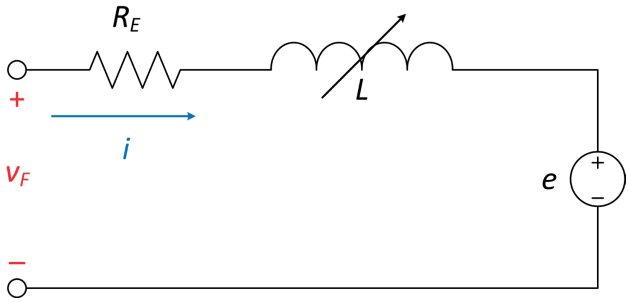


Figura 2.18: Circuito elétrico equivalente de uma fase do GRC.

A força contraeletromotriz pode ser escrita isoladamente como:

$$e = \omega \cdot i \cdot \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \tag{2.17}$$

no qual ω é a velocidade angular do rotor, dada por:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \tag{2.18}$$

A expressão mecânica da máquina pode ser obtida através da análise dinâmica de seu funcionamento. Para operação da máquina como gerador, o conjugado mecânico externo T_M deve ser aplicado pela máquina primária. O equilíbrio das forças é representado por:

$$T_M = T_{EM} + D \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} \tag{2.19}$$

no qual T_{EM} é o conjugado eletromagnético produzido pela máquina, D é coeficiente de atrito viscoso e J é o momento de inércia. Para se obter o valor do conjugado eletromagnético T_{EM}, deve-se considerar a curva de magnetização típica para a posição angular de referência θ_{REF}, ilustrada na Figura 2.19.

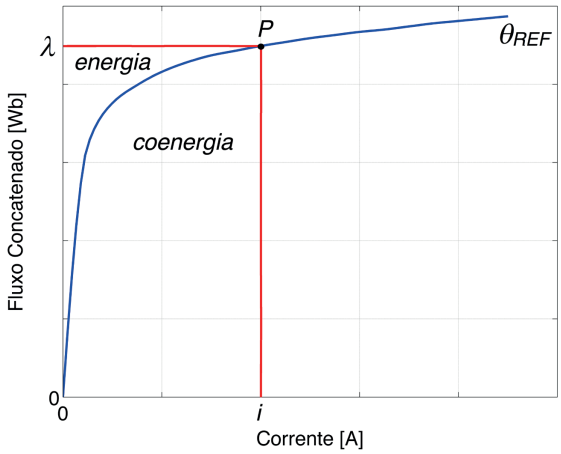


Figura 2.19: Curva de magnetização típica para uma fase do GRC.

A coenergia W_{CO} de determinada fase, para a posição θ, é dada por:

$$W_{CO}(\theta, i) = \int_0^i \lambda(\theta, i) \cdot di \tag{2.20}$$

no qual λ é o fluxo concatenado da bobina da fase.

Como esta expressão se aplica a cada uma das três fases do GRC 6×4, a coenergia total W_{CO_T} é:

$$W_{CO_T}(\theta, i) = W_{CO_1} + W_{CO_2} + W_{CO_3} \tag{2.21}$$

Conforme Ilic-Spong *et al.* (1987), o conjugado eletromagnético instantâneo é obtido por:

$$T_{EM} = \frac{\partial W_{CO}(\theta, i)}{\partial \theta} \tag{2.22}$$

Cuja expansão para as três fases resulta em:

$$T_{EM} = \frac{\partial W_{CO_1}(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{\partial W_{CO_2}(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{\partial W_{CO_3}(\theta, i)}{\partial \theta} \tag{2.23}$$

Substituindo (2.23) em (2.18), tem-se:

$$T_M = (\frac{\partial W_{CO_1}(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{\partial W_{CO_2}(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{\partial W_{CO_3}(\theta, i)}{\partial \theta}) + B \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} \tag{2.24}$$

Agrupando as expressões elétrica (2.16) e mecânica (2.24) e reescrevendo as mesmas na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ T_M \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_C & 0 & 0 \\ r_1 & r_2 & r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} L_A(\theta,i) & 0 & 0 & 0 & i_A \cdot \dfrac{\partial L_A(\theta,i)}{d\theta} \\ 0 & L_B(\theta,i) & 0 & 0 & i_B \cdot \dfrac{\partial L_B(\theta,i)}{d\theta} \\ 0 & 0 & L_c(\theta,i) & 0 & i_C \cdot \dfrac{\partial L_C(\theta,i)}{d\theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_A \\ \dot{i}_B \\ \dot{i}_C \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

no qual as variáveis r_1, r_2 e r_3 são definidas como:

$$r_1 = \frac{i_A}{2} \cdot \frac{\partial L_A(\theta,i)}{\partial \theta} \tag{2.26}$$

$$r_2 = \frac{i_B}{2} \cdot \frac{\partial L_B(\theta,i)}{\partial \theta} \tag{2.27}$$

$$r_3 = \frac{i_C}{2} \cdot \frac{\partial L_C(\theta,i)}{\partial \theta} \tag{2.28}$$

Atribuindo os termos $[v_F]$, $[R_E]$, $[I]$, $[L]$ e $[\dot{I}]$ a cada matriz na ordem que aparecem na expressão (2.25), tem-se:

$$\left[v_F\right] = \left[R_E\right] \cdot \left[I\right] + \left[L\right] \cdot \left[\dot{I}\right] \tag{2.29}$$

De posse da expressão (2.29), é possível escrever a equação de estados da máquina:

$$\left[\dot{I}\right] = \left[L^{-1}\right] \cdot \left[v_F\right] - \left[L^{-1}\right] \cdot \left[R_E\right] \cdot \left[I\right] \tag{2.30}$$

A expressão (2.30) descreve completamente o estado de cada fase da máquina em qualquer instante. Os valores das resistências das bobinas e suas respectivas indutâncias são medidos diretamente nos terminais da máquina ou através dos parâmetros construtivos da mesma, empregando técnicas numéricas, como o método dos elementos finitos. A expressão (2.30) é a equação diferencial do sistema que relaciona a entrada v_F à sua respectiva saída i. Portanto, a solução de (2.30) é obtida empregando métodos numéricos iterativos.

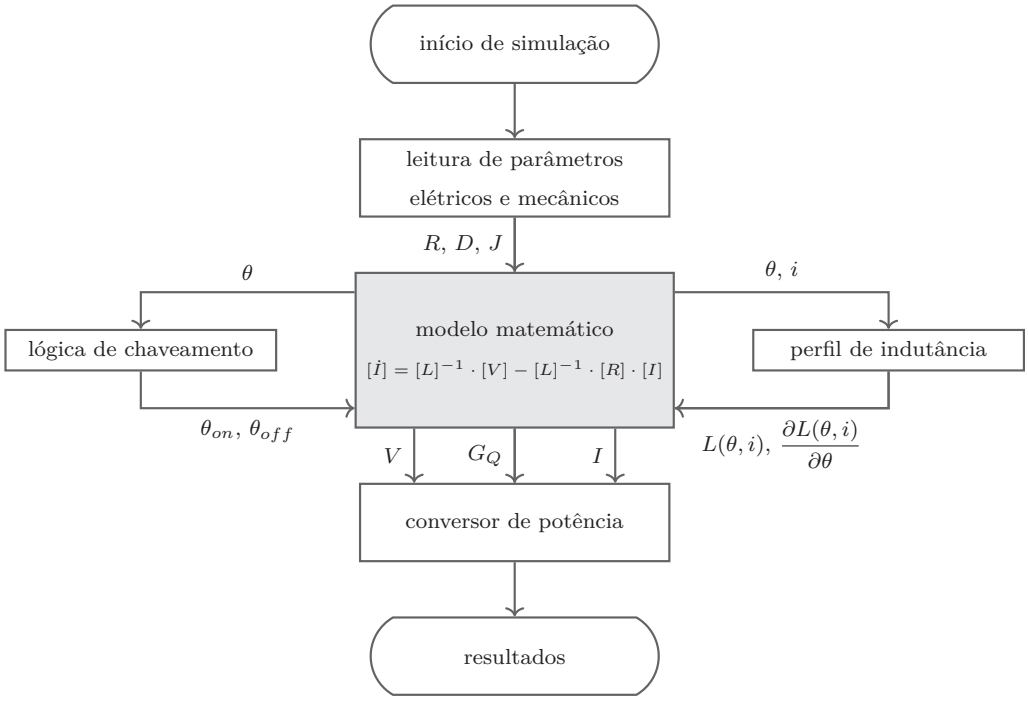


Figura 2.20: Diagrama básico do sistema de simulação.

2.7 Modelo computacional da máquina de relutância chaveada

De posse do modelo matemático, é possível elaborar o sistema computacional capaz de fornecer o comportamento das grandezas elétricas e mecânicas do GRC. A análise destes comportamentos permite o estudo de técnicas de otimização, controle e acionamentos para o gerador de forma a se obter melhorias na máquina. A Figura 2.20 ilustra o diagrama básico empregado para executar a simulação do GRC.

Basicamente, a simulação computacional da máquina de relutância chaveada segue os passos ilustrados no diagrama da Figura 2.20, seja para simulação de motor ou gerador. Inicialmente, são informados para o sistema parâmetros como a resistência das bobinas do estator e os parâmetros mecânicos como o atrito e a inércia. Em seguida, a expressão matemática em (2.30) é encontrada baseando-se nas tensões das bobinas, fornecendo ao circuito do conversor de potência o valor instantêneo das correntes de fase, uma vez que este utiliza fontes de corrente como modelo das bobinas da máquina. Este conversor (veja Figura 2.5) é acionado conforme o chaveamento proporcionado pelo bloco Lógica de Chaveamento da Figura 2.20. Por fim, os resultados são atualizados, proporcionando os valores instantâneos das grandezas elétricas e mecânicas do gerador a fim de verificar seu funcionamento.

Contudo, a operação do modelo computacional depende fortemente do bloco descrito como Modelo das Indutâncias indicado na Figura 2.20. Isto é, a forma com a qual as indutâncias das bobinas e suas respectivas taxas de variação são representadas impactam diretamente na simulação e, principalmente, na acurácia dos valores proporcionados pelo modelo quando tais valores são comparados com o modelo experimental. O modelo mais simples de representação das indutâncias do GRC é o modelo linear. Esta denominação se dá pelo fato de que neste modelo as indutâncias são consideradas como senoides e, desta maneira, a taxa de variação das mesmas se torna mais simples. Além disto,

neste modelo de representação não é considerada a saturação magnética do circuito. Desta forma, como os polos do estator estão distribuídos equidistantemente a cada 60°, as indutâncias das bobinas podem ser representadas por:

$$L_A = A + B \cdot \cos(4 \cdot \theta) \tag{2.31}$$

$$L_B = A + B \cdot \cos[4 \cdot (\theta - 60^o)] \tag{2.32}$$

$$L_C = A + B \cdot \cos[4 \cdot (\theta + 60^o)] \tag{2.33}$$

nos quais os parâmetros A e B são duas constantes calculadas a partir dos valores máximo e mínimo da indutância do gerador, ou seja, valores de indutância para situação de alinhamento e desalinhamento dos polos, respectivamente.

$$A = \frac{L_{MAX} + L_{MIN}}{2} \tag{2.34}$$

e

$$B = \frac{L_{MAX} - L_{MIN}}{2} \tag{2.35}$$

O que permite obter as derivadas:

$$\frac{dL_A(\theta)}{d\theta} = -4 \cdot B \cdot sen(4 \cdot \theta) \tag{2.36}$$

$$\frac{dL_b(\theta)}{d\theta} = -4 \cdot B \cdot sen[4 \cdot (\theta - 60^o)] \tag{2.37}$$

$$\frac{dL_C(\theta)}{d\theta} = -4 \cdot B \cdot sen[4 \cdot (\theta + 60^o)] \tag{2.38}$$

Assim, o bloco *Cálculo (2.30)* é o responsável por informar os valores de indutância e suas respectivas derivadas, fornece para a expressão (2.30) os dados necessários para as operações das expressões (2.31), (2.32), (2.33), (2.36), (2.37) e (2.38). Portanto, no bloco *Cálculo (2.30)*, encontra-se os valores das correntes e suas derivadas, os valores instantâneos de velocidade e posição angular e recebe as indutâncias, como ilustrado na Figura 2.21.

Porém, para simulação acurada, deve-se considerar o modelo real das indutâncias, que possuem comportamento distinto do modelo senoidal. Além disto, a saturação do circuito magnético da máquina deve ser considerada. Para obtenção destes valores é possível empregar os seguintes métodos: i) utilizar o método dos elementos finitos de forma a se obter os valores de $\lambda(\theta, i)$, ou seja, obter a matriz com os valores do fluxo concatenado para cada amplitude de corrente e para cada posição angular, ii) levantar os

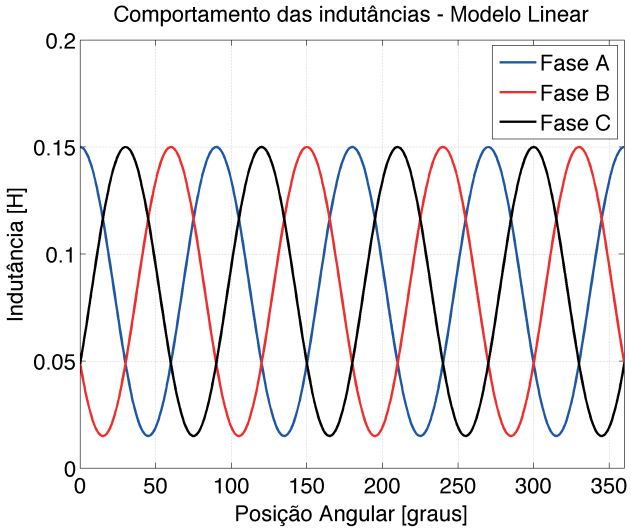


Figura 2.21: Comportamento senoidal das indutâncias por fase - modelo linear.

pontos $L(\theta, i)$ experimentalmente, de forma a se obter o comportamento da indutância das bobinas para cada valor de corrente de excitação, considerando também a saturação do material magnético.

Este método pode ainda utilizar técnicas de interpolação, sobretudo usando a série de Fourier (ANDRADE; KRISHNAN, 2001a) para obter melhores resultados ou iii) como hipótese, a partir dos pontos coletados experimentalmente, buscar a obtenção das expressões que representem a superfície de indutância e as respectivas taxas de variação. O modelo linear, apesar de não oferecer a precisão das demais técnicas, proporciona referência razoável para o funcionamento da máquina. A Figura 2.22 ilustra o resultado da simulação do modelo linear do GRC empregando o diagrama da Figura 2.20.

Para aprimorar os resultados proporcionados pela simulação com o modelo linear, considerando a satuação do núcleo magnético da máquina e representando a indutância de forma fidedigna ao modelo experimental, Andrade e Krishnan (2001a) propõem a representação das indutâncias da máquina a partir de vários segmentos de reta interpolados e, uma vez que a indutância de cada bobina é periódica, como ilustra a Figura 2.22, as indutâncias das bobinas podem ser representadas pela série trigonométrica de Fourier. A Figura 2.23, adaptada de Andrade e Krishnan (2001a), ilustra como a indutância de uma das bobinas da máquina é representada por quantidade finita de segmentos de reta.

Neste caso, o valor instantâneto da indutância é representado por:

$$L(\theta) = L_0 + \sum_{n=1}^{\infty} L_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \tag{2.39}$$

no qual L_0 é o termo constante e L_n é o coeficiente associado à ordem harmônica n. N_r é o número de polos do rotor. O termo constante L_0 é obtido por:

$$L_0 = \frac{1}{N_r} \cdot \int_{-C_R/2}^{C_R/2} L(\theta) \cdot d\theta \tag{2.40}$$

no qual C_R é o passo polar do rotor dado por (2.2). A componente L_n é obtida por:

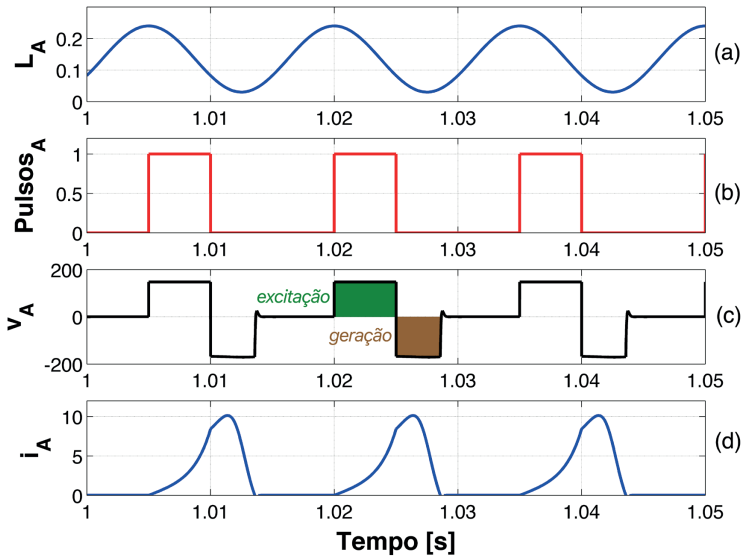


Figura 2.22: Resultados obtidos na simulação com modelo linear: (a) indutância da fase A, (b) pulsos de comando para os IGBT da fase A, (c) tensão na bobina da fase A e (d) corrente na fase A.

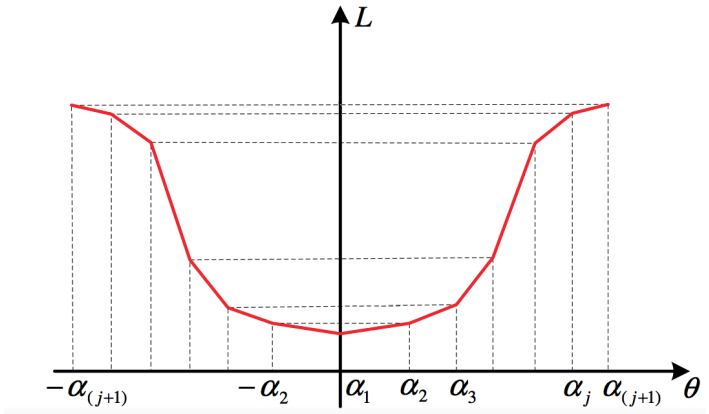


Figura 2.23: Representação da indutância da bobina de uma das fases do GRC considerando vários segmentos de reta.

$$L_n = \frac{2}{N_r} \cdot \int_{-C_R/2}^{C_R/2} L(\theta) \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \cdot d\theta \tag{2.41}$$

A Figura 2.24 ilustra o comportamento da indutância de uma das bobinas da máquina como resultado da simulação empregando o modelo não linear descrito pela série de Fourier.

Analisando a Figura 2.24, observa-se que o modelo computacional baseado na série de Fourier que descreve a indutância da bobina do GRC por quantidade finita de segmentos de reta, proporciona o comportamente dinâmico da indutância, distinto do modelo senoidal, o que é reforçado pelas medidas experimentais de indutância efetuada

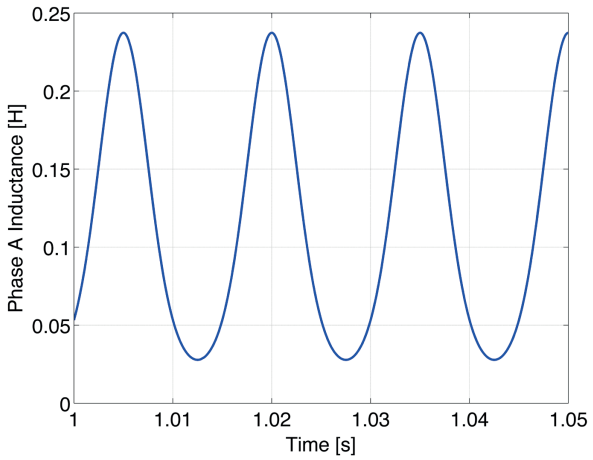


Figura 2.24: Comportamento dinâmico da indutância das bobinas para o modelo de representação pela série de Fourier com interpolação.

com analisador de impedância descritas por Wanderson Rainer H. Araújo (2006), onde são apresentadas indutâncias cujas formas de onda são mais abauladas nos valores mínimos e mais agudas nos valores máximos, resultado das características construtivas do gerador. Este modelo considera também a saturação magnética do núcleo da máquina, uma vez que, além das indutâncias serem determinadas como ilustrado na Figura 2.24, são determinadas várias curvas de indutância para cada amplitude de corrente, compondo assim a superfície de indutância, como ilustra a Figura 2.25.

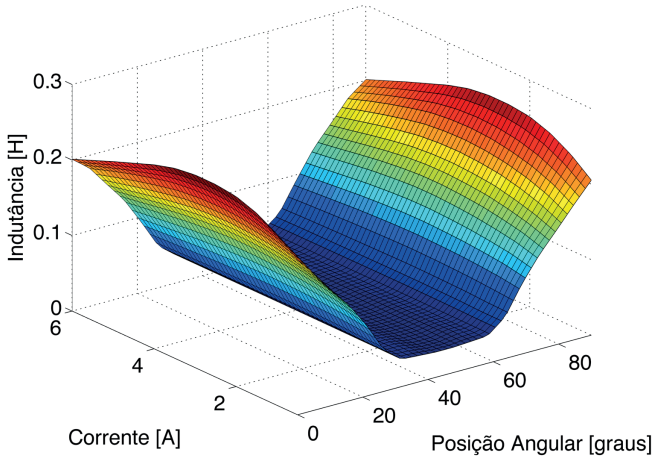


Figura 2.25: Ilustração hipotética da superfície de indutância com conjunto de pontos levantados experimentalmente.

Desta forma, o modelo computacional recebe, conforme ilustra a Figura 2.20, além da posição angular do rotor, o valor instantâneo da corrente na bobina para compor a curva de indutância conforme a amplitude da corrente, dada a dependência entre estas duas grandezas como expresso em (2.14). Vários trabalhos apresentam estudos baseados em modelos computacionais do MRC (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006;

KRISHNAN, 2001). Os modelos possuem recursos comuns, uma vez que eles executam os cálculos utilizando a matriz de estado expressa por (2.13). As maiores divergências são encontradas na forma como a indutância das bobinas do MRC e suas derivadas estão representadas na simulação, o que afeta o comportamento das magnitudes elétricas e mecânicas da máquina na simulação. A Figura 2.20 ilustra o fluxograma de simulação para o MRC considerando o modelo matemático em (2.13).

O modelo computacional do MRC relaciona o circuito do conversor de potência com a solução do modelo matemático. O ajuste fino na comparação entre o modelo do MRC e o sistema experimental é realizado no bloco **perfil de indutância**, ilustrado à direita na Figura 2.20. A representação do perfil das indutâncias das bobinas do MRC e suas respectivas derivadas influenciam diretamente na precisão da simulação. O modelo mais simples é conhecido como modelo linear, pois não considera a saturação magnética do núcleo da máquina. Neste modelo, assume-se que as indutâncias têm comportamento senoidal em função da posição angular do rotor. Neste caso, a indutância é dada por:

$$L_{\varsigma}(\theta) = \frac{L_{\max_{\varsigma}} + L_{\min_{\varsigma}}}{2} + \frac{L_{\max_{\varsigma}} - L_{\min_{\varsigma}}}{2} \cdot \cos(4 \cdot \theta + \Theta_{\varsigma}) \tag{2.42}$$

no qual $\Theta\ [^{\circ}]$ é o ângulo de deslocamento das bobinas ς do estator em relação a fase de referência, $L_{\max}\ [H]$ e $L_{\min}\ [H]$ são as indutâncias máximas e mínimas das bobinas nas fases do MRC, respectivamente. Neste caso, as taxas de mudança de estado são facilmente obtidas. Embora este modelo forneça indicação do princípio de funcionamento do MRC como motor, bem como o comportamento dinâmico de algumas grandezas, o modelo linear não apresenta precisão suficiente quando comparado aos dados obtidos experimentalmente (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017).

Modelos não lineares de indutância e suas derivadas consideram a saturação do material magnético do núcleo da máquina (ANDRADE; KRISHNAN, 2001b). Para isto, valores de indutância (ou fluxo concatenado) podem ser calculados ou medidos em função da posição angular do rotor para diferentes corrente de excitação, obtendo assim o perfil de indutância. Estes pontos são encontrados experimentalmente ou através de métodos numéricos, como o método dos elementos finitos e outros (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006; SILVEIRA, 2008).

O modelo amplamente empregado em vários estudos é a aproximação da indutância por série de Fourier, uma vez que as funções que representam as indutâncias da bobina, podem ser representadas atraves de funções periódicas (ANDRADE; KRISHNAN, 2001b). Este modelo considera os valores de indutância em vários segmentos de retas para compor o comportamento indutivo (KRISHNAN, 2001).

No modelo de aproximação por série de Fourier as posições onde a indutância têm derivadas positivas e negativas não têm o mesmo comportamento, como no caso do modelo linear, onde a indutância é senoidal (ANDRADE; KRISHNAN, 2001b). Uma alternativa ao modelo de aproximação por série de Fourier é o modelo interpolado, onde a interpolação polinomial é realizada para cada segmento de reta (KRISHNAN, 2001; MORAES FILHO, 2017). Este procedimento procura suavizar a curva de indutância e assim fornecer melhores resultados de simulação. No entanto, há impacto negativo no tempo de simulação quando a interpolação é empregada, aumentando o esforço computacional (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017).

Todos os modelos não lineares que consideram a saturação magnética dependem da obtenção experimental dos valores da indutância para diferentes valores da posição angular e corrente aplicada (SILVEIRA, 2008). Estes modelos devem representar o perfil

de indutância na simulação do MRC, como ilustrado na Figura 2.20 no bloco perfil de indutância.

2.8 Sistemas de controle para o motor de relutância chaveada

O acionamento do MRC dispõe de parâmetros que alteram diretamente a velocidade e o torque produzido pelo motor. Sendo assim, os principais parâmetros são: i) tensão de excitação V_{exc} e ii) os ângulos de chaveamento das bobinas θ_{on} e θ_{off} (REIS, Márcio R. C. *et al.*, 2015). Em aplicações automotivas, o MRC deve possuir sistema de controle robusto que relaciona a velocidade e o torque produzido pelo motor de forma rápida e precisa (SILVEIRA, 2008). A Figura 2.26 ilustra o sistema de controle de velocidade atuando na tensão de excitação V_{exc} com ângulos de chaveamento θ_{on} e θ_{off} fixos.

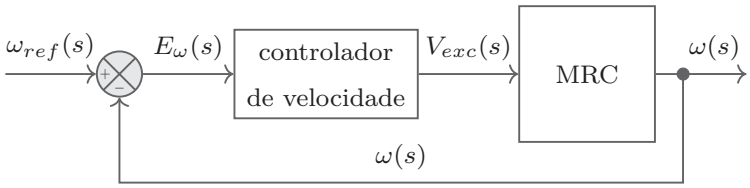


Figura 2.26: Controle de velocidade do motor a relutância chaveado com ângulos de chaveamento θ_{on} e θ_{off} fixos.

no qual $\omega_{ref}\ [rad/s]$ é a velocidade de referência do controlador e $E_\omega\ [rad/s]$ o erro de velocidade. A Figura 2.27 ilustra o sistema de controle contendo duas malhas: i) velocidade $\omega(s)$ e ii) corrente $I(s)$, atuando no ângulo de desligamento das bobinas θ_{off} com tensão de excitação V_{exc} e ângulo de acionamento das bobinas θ_{on} fixos.

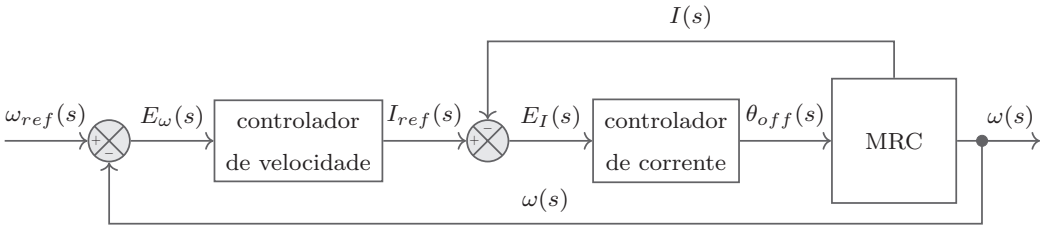


Figura 2.27: Controle de velocidade e corrente do motor a relutância chaveado com tensão de excitação V_{exc} e ângulo de acionamento das bobinas θ_{on} fixos.

no qual $I\ [A]$ é a corrente na bobina, $E_I\ [A]$ o erro de corrente e $I_{ref}\ [A]$ a referência de corrente. A velocidade do MRC é comparada com a velocidade de referência e o erro é obtido através desta relação. O controlador de velocidade produz corrente de referência que é comparada com a corrente da bobina do MRC, que está diretamente relacionada ao torque produzido. O circuito de alimentação opera de acordo com o erro de corrente e a lógica de chaveamento empregada em θ_{on} e θ_{off}. Os controladores de velocidade empregados utilizam várias técnicas, no entanto, as comumente utilizadas são controlador proporcional, integral e derivativo (PID) ou controlador *Fuzzy* (CLF). Para o controle da corrente é utilizado o controlador por histerese, baseado no chaveamento dos ângulos de desligamento das bobinas (LOPES; TAKAHASHI, 2011; NISE; RIBEIRO, 2009).

O ajuste do controlador PID é normalmente realizado em campo, proporcionando a aplicação de diferentes métodos para a otimização da resposta de controle. Algumas

das técnicas de ajuste otimizado dos controladores são: i) algoritmos determinísticos ou heurísticos, ii) redes neurais, iii) lógica *fuzzy*, iv) regressão paramétrica e v) outras (REIS, Márcio R. C. *et al.*, 2015). Não há necessidade *a priori* de conhecer o modelo matemático para utilização não otimizada deste controle, tornando-o assim controle versátil, principalmente para processos que não é possível desenvolver a modelagem matemática. O controlador PID é descrito em (2.43) para tempo contínuo e (2.44) para tempo discreto.

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int e(t) \cdot dt + k_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \tag{2.43}$$

$$u(k) = k_p \cdot e(k) + k_i \cdot T_s \cdot \sum_{j=0}^{n} e(j) + k_d \cdot \frac{\delta e(k)}{T_s} \tag{2.44}$$

no qual e é o erro relativo, k_p é o ganho proporcional para elevar ou reduzir a energia de saída do controlador, k_i o ganho integral responsável por reduzir o erro em estado estacionário e k_d o ganho derivativo que atua nas variações bruscas. No caso da utilização de tempo discreto é acrescentado T_s o tempo de amostragem do controlador (NISE; RIBEIRO, 2009). O controle por histerese é definido por banda de tolerância para a corrente de referência $[I_{ref} - \Delta_a,\ I_{ref} + \Delta_a]$, no qual Δ_a é a variação da banda de histerese em relação à referência.

Em seguida compara-se a corrente de referência I_{ref} com os limites da banda de tolerância associada à corrente. Se a corrente de referência for maior que o limite superior da banda $(I_{ref} + \Delta_a)$ o conversor é chaveado de forma que a corrente injetada seja decrescente. Caso a corrente de referência seja menor que o limite inferior da banda $(I_{ref} - \Delta_a)$ o conversor é chaveado de forma que a corrente injetada seja crescente. A principal característica do controlador por histerese é a simplicidade e robustez (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006; OGATA; MAYA; LEONARDI, 2003).

2.9 Modelagem do retificador trifásico totalmente controlado

Alguns estudos utilizam a regressão paramétrica para encontrar soluções analíticas contínuas em sistemas de soluções numéricas. No trabalho de Gomes, Gomes, Assis *et al.* (2016) são analisados dados reais, coletados em bancada de testes, referentes ao retificador trifásico totalmente controlado (RTTC) com carga RL, operando em condução descontínua. O RTTC fornece tensão em corrente contínua (CC) variável v_o a partir da tensão eficaz, fixa em corrente alternada na entrada do retificador, com base no ângulo de condução das chaves eletrônicas do conversor α (RASHID, 1999). A solução que relaciona a tensão média de saída v_o com o ângulo de condução das chaves do RTTC é dada por:

$$v_o(\alpha, \beta) = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\beta} V_{\max} \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t \tag{2.45}$$

no qual $V_{\max}$ é o valor de pico da tensão RMS de fase da entrada CA, α é o ângulo de entrada em condução das chaves e β é o ângulo de extinção da corrente elétrica, para condução descontínua. O ângulo de extinção da corrente é encontrado através de métodos numéricos descritos em Rashid (1999) e Barbi (2006). Para encontrar a solução

analítica que represente o comportamento do RTTC, Gomes, Gomes, Assis *et al.* (2016) utilizam o método de regressão com a base dada por:

$$v_o(\alpha) = A_0 + \sum_{i=1}^{\kappa} A_i \cdot \alpha^{B_i} \cdot \cos(C_i \cdot \alpha + D_i) \tag{2.46}$$

no qual A_0, A_i, B_i, C_i, D_i são coeficientes de ajuste da expressão de regressão $\in \Re$ e κ corresponde ao número de pontos dos dados experimentais. Segundo Gomes, Gomes, Assis *et al.* (2016) a expressão cosseno compreende todos os tipos de frequência e deslocamento de curva através dos coeficientes C_i e D_i. O modelo garante expressão analítica contínua que substitui o modelo apresentado na literatura por solução numérica (BARBI, 2006; RASHID, 1999).

III Terceira Parte

3 Sistema, modelo, simulação e otimização 57

3.1 Sistema, modelo e simulação
3.2 Processo de otimização aplicada
3.3 Métodos de otimização
3.4 Modelo do sistema de geração eólica

4 Regressão e sensibilidade 71

4.1 Regressão paramétrica
4.2 Análise de sensibilidade
4.3 Parametrização do motor de corrente contínua



3. Sistema, modelo, simulação e otimização

3.1 Sistema, modelo e simulação

Sistema é o conjunto de elementos que produzem resultados impossíveis de serem obtidos pelos elementos de forma individual (MAIER; RECHTIN, 2000). Desta forma, o comportamento do sistema pode ser visto como a propriedade emergente que se origina da interação dos elementos. O sistema é composto por: i) conjunto de elementos, ii) conjunto de interações internas entre os elementos do sistema e iii) conjunto de interações externas entre os elementos do sistema e elementos de outros sistemas (GOMES; ASSIS *et al.*, 2017). O modelo tem por definição a representação de todos os componentes internos do sistema, produzido no intuito de estudar o real comportamento do sistema, tomando por base os aspectos que realmente interferem no estudo realizado (CHWIF; MEDINA, 1989; LACERDA, 1999).

É através do modelo que se dá a prática de simulação. Ele deve ser suficientemente detalhado para gerar valores válidos que permitam obter verificação com o sistema real. Os modelos podem ser físicos ou matemáticos, sendo que os modelos físicos abrangem a parte de protótipos e plantas-piloto do projeto. Os modelos matemáticos utilizam representação abstrata da realidade, seja por notações simbólicas ou por expressões matemáticas que descrevem o sistema (BASTOS, 2004).

A simulação é o recurso primário utilizado de forma geral para solucionar problemas variados. É basicamente a elaboração de modelos que representam o sistema a ser estudado, seja ele físico, matemático, sistemas produtivos, de distribuição, entre outros (CHWIF; MEDINA, 1989). Em termos práticos, a simulação é definida pela construção do modelo do sistema real, utilizando como ferramenta, por exemplo, o computador que permite a prática de experimentos com diversos cenários deste modelo (SALIBY; ARAÚJO, 2001). Representar o funcionamento do sistema real utilizando o modelo é o que se busca na simulação. Mas para que isto seja possível é necessário possuir o simulador compatível e com capacidade de processar os dados de simulação, estabelecendo comportamento aceitável (CHWIF; MEDINA, 1989).

3.2 Processo de otimização aplicada

O processo de otimização de sistema é na essência encontrar a melhor solução entre várias soluções possíveis que estão disponíveis. As soluções possíveis são aquelas que satisfazem todas as restrições do problema de otimização. A melhor solução poderia ser minimizar o custo de determinado processo ou maximizar a eficiência de determinado sistema. Os problemas atuais na área de otimização são multidisciplinares e multiobjetivo. As técnicas de otimização empregadas para resolver problemas são, além das baseadas em gradientes, também as baseadas em processos naturais, como algoritmos genéticos, colônias de formigas, nuvens de partículas entre outros (ARORA, 2015).

Nos problemas de otimização, uma função deve ser maximizada ou minimizada. Normalmente, utiliza-se apenas a minimização, pois mesmo o problema de maximização pode ser transformado em problema de minimização. Tendo o problema de maximização de $f(x)$, o maior valor a se obter é ∞. Desta forma, se $f(x)$ é função definida em $\mathbb{R}$, tem-se:

$$\lim_{f(x)\to 0} \frac{1}{\min f(x)} = \infty \tag{3.1}$$

no qual $\min f(x)$ é o problema de minimização. Assim, leva-se o problema de maximização no problema de minimização. Para definir o problema de minimização, onde o ponto ótimo será sempre o $zero$, basta calcular o módulo de $\mid f(x) \mid$, garantindo que, seja o problema de maximizar ou de minimizar, sempre o $zero$ será o ponto ótimo global. Este processo facilita ao desenvolvedor, pois na maioria dos casos não se sabe qual é o valor de $f(x)$ a ser alcançado no processo de otimização. A função $f(x)$ que está sendo otimizada é chamada de função objetivo ou função de avaliação.

Os valores assumidos por x em $f(x)$, são designados variáveis de projeto ou variáveis de decisão. Considerações práticas fazem com que estas variáveis estejam dentro de determinada faixa de valores, limitada por limite inferior x_L e limite superior x_U. O problema de otimização pode ser expresso matematicamente por:

$$\begin{gathered} \min f(x) \\ \texttt{sujeito}: \\ g_i(x) \leq 0,\ i = 1, 2, \cdots, m \leq n \\ h_j(x) = 0,\ j = 1, 2, \cdots, r \leq n \\ \texttt{com}\ x \in \mathbb{R}^n \subset \Omega \end{gathered} \tag{3.2}$$

no qual Ω é o conjunto onde as soluções existem e são viáveis, dadas as restrições no espaço de busca, x é o vetor com n variáveis de decisão (parâmetros a serem otimizados), dado por:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdots \\ x_n \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

As funções $f(x)$, $g_i(x)$ e $h_j(x)$, para os métodos determinísticos, devem ser diferenciáveis e x deve ser limitado em x_L e x_U. As restrições $g_i(x)$ são de desigualdade e $h_j(x)$ são de igualdade. As restrições do problema de otimização são funções das variáveis de decisão. Além disto, o número de restrições $g_i(x) + h_j(x) \leq n$. Se as variáveis do projeto

satisfazem todas as restrições, então elas representam o conjunto viável e, desta forma, qualquer elemento do conjunto é chamado de ponto viável. Se a função de avaliação e as restrições são funções lineares em x, o problema de otimização é denominado problema de otimização linear.

Na maioria dos problemas, as funções de avaliação são multimodais, isto é, possuem vários pontos ótimos tanto locais quanto globais. A Figura 3.1 ilustra alguns pontos de máximo e mínimo global e máximo e mínimo local, onde é possível a identificação no plano dos valores das isolinhas, ou seja, no plano $x_1 \times x_2$, no qual o $\times$ vermelho indica o ponto de máximo global e o $\times$ azul indica o ponto de mínimo global.

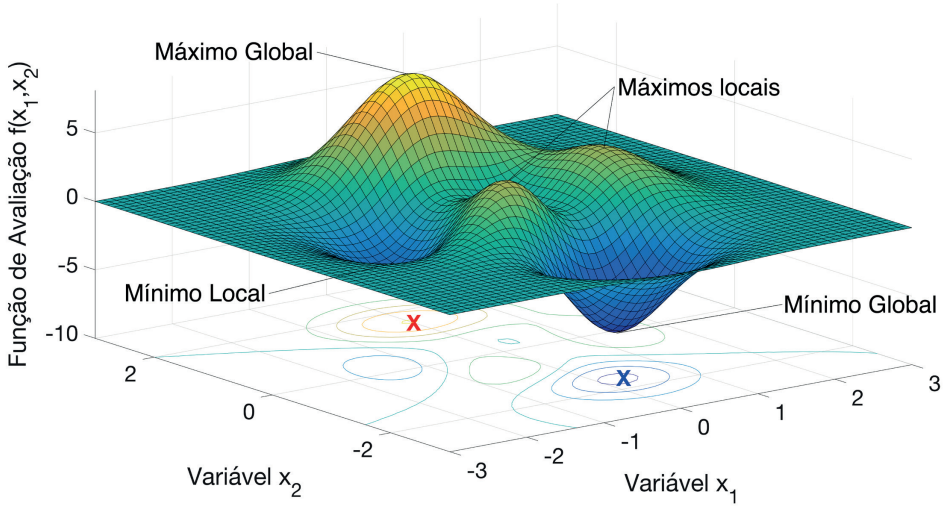


Figura 3.1: Pontos ótimos locais e globais para função de duas dimensões.

O desenvolvimento de algoritmos de otimização é tarefa que exige habilidade e tempo do programador. Os algoritmos utilizados para solução de problemas de otimização podem ser determinísticos, heurísticos ou estocásticos (MAIER; RECHTIN, 2000). Otimizar é tornar o processo o mais eficiente possível. Para realizar a otimização é necessário o conhecimento do processo e definição das variáveis a serem otimizadas (CALIXTO, 2010). O problema de otimização pode ser expresso por:

$$\min\ f(x) \text{ sujeito à: } \begin{cases} c_i(x) = 0, i \in X \\ c_i(x) \neq 0, i \in Z \\ \text{com } x \in \Re^n \subset \Omega \end{cases} \tag{3.4}$$

no qual x é o vetor das variáveis sujeitas a otimização, f é a função de avaliação do processo, c_i são funções de restrição, X e Z representam os conjuntos de índices das restrições de igualdade e desigualdade, respectivamente, n é o número de parâmetros a serem otimizados e Ω é o conjunto onde as soluções existem e são viáveis, dadas as restrições (espaço de busca).

A maior parte dos problemas possuem funções de avaliação que apresentam pontos de ótimos locais e globais. A Figura 3.2 ilustra a superfície de otimalidade do sistema com duas variáveis contendo máximos e mínimos globais e locais. Problemas com estas características exigem maior esforço computacional, pois os algoritmos podem

ficar presos nos pontos de ótimo local e não atingirem o máximo ou mínimo global na superfície de otimalidade (GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016).

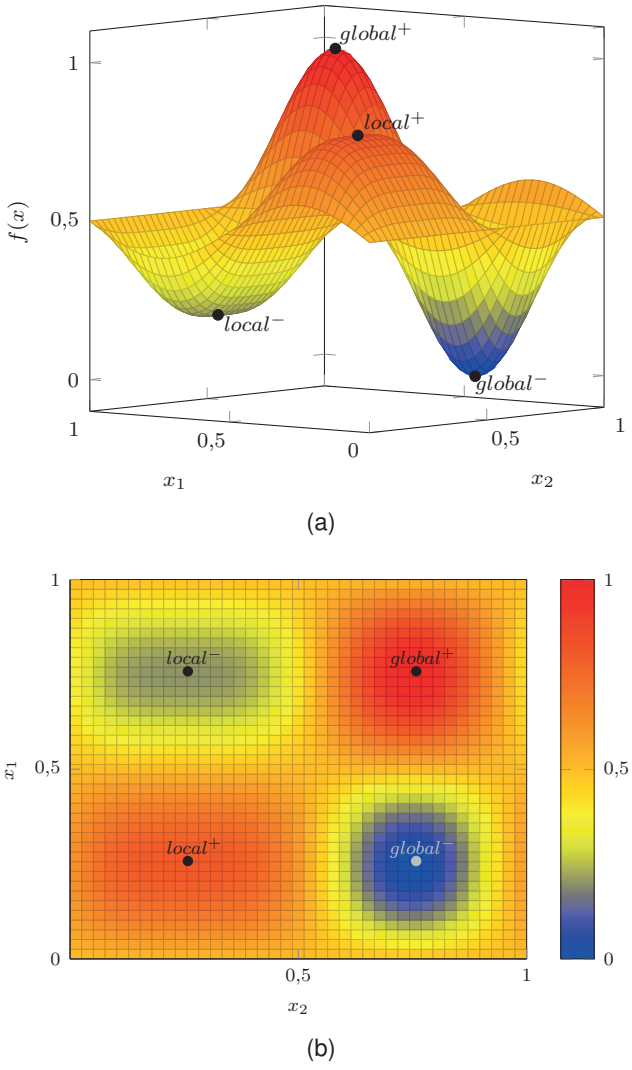


Figura 3.2: Superfície de otimalidade do sistema com duas variáveis: (a) vista tridimensional e (b) vista superior.

Na Figura 3.3, $f(x)$ é o valor da função de avaliação do problema. Para desenvolver o processo de otimização é necessário conhecer o sistema afim de modelar, simular e realizar testes (CHWIF; MEDINA, 1989). Somente após validar o modelo a otimização poderá ser realizada. A Figura 3.3 ilustra o processo de otimização no qual f^* é o valor da função de avaliação ótima ou otimizada e $f(x^*)$ são os parâmetros ótimos ou otimizados.

3.3 Métodos de otimização

Os métodos de otimização determinística produzem sequência de possíveis soluções requerendo, na maioria das vezes, o uso de pelo menos a primeira derivada da função objetivo, que deve ser contínua e diferenciável no espaço de busca Ω. Estes métodos garantem a convergência para solução ótima que não é necessariamente a solução ótima global (BASTOS, 2004). Utilizam algoritmos analíticos, que dependem do conhecimento

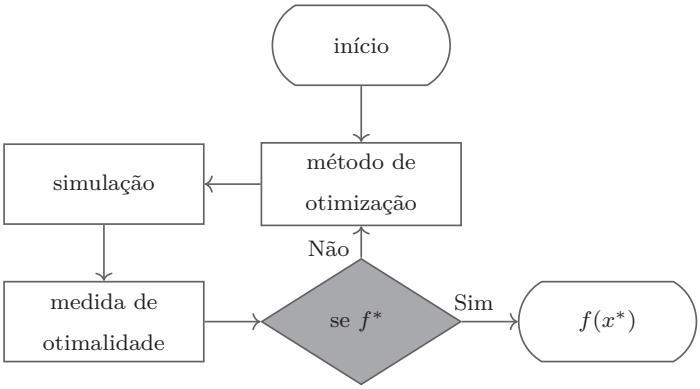


Figura 3.3: Fluxograma do processo de otimização.

das derivadas da função objetivo em cada iteração. A função objetivo e as restrições são dadas como funções matemáticas e relações funcionais (BASTOS, 2004).

São métodos dependentes da estimativa inicial, fazendo com que sejam, em alguns problemas, ineficientes na determinação de ótimos globais. Entretanto, apresentam teoremas que lhes garantem a convergência para a solução ótima local. Como exemplo, pode-se citar o método de Newton, o método de Quase-Newton e o Método do Gradiente (MAIER; RECHTIN, 2000). São métodos de comportamento previsível, sendo que para determinada entrada, o algoritmo apresenta a mesma saída e o mesmo ponto de parada (CALIXTO, 2011).

Os métodos heurísticos usam somente a função de avaliação e introduzem ao processo de otimização dados e parâmetros aleatórios. Não é utilizado informação da derivada na função de avaliação. As vantagens dos métodos heurísticos em relação aos determinísticos são: i) a função de avaliação e as restrições não precisam necessariamente ter representação matemática, ii) não requerem que a função de avaliação seja contínua, iii) trabalham adequadamente tanto com parâmetros contínuos quanto com discretos, iv) não há restrição quanto ao ponto de partida dentro do espaço de busca e v) otimizam elevado número de variáveis (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017; POZO, 2008).

A desvantagem dos métodos heurísticos em relação aos métodos determinísticos, para o sistema linear, é o maior tempo de processamento. Porém, tal desvantagem pode ser descartada devido a dificuldade dos métodos determinísticos solucionarem problemas não lineares de alta complexidade. Os métodos heurísticos são buscas contínuas e empíricas, mesmo com vários ótimos locais, cujo resultado é o melhor que se pode encontrar sob determinadas condições (CALIXTO, 2010).

Os métodos determinísticos de otimização empregam técnicas analíticas para a minimização da função de avaliação. Estes métodos possuem dependência do conhecimento das derivadas da função de avaliação e da estimativa inicial (valores iniciais de x). Tais técnicas baseiam-se no gradiente da função de avaliação, ou seja, baseiam-se na matriz Jacobiana ou na matriz Hessiana. Assim, é fornecida a direção de busca necessária para localizar o máximo ou o mínimo da função. Como a maioria das aplicações práticas são não lineares, a busca por $f'(x)$ é realizada através de técnicas numéricas para encontrar a derivada da função em certo ponto. Se $f(x)$ é conhecida em um ponto x, então o valor da função na vizinhança $x + \Delta x$ deste ponto pode ser calculada usando a série de Taylor, dada por:

$$f(x + \Delta x) = f(x) + \Delta x \cdot f'(x) + \frac{\Delta x^2}{2!} \cdot f''(x) + \frac{\Delta x^3}{3!} \cdot f'''(x) + ... \tag{3.5}$$

Isto vale para função com apenas uma variável. Se mais variáveis são envolvidas, o gradiente de $f(x)$ pode ser obtido através das derivadas parciais em relação a cada uma das variáveis:

$$\bigtriangledown f = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial x_1} \\ \frac{\partial f}{\partial x_2} \\ ... \\ \frac{\partial f}{\partial x_n} \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

Para problemas de otimização restrita, é possível que a mudança na direção do gradiente resulte na migração para região inviável. Em tal caso, deseja-se mover em alguma outra direção de busca e também conhecer a taxa de mudança de função nesta direção. A derivação direcional fornece informações sobre a taxa instantânea de mudança de determinada função na direção particular.

Estes métodos, embora possam ser empregados para encontrar a solução ótima de determinado problema, possuem inconvenientes, tais como: i) apresentam dificuldades de encontrar soluções ótimas globais, ii) apresentam dificuldades de análise do problema quando o mesmo envolve variáveis discretas, iii) necessitam que as funções sejam diferenciáveis, iv) quanto maior o número de variáveis do problema, torna-se difícil obter o ponto ótimo numericamente e v) são pouco eficazes em tratar de problemas de otimização multiobjetivo.

O método de Quase-Newton (MQN) é baseado no método de Newton que parte dos valores da estimativa inicial, em seguida desenvolve função quadrática aproximada da função de avaliação. A minimização da função quadrática é exata e o ponto de mínimo da função quadrática indica possível ponto que conduzirá ao menor valor da função de avaliação. Este procedimento se repete até que o critério de parada do algoritmo seja atendido (CALIXTO, 2011; LACERDA, 1999).

No MQN utiliza-se o gradiente da função objetivo fornecido em cada iteração. Eles são globalmente convergentes se o comprimento do passo for satisfeito pela condição de Wolfe e se as pseudo-matrizes Hessianas forem numericamente limitadas e positivas definidas (CALIXTO, 2010). O método de Quase-Newton é rápido como o método do gradiente e preciso como o método de Newton (MARTINEZ; SANTOS, 1995). Para a utilização do algoritmo de Quase-Newton em problema de otimização discreta é necessário construir a função de avaliação de forma contínua (REIS, M. R. C.; ARAÚJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P., 2017).

Os métodos de otimização heurísticos são métodos de busca randômica no qual a cada iteração buscam se aproximar da resposta ótima ou otimizada. Assim como os métodos determinísticos, fazem uso da função de avaliação. Porém, com algumas vantagens, tais como: i) não necessitam que a função de avaliação seja contínua ou diferenciável, ii) trabalham com parâmetros contínuos, discretos ou com a associação de ambos, iii) não existe restrição quanto ao ponto de partida dentro do espaço de busca da solução, iv) otimizam elevado número de variáveis com relativa facilidade de implementação computacional e v) são flexíveis para se trabalhar com restrições arbitrárias e otimizam múltiplas funções.

Os métodos heurísticos possuem maior robustez quando comparados aos métodos determinísticos, pois permitem encontrar soluções otimizadas mesmo em problemas cuja superfície de otimalidade contenha vários ótimos locais. No entanto, necessitam de maior desempenho computacional, exigindo maior tempo de processamento. Dentre as técnicas de otimização que empregam métodos de busca randômica, destacam-se o algoritmo genético (AG).

O algoritmo genético é otimizador de busca baseado no mecanismo de seleção natural. Eles dependem do princípio mais importante de Darwin, a sobrevivência do mais apto. A população inicial de indivíduos é gerada de modo aleatório e submetida a várias transformações. Depois de algumas gerações, deseja-se que a população evolua e o melhor indivíduo da população seja o representante da solução ótima ou otimizada. O algoritmo genético (AG) imita o processo genético em que as características hereditárias são transmitidas dos progenitores para a prole. A unidade básica de herança é o gene, que neste caso são os valores $x_1, x_2, \cdots, x_n$ dentro do vetor x.

Nos métodos determinísticos, a solução se move de um ponto para outro usando o gradiente, como indicado em (3.6). O AG trabalha com população de pontos em vez de único ponto. Assim, é calculada a função de avaliação para cada indivíduo da população, que é uma possível solução do problema. O melhor indivíduo de cada população é copiado para que possa ser inserido na nova população, após as operações, o que se dá o nome de elitismo. O elitismo garante que no pior caso, o melhor indivíduo da próxima geração $g + 1$ seja igual ao melhor indivíduo da geração anterior g (CALIXTO *et al.*, 2015).

Após o elitismo, os indivíduos são selecionados para a escolha dos progenitores. A seleção normalmente é realizada utilizando o valor da função de avaliação de cada indivíduo. De posse dos progenitores, realiza a primeira operação, o cruzamento, no qual os genes são recombinados entre os progenitores para gerar o novo indivíduo, na esperança que seja produzido melhor descendência. A melhor descendência indica que os novos indivíduos têm função de avaliação melhor que dos pais.

Após a aplicação do operador de cruzamento, a nova população está formada. Desta forma, aplica-se o operador de mutação nesta nova população. A mutação é a perturbação no valor do gene, alterando seu valor para mais ou para menos, dependendo da variável aleatória binária de decisão. Na sequência, o melhor indivíduo é inserido na nova população, começando novo ciclo de avaliação dos indivíduos. A Figura 3.4 apresenta o fluxograma de funcionamento do AG.

A eficiência do algoritmo genético depende da exploração de novas regiões no espaço de busca e da exploração de regiões já visitadas. O algoritmo genético inicia sua busca após definido os parâmetros interno: i) tamanho da população representado por matriz $m \times n$ na qual a matriz populacional contém m indivíduos com n genes, ii) taxa de cruzamento que é definida como o valor da probabilidade de cruzamento de dados progenitores e quanto maior a taxa, maior a inclusão de novos indivíduos na população, iii) taxa de mutação que é definida como a taxa de ocorrência da operação de mutação sobre dado cromossomo, iv) critério de parada que é o que indica quando o processo de busca deve cessar e v) o número máximo de gerações g.

O operador de cruzamento é aplicado sobre a população com o objetivo de explorar globalmente o espaço de busca (*exploration*). O operador de mutação é aplicado sobre a população com o objetivo de explorar localmente o espaço de busca (*exploitation*). Estes processos cessam ao encontrar as melhores soluções para o problema ou quando $g = g_{max}$. O algoritmo genético (AG) é parte do grupo de métodos de otimização heurística. Baseado em populações e na troca de informações entre os indivíduos, estes métodos são inspirados na teoria da evolução das espécies e aplicados na resolução de

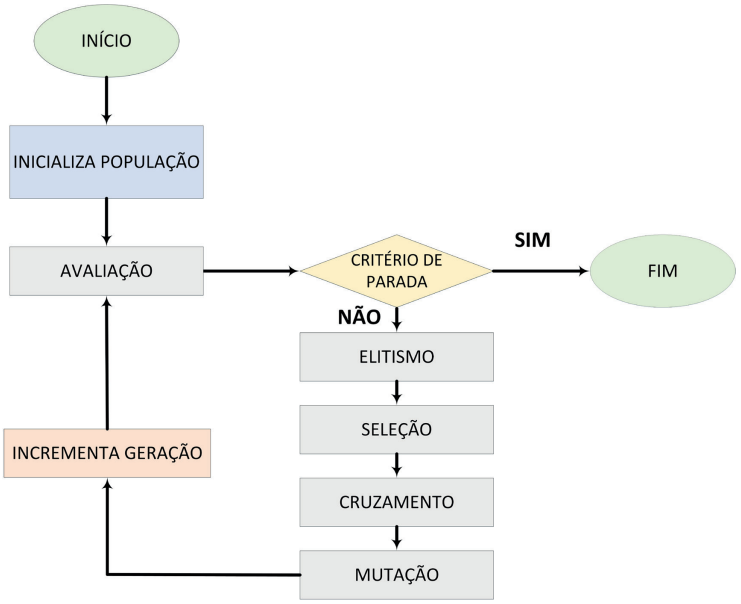


Figura 3.4: Fluxograma do funcionamento do algoritmo genético.

problemas (TONOMARU, 1995).

O algoritmo genético opera com as características: i) cada indivíduo representa possível solução para o problema, ii) grupo de indivíduos forma população e iii) a cada indivíduo é atribuído aptidão com base na função de avaliação, que corresponde ao grau de aproximação com a solução ótima ou otimizada (GOBBES CARARO; LACERDA DE SANTANA; ROQUETE DE MELO, 2014). O algoritmo genético possui métodos de seleção para privilegiar a reprodução dos indivíduos de maior aptidão. É realizada a recombinação genética, nos quais os indivíduos progenitores se combinam para dar origem à nova geração (CALIXTO, 2010; GOLDBERG, 1989).

Nos algoritmos genéticos, o cromossomo é a estrutura de dados que representa as possíveis soluções do espaço de busca do problema. Os cromossomos (indivíduo da população) são submetidos a processo que inclui avaliação, seleção, recombinação e mutação. Iniciando o algoritmo genético com a mesma população inicial e o mesmo conjunto de parâmetros, pode-se encontrar soluções diferentes para cada execução. Eles trabalham com populações de pontos, sendo a heurística de busca aplicada no espaço Ω de soluções (TONOMARU, 1995).

Ao executar o algoritmo genético a população de indivíduos, que representa o conjunto de possíveis soluções do problema, é submetida a série de transformações e operações. Cada ciclo de avaliação constitui de uma geração. Espera-se que o algoritmo genético ao fim de número máximo de gerações apresente o candidato ótimo ou que o melhor indivíduo seja a solução otimizada (LINDEN, 1992). A estrutura do algoritmo genético básico pode ser sintetizada como ilustrado na Figura 3.5.

No algoritmo genético clássico, a população inicial é gerada aleatoriamente. Em alguns casos particulares pode-se iniciar o algoritmo genético com população já evoluída ou gerada por algoritmo de inicialização em direção ao ótimo (CALIXTO, 2012). A função de avaliação é definida como a nota, a aptidão, dada para a qualidade de cada indivíduo na solução do problema. Na função de avaliação deve estar embutido todo o conhecimento que se possui sobre o problema a ser resolvido (GOLDBERG, 1989). Diferentes critérios de parada podem ser utilizados, como por exemplo, por número de

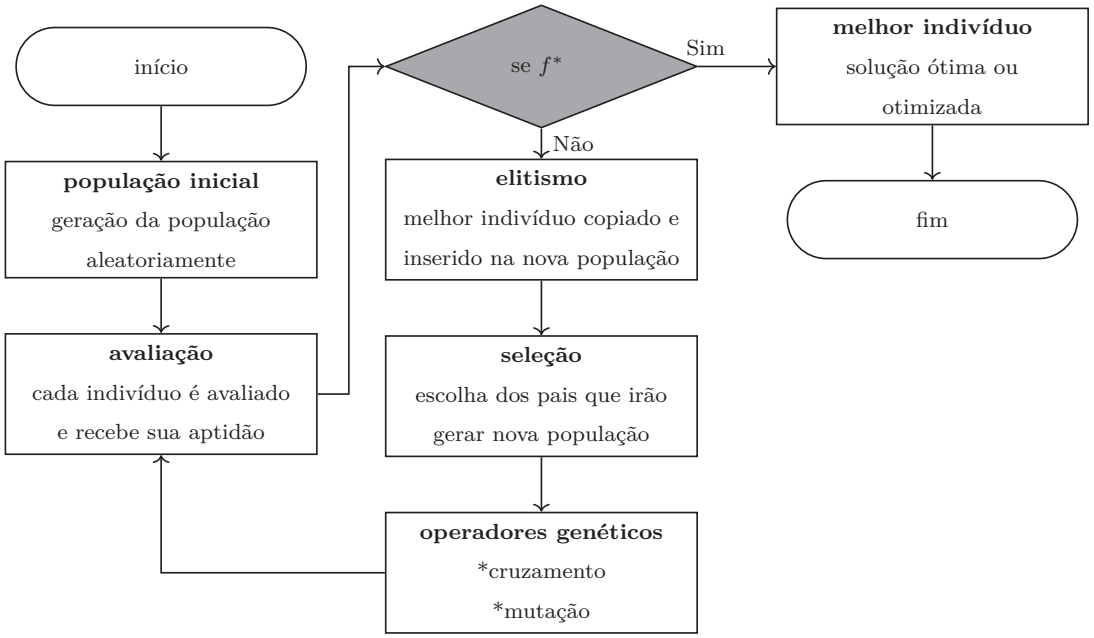


Figura 3.5: Fluxograma do algoritmo genético clássico.

gerações ou quando o valor da função de avaliação for pré definido (LINDEN, 1992). O método de elitismo previne que o melhor indivíduo não se perca, desaparecendo pela manipulação dos operadores genéticos.

O elitismo garante que o desempenho do algoritmo genético cresça no decorrer das gerações. O melhor indivíduo de cada geração não deve ser substituído junto à sua geração, mas sim passar para a próxima geração visando garantir que seus genes sejam preservados (GOLDBERG, 1989). A seleção é o processo de escolha dos progenitores. A seleção por torneio é um dos mais refinados processos de seleção, pois permite ajustar a pressão seletiva, permitindo ajustar quanto o método de seleção empregado considera o valor de avaliação dos indivíduos. A seleção por torneio é realizada em função do número de vitórias de cada indivíduo em competições contra oponentes aleatórios (indivíduos aleatoriamente escolhidos) da população, sendo que vence a competição aquele que apresentar a melhor função de avaliação (CALIXTO, 2010).

O operador de cruzamento é a combinação dos genes de dois ou mais indivíduos, permitindo que os indivíduos das gerações futuras herdem as características dos indivíduos das gerações anteriores. O conceito deste operador é a troca de informação genética entre os indivíduos. O operador de cruzamento heurístico é uns dos operadores apresentados por Gomes, Gomes, Assis *et al.* (2016), através dele gera-se novo indivíduo contendo características dos progenitores de melhor aptidão. É estabelecida a distância entre o novo indivíduo gerado (filho) e o pai de pior aptidão, assim é possível definir a característica do novo indivíduo com os pais.

O operador de mutação nos algoritmos genéticos possuem os seguintes argumentos: i) evitar a perda permanente de cromossomos, ii) manter a diversidade, ao longo da execução do algoritmo e iii) aplicar energia para retirada de ótimos locais (CALIXTO, 2012). Um dos operadores de mutação presentes na literatura é o adaptativo, que aplica a mutação nos indivíduos de forma aleatória. Com o operador de mutação adaptativo, cada indivíduo tem seu valor modificado por variável aleatória utilizando função de probabilidade de média *zero* e desvio padrão adaptável (LACERDA, 1999).

No processo de otimização, hibridizar é utilizar mais de um tipo de algoritmo de otimização no mesmo processo. Normalmente, a hibridização ocorre quando há troca de soluções entre os algoritmos. Quando se hibridiza o algoritmo determinístico com algoritmo heurístico, normalmente, inicia-se o processo com o algoritmo heurístico, que após quantidade de iterações pré determinada, passa para o algoritmo determinístico sua melhor solução. O algoritmo determinístico após cessar seu fluxo, devolve para o algoritmo heurístico sua melhor solução. Este processo é continuado até que o critério de parada seja atingido (GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016).

No caso do algoritmo genético e do método de Quase-Newton, o processo inicia-se com a geração da população inicial do algoritmo genético que após determinado número de gerações ($g_{\max}$) entrega ao método de Quase-Newton o melhor indivíduo. O método de Quase-Newton terá como estimativa inicial o melhor indivíduo do algoritmo genético, que é solução já evoluída. Quando o método de Quase-Newton cessa seu fluxo, um indivíduo da população do algoritmo genético é sorteado aleatoriamente e a solução obtida pelo método de Quase-Newton é inserida no lugar do indivíduo sorteado (CUNHA REIS, 2014). O processo de hibridização é ilustrado na Figura 3.6.

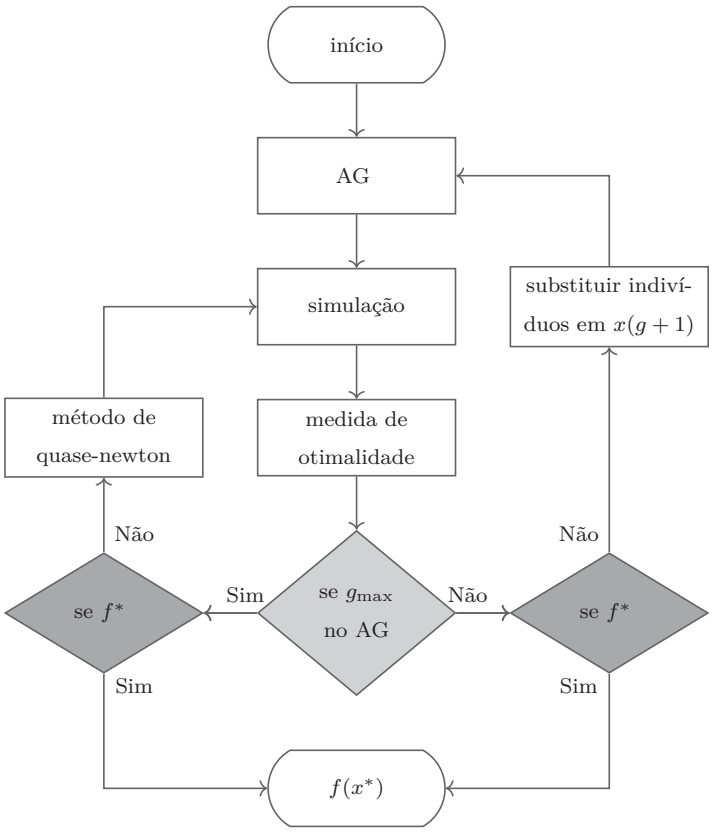


Figura 3.6: Fluxograma do processo de hibridização.

A hibridização é utilizada a fim de: i) melhorar o desempenho de técnicas já existentes e ii) melhorar a busca por soluções não encontradas pelos métodos/algoritmos separadamente. Pode-se escolher qualquer técnica para ser hibridizada, ou seja, a hibridização pode ocorrer com diversas técnicas resolvendo diversos problemas (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017).

3.4 Modelo do sistema de geração eólica

A energia eólica é definida como a energia contida nas massas de ar em movimento. O aproveitamento ocorre por meio de turbinas eólicas, que convertem a energia cinética de translação das massas de ar em energia cinética de rotação. A partir desta conversão a energia cinética de rotação é convertida em energia elétrica com o uso de geradores elétricos (HANSEN, 2008). De acordo com Hau (2013), a energia cinética E_c das massas de ar em movimento é dada por:

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot m \cdot v_v^2 \tag{3.7}$$

na qual m é a massa de ar e v_v é a velocidade do vento. A potência mecânica P_t extraída pela turbina eólica é dada por:

$$P_t = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot v_v^3 \cdot C_P(\lambda, \beta) \tag{3.8}$$

na qual ρ é a densidade do ar, A é a área varrida pelas pás da turbina, C_P é o coeficiente de potência, β é ângulo de inclinação das pás, λ é a razão de velocidade na ponta da pá a qual relaciona a velocidade da turbina ω_t com v_v dada por:

$$\lambda = \frac{R_t \cdot \omega_t}{v_v} \tag{3.9}$$

na qual R_t é raio da turbina.O valor de C_P depende do β e λ. As curvas do coeficiente de potência são obtidas experimentalmente ou por simulação pelos fabricantes de turbinas eólicas. Estas curvas influenciam no valor da potência extraída, o C_P está entre 0 e $0,59$ e este limite é conhecido como limite de Betz. O coeficiente de potência C_P é dado por:

$$C_P(\lambda, \beta) = 0,5176 \cdot (\frac{116}{\lambda_i} - 0,4 \cdot \beta - 5) \cdot e^{\frac{-21}{\lambda_i}} \tag{3.10}$$

na qual λ_i é dado por:

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{(\lambda + 0,089)} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}} \tag{3.11}$$

A Figura 3.7, adaptada de Shuangyuan Wang *et al.* (2017), ilustra a estrutura da turbina eólica de eixo horizontal (*horizontal axis wind turbine* – HAWT), o qual inclui componentes como pás, caixa de engrenagens, gerador, nacele[1], torre, sistemas de controle de orientação e do ângulo de inclinação das pás β.

A Figura 3.8, adaptada de Asghar e Liu (2017), ilustra as curvas de C_P em função de λ para diferentes valores de β, observa-se que ao incrementar o valor de β, o valor de C_P é reduzido e seu maior valor é na condição $\beta = 0°$. A potência da turbina eólica é dada por (3.8) e conhecendo a velocidade, o torque T_t imposto ao eixo do gerador é obtido por:

$$T_t = \frac{P_t}{\omega_t} \tag{3.12}$$

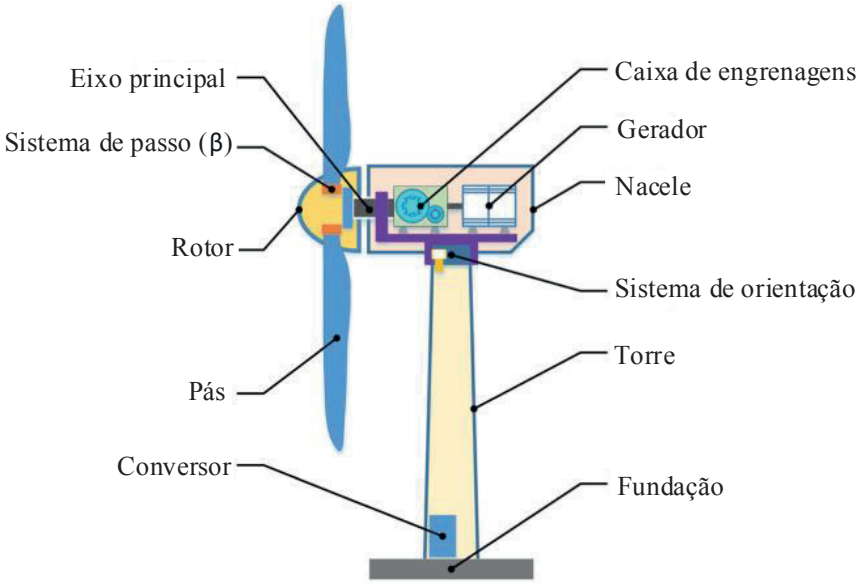


Figura 3.7: Estrutura da turbina eólica de eixo horizontal.

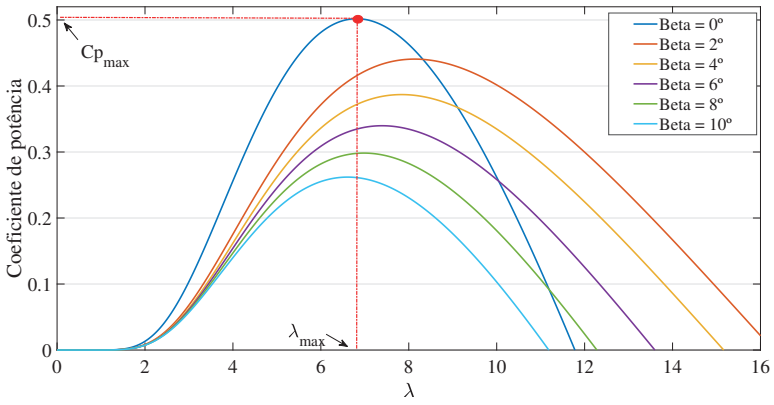


Figura 3.8: Coeficiente de potência $\times$ velocidade da ponta da pá.

Diversas tecnologias de geradores elétricos são empregadas na geração eólica, cada uma com suas próprias vantagens e desvantagens. Geralmente, estas tecnologias operam em velocidades mais altas que as turbinas eólicas convencionais. Por exemplo, o gerador de indução opera em faixa de velocidade superior à das turbinas eólicas, enquanto o gerador de ímã permanente funciona em velocidades mais baixas, porém com torque elevado. Além disto, há tecnologias de geradores que apresentam ampla faixa de velocidade de operação, como o gerador de relutância chaveado.

Devido ao fato da velocidade de rotação do rotor da turbina eólica ser geralmente baixa, quando comparada com a velocidade de sincronismo do gerador elétrico, são utilizadas caixas de engrenagem para aumentar a relação de transmissão de rotação entre o rotor da turbina e o gerador. Estas caixas funcionam como multiplicador de velocidade, existindo diversos modelos que são tradicionalmente empregados. Há por

[1] Estrutura protetora no topo da torre que abriga o gerador da turbina.

exemplo, o modelo que considera duas massas. Neste modelo uma massa representa a turbina eólica e a outra o gerador. As duas massas são conectadas por um eixo que tem sua rigidez e amortecimento modelados, como ilustrado na Figura 3.9, adaptada de Jaimes Rueda, Vaz e Mesquita (2012).

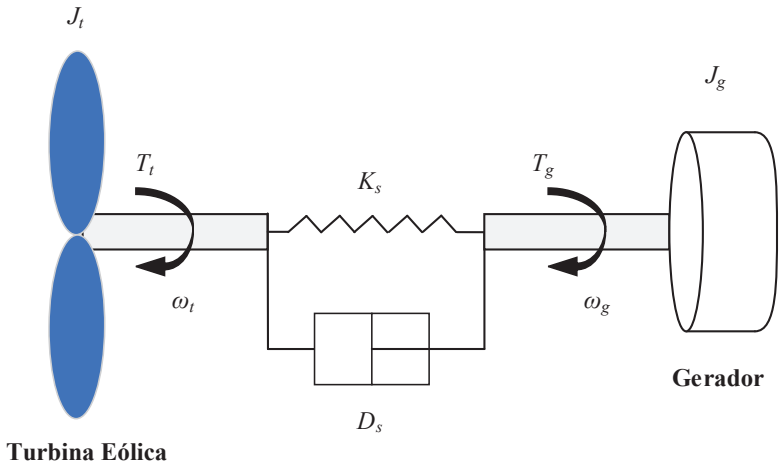
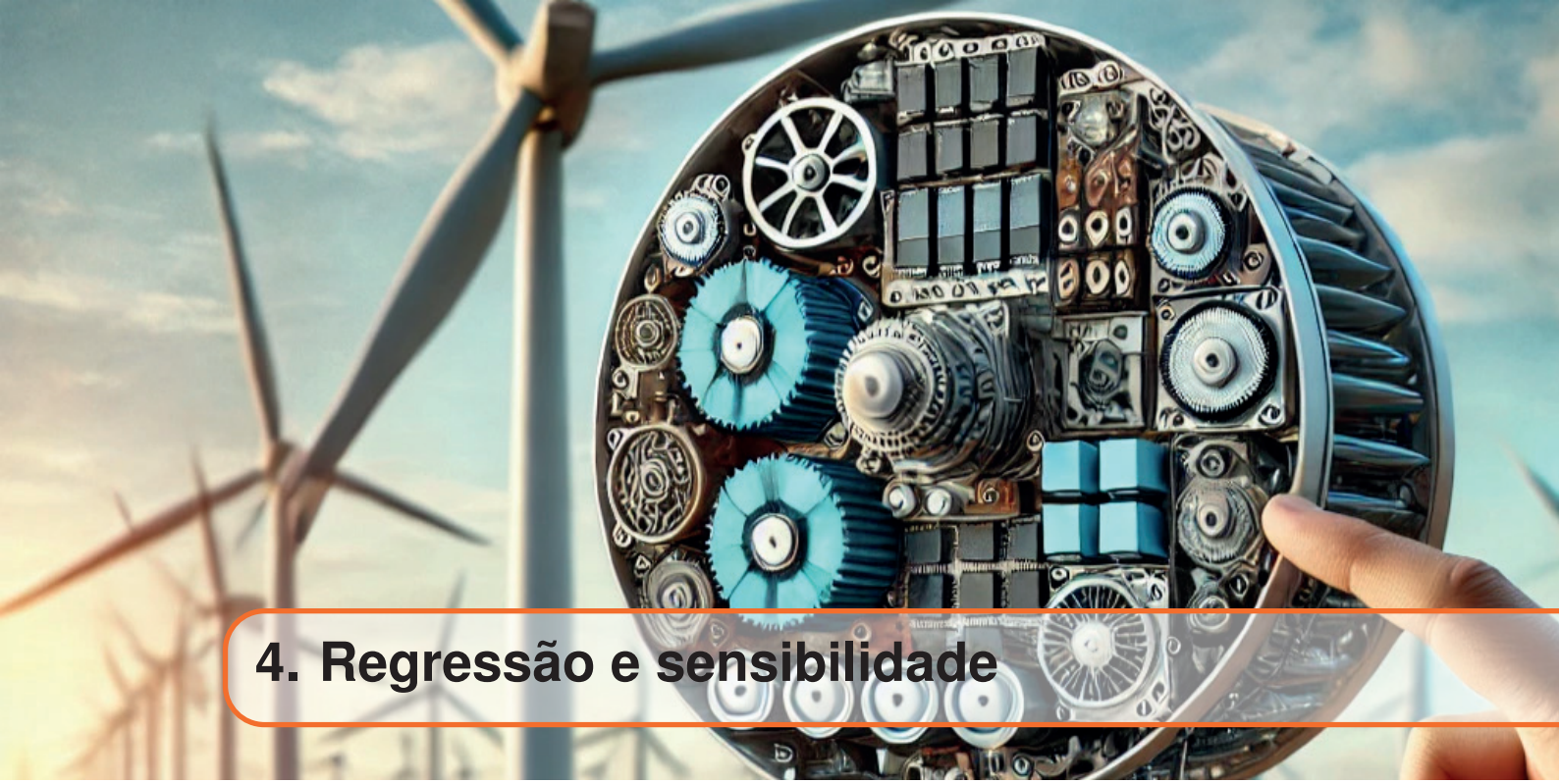


Figura 3.9: Modelo de duas massas acopladas funcionando como caixa de engrenagens.

Na Figura 3.9 T_t é o torque da turbina eólica, T_g é o torque do gerador, J_t é a inercia da turbina, J_g é a inércia do gerador, ω_t é a velocidade da turbina, ω_g é a velocidade do gerador, K_s é a rigidez do eixo e D_s é a constante de amortecimento. A caixa de engrenagem permite aumentar a relação de transmissão de rotação, transformando a velocidade de rotação do rotor em velocidade de rotação mais alta, adequada para a operação do gerador.



4. Regressão e sensibilidade

4.1 Regressão paramétrica

Existe a necessidade de expressar, por meio de funções matemáticas, modelos que representem sistemas físicos (AGUIRRE, 2004). Modelos de regressão são utilizados em diversas áreas com o intuito de expressar a relação entre variáveis de determinado sistema, algumas das aplicações são: i) estimativa de ciclo de negócios, ii) estimativas em tratamentos médicos, iii) processamento de imagens, iv) análise de estruturas de concretos, v) processamento de áudio, vi) sistemas elétricos de potência, vii) acionamentos elétricos, viii) sistemas de controle de processos, ix) entre outros (GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016; REIS, M. R. C.; ARAÚJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P., 2017).

O processo de regressão consiste no estudo da relação entre variáveis de entrada e saída, assim é possível descrevê-las com intuito de obter determinado modelo para realizar estimativas e previsões (AGUIRRE, 2004; SILVA MAGALHÃES, 2020). Geralmente testes em plantas piloto são realizados buscando encontrar o conjunto de entradas e saídas que caracterizam o sistema, visto que se desconhece o modelo, ou apenas os parâmetros, que descreva o comportamento do sistema (GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016). Isto implica em esforço que, em alguns casos, torna inviável o processo de análise do sistema por métodos convencionais (KRISHNAN, 2001; NISE; RIBEIRO, 2009).

Os sistemas reais ou simulados fornecem como resposta dados discretos, porém há necessidade de obter função matemática que descreva os dados de forma contínua (AGUIRRE, 2004). Após encontrar a expressão matemática, ou seus parâmetros, que represente o sistema, diversas análises podem ser realizadas, dentre elas a predição. A predição consiste em definir as saídas do modelo através de entradas que extrapolam as condições máxima e mínima do sistema (GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016). Neste caso, o sistema físico é limitado por alguma condição e o modelo de regressão faz a predição dos resultados além destas condições limites, garantindo a integridade do sistema físico (REIS; ARAÚJO; CALEBE A. MATIAS, 2017).

Na tentativa de solucionar problemas de simulação, os modelos numéricos computacionais podem ser utilizados. No entanto, estes modelos demandam considerável tempo

de execução, principalmente quando há características com elevada não linearidade, dificultando o processo de análise e implementação de novas técnicas para o sistema. Através da regressão é possível encontrar expressão analítica que represente o sistema real ou parte dele, substituindo no modelo a fim de reduzir o esforço computacional e aumentando a precisão dos resultados (ANDRADE; KRISHNAN, 2001b; REIS; ARAÚJO; CALEBE A. MATIAS, 2017).

As técnicas de identificação de sistemas normalmente são integradas por processos de otimização que envolvem algumas medidas para adequação de modelos matemáticos candidatos a representar o processo real, sendo que a seleção de modelos e o ajuste dos parâmetros são influenciados por diversos fatores, tais como: i) conhecimento prévio do sistema (linearidade, grau de não linearidade, atrasos); ii) propriedades do modelo (complexidade); iii) seleção da medida de erro a ser minimizada; (iv) presença de ruídos (JOHANSSON, 1993). A Figura 4.1 ilustra o digrama para o procedimento básico de identificação de determinado sistema.

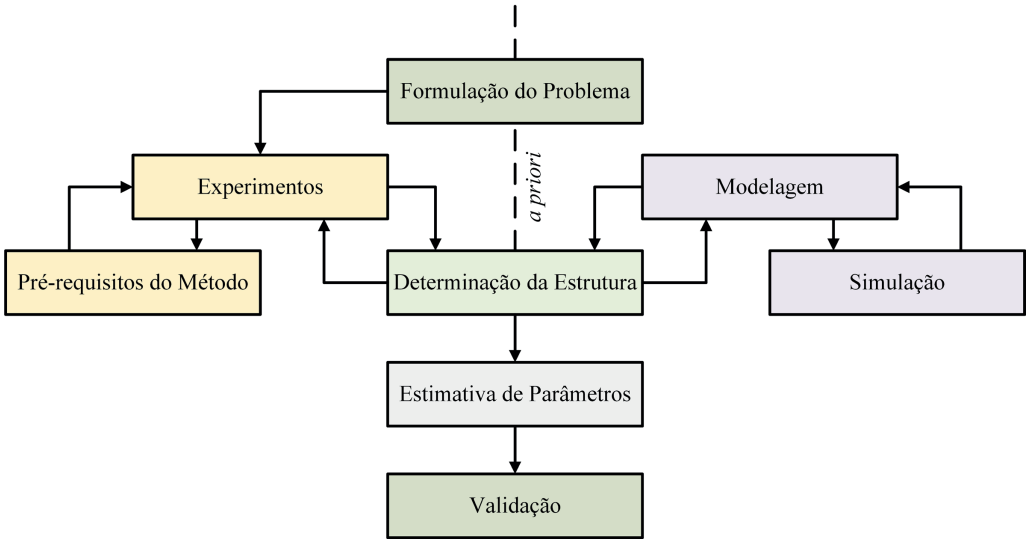


Figura 4.1: Fluxograma do procedimento para identificação de sistema.

Na Figura 4.1 é possível observar que independente da presença do conhecimento prévio sobre o sistema, a estimativa de parâmetros está presente no processo de identificação para posterior validação. Nesta etapa, é comum o emprego de técnicas de otimização de forma a se obter expressões que representem o modelo real. Como exposto por Gomes, Gomes, O. Assis *et al.* (2016), além das aproximações polinomiais comumente empregadas para representar o comportamento de determinada função ou sistema, outros tipos de aproximações podem ser empregadas como séries exponenciais e séries trigonométricas.

As séries escolhidas para representar determinado sistema a partir de dados experimentais devem ser escolhidas de acordo com o comportamento do sistema e considerando a necessidade de extrapolação da identificação além dos limites dos valores de entrada empregados no ensaio. A Figura 4.2 ilustra o processo de obtenção da expressão de determinado sistema a partir de dados experimentais.

Na Figura 4.2, os valores experimentais x são referentes às variáveis de entrada do sistema e $f_{EX}(x)$ representa a curva determinada pelos pontos obtidos experimentalmente. A expressão $f_{OT}(x)$ é a expressão otimizada de $f_{EX}(x)$, nos quais os parâmetros

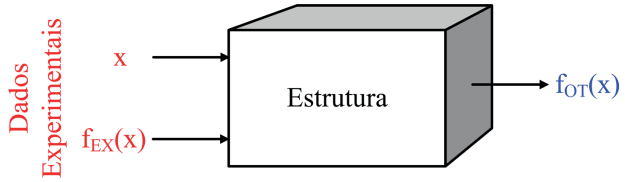


Figura 4.2: Diagrama do processo de otimização da regressão paramétrica.

da estrutrura são gerados com técnicas de otimização, de forma a se obter valores que aproximem a curva experimental da otimizada, ou seja, $f_{EX}(x) \approx f_{OT}(x)$. Esta aproximação é realizada com base na função de avaliação empregada na otimização, no qual normalmente se emprega a minização da diferença entre as curvas $f_{EX}(x)$ e $f_{OT}(x)$ (GOMES; GOMES; O. ASSIS *et al.*, 2016). Na estrutura da Figura 4.2, a funcão $f_{OT}(x)$ pode ser composta por elementos matemáticos que descrevam adequadamente o sistema, como polinômios, expressões exponencias e séries trigonométricas, tais como:

$$f_{OT} = a_0 + \sum_{i=1}^{n} a_i \cdot x^{b_i} \cdot \cos(c_i \cdot x + d_i) \cdot e^{e_i \cdot x} \tag{4.1}$$

no qual a_0, a_i, b_i, c_i, d_i e $e_i \in \mathbb{R}$. Os métodos de regressão utilizam técnicas que buscam flexibilidade e capacidade de predição. Vários trabalhos na literatura, baseiam-se em polinômios ou funções trigonométricas para aproximações de dados (AGUIRRE, 2004). Regressões por funções híbridas, polinomiais e trigonométricas, apresentam maior representatividade, superando limitações quanto à falta de periodicidade para polinomiais ou a alta periodicidade para séries trigonométricas (GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016).

O processo de regressão para identificação e ajuste do modelo que represente o sistema real, pode ser realizado de forma empírica ou otimizada. A forma empírica, conhecida na literatura como sincronização de modelo, é realizada comparando de forma intuitiva as saídas do modelo com as saídas do sistema real (ALVARADO, 2017). Já o processo de regressão de forma otimizada utiliza os dados de saída do modelo e do sistema real como métrica para o processo de otimização (REIS; ARAÚJO; CALEBE A. MATIAS, 2017). O processo de regressão é ilustrado na Figura 4.3, adaptada de Silva Magalhães (2020), em que a região compreendida pelo retângulo tracejado representa a sincronização de modelo proposta em Alvarado (2017).

Na Figura 4.3, x são as n_d entradas do sistema real e do modelo em que S_s e S_m são as saídas, respectivamente, p são os parâmetros de ajuste do modelo, com n_p parâmetros. O algoritmo de otimização ajusta os parâmetros p até que o critério de parada, com base na função de avaliação seja atingido (SILVA MAGALHÃES, 2020).

Utiliza-se a regressão paramétrica como técnica de modelagem matemática para ajuste de modelo quando há pouco ou nenhum conhecimento sobre o modelo do sistema. No processo de identificação, o modelo matemático é obtido a partir da aquisição de dados do sistema real, podendo reproduzir as características estáticas e dinâmicas (SILVA MAGALHÃES, 2020). Para utilizar a regressão no estudo de sistemas, necessita-se da modelagem matemática do sistema, de forma a implementar o simulador (AGUIRRE, 2004; GOMES; O. ASSIS *et al.*, 2017).

Mesmo em sistemas com entrada limitada e saída limitada (*bounded-input bounded-output* – BIBO), pode-se utilizar a regressão paramétrica para previsão. O sistema BIBO

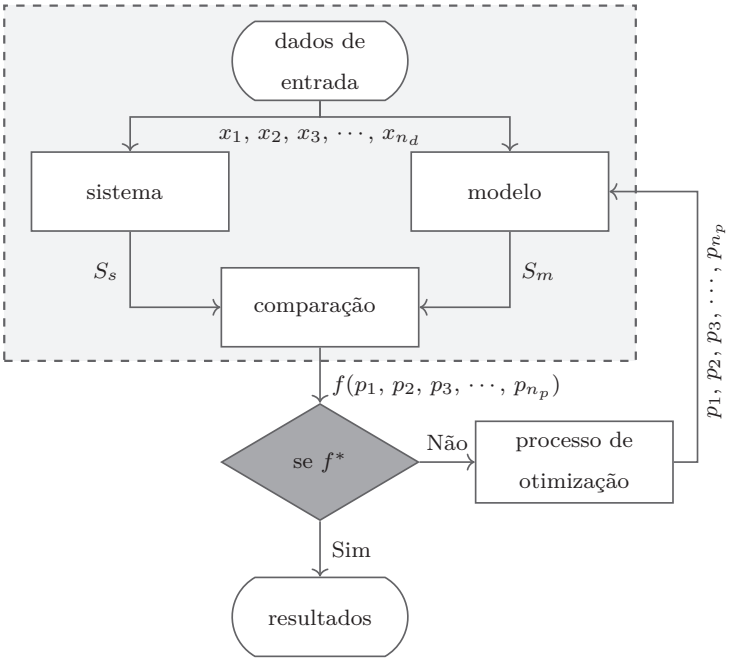


Figura 4.3: Fluxograma do processo de regressão paramétrica.

é considerado estável no caso em que a entrada de controle limitada sempre produz saída limitada (CHEN; PHAM, 2000). De acordo com Chen e Pham (2000), utilizando o espaço H_p tem-se:

$$1 \leq p < \infty : \; H_p = \left(f(t) \;\middle|\; \sqrt{\int_0^\infty \left| f(t) \right|^p \cdot dt} \right) < \infty \tag{4.2}$$

no qual $1 \leq p < \infty$ é o subintervalo dos números reais e $f(t)$ é função integrável em $1 \leq p < \infty$. Analisando-se os dados experimentais $f_{ex}(x)$ do sistema BIBO, tem-se que os dados obtidos são representados por:

$$f_{ex}(x) = f_{op}(x) + \epsilon \tag{4.3}$$

sendo que $f_{op}(x)$ representa o modelo de regressão, ϵ é o erro adicional aleatório referente ao processo que não depende de x e que a variância na saída é constante. Então $f_{op}(x)$ é o modelo de regressão que representa o sistema caso a área do erro absoluto seja reduzida ao máximo (CHEN; PHAM, 2000; REIS; ARAÚJO; CALEBE A. MATIAS, 2017). Portanto tem-se o problema de otimização representado por:

$$f(x) = \min_{x \in \Omega} \left(\int_\Omega \left| f_{op}(x) - f_{ex}(x) + \epsilon \right| \cdot dx \right) > 0 \tag{4.4}$$

em que $f_{op}(x)$ depende da base utilizada para interpolação dos dados. Para solução do problema, tem-se as teorias de interpolação sugeridas em Gomes, O. Assis *et al.* (2017), sendo um dos teoremas de interpolação a aproximação polinomial de Legendre. O espaço das funções contínuas $C_{[a,b]} \subset H_p[a,b]$ para qualquer função $f \in C_{[a,b]}$, no qual

$a, b \in \Re$, pode ser aproximada por função polinomial. Portanto pode-se então expressar qualquer função definida em f como série de potência, de acordo com:

$$\beta_1(x) = (1, p \cdot x, \ldots, p_n \cdot x^n) \tag{4.5}$$

no qual p são os parâmetros de ajuste da função e n a quantidade de bases a serem utilizadas. Os métodos padrões vão de representações polinomiais a trigonométricas, utilizando a base β_1 para a série de potência ou polinomial e a base β_2 para a série trigonométrica dada por:

$$\beta_2(x) = \left[1, \sin\left(\frac{\pi \cdot x}{p}\right), \cos\left(\frac{\pi \cdot x}{p}\right), \ldots, \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot x}{p_n}\right), \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot x}{p_n}\right)\right] \tag{4.6}$$

A aproximação dos resultados representam o sistema por meio de expressão analítica, desta forma os métodos de regressão são escolhidos de acordo com as características do problema. As bases β_1 e β_2 possuem propriedades de representação no espaço de funções contínuas no intervalo $[a, b]$. Nos casos de oscilações nos resultados, a base β_1 é insuficiente no intervalo da regressão por polinômios. Para representar as oscilações é necessário inserir as bases trigonométricas ao modelo de regressão (GOMES; O. ASSIS *et al.*, 2017).

A regressão paramétrica pode ser aplicada em modelos do tipo: i) caixa branca, ii) caixa preta e iii) caixa cinza. No modelo caixa branca é necessário conhecimento do sistema, pois a modelagem é realizada de forma conceitual (GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016). O modelo caixa preta dispõe de pouco ou nenhum conhecimento prévio do sistema, neste caso a modelagem é realizada de forma empírica ou utilizando identificação de sistemas. No modelo caixa cinza a modelagem é realizada utilizando informações que não fazem parte do conjunto de dados analisados no sistema (AGUIRRE, 2004).

4.2 Análise de sensibilidade

No estudo de sistemas, os diferentes cenários e circunstâncias trazem a necessidade de simplificar os modelos, identificar erros e, principalmente, estabelecer a relação entre as variáveis de entrada e de saída do sistema (SARAIVA *et al.*, 2017). Além das técnicas de identificação de sistemas, que permitem a obtenção de expressões que representam o comportamento dinâmico de determinado sistema, é necessário conhecer quantitativamente qual a influência das variáveis de entrada sobre as variáveis de saída do sistema. Desta forma, a análise de sensibilidade pode ser empregada, sob diferentes técnicas, para se obter os valores desta influência.

De acordo com Hamby (1994), as técnicas de análise de sensibilidade podem ser categorizadas em três grupos: i) aquelas que manipulam apenas uma variável por vez, ii) as que dependem da geração da matriz de entrada associada ao vetor de saída e iii) aquelas que requerem a partição particular do vetor de entrada baseada no vetor de saída. Dentre os métodos destacados, o método que consiste em variar apenas uma variável por vez, também conhecido como *one-at-a-time*, para o sistema de k variáveis de entrada, promove a variação em uma das variáveis de entrada enquanto $k - 1$ variáveis permanecem constantes em seus valores chamados valores de base.

A saída do sistema para os valores base de entrada é representado por β. O cruzamento do eixo das ordenadas com o eixo base β, indica a solução base como

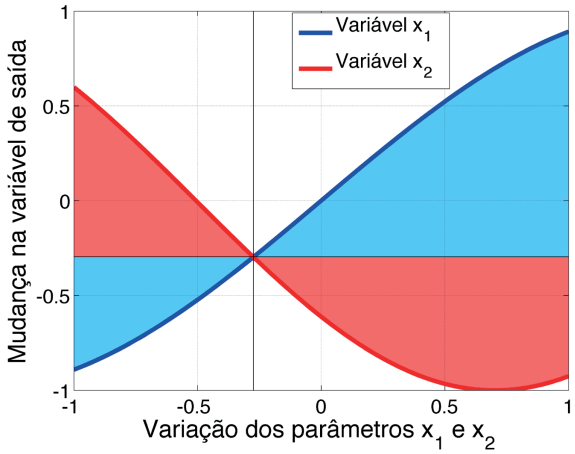


Figura 4.4: Áreas para análise de sensibilidade de parâmetros.

$\beta(x_1, x_2, \ldots, x_n)$. O eixo das abscissas apresenta a variação nos valores dos parâmetros x_i em porcentagem, originando a ilustração da Figura 4.4 para duas variáveis.

Desta forma, as variações nas entradas x_1 e x_2 estabelecem as curvas cujas áreas entre a influência da variável de entrada e o valor de β representa a sensibilidade das variáveis de entrada, ou seja:

$$S_a(x_i) = \frac{A(x_i)}{\sum_{i=1}^{k} A(x_i)} \tag{4.7}$$

no qual $S_a(x_i)$ é o índice de sensibilidade, em termo percentual, que representa a contribuição da área $A(x_i)$ do referido parâmetro de entrada, em relação à área total (SARAIVA *et al.*, 2017).

4.3 Parametrização do motor de corrente contínua

Outro estudo propõe metodologia de busca dos parâmetros desconhecidos do motor de corrente contínua (motor CC). A metodologia do estudo de Botelho *et al.* (2020) é desenvolvida a fim de encontrar os parâmetros eletromecânicos do motor CC. Os autores coletam dados experimentais do comportamento da velocidade ω, corrente de armadura do motor I_a e força eletromotriz induzida E_g ao longo do tempo t. Neste caso, o modelo matemático do motor CC é conhecido e dado por:

$$\left.\frac{\omega(s)}{V_a(s)}\right|_{T_l=0} = \frac{K_t}{L_a \cdot J \cdot s^2 + (L_a \cdot B + R_a \cdot J) \cdot s + R_a \cdot B + K_t \cdot K_v} \tag{4.8}$$

sendo que:

$$I_a(s) = \frac{V_a - L_a \cdot I_a \cdot s - E_g}{R_a} \tag{4.9}$$

e,

$$E_g(s) = K_v \cdot \omega \tag{4.10}$$

no qual R_a, L_a, K_t, K_v, B e J são parâmetros eletromecânicos que definem o comportamento do motor CC, os quais normalmente são obtidos através de ensaios em laboratório. No estudo de Reis, Araújo e Calebe A. Matias (2017), aplica-se ao sistema e ao modelo entrada V_a e observa-se as saídas ω, I_a e E_g, de modo que o algoritmo de regressão compare as saídas e ajuste os parâmetros eletromecânicos no modelo do motor CC.

IV Quarta Parte

5 Aplicações 81

5.1 Projeto e desenvolvimento da plataforma experimental
5.2 Elaboração e validação do modelo computacional
5.3 Resultados obtidos pelo modelo computacional
5.4 Perfil não linear de indutância por regressão paramétrica
5.5 Projeto e construção do sistema de detecção indireta de conjugado
5.6 Resultados proporcionados pelo circuito de detecção de conjugado
5.7 Otimização do ângulo de desligamento das fases
5.8 Análise de sensibilidade no acionamento e controle do gerador
5.9 Superfícies para otimização do ângulo de desligamento
5.10 Controle de velocidade com ângulos de chaveamento fixos
5.11 Controle de velocidade com tensão de excitação fixa
5.12 Controle de velocidade com ângulos de chaveamento dinâmicos
5.13 Estudos de Casos
5.14 Validação das técnicas de acionamento e controle em bancada
5.15 Construção do modelo da turbina proposta
5.16 Busca do ponto da máxima potência
5.17 Simulação do acoplamento turbina-gerador
5.18 Processo de otimização aplicada
5.19 Rastreador de θ_{off} para o modelo com excitação independente
5.20 Gerador de relutância chaveado autoexcitado

Bibliografia 165

Livros
Artigos
Conferências
Teses e Dissertações
Relatórios Técnicos



5. Aplicações

5.1 Projeto e desenvolvimento da plataforma experimental

Para melhor análise do comportamento da máquina a relutância chaveada, operando como motor, é necessária a aplicação de conjugado mecânico em seu eixo, possibilitando análise do comportamento durante o acionamento e controle. O sistema ilustrado na Figura 5.1 representa o MRC, de três enrolamentos $\varsigma' = 3$ com 6 polos no estator e 4 no rotor (6×4), acoplado à máquina de indução trifásica (MIT) que, neste caso, opera como freio eletromagnético (KRISHNAN, 2001; RASHID, 1999).

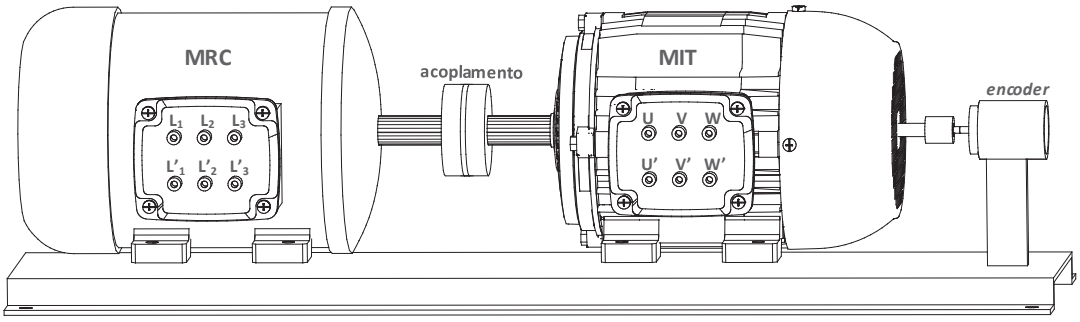


Figura 5.1: Motor a relutância chaveado associado à máquina de indução trifásica.

As nomenclaturas L'_1, L'_2, L'_3 e L''_1, L''_2, L''_3 representam os terminais dos enrolamentos ς do MRC e U, V, W, U', V' e W' representam os terminais dos enrolamentos da MIT. Para o funcionamento do MRC, é necessário conhecer a posição rotórica θ para acionar as bobinas em instantes em que o comportamento da indutância de fase é crescente, proporcionando conjugado positivo (motor). Para obter a informação de θ utiliza-se medições diretas ou indiretas (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006; SILVEIRA, 2008). Para a medição direta utiliza-se *encoder* óptico absoluto (KRISHNAN, 2001).

A máquina de relutância chaveada utilizada neste estudo foi projetada e construída

no trabalho de Wanderson Rainer H. Araújo (2006), no qual a máquina foi acionada e controlada como motor, visando a minimização das oscilações de conjugado. A operação da máquina de relutância chaveada como gerador (GRC - Gerador a Relutância Chaveado) requer a aplicação de potência mecânica externa por máquina primária, a qual aplica ao eixo do GRC o conjugado mecânico externo T_M. A Figura 5.2 ilustra o diagrama do conjunto GRC e máquina primária para acionamento do gerador.

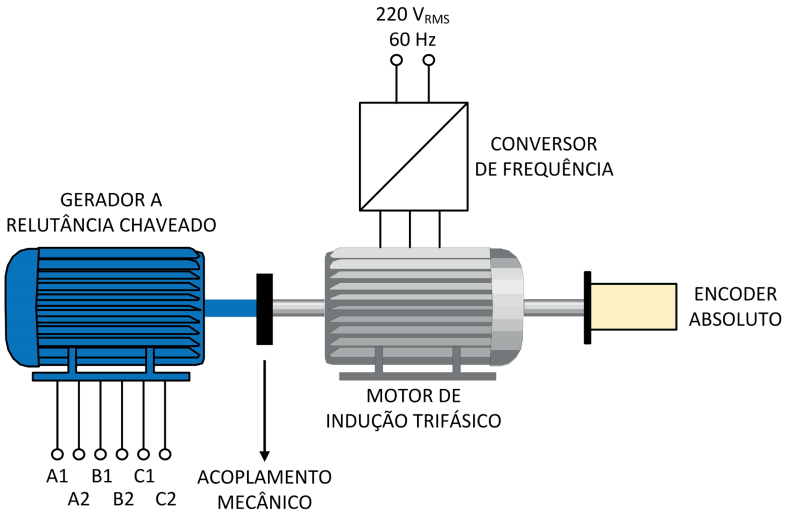


Figura 5.2: Integração entre o GRC e a máquina primária para fornecimento de conjugado externo.

O conjunto ilustrado na Figura 5.2 é integrado por um motor de indução trifásico (MIT), o qual fornece conjugado externo ao eixo do GRC. Esta máquina primária é alimentada por conversor de frequência de forma a proporcionar o acionamento em várias velocidades, possibilitando observar o comportamento do GRC perante a variações de velocidade, ou seja, o conjunto MIT e conversor de frequência representa o papel da turbina eólica para fornecimento de potência mecânica para o GRC. O acoplamento mecânico entre as máquinas necessita do emprego de sensor de posição. Isto é realizado integrando o encoder absoluto, pois, o acionamento do GRC possui dependência com a posição angular instantânea do rotor θ, como expresso em (2.1) e na Figura 2.4. O acoplamento do GRC, MIT e encoder é ilustrado na Figura 5.2.

Na Figura 5.2, os terminais do GRC ilustrados como A1, A2, B1, B2, C1 e C2 correspondem aos terminais das três bobinas do gerador, por se tratar de máquina de topologia 6×4. Estas bobinas devem ser energizadas nos instantes adequados de forma a permitir a magnetização das mesmas e, em seguida, energizar a carga conectada aos terminais do gerador durante a etapa de desmagnetização. Este processo é permitido com o emprego do conversor de potência, ilustrado nas Figura 2.5, Figura 2.6 e Figura 2.8. A Figura 5.3 ilustra a integração do conversor de potência ao conjunto GRC, MIT e encoder ilustrado na Figura 5.2, no qual V_1 e V_2 são a tensão de excitação e a tensão de saída sobre a carga, respectivamente.

O conversor de potência a ser desenvolvido é o conversor AHB. Porém, deseja-se construir o conversor que permita a manipulação da plataforma experimental minimizando a necessidade de alterações de hardware para diferentes tipos de ensaio. Para se alcançar este objetivo, desenvolve-se o conversor ilustrado na Figura 5.4.

O conversor AHB da Figura 5.4 está integrado com três relés. Estas chaves eletro-

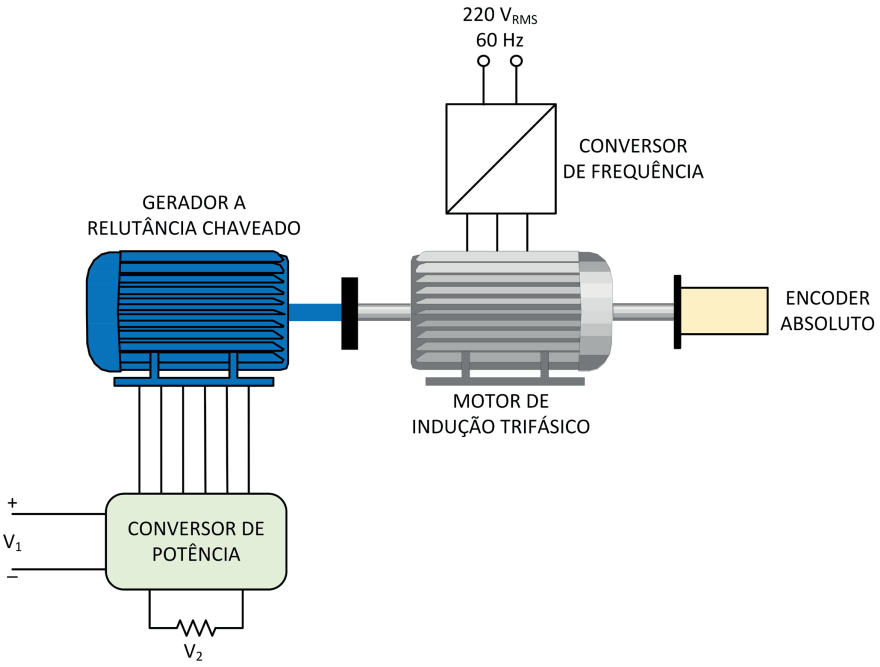


Figura 5.3: Integração entre o conversor de potência e o GRC.

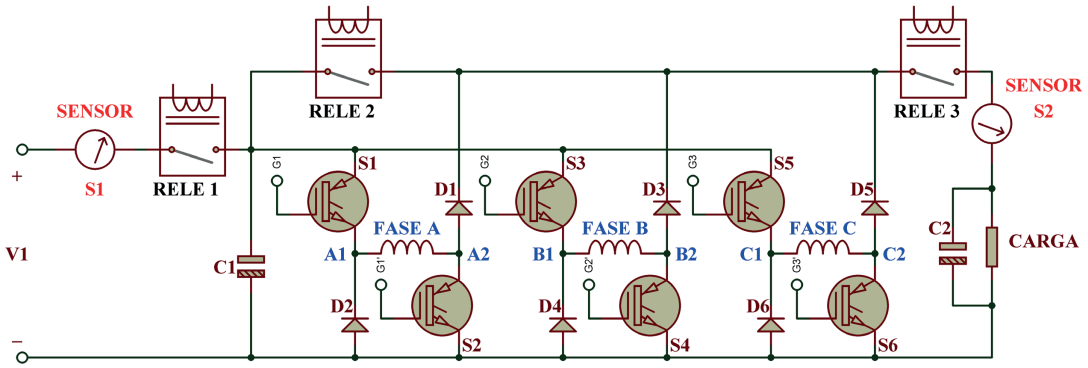


Figura 5.4: Conversor de potência para excitação do GRC.

mecânicas são inseridas no circuito do conversor de forma a permitir que o mesmo seja reconfigurado para acionamento da máquina de relutância como motor ou como gerador, sem necessidade de alteração na plataforma experimental, pois o próprio controlador do sistema efetua o fechamento dos relés para configuração do conversor, visando o acionamento desejado. Na Figura 5.4, os medidores indicados como SENSOR S1 e SENSOR S2 são conjuntos compostos por sensores de tensão e de corrente, ambos de efeito *Hall*. Estes sensores têm como função mensurar a tensão e a corrente de entrada (excitação) do gerador, bem como a tensão e a corrente de saída, sobre a carga, pois tais medições são necessárias para obtenção do rendimento do GRC.

A metodologia é construída com o desejo de implementar o controle de potência do GRC empregando como variável manipulada a tensão de excitação V_1. Desta forma,

há a necessidade de desenvolvimento do conversor que permita a aplicação de tensão CC variável ao barramento de excitação do conversor AHB. Este segundo circuito é o conversor $CA - CC$ controlado, formando o conjunto ilustrado na Figura 5.5.

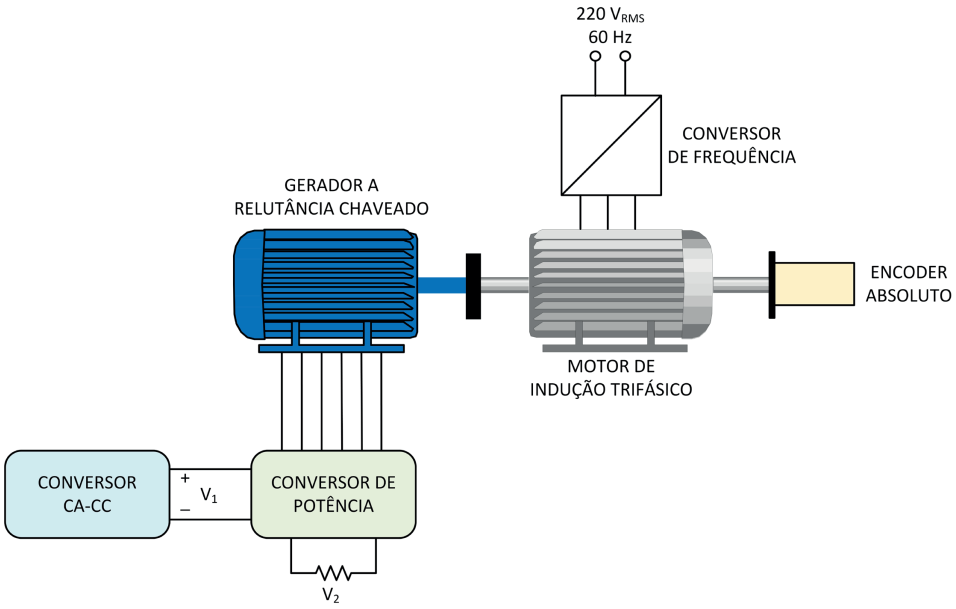


Figura 5.5: Integração do conversor CA-CC ao conjunto experimental.

O conversor CA-CC é conectado à rede trifásica para tornar possível a tensão CC de saída com ampla faixa de valores, facilitando a observação do comportamento do gerador para diferentes valores de tensão de excitação. Além disto, o conversor poderá aplicar aos terminais do GRC valores de tensão que possa levar o gerador à saturação do núcleo, proporcionando avaliar o comportamento do rendimento do GRC para esta situação. O conversor CA-CC é ilustrado na Figura 5.6.

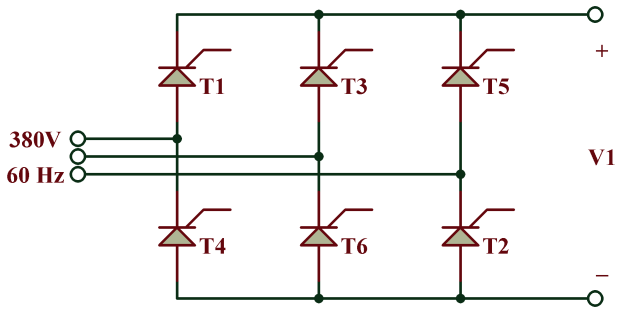


Figura 5.6: Conversor $CA - CC$ controlado para excitação do gerador.

O conjunto experimental também será integrado por controlador para acionamento e controle do GRC. Este controlador será empregado para o correto chaveamento do conversor AHB e do conversor CA-CC para excitação controlada do GRC. Este conjunto permitirá avaliar o comportamento da excitação do GRC de forma a permitir estudos de

integração do gerador com painéis solares fotovoltaicos para excitação. A Figura 5.7 ilustra a integração do controlador ao conjunto e o panorama geral da plataforma experimental.

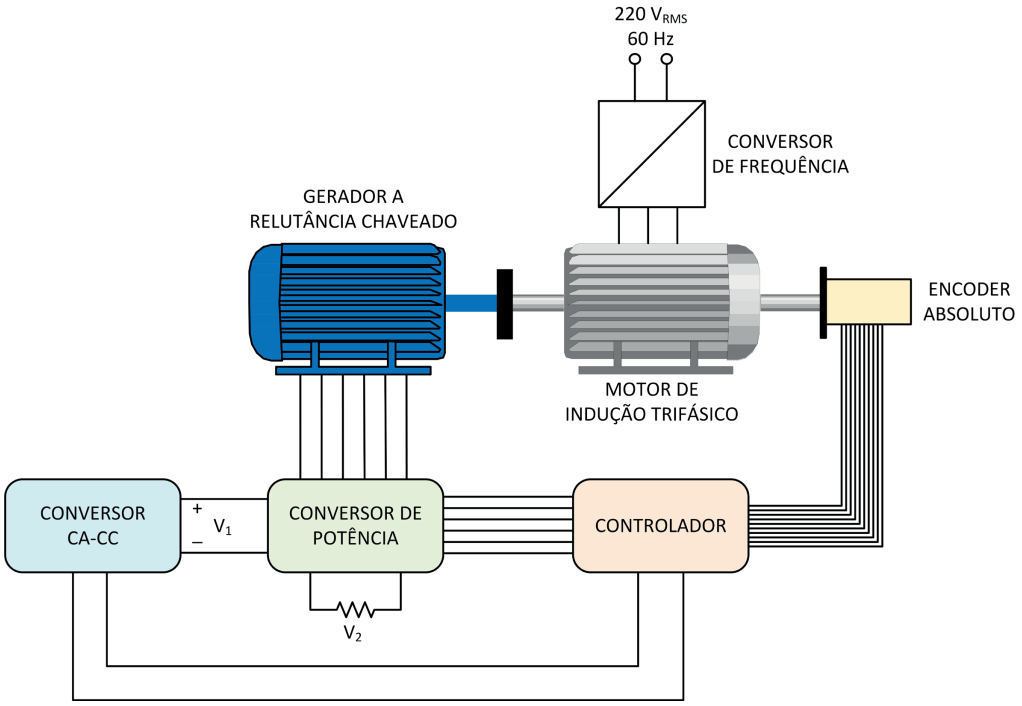


Figura 5.7: Integração do controlador ao conjunto experimental.

Para o acionamento e controle do MRC é necessário produzir corrente contínua ajustável, a fim de alterar os valores da tensão de excitação aplicada aos terminais L'_1, L'_2, L'_3 e L''_1, L''_2, L''_3. Em acionamentos elétricos, os conversores de potência com retificadores controlados são utilizados para obter tensão em corrente contínua (CC) ajustável a partir de tensão em corrente alternada (CA) constante (RASHID, 1999; SILVA, W. G. da, 1999). Desta forma, o retificador trifásico totalmente controlado (RTTC) é projetado, permitindo obter ampla faixa de tensão de excitação em corrente contínua V_{exc} para o acionamento do MRC. A Figura 5.8 ilustra o conversor CA-CC e os respectivos instrumentos para medir os parâmetros elétricos.

As fases R, S e T representam a rede elétrica da concessionária de energia, de T_1 a T_6 representam as chaves retificadoras controladas de silício (*Silicon Controlled Rectifier* – SCR), F_1 é o fusível de proteção contra surtos de corrente elétrica, C_1 é o capacitor de filtragem dos *ripples* da tensão retificada produzida pelo conversor, V_{exc} e I_{exc} são a tensão de excitação e a corrente de excitação medidas, respectivamente, através dos sensores de efeito *hall*. O circuito de disparo das chaves eletrônicas de T_1 a T_6, conectado aos gatilhos G_{T_1} a G_{T_6}, é descrito em Cunha Reis (2014). Assim, o conversor fornece tensão em corrente contínua para ser aplicada nas bobinas do MRC através do conversor *half-bridge*.

O conversor de potência *half-bridge* aplica tensão CC nas bobinas do MRC, nos instantes que a derivada da indutância é positiva, desta forma há produção de conjugado positivo (motor). Para operação como gerador aplica-se tensão CC nas bobinas nos instantes que a derivada da indutância é negativa, produzindo conjugado negativo. Considerando o MRC de três fases $\varsigma' = 3$ e tendo como base a Figura 2.9, o conversor

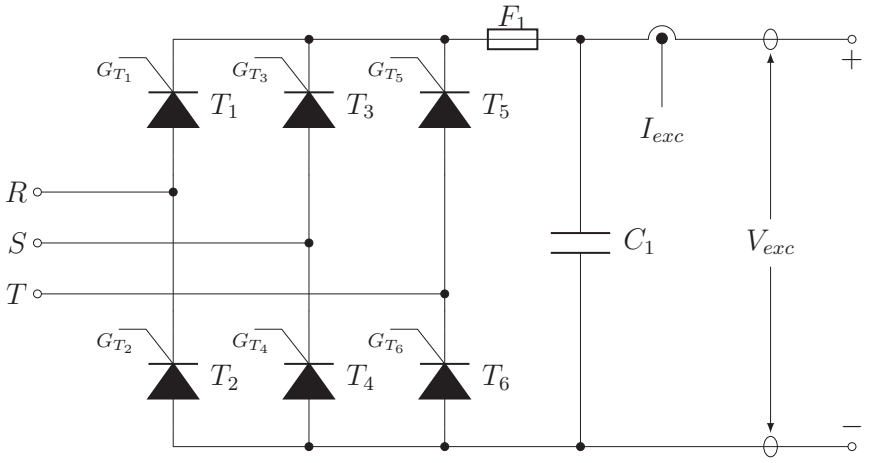


Figura 5.8: Convesor CA-CC para produção da tensão de excitação nas bobinas do motor a relutância chaveado.

de potência *haf-bridge* para acionamento do MRC trifásico é apresentando na Figura 5.9.

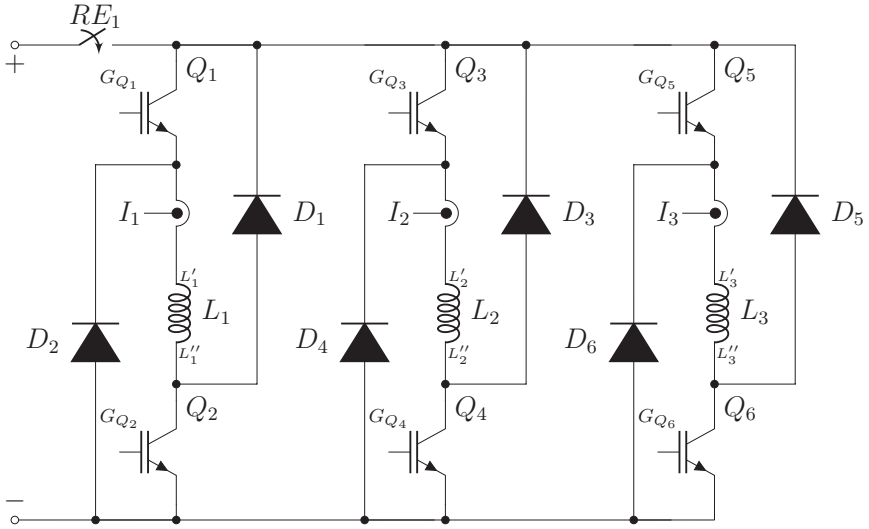


Figura 5.9: Conversor *half-bridge* para acionamento do motor a relutância chaveado de três fases, $\varsigma' = 3$.

O conversor *half-bridge* possui circuito de disparo conectado aos gatilhos G_{Q_1} a G_{Q_6} descrito em Wanderson Rainer Hilário de Araújo (2006) e Silveira (2008). Assim, tem-se RE_1 representando o relé de conexão do conversor *half-bridge* no conversor de potência RTTC. Os terminais das bobinas do motor a relutância chaveado L'_1, L'_2, L'_3 e L''_1, L''_2, L''_3 são conectados no conversor *half-bride*, de acordo com a Figura 5.9 e os sensores de corrente de efeito *hall* são representados pelos sinais de leitura I_1, I_2 e I_3. As chaves eletrônicas representadas por Q_1 a Q_6 são transístores bipolares de portas isoladas (*Insulated Gate Bipolar Transistor* – IGBT) e os diodos representados por D_1 a D_6 são diodos de silício com recuperação rápida (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006).

A Figura 5.10 ilustra o sistema de acionamento e controle do MRC, composto por: i) conversor de potência CA-CC do tipo RTTC, ii) conversor de potência CC-CC do tipo *half-bridge*, iii) circuito de disparo dos conversores de potência descritos em Cunha Reis

(2014) e Wanderson Rainer Hilário de Araújo (2006), iv) *encoder* óptico absoluto para medição direta da posição instantânea do rotor, v) instrumentos para medição de tensões e correntes elétricas por efeito *hall* e vi) sistema estimador de torque mecânico do MRC.

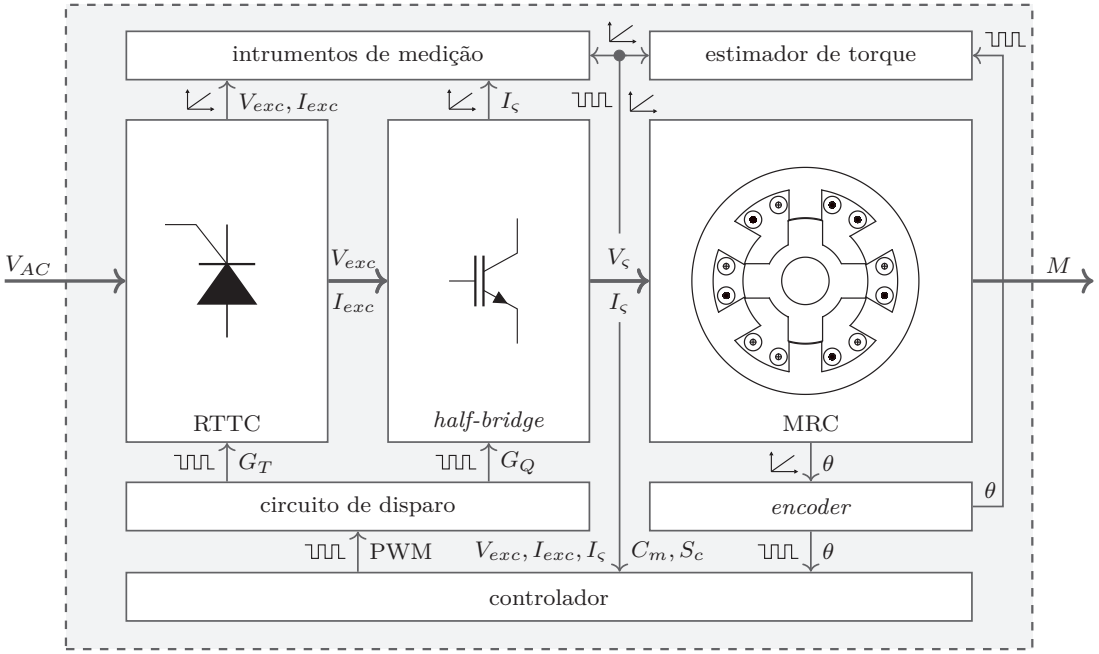


Figura 5.10: Diagrama de blocos do sistema de acionamento e controle do motor a relutância chaveado.

A tensão em corrente alternada V_{CA} é aplicada ao conversor CA-CC (bloco **RTTC** da Figura 5.10), desta forma a tensão V_{exc} é destinada à excitação das bobinas do MRC através do conversor *half-bridge*. O conversor de potência *half-bridge* aplica pulsos de tensão V_ς em cada bobina do MRC, de acordo com a técnica de chaveamento *soft chopping* descrita em Wanderson Rainer Hilário de Araújo (2006). O *encoder* gera sinais digitais relacionados à posição instantânea do rotor θ, sendo recebidos e interpretados pelo controlador do sistema (bloco **controlador** da Figura 5.10).

O controlador aplica sinais modulados por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM) ao circuito de disparo dos conversores de potência CA-CC e *half-bridge* (bloco **circuito de disparo** da Figura 5.10). Para a operação do conversor CA-CC, o circuito de disparo aplica pulsos de corrente nos terminais de G_{T_1} a G_{T_6} das chaves SCR (veja Figura 5.8). Desta forma, a tensão de excitação V_{exc} é ajustada de acordo com o desejado. Para a operação do conversor *half-bridge*, o circuito de disparo aplica pulsos de tensão nos terminais de G_{Q_1} a G_{Q_6} das chaves IGBT (veja Figura 5.9). Assim, a tensão de excitação V_{exc} é aplicada aos terminais L'_1, L'_2, L'_3 e L''_1, L''_2, L''_3 de cada bobina ς de acordo com a posição rotórica θ.

Ainda na Figura 5.10, os instrumentos de medição são compostos de sensores de tensão e corrente por efeito *hall* que produzem sinais analógicos adequados aos níveis de tensão dos circuitos digitais presentes nos sistema. O estimador de conjugado mecânico C_m é composto por microcontrolador que recebe os sinais dos sensores: i) correntes das bobinas I_ς e ii) posição do rotor θ. Desta forma, realiza-se o cálculo do conjugado mecânico C_m de acordo com (2.7) e o resultado é enviado através de sinal PWM ao controlador do sistema.

São enviados e recebidos sinais de sincronia e controle S_c, entre o estimador de

torque e o controlador do sistema. As informações de tensão elétrica V_{exc}, correntes elétricas I_{exc}, I_ς, velocidade do rotor ω, posição do rotor θ, conjugado mecânico C_m entre outras informações relacionadas ao processamento e a comunicação dos dispositivos, são armazenados no conjunto de dados representados por M.

A máquina de indução trifásica (MIT) acoplada ao eixo do MRC opera como freio eletromagnético, auxiliando na simulação de diferentes comportamentos de cargas mecânicas e possibilitando as análises das técnicas de acionamento e controle considerando perturbações no sistema. A MIT possui três bobinas idênticas e associadas em paralelo na qual é aplicada corrente contínua em seus terminais, gerando campo magnético constante no estator. O rotor é induzido gerando campo magnético oposto ao do estator, fazendo a MIT operar como freio eletromagnético. O circuito de aplicação da corrente CC nos terminais da MIT é ilustrado na Figura 5.11.

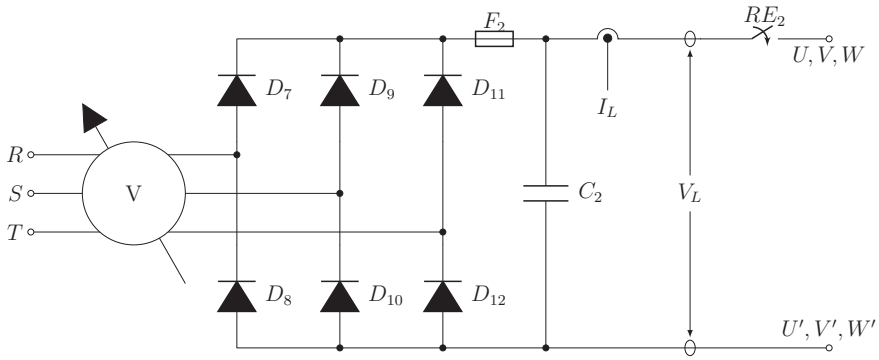


Figura 5.11: Convesor CA-CC para produção de campo magnético constante na máquina de indução trifásica.

No caso da Figura 5.11, é utilizado retificador trifásico não controlado (RTNC) como conversor CA-CC para aplicação de corrente constante nas bobinas da MIT. A corrente CC é regulada através de autotransformador ajustável conectado à rede elétrica. O circuito do freio eletromagnético é composto por RE_2, representando o relé de conexão do conversor CA-CC às bobinas da MIT, de D_7 a D_{12} são os diodos de silício retificadores, F_2 é o fusível de proteção contra surtos de corrente elétrica, C_2 é o capacitor de filtragem dos *ripples* de tensão retificada do conversor, V_L e I_L são a tensão e corrente medidas, respectivamente, através de sensores de efeito *hall*.

A bancada construída é genérica para que a máquina a relutância chaveada possa operar como motor ou gerador. Desta forma, a máquina de indução trifásica (MIT) com rotor em gaiola foi acoplada ao eixo do MRC. Quando a máquina a relutância chaveada é acionada como gerador a MIT opera como motor, quando a máquina a relutância chaveada é acionada como motor a MIT opera como freio eletromagnético. O acoplamento realizado é de fácil manutenção e o MRC utilizado pode ser retirado e substituído por outro modelo de MRC.

Neste livro, a máquina a relutância chaveada opera como motor. O MRC utilizado foi projetado utilizando método de elementos finitos e fabricado manualmente por Wanderson Rainer Hilário de Araújo (2006). Os parâmetros eletromecânicos são apresentados na Tabela 5.1. Estes parâmetros sãos necessários no modelo computacional. A Figura 5.12 apresenta a bancada construída e os equipamentos utilizados estão descritos em: Wanderson Rainer Hilário de Araújo (2006), Cunha Reis (2014) e Silveira (2008).

O conversor CA-CC do tipo retificador trifásico totalmente controlado (RTTC) e o circuito de disparo apresentados na Figura 5.12, foram construídos de acordo com os

Tabela 5.1: Parâmetros do motor a relutância chaveado utilizado neste livro.

Parâmetro	Valor
Número de fases $[fases]$	3
Número de polos no estator $[polos]$	6
Número de polos no rotor $[polos]$	4
Resistência de fase $[\Omega]$	$3,25$
Inércia $[(N \cdot m \cdot s^2)/rad]$	$5,897 \cdot 10^{-2}$
Atrito viscoso $[(N \cdot m \cdot s)/rad]$	$1,176 \cdot 10^{-3}$
Tensão de operação $[V]$	180
Corrente de operação $[A]$	$3,20$
Indutância com rotor alinhado $[mH]$	255
Indutância com rotor desalinhado $[mH]$	32

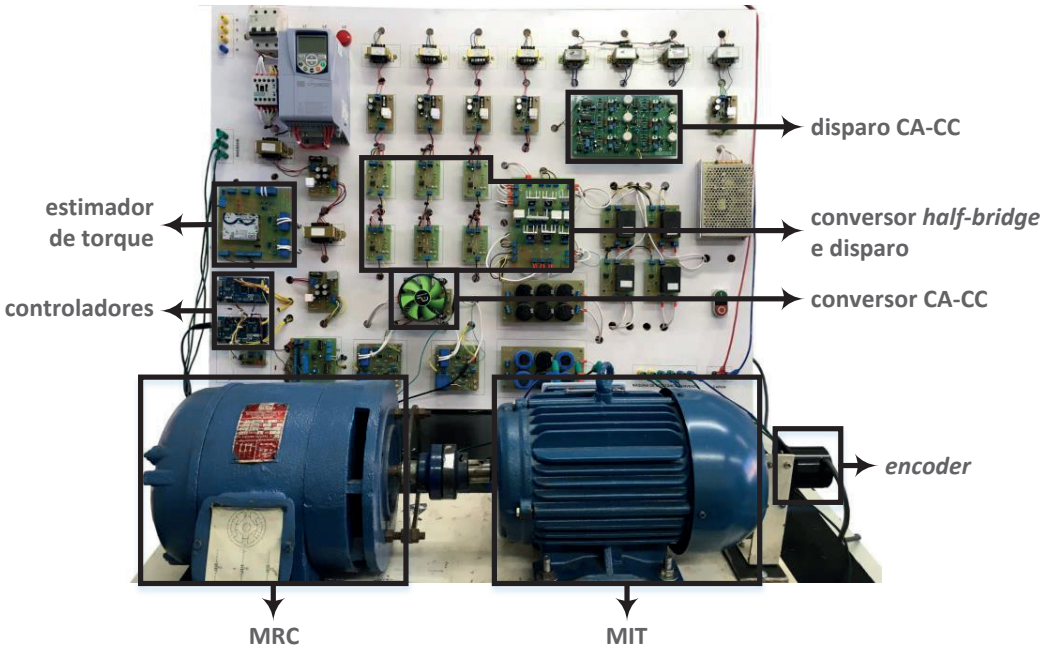


Figura 5.12: Bancada construída para acionamento da máquina a relutância chaveada.

esquemáticos elétricos descritos em Cunha Reis (2014). O RTTC foi utilizado como fonte de corrente contínua ajustável conectada no conversor *half-bridge*. As chaves eletrônicas T_1 a T_6 ilustradas na Figura 5.8 são do tipo SCR SK70DT08 com tensão e corrente de operação de $800V$ e $68A$, respectivamente (SEMIKRON, 2014). O filtro capacitivo C_1 ilustrado na Figura 5.8 é do tipo eletrolítico com capacitância equivalente a $2800\mu F$ capaz de suportar tensão de até $1000V$.

O conversor *half-bridge* da Figura 5.12 foi construído de acordo com as descrições de funcionamento e projeto apresentadas por Wanderson Rainer Hilário de Araújo (2006). O conversor *half-bridge* possui chaves eletrônicas Q_1 a Q_6 ilustradas na Figura 5.9 do tipo IGBT IGR4PC50W com tensão e corrente de operação de $600V$ e $27A$, respectivamente (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2018). Os diodos D_1 a D_6 ilustrados na Figura 5.9 são do tipo ultra rápido MR1560 com tensão e corrente de operação de $600V$ e $25A$, respectivamente (SIRECTIFIER, 2018). O circuito de disparo das chaves eletrônicas IGBT IGR4PC50W do conversor *half-bridge* foi construído de acordo com o projeto desenvolvido por Wanderson Rainer Hilário de Araújo (2006) e Viajante (2013a).

A bancada de acionamento e controle do MRC, apresentada na Figura 5.12, possui instrumentos de medição que são constituídos por sensores de efeito *hall* para medição de tensão e corrente. O sensor *hall* de tensão é do tipo LV-20P e é capaz de medir até $500V$ e o sensor *hall* de corrente do tipo LA-55P é capaz de medir até $50A$ (LEM, 2014). Estes sensores possuem como saída sinal de tensão instantânea proporcional à tensão e corrente de entrada medidas, respectivamente. O sinal de saída do sensor *hall* é ajustável e conectado ao filtro *butterworth* de segunda ordem, para cálculo do valor médio do sinal medido. Os esquemáticos elétricos das conexões dos sensores *hall* e do filtro *butterworth* de segunda ordem são os mesmos descritos por Cunha Reis (2014). Desta forma, é possível medir a tensão e a corrente média e instantânea de excitação, V_{exc} e I_{exc}, e as correntes elétricas médias e instantâneas nas bobinas do MRC, I_1, I_2 e I_3.

O estimador de torque da Figura 5.12 possui circuito composto por placa de prototipagem Arduino Due composta por processador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 com frequência de processamento de $84MHz$ (ARDUINO, 2018a). O estimador de torque recebe os sinais instantâneos e médios referentes às medições das correntes elétricas nas bobinas e posição rotórica do MRC. A medição da posição rotórica é realizada através do *encoder* absoluto E6CP-AG5C de $10bits$ (OMROM INDUSTRIAL AUTOMATION, 2018). A placa de prototipagem Arduino DUE realiza o cálculo do conjugado mecânico instantâneo utilizando (2.7) e envia o resultado do cálculo por sinal analógico para o controlador do sistema.

O controlador do sistema é constituído por duas placas de prototipagem Arduino Mega 2560, que se comunicam entre si através do barramento serial, como apresentadas na Figura 5.12. Uma placa de prototipagem Arduino Mega 2560 é dedicada à lógica de chaveamento para acionamento do MRC e a outra é dedicada às medições das variáveis eletromecânicas, ao controle de velocidade e à comunicação com o sistema supervisório desenvolvido **no computador**. A placa de prototipagem Arduino Mega 2560 é composta por processador ATmega2560 com frequência de processamento de $16MHz$ (ARDUINO, 2018b).

O conversor de potência para a aplicação de corrente contínua no freio eletromagnético é do tipo retificador trifásico não controlado (RTNC), como ilustrado na Figura 5.11. Este conversor foi construído de acordo com o esquemático elétrico descrito em Cunha Reis (2014). O RTNC foi utilizado como fonte de corrente contínua conectada ao MIT, sendo a corrente elétrica ajustada através do autotransformador variável conectado à rede elétrica CA. As chaves eletrônicas D_7 a D_{12} ilustradas na Figura 5.11 são do tipo 95PF com tensão e corrente de operação de $800V$ e $95A$, respectivamente (SIRECTIFIER, 2018).

O filtro capacitivo C_2 ilustrado na Figura 5.11 é do tipo eletrolítico com capacitância equivalente a $2800\mu F$, capaz de suportar tensão de até $1000V$. Desta forma, é possível ajustar a carga mecânica aplicada ao eixo do MRC. A bancada para realização de ensaios experimentais foi descrita no capítulo anterior, ilustrando seus principais elementos na Figura 5.7. A Figura 5.13 apresenta uma fotografia da plataforma experimental construída.

O conversor de potência empregado para acionamento do motor de indução, que fornece energia mecânica para o GRC, é o modelo CFW500, do fabricante WEG. O motor de indução possui potência de $5cv$ e o modelo utilizado é o W22 Plus, também do fabricante WEG. Uma vez que este conjunto permite a aplicação de conjugado ao eixo do GRC, este é excitado por um retificador trifásico controlado de onda completa, conforme ilustrado na Figura 5.6. A ponte de tiristores empregada possui seis semicondutores do tipo SCR, encapsulados em um único invólucro. Este dispositivo é o SKDT115, do fabricante Semikron. Uma placa de condicionamento foi desenvolvida para este módulo, usando o circuito integrado TCA785. O sinal PWM proveniente do controlador é aplicado

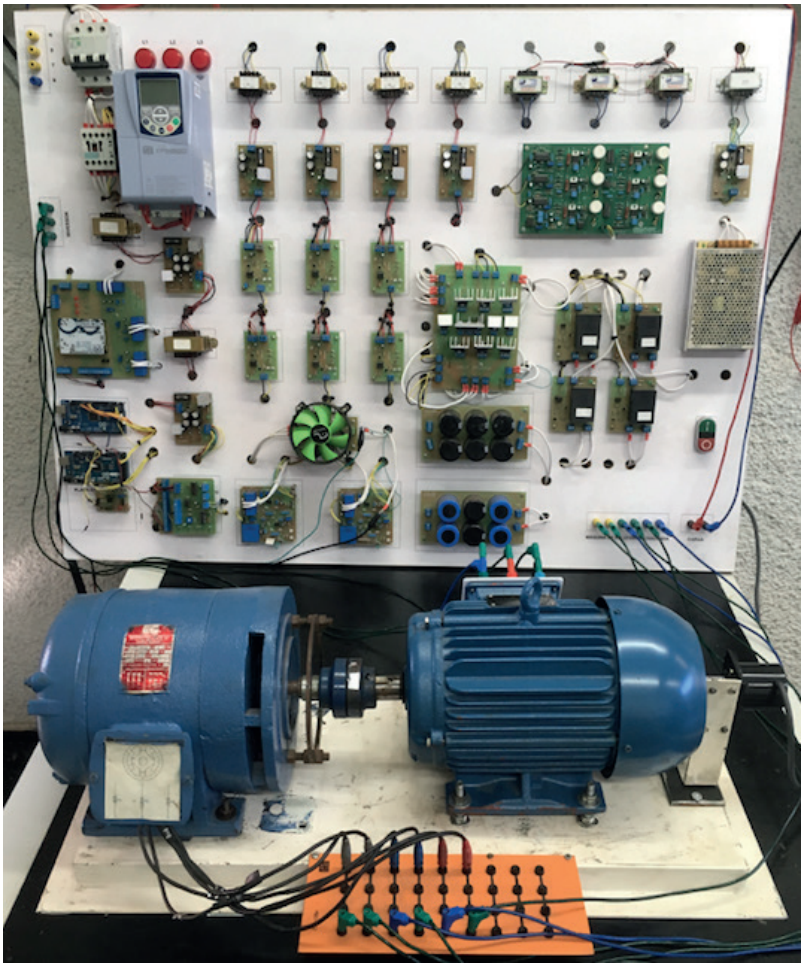


Figura 5.13: Fotografia da bancada conjunto experimental desenvolvido.

a um filtro passa baixas Butterworth de segunda ordem de forma a recuperar apenas a componente CC do sinal PWM, injetando a mesma ao terminal de controle do TCA785, fazendo com que o conversor CA-CC receba comandos de disparo contínuos de 0 a 180 graus, possibilitando a variação da tensão de excitação V_1 do GRC.

Uma vez obtida a tensão do barramento CC do conversor AHB, o mesmo foi construído empregando transistores do tipo IGBT. O dispositivo empregado para o conversor foi o modelo IRG4PC50W, do fabricante International Rectifier. Os diodos empregados para a etapa de geração possuem modelo MUR1560. A integração do controlador com os IGBT do conversor de potência é realizada através de $drivers$ para o devido condicionamento dos sinais de comando dessas chaves semicondutoras. O circuito utilizado para os seis IGBT do conversor AHB é ilustrado na Figura 5.14.

Na fotografia da bancada, apresentada na Figura 5.13, é possível observar a presença de dois conjuntos de capacitores, os quais correspondem aos capacitores C1 e C2 da Figura 5.4. Os capacitores C1 e C2 são compostos pela associação paralela de seis capacitores de 470μF, resultando em 2,8mF de capacitância tanto para C1 quanto para C2. Os reles empregados para modificação da estrutura do conversor AHB para acionamento como motor e como gerador são reles modelo T92S7D12-24, do fabricante TE Connectivity.

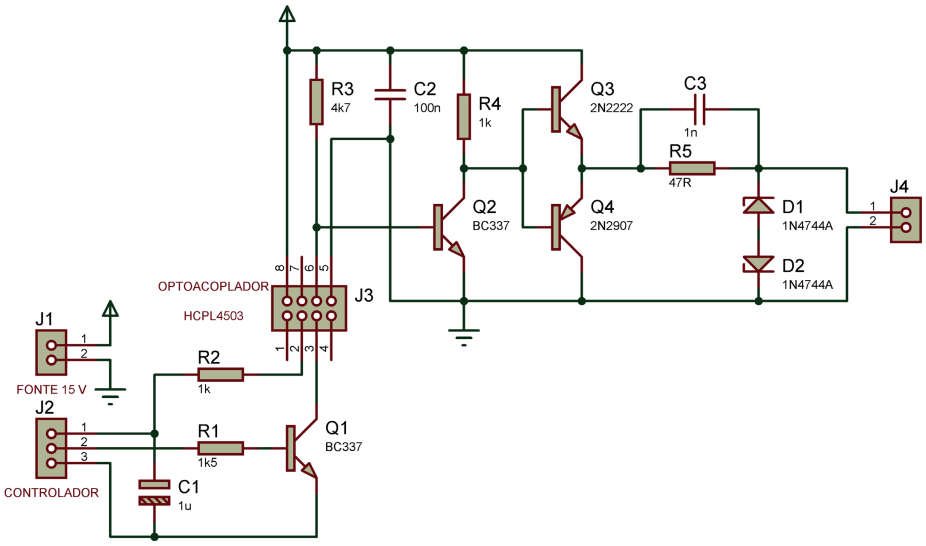


Figura 5.14: Esquemático do circuito driver para integração do controlador com os IGBT do conversor AHB.

Os sensores empregados tanto para monitoramento das tensões e correntes do GRC quanto para a composição do circuito para detecção de conjugado são sensores de efeito Hall. Para medição de tensão foram empregados os sensores LV25P e para medição de corrente foram empregados os sensores LA55P, ambos do fabricante LEM Semiconductors. Por fim, a detecção da posição instantânea do rotor θ é realizada por um encoder absoluto, modelo E6CP-AG5C do fabricante Omron. Este encoder possui resolução de 10 bits, permitindo ao controlador obter ângulos com valores de aproximadamente 0,35 graus.

Conforme exposto no capítulo anterior, foi necessário o levantamento do conjunto de pontos $L(\theta, i)$ de forma a se obter a superfície de indutância do GRC. O diagrama ilustrado na Figura 5.17 proporcionou o levantamento de 108 pontos de indutância. Essa quantidade de pontos é referente às indutâncias levantadas para as posições angulares de $0°$, $6°$, $11°$, $16°$, $22°$, $27°$, $33°$, $39°$ e $45°$, ou seja, 9 pontos entre a posição alinhada $(0°)$ até a posição de total desalinhamento $(45°)$. Para cada posição angular, a corrente aplicada à bobina foi variada de $0A$ até $6A$, em intervalos de $0{,}5A$. Este conjunto de pontos proporcionou a obtenção da superfície experimental de indutância, ilustrada na Figura 5.15.

De acordo com a metodologia apresentada no capítulo anterior, este livro busca a obtenção de uma equação que proporcione uma superfície contínua de indutância, ou seja, que possua infinitos pontos $L(\theta, i)$, de forma que esta superfície contínua possa contribuir positivamente com o modelo computacional tanto em relação à acurácia dos resultados em comparação com a plataforma experimental quanto ao tempo de simulação. Desta forma, foi criada uma expressão $L(\theta, i)$ com três componentes: i) distribuição exponencial (f_1), ii) série de Taylor (f_2) e iii) série de Fourier (f_3), conforme indicado na equação 5.1.

$$L_{CONT}(\theta, i) \; = \; p_1 + (f_1 \cdot f_2 \cdot f_3) \tag{5.1}$$

Os termos f_1, f_2 e f_3 foram descritos como:

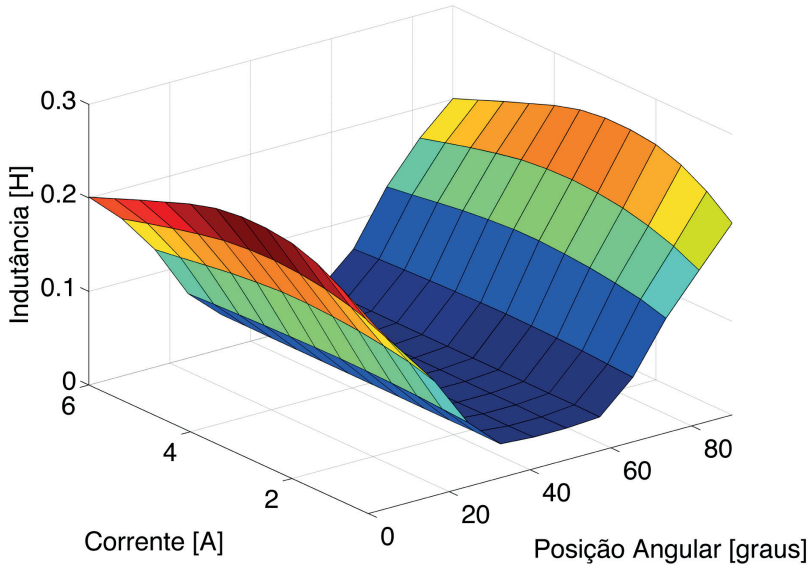


Figura 5.15: Superfície experimental de indutância do GRC.

$$f_1(\theta, i) = p_2 \cdot e^{p_3} \cdot e^{p_4} \tag{5.2}$$

$$f_2(\theta, i) = p_5 \cdot i^{p_6} + p_7 \cdot \theta^{p_8} + p_9 \cdot i^{p_{10}} + p_{11} \cdot \theta^{p_{12}} + p_{13} \cdot i^{p_{14}} + p_{15} \cdot \theta^{p_{16}} \tag{5.3}$$

$$\begin{aligned} f_3(\theta, i) = {} & p_{17} \cdot sen(p_{18} \cdot i + p_{19}) + p_{20} \cdot sen(p_{21} \cdot \theta + p_{22}) \\ & + p_{23} \cdot sen(p_{24} \cdot i + p_{25}) + p_{26} \cdot sen(p_{27} \cdot \theta + p_{28}) \\ & + p_{29} \cdot sen(p_{30} \cdot i + p_{31}) + p_{32} \cdot sen(p_{33} \cdot \theta + p_{34}) \end{aligned} \tag{5.4}$$

Ou seja, a equação 5.1 possui 34 parâmetros a serem encontrados de forma a se obter uma superfície contínua de indutância que seja a mais próxima possível da superície experimental da Figura 5.15. Para se obter os parâmetros das equações 5.1, 5.2, 5.3 e 5.4, foi empregada uma técnica denominada regressão paramétrica, na qual os parâmetros de uma função são obtidos empregando algum processo de otimização. Neste caso, foi aplicado o algoritmo genético híbrido, que tem como objetivo aproximar a superfície contínua da superfície experimental. Dessa forma, a função de avaliação deste algoritmo corresponde à diferença entre a superfície experimental L_{EXP} e a superfície contínua L_{CONT}. Logo, o algoritmo possui como função, a minimização dessa diferença entre as superfícies, conforme indicado na equação 5.5.

$$f_a(p) = \frac{\sum |L_{EXP}(\theta, i) - L_{CONT}(\theta, i)|}{\sum L_{EXP}(\theta, i)} \tag{5.5}$$

O algoritmo do otimizador empregado é o algoritmo genético híbrido, pois associa as técnicas determinísticas e heurísticas para minimizar a função objetivo. O algoritmo

genético foi ajustado para populações contendo 20 indivíduos, com no máximo 100 gerações. Além disto, foi empregado o método de mutação uniforme, seleção por torneio e cruzamento heurístico. Os valores iniciais são definidos pelo algoritmo genético aleatoriamente e quando ocorre a estagnação do processo de minimização, os melhores valores são transferidos para o método determinístico (Método de Quasi-Newton). Os valores otimizados pelo Método de Quasi-Newton são devolvidos ao algoritmo genético que continua o processo de minimização até o critério de parada estabelecido. O otimizador proporcionou os valores dos 34 parâmetros da superfície contínua atingindo uma divergência de 0,114$\%$ em relação à superfície experimental. Desta forma, (5.1) até (5.4) tornam-se:

$$L_{CONT}(\theta, i) \;=\; 1,10 + (f_1 \cdot f_2 \cdot f_3) \tag{5.6}$$

$$f_1(\theta, i) \;=\; 3,41 \cdot 10^{-2} \cdot e^{(-0,27 \cdot i)} \cdot e^{(-2,76 \cdot 10^{-4} \cdot \theta)} \tag{5.7}$$

$$\begin{aligned} f_2(\theta, i) \;&= 6,29 \cdot i^{0,92)} + 1,52 \cdot 10^{-5} \cdot \theta^{(8,39 \cdot 10^{-4})} \\ &\quad - 0,39 \cdot i^{0,48} + 0,20/\theta^{(5,97 \cdot 10^{-6})} + 1,88 \cdot 10^{-2} \cdot \theta^{8,97} \\ &\quad - 0,84 \cdot i^{0,53} \end{aligned} \tag{5.8}$$

$$\begin{aligned} f_3(\theta, i) \;&= 0,30 \cdot sen(0,14 \cdot i + 0,55) + 0,79 \cdot sen(4,37 \cdot 10^{-2} \cdot \theta + 2,48) \\ &\quad + 0,14 \cdot sen(0,49 \cdot i + 4,95 \cdot 10^{-8}) - 0,18 \cdot sen(4,23 \cdot 10^{-2} \cdot \theta + 1,53) \\ &\quad - 4,70 \cdot 10^{-2} \cdot sen(0,48 \cdot i - 0,15) + 4,32 \cdot 10^{-2} \cdot sen(0,17 \cdot \theta + 5,96) \end{aligned} \tag{5.9}$$

Assim como o valor de $L(\theta, i)$, o modelo computacional depende da texa de variação da indutância, $\dfrac{dL(\theta, i)}{d\theta}$. Essa taxa de variação foi obtida derivando a equação principal da indutância, proporcionando a expressão (5.10).

$$\begin{aligned} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \;&= f_1 \cdot \{[0,034 \cdot \cos(0,043 \cdot \theta + 2,48) - 7,95 \cdot 10^{-3} \\ &\quad \cdot \cos(0,042 \cdot \theta + 1,53) + 7,68 \cdot 10^{-3} \cdot \cos(0,17 \cdot \theta + 5,96)] \\ &\quad \cdot f_2 - f_1 \cdot [0,16/\theta^{9,97} - 1,27 \cdot 10^{-8}/\theta^{0,99} + 1,23 \cdot 10^{-6}/\theta] \\ &\quad \cdot f_3 - 9,43 \cdot 10^{-6} \cdot e^{(-0,27 \cdot i)} \cdot e^{(-0,27 \cdot \theta)} \cdot f_2 \cdot f_3\} \end{aligned} \tag{5.10}$$

Estas equações proporcionam a superfície ilustrada na Figura 5.16, em contraste com a superfície experimental.

De posse da superfície contínua de indutância do GRC, o modelo computacional pode ser avaliado empregando como indicador a acurácia com os resultados obtidos expertimentalmente, tanto para as grandezas elétricas do GRC quando para as grandezas mecânicas. O tópico seguinte apresenta os resultados de simulação empregando a superfície contínua de indutância.

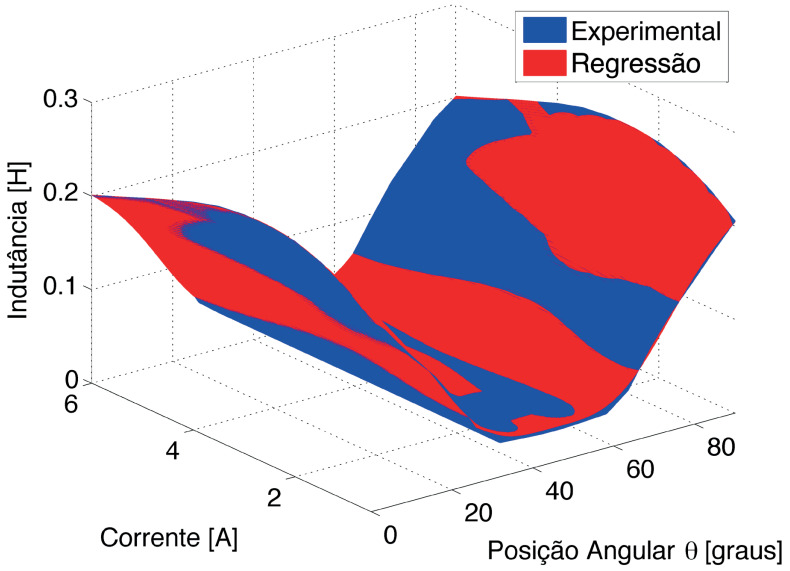


Figura 5.16: Superfície contínua de indutância em comparação com a superfície experimental.

5.2 Elaboração e validação do modelo computacional

Os modelos matemático e computacional do GRC apresentados na literatura destacam a relevância do modelo de representação das indutâncias. Como neste livro visa implementar técnicas de otimização do controle do GRC, é desejável que o modelo computacional seja próximo da plataforma experimental (sistema real). Sendo assim, é necessário o emprego de metodologia para obtenção de modelo que represente as indutâncias das três bobinas do GRC e que seja o mais fidedigno possível.

Para obtenção deste modelo, inicialmente são coletados valores de indutância pela posição angular do rotor θ e pelo valor da corrente i na bobina, isto para uma das bobinas do GRC. A Figura 5.17 ilustra o circuito para levantamento dos valores $L(\theta, i)$.

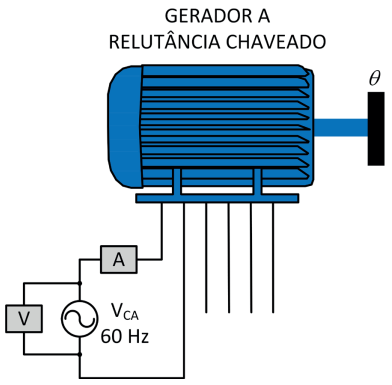


Figura 5.17: Circuito para levantamento dos pontos de indutância.

A tensão senoidal será aplicada aos terminais de uma das bobinas do GRC e, a partir dos valores de tensão e corrente medidos nos instrumentos, a indutância é obtida

empregando a expressão:

$$L = \sqrt{[(\frac{v}{i})^2 - (R_E)^2]} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^{-1} \tag{5.11}$$

no qual v e i são lidos nos instrumentos e f é a frequência da tensão aplicada aos terminais da bobina. Este procedimento de coleta dos valores v e i é repetido para vários valores de θ, de forma a compor a superfície de indutância, como ilustrado na Figura 2.25. O procedimento será realizado para apenas uma das três bobinas do GRC, uma vez que as demais possuem as mesmas características construtivas, possuindo como diferença apenas o deslocamento de 60 graus mecânicos uma com relação às outras, como ilustra a Figura 2.21.

De posse da superfície experimental de indutância, composta por número finito de pontos, o próximo procedimento é o desenvolvimento do algoritmo de regressão paramétrica para obtenção da expressão $L(\theta, i)$ que forneça a superfície de simulação que possua valores os mais próximos possível dos valores da superfície experimental.

Para encontrar a expressão que mapeie a superfície de simulação, utiliza-se o processo de otimização. Neste processo, usa-se como função de avaliação a diferença entre os valores da superfície experimental e os valores da superfície formada pela expressão matemática. Assim, quando o erro entre as duas superfícies tende a 0, a expressão matemática estará mapeando o comportamento da superfície experimental. Desta forma, espera-se obter a superfície para simulação na expressão contínua, com infinitos pontos de $L(\theta, i)$ que possa ser empregada no modelo computacional da Figura 2.20 e, sobretudo, proporcionar resultados relacionados à grandezas elétricas e mecânicas do GRC que tenham valores próximos entre os resultados simulados e os resultados experimentais.

Para o desenvolvimento do simulador é necessário identificar o modelo do perfil de indutância do MRC e neste caso, utiliza-se do processo de otimização associado a técnica de identificação de sistemas conhecida como regressão paramétrica (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017; GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016). Como nos demais modelos não lineares que consideram a saturação magnética, o modelo proposto depende da obtenção experimental de pontos de indutância para diferentes valores de posição angular θ e corrente aplicada i, podendo ser utilizado para qualquer MRC (ANDRADE; KRISHNAN, 2001b; VIAJANTE, 2013a). Ao contrário do modelo de aproximação por série de Fourier, o modelo proposto obtém a expressão matemática $L(\theta, i)$ que representa as indutâncias da máquina em estudo.

Para encontrar a função matemática correspondente ao perfil de indutância da máquina em estudo, é necessário realizar o ensaio do MRC com o rotor bloqueado (SILVEIRA, 2008). O ensaio consiste em escolher uma das fases aleatoriamente e utilizar fonte CA para alinhar os polos do estator e rotor da fase escolhida. O rotor do MRC é bloqueado e considera-se a posição $\theta = 0^\circ$ sendo de máxima indutância. A partir desta posição, o rotor é bloqueado a cada incremento de posição, na qual a fonte variável CA de frequência ϕ é utilizada para excitação do enrolamento. A Figura 5.18(a) ilustra o esquema elétrico utilizado para obter o conjunto de dados no ensaio de rotor bloqueado e a título de exemplo, a Figura 5.18(b) ilustra curvas de perfil de indutância com acréscimo do valor da corrente.

Com o rotor bloqueado a cada posição, varia-se $0 < i \leq i_s$, no qual i_s é o valor da corrente aplicada na bobina capaz de atingir a saturação do fluxo concatenado do MRC, Figura 2.16. A partir dos dados coletados experimentalmente: tensão V, corrente i, resistência elétrica R dos enrolamentos de fase e frequência da tensão CA aplicada ϕ, calcula-se a indutância, dada por:

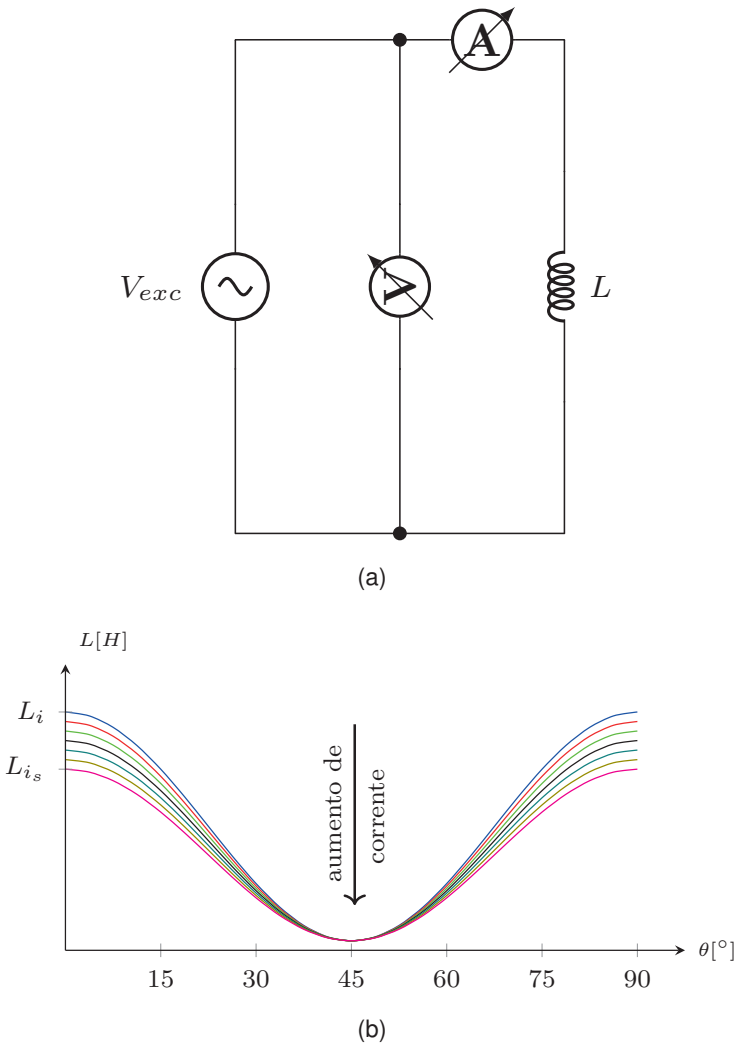


Figura 5.18: Medição para cálculo do perfil de indutância do MRC: (a) esquema elétrico para medição com rotor bloqueado, (b) curvas de perfil de indutância teórico com o aumento da corrente elétrica.

$$L = \left(\frac{V^2}{i} - R^2 \right)^{1/2} \cdot (2 \cdot \pi \cdot \phi)^{-1} \tag{5.12}$$

A expressão (5.12) é genérica para cálculo de indutância de qualquer indutor (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017; SILVEIRA, 2008). Assim, é possível conhecer os valores de indutância de fase L para cada valor de corrente aplicada i e posição do rotor θ, possuindo período de $90°$ para o MRC 6×4 (KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002; SILVEIRA, 2008). De posse dos valores de indutância obtidos por (5.12), utiliza-se a regressão paramétrica para encontrar a expressão matemática $L_m(\theta, i)$ que represente o perfil de indutância. Diferente dos outros métodos que representam os perfis de indutância, o método proposto expressa o perfil de indutância de forma analítica, utilizando o método de regressão paramétrica.

O método de regressão paramétrica é desenvolvido para ser utilizado em sistemas caixa branca ou caixa cinza ou caixa preta e necessita dos valores das variáveis de

entrada, valores de saída do sistema e do modelo matemático. No caso específico desta aplicação, o sistema é caixa cinza, pois o modelo matemático é definido em Araújo, Reis, Calixto *et al.* (2017) e Gomes, O. Assis *et al.* (2017). Nos trabalhos de Araújo, Reis, Calixto *et al.* (2017) e Gomes, O. Assis *et al.* (2017), para encontrar a superfície $L_m(\theta, i)$ com características da indutância medida na máquina em estudo $L_s(\theta, i)$, utiliza-se:

$$L_m(\theta, i) \; = \; p_u + (f_1 \cdot f_2 \cdot f_3) \tag{5.13}$$

no qual f_1 é a expressão definida na distribuição gaussiana que tem comportamento parabólico próximo da origem e elevada continuidade após a origem, f_2 é a expressão definida nos polinômios de Legendre que tem comportamento para ajustar dados de funções contínuas e f_3 é a expressão definida na série trigonométrica de Fourier que tem comportamento periódico. Estes três modelos são associados por serem representativos dos prováveis comportamentos das superfícies de indutância. Cada uma das expressões f_1, f_2 e f_3 representa comportamento diferente que pode ser alterado modificando os valores dos coeficientes, expoentes e frequências, dados por:

$$f_1(\theta, i) = p_{(u+1)} \cdot e^{\left[p_{(u+2)} \cdot i + p_{(u+3)} \cdot \theta\right]} \tag{5.14}$$

$$f_2(\theta, i) = p_{(u+4)} \cdot i^{p_{(u+5)}} + p_{(u+6)} \cdot \theta^{p_{(u+7)}} + \cdots + p_{(v-3)} \cdot i^{p_{(v-2)}} + p_{(v-1)} \cdot \theta^{p_{(v)}} \tag{5.15}$$

$$\begin{aligned} f_3(\theta, i) =& p_w \cdot \sin\left[p_{(w+1)} \cdot i + p_{(w+2)}\right] + p_{(w+3)} \cdot \sin\left[p_{(w+4)} \cdot \theta + p_{(w+5)}\right] + \cdots \\ &+ p_{(j-5)} \cdot \sin\left[p_{(j-4)} \cdot i + p_{(j-3)}\right] + p_{(j-2)} \cdot \sin\left[p_{(j-1)} \cdot \theta + p_{(j)}\right] \end{aligned} \tag{5.16}$$

no qual p_u até $p_{(u+3)}$ são parâmetros relacionados a distribuição gaussiana, $p_{(u+4)}$ até p_v são parâmetros relacionados aos polinômios de Legendre com $1 \leq u \leq v$ e p_w até p_j são os parâmetros relacionados a série trigonométrica com $1 \leq w \leq j$ e $j + v$ é o número de parâmetros a serem otimizados, isto é, são coeficientes, expoentes e frequências que definem as características de $L_m(\theta, i)$. Estes parâmetros são desconhecidos e utiliza-se método de otimização para encontrar seus valores. O conjunto de dados de indutância calculados através de medições experimentais em (5.12) é organizado de forma que L seja representada na matriz $L_s(\theta, i)$ de dimensão a_1, constituída dos valores medidos de θ e i. A função de avaliação do método de otimização utiliza as expressões (5.12) e (5.13) para comparar os resultados obtidos.

A Figura 4.3 ilustra o fluxograma do algoritmo de regressão paramétrica, em que $n_p = j + v$. As matrizes que contêm os dados de saída do sistema $S_s = L_s(\theta, i)$ e do modelo $S_m = L_m(\theta, i)$ são de dimensões diferentes a_1 e a_2, respectivamente, e necessitam ser normalizadas. Para este caso específico, em que $S_{s_{(a_1)}}$ possui tamanho a_1 e $S_{m_{(a_2)}}$ possui tamanho a_2, deve-se adicionar blocos de **normalização** abaixo dos blocos **sistema** e **modelo** na Figura 4.3. Desta forma, as dimensões de S_s e S_m possuem dimensões iguais e podem ser comparadas no bloco **comparação** da Figura 4.3.

O processo de otimização é realizado através de algoritmo de otimização híbrido, por tratar de sistema com alta não linearidade (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017). O algoritmo híbrido utilizado é a associação do método determinístico de Quase-Newton (MQN) com o método heurístico algoritmo genético (AG). A função de avaliação utilizada

no processo de otimização representa a diferença de várias regiões das superfícies $L_m(\theta, i)$ e $L_s(\theta, i)$ e é dada por:

$$f_r(p_1, p_2, \cdots, p_{n_p}) = \frac{1}{4} \cdot \left(f_{a_r} + f_{a_r}\Big|_{\theta=0^\circ} + f_{a_r}\Big|_{\theta=90^\circ} + f_{a_r}\Big|_{\theta_{\min}\leq\theta\leq\theta_{\max}} \right) \tag{5.17}$$

no qual,

$$f_{a_r}(p_1, p_2, \cdots, p_{n_p}) = \int_0^i \int_0^\theta \left| \frac{L_s(\theta, i) - L_m(\theta, i)}{L_s(\theta, i)} \right| d\theta di \tag{5.18}$$

no qual f_{a_r} é a diferença entre as superfícies $L_m(\theta, i)$ e $L_s(\theta, i)$. Algumas regiões da superfície $L_m(\theta, i)$ foram priorizadas para se obter melhores ajustes, estas regiões têm maior importância na caracterização da indutância do MRC. Desta forma, as regiões i) $\theta = 0^\circ$, ii) $\theta = 90^\circ$ e iii) $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$, definidas em (5.17), recebem pesos maiores no processo de otimização (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017; GOMES; O. ASSIS *et al.*, 2017).

5.3 Resultados obtidos pelo modelo computacional

O modelo computacional recebe valores iniciais referentes às características da máquina a ser simulada, conforme ilustra a Figura 2.20. Esses parâmetros foram atribuídos à simulação conforme as características do gerados presente na plataforma experimental, ilustrado na fotografia da Figura 5.13. A Tabela 5.3 apresenta as características do GRC utilizado neste estudo.

Tabela 5.2: Características da máquina simulada.

Parâmetro	**Valor**
Número de fases	3
Polos no Estator	6
Polos no Rotor	4
Indutância mínima por fase L_{MIN}	$31,95mH$
Indutância máxima por fase L_{MAX}	$255,05mH$
R_E	$3,25\Omega$
Tensão nominal	$180V$
Corrente nominal	$3,2A$
Atrito viscoso D	$1 \cdot 10^{-4} kg \cdot m^2/s$
Inércia J	$8 \cdot 10^{-3} kg \cdot m^2$

Conforme descrito nos capítulos da fundamentação teórica, embora a Tabela 5.3 apresente apenas um valor para L_{MAX} e L_{MIN}, especificamente no Capítulo 03 foi mostrado que a indutância das bobinas do GRC possuem dependência não só da posição angular, mas também da corrente. Portanto, a Tabela 5.3 apresenta apenas o maior e o menor valor de indutância obtido experimentalmente com o sistema da Figura 5.17. A primeira verificação dos resultados do modelo computacional foi realizada aplicado ao GRC uma tensão de excitação V_1 de $150V$ com velocidade rotórica de $1000rpm$. A carga conectada à saída do gerador possui natureza resistiva, com valor de 32Ω.

O chaveamento das bobinas foi mantido fixo, sendo que o ângulo de acionamento θ_{ON} foi fixado em 0°, isto é, no ponto no qual a indutância é máxima (posição de alinhamento)

e o ângulo de desligamento θ_{OFF} foi fixado em $30°$. A Figura 5.19 ilustra a indutância em uma das bobinas do GRC e o comando lógico de disparo para o chaveamento da respectiva bobina.

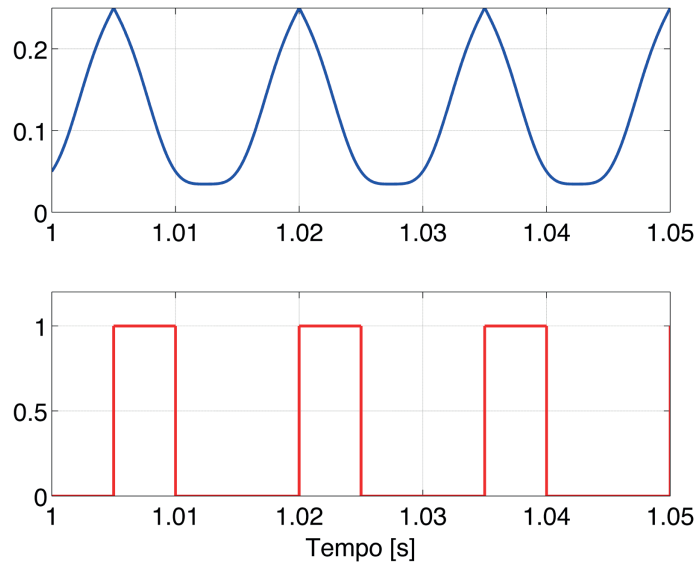


Figura 5.19: Resultado de simulação: indutância e comando lógico de chaveamento.

A Figura 5.20 ilustra os resultados de simulação referentes à tensão em uma das bobinas e a corrente na mesma bobina.

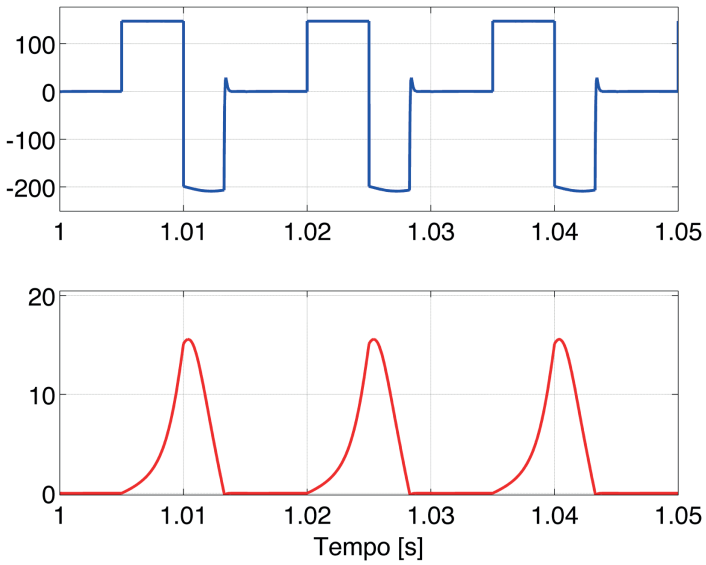


Figura 5.20: Resultado de simulação: tensão e corrente em uma das bobinas do GRC.

Conforme pode ser observado na Figura 5.20, ao final da etapa de magnetização (excitação), isto é, no ponto no qual o chaveamento possui o valor de θ_{OFF}, a corrente na bobina começa a diminuir mas possui o mesmo sentido, pois nesta etapa ocorre a

geração, na qual esta corrente é direcionada para a carga através dos diodos do conversor AHB. A Figura 5.21 apresenta os resultados da simulação referentes às potências de entrada e saída do GRC.

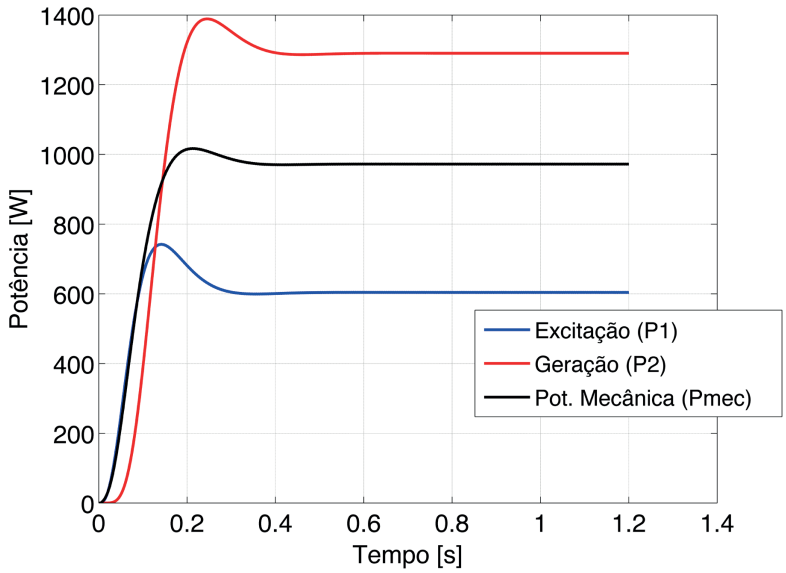


Figura 5.21: Resultado de simulação: potências de entrada e saída do GRC.

na Figura 5.21, a curva em azul representa a potência elétrica de entrada (P_1) para excitação do gerador. Em regime, esta potência possui valor de 604,2W. A curva em vermelho representa a potência elétrica gerada (P_2). Em regime permanente, para as condições descritas anteriormente, o GRC produz 1290,3W de potência. Por fim, a curva em preto representa a potência mecânica aplicada ao eixo do GRC (P_{MEC}). Em regime, esta potência possui o valor de 972W.

Estes valores de potência proporcionam um rendimento total do GRC no valor de 81,8$\%$. Logo, conforme descrito em tópicos anteriores, neste livro busca-se otimizar o ângulo de desligamento θ_{OFF} de forma a elevar este valor de rendimento para qualquer valor de tensão de excitação aplicada pelo controlador de potência. A Figura 5.22 ilustra graficamente o rendimento total (n_T) do GRC obtido pelo modelo computacional.

Para verificar a confiabilidade dos valores obtidos na simulação, os mesmos foram comparados com os valores obtidos experimentalmente com a bancada. Inicialmente foram verificadas apenas as grandezas elétricas, como a corrente de excitação I_1 e a tensão gerada V_2. Além disso, os valores referentes ao modelo computacional foram comparados com outros modelos de representação das indutâncias. Cada uma dessas grandezas foram analisadas observando os valores proporcionados pelo modelo computacional considerando os modelos de representação de indutâncias: i) modelo linear, ii) modelo não linear com a série de Fourier, iii) modelo não linear com a série de Fourier com interpolação polinomial entre os pontos de indutância e iv) modelo de representação das indutâncias pela regressão paramétrica, apresentada nesta seção. A Figura 5.23 ilustra os valores obtidos para a corrente de excitação do GRC para os diferentes modelos de representação das indutâncias em comparação com o valor obtido com a plataforma experimental.

Na Figura 5.23, o traço horizontal representa o valor obtido experimentalmente para

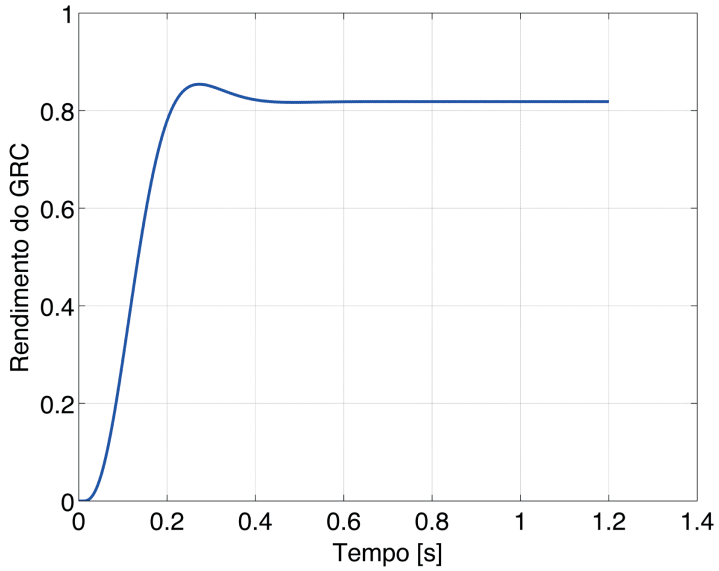


Figura 5.22: Resultado de simulação: rendimento total do GRC.

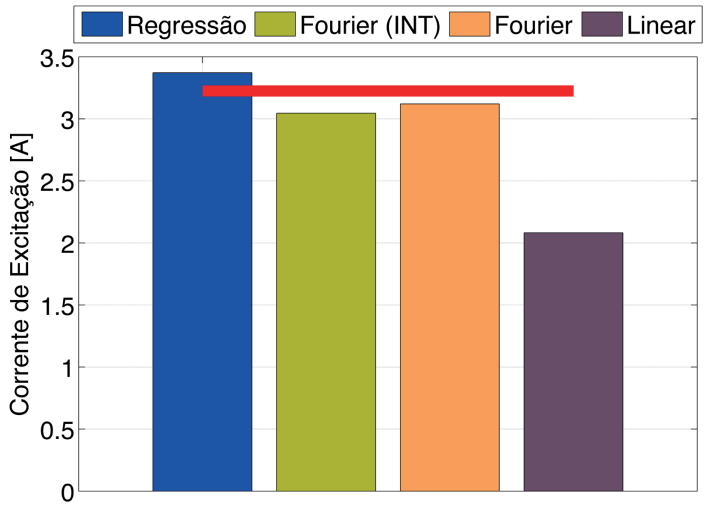


Figura 5.23: Corrente de excitação I_1: Comparação entre os modelos computacionais e o modelo experimental.

a corrente de excitação do GRC, que possui o valor de 3,24A em regime permanente. Percebe-se que os modelos computacionais que empregam a série de Fourier e a regressão paramétrica para representação das indutâncias possuem maior proximidade com o modelo real, apresentando valores de 3,04A e 3,37A, respectivamente. A Figura 5.24 apresenta os mesmos resultados de comparação, porém para a tensão de saída do GRC.

Na Figura 5.24, o valor obtido experimentalmente é de 190V, em regime permanente. Neste caso, o modelo de representação das indutâncias do GRC empregando a regressão

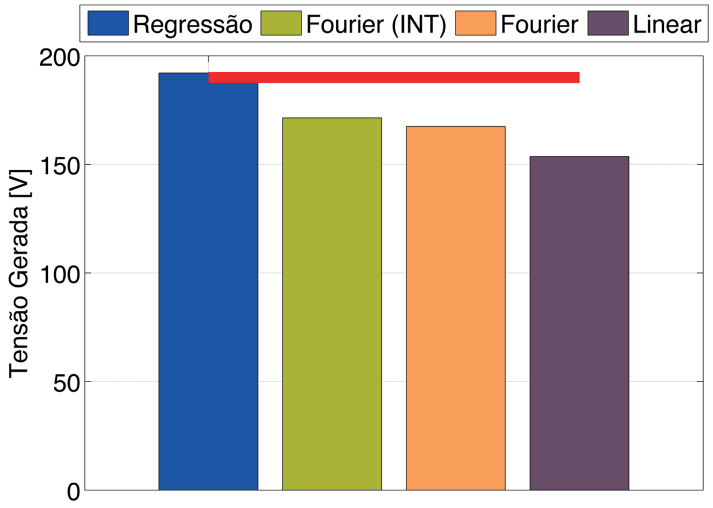


Figura 5.24: Tensão gerada V_2: Comparação entre os modelos computacionais e o modelo experimental.

paramétrica mostrou-se o mais próximo do modelo experimental, apresentando desvio de 1,08$\%$. Estas mesmas verificações foram realizadas para outros valores de tensão de excitação e para outros valores de velocidade rotórica, de forma a submeter o modelo computacional a uma ampla faixa de valores de testes. De forma geral, o modelo de representação das indutâncias das bobinas do GRC empregando a regressão paramétrica se mostrou mais preciso quando comparado ao modelo experimental e, além disso, requer menor tempo de simulação dentre os modelos não lineares, conforme apresentado na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Desvio médio dos modelos computacionais e tempos de simulação.

Desvio médio total $[\%]$ e Tempo de Simulação $[s]$				
Parâmetros	Regressão	Fourier (INT)	Fourier	Linear
Desvio	3.85	10.96	13.68	31.02
Tempo de Simulação	55.16	287.17	64.38	17.99

Os resultados obtidos nesta seção, sobretudo os valores apresentados pela comparação entre os modelos computacionais com o modelo experimental proporcionaram a publicação do artigo (REIS, M. R. C. *et al.*, 2017).

5.4 Perfil não linear de indutância por regressão paramétrica

Para simulação, deve-se estar de posse da expressão que melhor se adéque ao perfil da superfície de indutância do MRC em estudo. Para isto, realiza-se testes em bancada aplicando tensão CA na bobina da fase A. O rotor da máquina foi bloqueado e a tensão CA foi incrementada de forma a alterar o valor da corrente, até apresentar início de saturação do fluxo magnético. A corrente foi variada de $0,5A$ a $6A$, em posições do rotor de $0°$ a $90°$, a cada $3°$. Os valores de tensão e corrente CA foram aplicados em (5.12),

sendo $\phi = 60Hz$ e $R = 3,25\Omega$. Os valores das indutâncias experimentais $L_s(\theta, i)$ são apresentados na superfície de cor azul da Figura 5.25(a).

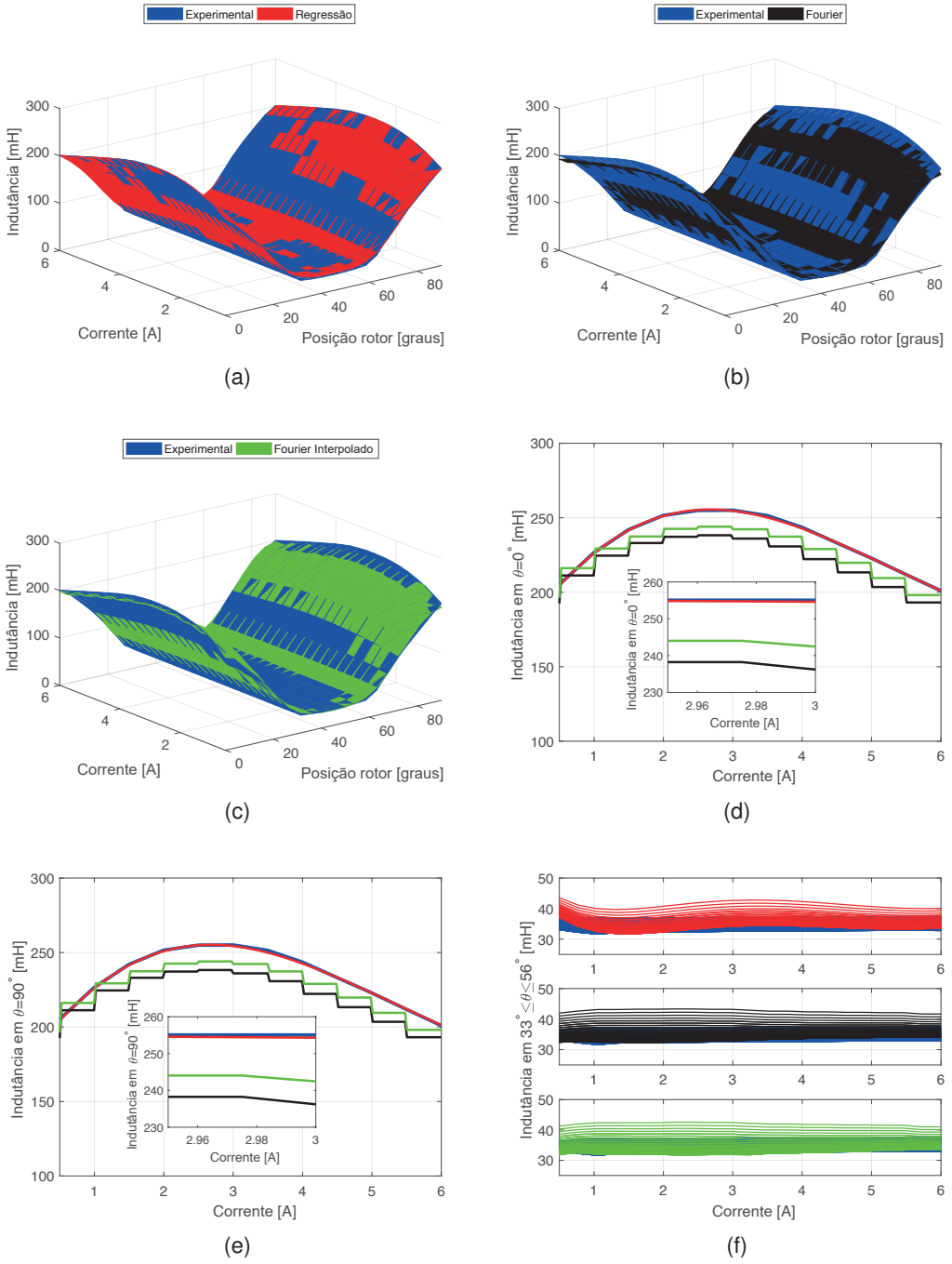


Figura 5.25: Perfil de indutância: (a) superfície de indutância experimental e regressão paramétrica, (b) superfície de indutância experimental e fourier, (c) superfície de indutância experimental e fourier interpolado, (d) indutâncias em $\theta = 0°$, (e) indutâncias em $\theta = 90°$ e (f) indutâncias em $33° \leq \theta \leq 56°$.

A partir do conjunto de dados de indutância experimental $L_s(\theta, i)$ obtidos pelo ensaio e por (5.12), o algoritmo de regressão paramétrica foi executado com valores de $0° \leq \theta \leq 90°$ e $0,5A \leq i \leq 6A$ para encontrar os parâmetros p da expressão (5.13). O

algoritmo de otimização híbrido (algoritmo genético e algoritmo de Quase-Newton) foi configurado com o AG possuindo população de 20 indivíduos, valor máximo de gerações $g_{\max} = 100$, mutação uniforme, seleção por torneio e cruzamento heurístico (ARAÚJO; REIS; CALIXTO *et al.*, 2017; GOMES; O. ASSIS *et al.*, 2017). A função de avaliação f_r dada em (5.17) possui $\theta_{\min} = 33^\circ$ e $\theta_{\max} = 56^\circ$, sendo estes valores justificados devido a não linearidade da região $33^\circ \leq \theta \leq 56^\circ$ da Figura 5.25(a). Os parâmetros p foram encontrados pelo algoritmo de otimização híbrido e a função analítica otimizada $L_m(\theta, i)$, que representa a superfície de indutância do MRC em estudo é expressa por:

$$L(\theta, i) \;=\; 1,10 + (f_1 \cdot f_2 \cdot f_3) \tag{5.19}$$

no qual f_1, f_2 e f_3 são dados de (5.20) a (5.22).

$$f_1(\theta, i) \;=\; 3,41 \cdot 10^{-2} \cdot e^{[(-2,71 \cdot 10^{-1} \cdot i) - (2,76 \cdot 10^{-4} \cdot \theta)]} \tag{5.20}$$

Tabela 5.4: Comparação entre os métodos de cálculo do perfil de indutância: regressão paramétrica, fourier e fourier interpolado.

		(5.18) [%]				
Simulação	(5.17) [%]	$\forall\theta$	$\theta = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$33^\circ \leq \theta \leq 56^\circ$	T_s [s]
Regressão	$0,117$	$0,301$	$0,023$	$0,027$	$0,116$	$0,030$
Fourier	$0,691$	$0,392$	$1,138$	$1,138$	$0,097$	$0,272$
Interpolado	$0,490$	$0,422$	$0,710$	$0,710$	$0,118$	$33,730$

$$\begin{aligned} f_2(\theta, i) \;=\; & 6,29 \cdot i^{9,22 \cdot 10^{-1}} + 1,52 \cdot 10^{-5} \cdot \theta^{(8,39 \cdot 10^{-4})} - 3,91 \cdot 10^{-1} \cdot i^{0,48} \\ & + 2,03 \cdot 10^{-1} \cdot \theta^{(-5,97 \cdot 10^{-6})} + 1,88 \cdot 10^{-2} \cdot \theta^{8,97} - 0,84 \cdot i^{5,30 \cdot 10^{-1}} \end{aligned} \tag{5.21}$$

$$\begin{aligned} f_3(\theta, i) \;=\; & 3,01 \cdot 10^{-1} \cdot \sin(1,42 \cdot 10^{-1} \cdot i + 5,51 \cdot 10^{-1}) \\ & + 7,90 \cdot 10^{-1} \cdot \sin(4,37 \cdot 10^{-2} \cdot \theta + 2,48) + 1,45 \cdot 10^{-1} \cdot \sin(4,92 \cdot 10^{-1} \cdot i + 4,95 \cdot 10^{-8}) \\ & - 1,80 \cdot 10^{-1} \cdot \sin(4,23 \cdot 10^{-2} \cdot \theta + 1,53) - 4,70 \cdot 10^{-2} \cdot \sin(4,81 \cdot 10^{-1} \cdot i - 1,50 \cdot 10^{-1}) \\ & + 4,32 \cdot 10^{-2} \cdot \sin(1,72 \cdot 10^{-1} \cdot \theta + 5,96) \end{aligned} \tag{5.22}$$

As derivadas de indutâncias em função de θ são dadas por:

$$\begin{aligned} \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \;=\; & f_1 \cdot \big\{ \big[3,41 \cdot 10^{-2} \cdot \cos(4,30 \cdot 10^{-2} \cdot \theta + 2,48) \\ & - 7,95 \cdot 10^{-3} \cdot \cos(4,22 \cdot 10^{-2} \cdot \theta + 1,53) + 7,68 \cdot 10^{-3} \cdot \cos(1,71 \cdot 10^{-1} \cdot \theta + 5,96) \big] \cdot f_2 \\ & - f_1 \cdot \big[1,60 \cdot 10^{-1} \cdot \theta^{-9,97} - 1,27 \cdot 10^{-8} \cdot \theta^{-9,90 \cdot 10^{-1}} + 1,23 \cdot 10^{-6} \cdot \theta^{-1} \big] \cdot f_3 \\ & - 9,43 \cdot 10^{-6} \cdot e^{[(-2,71 \cdot 10^{-1} \cdot i) - (2,76 \cdot 10^{-1} \cdot \theta)]} \cdot f_2 \cdot f_3 \big\} \end{aligned} \tag{5.23}$$

O otimizador encontrou função de avaliação, dada por (5.17), no valor de $f_r = 0,117\%$ para o método de regressão paramétrica, garantindo valores otimizados quando

comparados com os valores obtidos pelos outros métodos. Os resultados dos demais métodos foram avaliados através da mesma função de avaliação em (5.17), sendo $0,691\%$ para o método de fourier e $0,490\%$ para o método de fourier interpolado. A Figura 5.25 apresenta as indutâncias obtidas por ensaio e através dos métodos de regressão paramétrica, fourier e fourier interpolado. Na região em todo θ e i considerada na função da diferença entre as superfícies, dada por (5.18), foram obtidos os valores de $f_{a_r} = 0,301\%$ para o método de regressão paramétrica (Figura 5.25(a)), $0,392\%$ para o método de fourier (Figura 5.25(b)) e $0,422\%$ para o método de fourier interpolado (Figura 5.25(c)).

Na região $\theta = 0°$ a avaliação obtida para a regressão paramétrica foi de $f_{a_r} = 0,023\%$, $1,138\%$ para o método de fourier e $0,710\%$ para o método de fourier interpolado e são apresentados na Figura 5.25(d). Na região $\theta = 90°$ a avaliação obtida para a regressão paramétrica foi de $f_{a_r} = 0,027\%$, $1,138\%$ para o método de fourier e $0,710\%$ para o método de fourier interpolado, sendo apresentados na Figura 5.25(e).

5.5 Projeto e construção do sistema de detecção indireta de conjugado

Na modelagem matemática descrita em (2.22) e (2.23), o conjugado eletromagnético da máquina de relutância chaveada é dado como a taxa de variação da coenergia. Desta forma, (2.23) pode ser reescrita para as três fases do GRC como:

$$T_{EM} = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L_A}{\partial \theta} + \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L_B}{\partial \theta} + \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L_C}{\partial \theta} \tag{5.24}$$

A expressão (5.24) indica o conjugado eletromagnético como sendo a contribuição individual de cada uma das fases do GRC. Considerando o modelo de indutância como senoidal, a taxa de variação da indutância pode ser obtida, como indicado em (2.31), (2.32) e (2.33). Logo, o conjugado eletromagnético T_{EM} pode ser reescrito como:

$$T_{EM} = -2 \cdot B \cdot i_A^2 \cdot sen(4 \cdot \theta) - 2 \cdot B \cdot i_B^2 \cdot sen[4 \cdot (\theta - 60°)] - 2 \cdot B \cdot i_C^2 \cdot sen[4 \cdot (\theta + 60°)] \tag{5.25}$$

Sendo assim, outro procedimento a ser realizado é o projeto e o desenvolvimento do hardware que, a partir das medições das correntes instantâneas nas bobinas i_A, i_B e i_C e da posição angular instantânea θ, possa efetuar o cálculo do valor instantâneo do conjugado eletromagnético, uma vez que os valores destas grandezas permitem calcular o valor da potência mecânica exigida no eixo do GRC para geração de energia, possibilitando o cálculo do rendimento do gerador. A Figura 5.26 ilustra o diagrama em blocos do sistema de medição indireta de conjugado a ser desenvolvido.

O microcontrolador (Figura 5.26), é utilizado para efetuar a leitura das correntes das três bobinas do GRC, obtidas a partir de três sensores de corrente de efeito *Hall*, destacados em vermelho em cada fase do GRC. Os sinais proveniente dos sensores, já devidamente condicionados, são digitalizados pelo conversor analógico-digital do microcontrolador que, a partir da medição da posição instantânea θ do rotor, efetua o cálculo do conjugado eletromagnético. Observa-se que (5.25) permite a obtenção do conjugado eletromagnético empregando o modelo senoidal de indutância.

Contudo, o valor da constante B em (2.35), é definido considerando os resultados obtidos para os valores de indutância experimentais, isto é, espera-se que os valores de L_{MAX} possam ser definidos pela expressão que mapeia a superfície de simulação, de forma que o conjugado não dependa exclusivamente do modelo linear. O microcontrolador

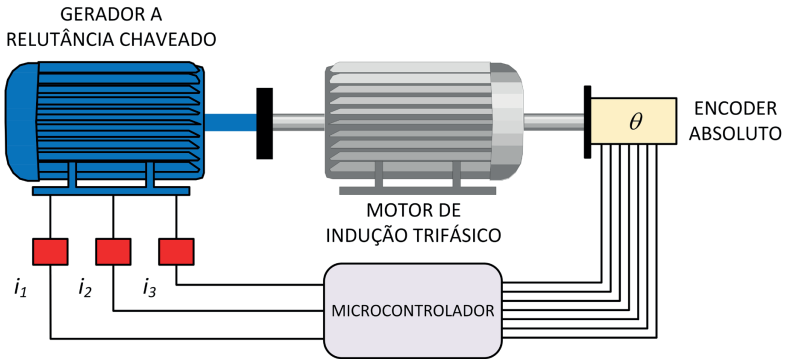


Figura 5.26: Diagrama do sistema para detecção indireta de conjugado.

da Figura 5.26 proporcionará o sinal PWM de saída, que após filtragem, poderá ser lido pelo controlador principal do sistema, indicado na Figura 5.7. O valor instantâneo do conjugado eletromagético permite obter o valor do conjugado total no eixo do GRC, que é aplicado pelo motor de indução e pode ser obtido empregando (2.18). Este valor de conjugado permite obter a potência mecânica necessária para a referida geração de potência elétrica do GRC, dado por:

$$P_{mec} = T_M \cdot \omega \tag{5.26}$$

As potências elétricas de entrada e de saída do gerador podem ser obtidas, respectivamente, por:

$$P_1 = V_1 \cdot I_1 \tag{5.27}$$

e

$$P_2 = V_2 \cdot I_2 \tag{5.28}$$

possibilitando a obtenção do rendimento do gerador através de:

$$\eta_T = \frac{P_2}{P_1 + P_{mec}} \tag{5.29}$$

Desta forma, os procedimento realizados permitem avaliar outras grandezas do GRC que possibilitam a otimização dos parâmetros de acionamento do gerador de forma a produzir energia potencializando o rendimento η_T.

5.6 Resultados proporcionados pelo circuito de detecção de conjugado

Como a seção anterior apresentou a validação do modelo computacional empregando a regressão paramétrica para representação das indutâncias do GRC, considerando algumas grandezas elétricas, este tópico apresenta os valores do conjugado eletromagnético proporcionado pelo sistema proposto na Figura 5.26. Os mesmos ensaios realizados para

a corrente de excitação e para a tensão gerada foram repetidos de forma a comparar o valor do conjugado eletromagnético obtido experimentalmente, com o sistema proposto, com o valor obtido pelo modelo computacional, uma vez que este se apresentou com relativa precisão. A Figura 5.27 apresenta os valores de simulação e experimentais para o conjugado eletromagnético do GRC quando o mesmo é submetido para tensão de excitação de 100V, 150V e 200V.

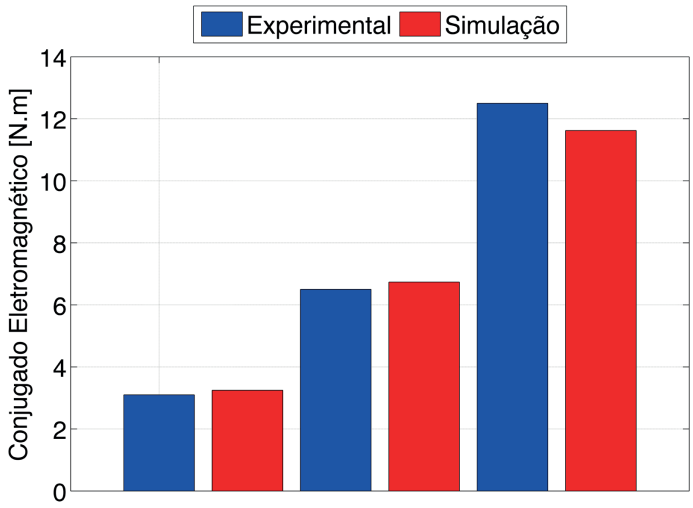


Figura 5.27: Conjugado eletromagnético T_{EM}: Comparação entre o modelo computacional e o modelo experimental.

Como pode ser observado na Figura 5.27, os valores proporcionados pela simulação já validada e os valores obtidos pelo sistema proposto para detecção do conjugado eletromagnético a partir da posição angular e das correntes instantâneas são relativamente próximos. Os valores apresentados na Figura 5.27 apresentam divergências de 4,5$\%$, 3,5$\%$ e 7,5$\%$, acarretando em uma média de aproximadamente 5%. Logo, é possível empregar o sistema de detecção indireta de conjugado para estimar o rendimento total do GRC, tendo em vista que o objetivo principal deste estudo é a potencialização do rendimento associado ao controle de potência.

5.7 Otimização do ângulo de desligamento das fases

Considerando o modelo computacional com a representação da superfície de indutâncias dada pela expressão contínua, a simulação pode ser empregada para validar o medidor de conjugado, além de proporcionar o monitoramento do comportamento das grandezas relevantes do GRC perante a variação de parâmetros de acionamento. O procedimento a ser realizado é a variação do ângulo de desligamento das bobinas do GRC θ_{OFF}, e da tensão de excitação V_1, de forma a possibilitar a avaliação do comportamento das grandezas como a potência de excitação P_1, a potência mecânica P_{mec}, o rendimento total do gerador η_T, o rendimento elétrico η_E e o rendimento mecânico η_M. Desta forma, a simulação computacional é empregada para a geração das superfícies de cada grandeza.

Para o controle de potência do GRC associado à elevação do rendimento total η_T, algumas destas grandezas devem ser maximizadas e outras minimizadas. O controle de

potência será realizado empregando como variável manipulada a tensão de excitação do gerador V_1, as superfícies obtidas com a simulação serão analisadas de forma a se obter relação entre V_1 e θ_{OFF}. As técnicas de otimização normalmente buscam a maximização ou a minimização de uma função objetivo. Neste caso, as grandezas citadas serão maximizadas ou minimizadas buscando sempre o melhor rendimento do GRC para qualquer valor de tensão de excitação proporcionada pelo controlador.

Sendo assim, faz-se necessária a aplicação do algoritmo de otimização para buscar a relação entre a tensão de excitação V_1 e o ângulo de desligamento das bobinas das fases θ_{OFF}. Esta relação identifica o sistema para estas duas variáveis possibilitando o controle de potência gerada P_2 associado à maximização do rendimento. O processo de otimização aplicado ao sistema para obtenção dos melhores valores de θ_{OFF} é empregado uma vez que as superfícies das grandezas de interesse são levantadas. Estas superfícies são obtidas via simulação, para varredura de valores de θ_{OFF} e V_1. Além desta otimização, o controlador ilustrado na Figura 5.28 também terá seus parâmetros otimizados.

Na Figura 5.28 são destacadas duas malhas: a malha de controle de potência e a malha de otimização, fazendo uso da função $\theta_{OT}(V_1)$. Especificamente, a tensão de excitação V_1 será variada de $0V$ a $150V$ em intervalos de $10V$. As variáveis de interesse no sistema como a corrente de excitação I_1, o conjugado necessário para produção de potência T_{MEC} e os rendimentos elétrico, mecânico e total são consideradas, de forma que cada valor possa posteriormente ser disposto na forma de matriz, que corresponderá ao melhor valor de θ_{OFF} para o correspondente valor de tensão de excitação V_1. Desta forma, são obtidas cinco superfícies para as varáveis de interesse, que são utilizadas para a otimização associada ao controle de potência gerada.

Para o controle de potência do GRC, o controlador PI é empregado, como ilustra a Figura 5.28. O controle possui como objetivo atingir o valor de potência desejado P_{REF} em intervalos de tempo reduzidos, mesmo quando perturbações são inseridas no sistema, como a variação de carga. Para melhorar o desempenho do controlador, os parâmetros kp e ki são otimizados empregando o modelo computacional.

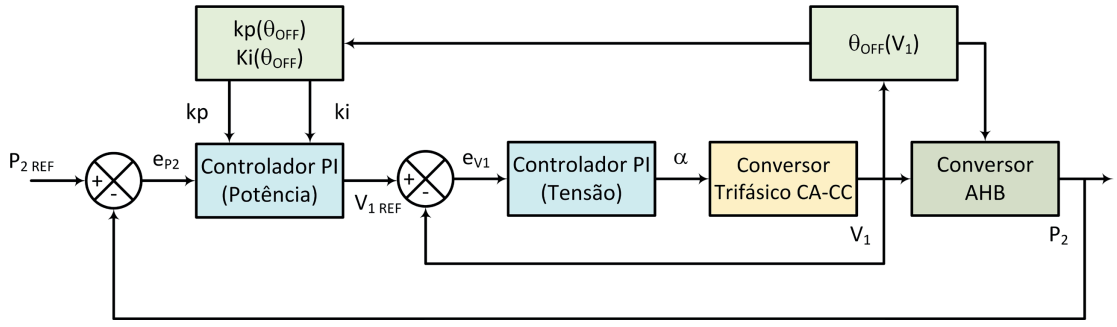


Figura 5.28: Diagrama em blocos do sistema controle de potência com θ_{OFF} otimizado para maximização do rendimento.

Além disto, as superfícies relacionadas aos melhores valores de θ_{OFF} são empregados para elaboração da função objetivo do sistema de otimização. O objetivo é implementar a função do tipo:

$$f(x) = p_1 \cdot (\frac{1}{n_E}) + p_2 \cdot (\frac{1}{n_M}) + p_3 \cdot (\frac{1}{n_T}) + p_4 \cdot I_1 + p_5 \cdot T_{MEC} \tag{5.30}$$

Embora haja certa dificuldade em ajustar os pesos em processo de otimização (MENG; XUE, 2009), os valores de p_1 a p_5 devem ser ajustados de forma a maximizar o rendimento total do gerador a relutância chaveado. Aqui, a função $\theta_{OT}(V_1)$ aplica ao conversor de potência do gerador o ângulo de desligamento das bobinas θ_{OFF} mais adequado para a elevação do rendimento de acordo com a tensão de excitação aplicada ao gerador pelo controlador PI.

5.8 Análise de sensibilidade no acionamento e controle do gerador

Como as técnicas de análise de sensibilidade permitem obter a influência dos parâmetros de entrada do sistema sobre a variável de saída, esta ferramenta será aplicada para o acionamento e para o controle do gerador a relutância chaveado.

Cunha Reis *et al.* (2015) demonstram que no sistema de controle em malha fechada para o controle de velocidade da máquina operando como motor, apresenta melhores resultados empregando a tensão de excitação como variável manipulada. Esta mesma análise é realizada neste livro para a operação como gerador, de forma a analisar se o controle de potência de saída é satisfatório atuando na tensão de excitação ou no ângulo de desligamento das fases. Para isto, a análise de sensibilidade será aplicada para obter a influência de V_1 e de θ_{OFF} sobre a potência gerada.

Da mesma forma, o controlador de potência é avaliado, de forma a se obter a interferência dos ganhos do controlador PI (k_p) e (k_i) sobre a integral absoluta do erro *IAE*. A análise de sensibilidade aplicada aos parâmetros do controlador de potência contribui positivamente com o algoritmo de otimização do controlador em relação ao tamanho do passo das variáveis de entrada ao longo das iterações.

5.9 Superfícies para otimização do ângulo de desligamento

Conforme exposto no capítulo anterior, a otimização do ângulo de desligamento das bobinas (θ_{OFF}) é baseada na relação que este parâmetro possui com a tensão de excitação V_1. Esta tensão assume vários valores em uma faixa devido à atuação do controlador de potência. Logo, deve-se conhecer o valor do melhor ângulo de desligamento θ_{OT} para cada valor de tensão.

Para encontrar estes valores, faz-se necessário o levantamento das superfícies das grandezas que impactam no rendimento do GRC. Os resultados apresentados anteriormente mostram um rendimento de aproximadamente 80% para uma excitação de 150V com velocidade de 1000rpm. Contudo, algumas possibilidades como a redução da potência mecânica de entrada, a redução da potência de excitação e o aumento da potência gerada contribuem positiva e diretamente com o rendimento total do GRC.

Dessa forma, é necessário conhecer qual o comportamento dessas grandezas perante a variação de θ_{OFF} e da excitação V_1. Logo, são levantadas as superfícies dessas variáveis em função do ângulo de desligamento e da excitação. A Figura 5.29 ilustra as superfícies obtidas com o modelo computacional para a potência de excitação P_1 e para a potência gerada P_2 para variação no ângulo de desligamento de $2°$ a $40°$ e para variação na tensão de excitação V_1 de 150V a 264V.

A Figura 5.30 ilustra as superfícies da potência mecânica de entrada e do rendimento mecânico do GRC. Para todas as simulações que resultaram na geração das superfícies, o ângulo de acionamento das fases θ_{ON} foi fixado em $3°$. Este atraso faz com que a corrente, ao desligar a bobina em $\theta_{OFF} = \theta_{ON} + 30°$, comece a diminuir em um instante

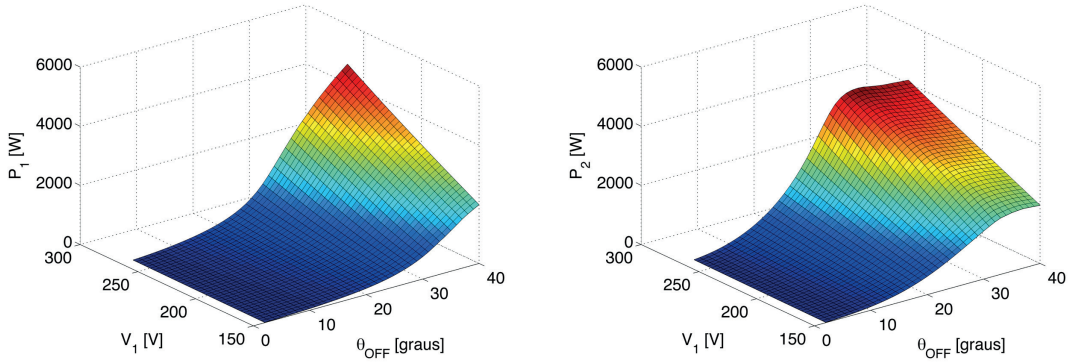


Figura 5.29: Superfícies: potência de excitação e potência gerada em função da variação de θ_{OFF} e V_1.

no qual a indutância é maior, potencializando a etapa de geração. Dessa forma, o ângulo θ_{OFF} foi variado a partir de $2°$, para garantir uma janela de pelo menos $5°$ de condução.

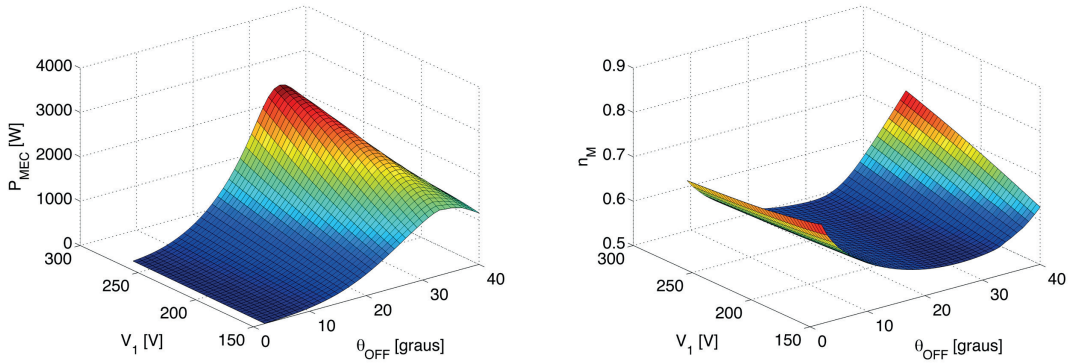


Figura 5.30: Superfícies: potência mecânica de entrada e rendimento mecânico em função da variação de θ_{OFF} e V_1.

Por fim, a Figura 5.31 ilustra as superfícies do rendimento elétrico e do rendimento total do gerador. Os redimentos elétrico e mecânico representam a relação entre a potência gerada com as potências de excitação e mecânica de entrada, respectivamente. As equações 5.31 e 5.32 mostram essa relação.

$$n_M = \frac{P_2}{P_{MEC} + P_2} \tag{5.31}$$

$$n_E = \frac{P_2}{P_1 + P_2} \tag{5.32}$$

Os parâmetros n_M e n_E são levados em consideração de forma a contribuir com a identificação da relação $\theta_{OT}(V_1)$, pois busca-se a minimização das potências de entrada associada à maximização da potência de saída.

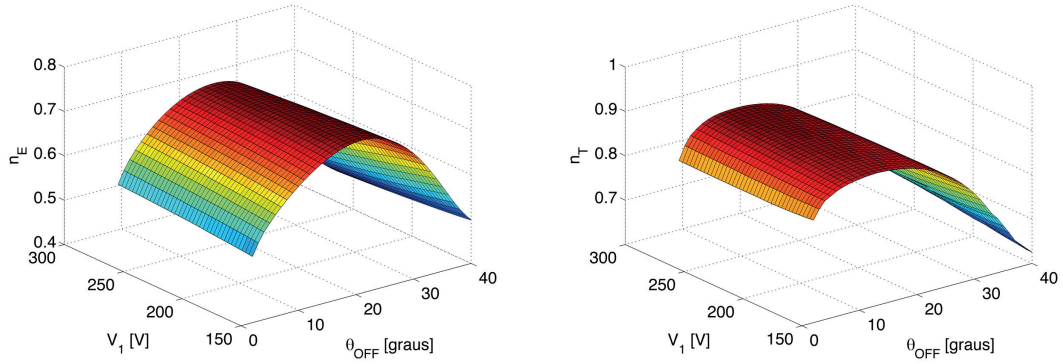


Figura 5.31: Superfícies: rendimento elétrico e rendimento total do GRC em função da variação de θ_{OFF} e V_1.

5.10 Controle de velocidade com ângulos de chaveamento fixos

O motor a relutância chaveado é submetido ao controle de velocidade utilizando o clássico controlador proporcional, integral e derivativo (PID). O controlador PID é escolhido pela simplicidade na implementação e por ser ferramenta analítica de baixo esforço computacional (NISE; RIBEIRO, 2009; OGATA; MAYA; LEONARDI, 2003). O modelo computacional do MRC é desenvolvido como ilustrado na Figura 2.20 e utiliza o perfil de indutância por regressão paramétrica, todos ilustrados na Figura 5.32 pelos blocos **motor a relutância chaveado**, **indutância** e **chaveamento**.

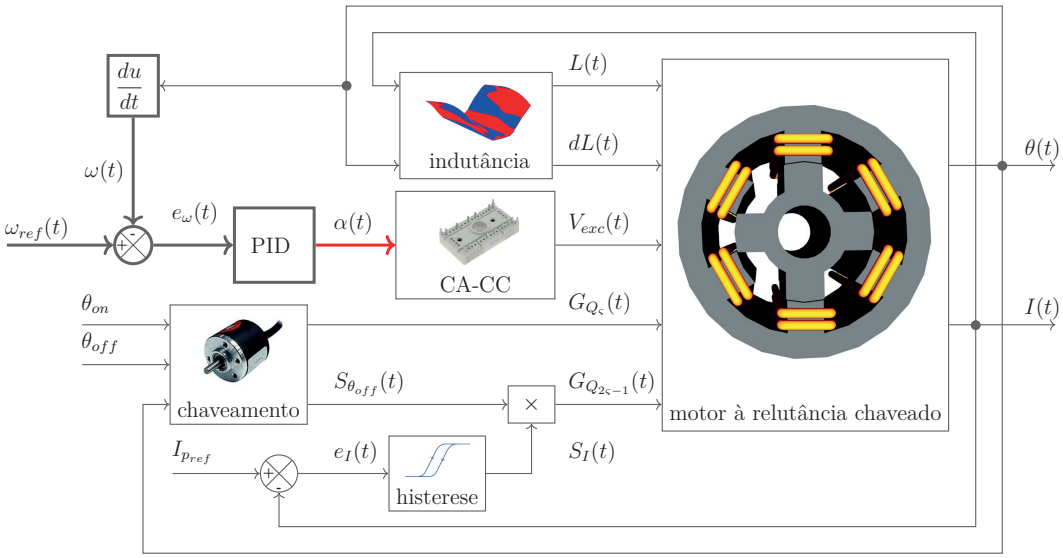


Figura 5.32: Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade por tensão de excitação com ângulos de chaveamento fixos.

No modelo de simulação do MRC são adicionadas rotinas computacionais essenciais para modelagem do acionamento e controle, são elas: i) conversor CA-CC que representa o retificador trifásico totalmente controlado (RTTC) (CUNHA REIS, 2014), ii) controlador PID e iii) controlador histerese (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006; OGATA;

MAYA; LEONARDI, 2003). Desta forma, é possível realizar o controle de velocidade através do ângulo de condução das chaves eletrônicas α do conversor CA-CC, representado na Figura 5.32 pela linha azul em destaque. O sinal de controle de velocidade α, representado na Figura 5.32 pela linha na cor vermelha, atua diretamente na tensão de excitação V_{exc} do MRC (CUNHA REIS, 2014; GOMES; GOMES; ASSIS *et al.*, 2016; RASHID, 1999).

Com os ângulos de chaveamento fixos no conversor *half-bridge*, mantém-se a janela de condução da corrente na bobina em $30°$, como recomendado pela literatura para MRC 6×4 (HWANG, 2002; KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002). O controle histerese é utilizado para garantir que a corrente de partida do motor não ultrapasse suas condições de fabricação. Tendo como referência a corrente de pico $I_{p_{ref}}$, o sinal de controle do controlador histerese S_I é multiplicado pelo sinal de desligamento das chaves superiores $S_{\theta_{off}}$ do conversor *half-brige* calculado no bloco **chaveamento**, tendo como resultado o sinal aplicado aos gates $G_{Q_{2_{S}-1}}$, como ilustrado na Figura 2.9.

O controlador PID é modelo linear aplicado a sistema não-linear, por isto é necessário estabelecer o ponto de operação do controle para a velocidade referência $\omega_{ref}(t)$ (*setpoint*) e em seguida definir o ajuste dos ganhos k_p, k_i e k_d do controlador. Vários métodos de ajuste do controlador PID são encontrados na literatura (CUNHA REIS, 2014; NISE; RIBEIRO, 2009; SILVA, W. G. da, 1999). Entre os métodos de ajustes, aqueles que empregam processo de otimização são utilizados por apresentarem melhores resultados nos quais: i) o motor opera a vazio, ii) com inserção de carga mecânica no eixo do motor e iii) variação do *setpoint* (CUNHA REIS, 2014). Portanto, utiliza-se no processo de otimização o algoritmo híbrido AG com MQN, tendo como função de avaliação para definir o melhor ajuste de velocidade, a expressão dada por:

$$f_\omega(k_p, k_i, k_d) \;=\; \frac{1}{3} \cdot \left[\int_0^\infty \left| \frac{e_\omega(t)}{\omega_{ref}(t)} \right| dt + \left| \frac{\omega(t_M) - \omega(\infty) + e_\omega(\infty)}{\omega_{ref}(\infty)} \right| \right] \tag{5.33}$$

no qual t_M é o instante em que ω possui valor máximo em t. A expressão (5.33) define a minimização normalizada referente à área do erro representada pela integral do erro absoluto (IAE), o sobressinal representado por $\omega(t_M) - \omega(\infty)$ e o erro em regime permanente representado por $e_\omega(\infty)$. De posse dos ganhos do controlador encontrados pelo otimizador é necessário realizar testes, aplicando perturbações ao sistema, verificando o desempenho do controle.

5.11 Controle de velocidade com tensão de excitação fixa

Para alcançar esta proposta, analisa-se diferentes topologias de controle de velocidade para o MRC, possibilitando realizar estudo comparativo das condições de controle, eficiência energética, *ripples* de corrente elétrica, torque mecânico, potências elétrica e mecânica entre outros. Neste caso, o controle de velocidade é realizado através do ângulo de desligamento das chaves do conversor *half-bridge* $S_{\theta_{off}}$, no qual o ângulo de disparo α das chaves do conversor CA-CC é fixo, garantindo tensão de excitação V_{exc} constante. A Figura 5.33 ilustra a topologia de controle atuando em $S_{\theta_{off}}$, no qual o controle de velocidade é representado pela linha azul em destaque, atuando diretamente na corrente de referência das bobinas I_{ref} representada na malha pela linha na cor vermelha.

O controlador de velocidade PID atua diretamente na corrente de referência I_{ref} do controlador histerese. A corrente na bobina deve ser controlada durante o chaveamento utilizando a técnica *soft chopping*, pois assim é possível obter menores níveis de *ripple* na

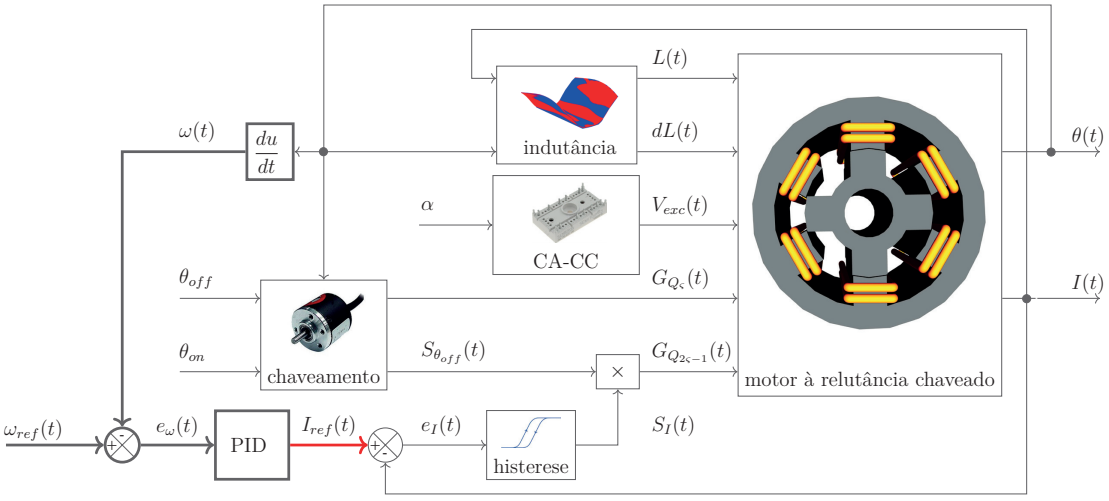


Figura 5.33: Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade pelos ângulos de chaveamento com tensão de excitação fixa.

corrente elétrica (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006). Utilizando esta técnica de controle são esperadas minimizações das vibrações e *ripples* de torque para altas velocidades (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006; SILVEIRA, 2008). Vários estudos indicam que a utilização do controle pelo ângulo de desligamento das bobinas pode ser prejudicial para a eficiência energética do MRC (REIS, Márcio R. C. *et al.*, 2015).

5.12 Controle de velocidade com ângulos de chaveamento dinâmicos

Para se obter maior desempenho do controle de velocidade e eficiência enérgica, utiliza-se o controle atuando na tensão de excitação com propostas de adequações não convencionais. De acordo com estudos realizados em Márcio R. C. Reis *et al.* (2015), o controle atuando na tensão de excitação da máquina a relutância chaveada produz maior eficiência energética. Além disto, outros estudos apresentam que para cada valor de ω existem ângulos de condução das bobinas θ_{on} e θ_{off} que proporcionam maior eficiência (REIS, M. R. C.; ARAÚJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P., 2017).

Os comportamentos das relações entre θ_{on}, θ_{off} e ω que produzam maior eficiência energética dependem das características de projeto do MRC (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006; KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002; SILVEIRA, 2008). Não são encontradas soluções analíticas para estas relações na literatura. Desta forma, é proposto o estudo visando maximizar a eficiência energética η e garantir maior desempenho de controle em determinada faixa de operação. Este modelo é ilustrado na Figura 5.34, na qual a linha azul em destaque representa o controle de velocidade, com sinal de controle representado pela linha na cor vermelha. Ainda na Figura 5.34, os blocos na cor cinza representam o sistema proposto para ajuste dinâmico, tanto do controlador de velocidade quanto dos ângulos de chaveamento.

Aplica-se ao modelo, faixa de referência de velocidade $\omega_{ref_{\min}} \leq \omega_{ref} \leq \omega_{ref_{\max}}$, considerando que $\omega_{ref}(\infty) \cong \omega(\infty)$ em condições de controle e para cada ω_{ref} tem-se $\theta_{on_{\min}} \leq \theta_{on} \leq \theta_{on_{\max}}$ e $\theta_{off_{\min}} \leq \theta_{off} \leq \theta_{off_{\max}}$. Assim, os conjuntos de dados $\theta_{on}(\omega_{ref})$ e $\theta_{off}(\omega_{ref})$ que produzem maior eficiência energética são construídos. O método de regressão paramétrica é aplicado para encontrar os coeficientes do polinômio

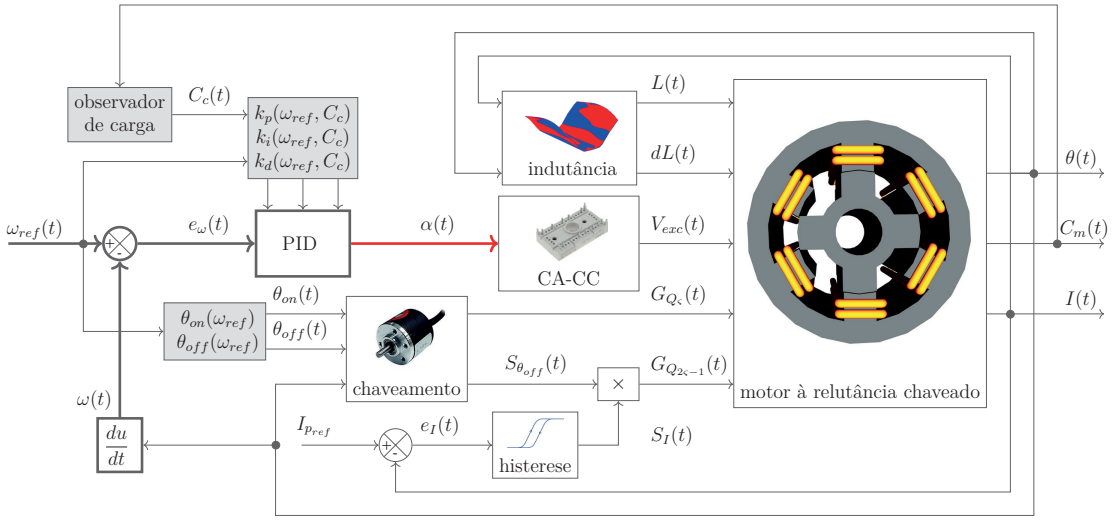


Figura 5.34: Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade por tensão de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos para melhoria da eficiência energética.

de Legendre $y_0,\ y_1,\ y_2,\ \cdots,\ y_n$ que represente $\theta_{on}(\omega_{ref})$ e $z_0,\ z_1,\ z_2,\ \cdots,z_n$ que represente $\theta_{off}(\omega_{ref})$, dados por (GOMES; O. ASSIS *et al.*, 2017):

$$\theta_{on}(\omega_{ref}) = y_0 + y_1 \cdot \omega_{ref} + y_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \cdots + y_n \cdot \omega_{ref}^n \tag{5.34}$$

$$\theta_{off}(\omega_{ref}) = z_0 + z_1 \cdot \omega_{ref} + z_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \cdots + z_n \cdot \omega_{ref}^n \tag{5.35}$$

em que n é a quantidade de coeficientes necessários para o ajuste da curva otimizada. Como os valores dos ângulos de chaveamento para este caso são dinâmicos, o sistema em que a entrada é α e a saída é ω será também alterado de forma dinâmica. Para o controlador PID atuar de forma otimizada em toda faixa de operação $\omega_{ref_{\min}} \leq \omega_{ref} \leq \omega_{ref_{\max}}$, o algoritmo de otimização híbrido busca os ganhos otimizados k_p, k_i e k_d com o sistema a vazio $C_c = 0$ para cada ω_{ref}, utilizando a função de avaliação dada em (5.33).

Em seguida o algoritmo de otimização híbrido busca os adicionais dos ganhos $k_{p_{Add}}$, $k_{i_{Add}}$ e $k_{d_{Add}}$ com o sistema sob inserção de carga mecânica $C_c > 0$, no qual C_c é calculado de forma dinâmica com o sistema de observação de carga mecânica aplicada ao eixo do MRC, utilizando a expressão (2.8). O método de regressão paramétrica é utilizado para encontrar a expressão matemática que melhor se ajuste ao conjunto de dados dos ganhos para toda faixa $\omega_{ref_{\min}} \leq \omega_{ref} \leq \omega_{ref_{\max}}$. As expressões de (5.36) a (5.38) correspondem as bases polinomiais de Legendre para o ajuste da curva referente aos conjuntos $k_p(\omega_{ref}, C_c)$, $k_i(\omega_{ref}, C_c)$ e $k_d(\omega_{ref}, C_c)$.

$$\begin{aligned} k_p(\omega_{ref}, C_c) = & \underbrace{(A_0 + A_1 \cdot \omega_{ref} + A_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \cdots + A_n \cdot \omega_{ref}^n)}_{\text{Ganho proporcional } k_p} + \\ & \underbrace{(a_0 + a_1 \cdot \omega_{ref} + a_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \cdots + a_m \cdot \omega_{ref}^m)}_{\text{Ganho proporcional adicional } k_{p_{Add}}} \cdot C_c \end{aligned} \tag{5.36}$$

$$k_i(\omega_{ref}, C_c) = \underbrace{(B_0 + B_1 \cdot \omega_{ref} + B_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \cdots + B_n \cdot \omega_{ref}^n)}_{\text{Ganho integral } k_i} + \underbrace{(b_0 + b_1 \cdot \omega_{ref} + b_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \cdots + b_m \cdot \omega_{ref}^m)}_{\text{Ganho integral adicional } k_{i_{Add}}} \cdot C_c \tag{5.37}$$

$$k_d(\omega_{ref}, C_c) = \underbrace{(C_0 + C_1 \cdot \omega_{ref} + C_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \cdots + C_n \cdot \omega_{ref}^n)}_{\text{Ganho derivativo } k_d} + \underbrace{(c_0 + c_1 \cdot \omega_{ref} + c_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \cdots + c_m \cdot \omega_{ref}^m)}_{\text{Ganho derivativo adicional } k_{d_{Add}}} \cdot C_c \tag{5.38}$$

no qual n e m são números de coeficientes necessários para o ajuste da curva otimizada. Desta forma, tem-se o sistema que calcula analiticamente os valores de $\theta_{on}(\omega)$ e θ_{off} que produzem a maior eficiência energética e os valores de k_p, k_i e k_d que produzem maior desempenho do controle de velocidade.

5.13 Estudos de Casos

Neste Estudo de Caso I, é utilizado o perfil de indutância encontrado pela regressão paramétrica, submetendo o MRC ao controle de velocidade, como proposto na Figura 5.32. Para este caso, a corrente de pico de referência é estabelecida em $I_{p_{ref}} = 10A$ e os ângulos de chaveamento são os recomendados pela literatura $\theta_{on} = 0°$ e $\theta_{off} = 30°$. Um sinal degrau foi aplicado na referência de velocidade $\omega_{ref} = 155rad/s$ com torque de carga $C_c = 5N \cdot m$ em $t = 25s$. O algoritmo de otimização híbrido é utilizado para encontrar os ganhos do controlador PID. A função de avaliação utilizada é dada por (5.33) e os ganhos encontrados são $k_p = 1,347[°\cdot s/rad]$, $k_i = 8,040 \cdot 10^{-1}[°\cdot s/rad]$ e $k_d = 6,409 \cdot 10^{-4}[°\cdot s/rad]$. A Figura 5.35 apresenta os resultados com o controlador PID otimizado atuando na tensão de excitação com ângulos de chaveamento fixos.

O valor da função de avaliação do processo de otimização que encontrou os ganhos do controlador PID é de $f_\omega = 1,97\%$. A Figura 5.35(b) apresenta a corrente de pico durante a partida do MRC que foi de aproximadamente $I_p \approx 10A$ e após inserção de carga mecânica de $I_p \approx 9A$. O torque médio desenvolvido pelo MRC é de $C_m \approx 5N \cdot m$ e o *ripple* de torque $r_T \approx 9,6N \cdot m$, como apresentado na Figura 5.35(c). Na Figura 5.35(d) a potência elétrica média consumida é de $P_e \approx 1000W$ e a potência média convertida em potência mecânica entregue pelo MRC é de aproximadamente $P_m \approx 755W$. A tensão de excitação aplicada pelo controlador PID para este caso foi de $V_{exc} \approx 235V$.

A eficiência energética do MRC para este estudo de caso é de $\eta \approx 0,755$, Figura 5.35(d), quando aplicado carga mecânica no eixo. O estudo foi realizado considerando o acionamento convencional com controle atuando na tensão de excitação e ângulos de chaveamento fixos em janela de $30°$. Para este caso, o sistema apresentou resposta de controle de velocidade com correção após a inserção da carga mecânica, com tempo inferior a $7s$ e eficiência energética dentro dos padrões, considerando que a máquina utilizada foi fabricada manualmente (ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de, 2006).

Neste novo Estudo de Caso II, o MRC foi submetido ao controle de velocidade utilizando a proposta da Figura 5.33. Assim, a tensão de excitação foi estabelecida em

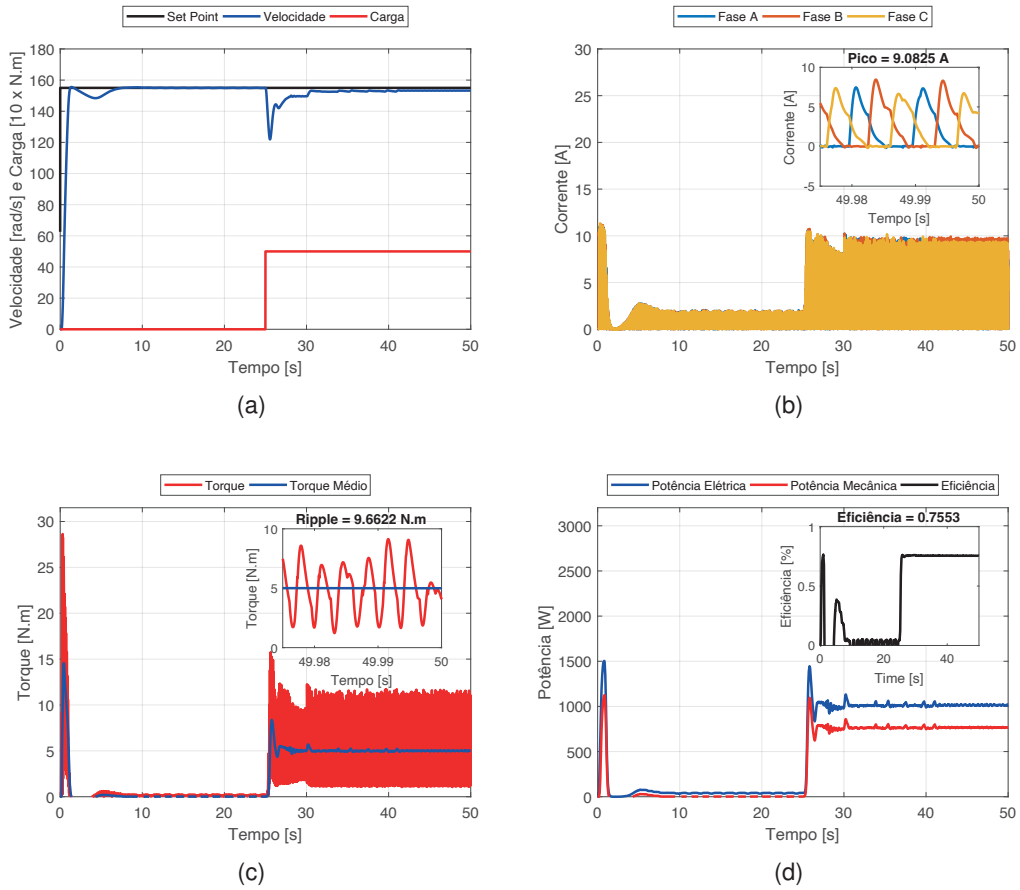


Figura 5.35: Controlador PID atuando através da tensão de excitação com ângulos de chaveamento fixos: (a) resposta de velocidade com $\omega_{ref} = 155rad/s$, (b) corrente elétrica por fase, (c) torque desenvolvido pelo MRC e (d) potência elétrica de entrada, potência mecânica de saída e eficiência energética do MRC.

$V_{exc} = 385V$ e os ângulos de chaveamento são os recomendado pela literatura $\theta_{on} = 0°$ e $\theta_{off} = 30°$. Um sinal degrau foi aplicado tendo os valores de parâmetros: $\omega_{ref} = 155rad/s$, $C_c = 5N \cdot m$ em $t = 25s$. O algoritmo de otimização híbrido com função de avaliação dada por (5.33) foi utilizado para encontrar os ganhos do controlador PID, nos quais os ganhos encontrados são: $k_p = 1,504 \cdot 10^{-1}[A \cdot s/rad]$, $k_i = 6,710 \cdot 10^{-2}[A \cdot s/rad]$ e $k_d = 1,215 \cdot 10^{-4}[A \cdot s/rad]$. A Figura 5.36 apresenta os resultados com o controlador PID otimizado atuando na corrente da bobina pelos ângulos de chaveamento e tensão de excitação fixa.

A função de avaliação do processo de otimização que encontrou os ganhos do controlador PID é de $f_\omega = 4,51\%$. A Figura 5.36(b) apresenta a corrente de pico durante a partida do MRC com valor aproximado de $10A$ e após inserção de carga mecânica com valor de $I_p \approx 7A$. O torque médio desenvolvido pelo MRC foi de $C_m \approx 5N \cdot m$ e o *ripple* de torque de $r_T \approx 7,31N \cdot m$, como apresentado na Figura 5.36(c). Na Figura 5.36(d) a potência elétrica média consumida é de $P_e \approx 1050W$ e a potência média convertida em potência mecânica entregue pelo MRC é de aproximadamente $P_m \approx 775W$.

A eficiência energética do MRC neste estudo de caso é de $\eta \approx 0,736$, Figura 5.36(d), quando aplicado carga mecânica no eixo. O estudo foi realizado considerando o aci-

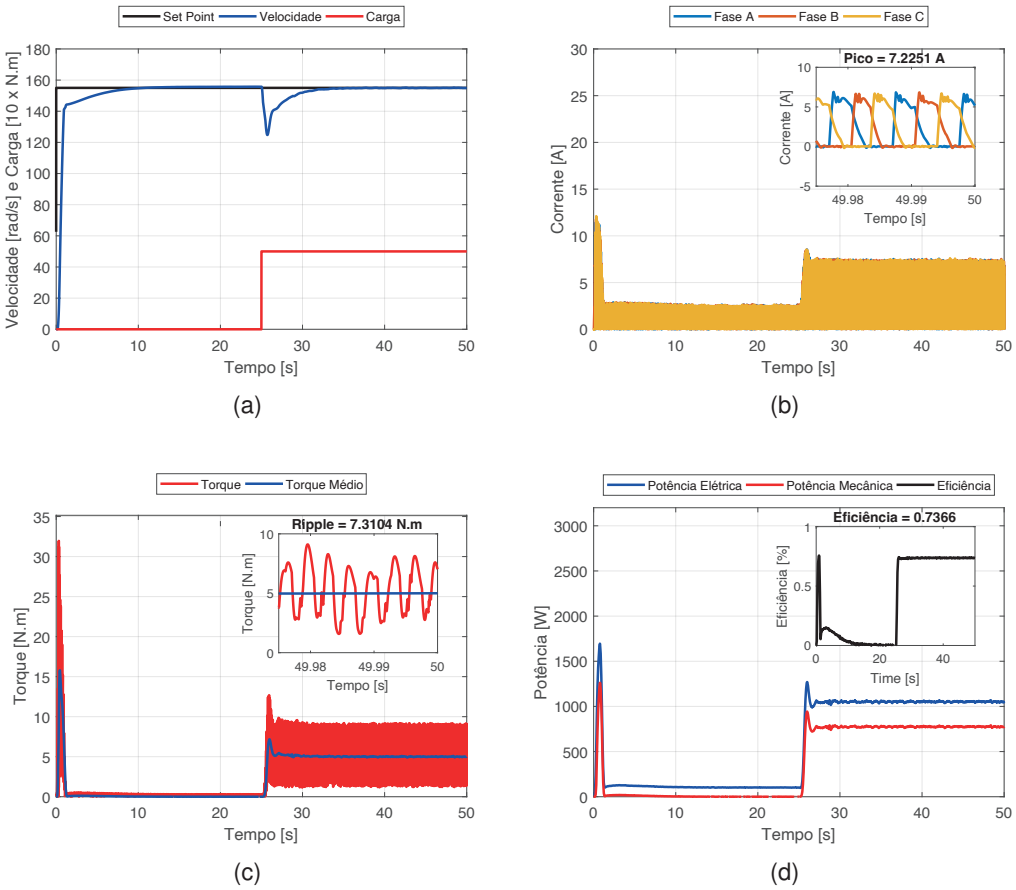


Figura 5.36: Otimização do controlador PID atuando nos ângulos de chaveamento com tensão de excitação fixa: (a) resposta de velocidade com $\omega_{ref} = 155 rad/s$, (b) corrente elétrica por fase, (c) torque desenvolvido pelo MRC e (d) potência elétrica de entrada, potência mecânica de saída e eficiência energética do MRC.

onamento convencional com controle atuando na corrente de referência através do chaveamento das bobinas com janela de condução fixa em $30°$. Neste caso o sistema apresentou resposta de controle de velocidade com correção após a inserção da carga mecânica em tempo menor que $8s$ e eficiência energética inferior ao caso anterior em $2,6\%$.

Neste novo Estudo de Caso III, com base na malha de controle da Figura 5.34, foi realizado procedimento para conhecer θ_{on} e θ_{off} que proporcionam maior eficiência do MRC para cada ω_{ref} com $C_c = 5N \cdot m$. O teste consiste em incrementar os ângulos de chaveamento de $-5° \leq \theta_{on} \leq 15°$ e $-20° \leq \theta_{off} \leq 40°$, com intervalo de $2°$, para cada velocidade $50 rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155 rad/s$, com intervalo de $5 rad/s$. Para esta análise, os ganhos do controlador PID utilizados são os mesmos encontrados pelo algoritmo de otimização híbrido do Estudo de Caso I.

De posse dos valores de θ_{on} e θ_{off} que produzem a maior eficiência energética para cada velocidade, é possível utilizar o método dos mínimos quadrados para encontrar os coeficientes das expressões (5.34) e (5.35) que se adequem às curvas θ_{on} (cor preta) e θ_{off} (cor azul) da Figura 5.37(a).

Foram realizados testes nas expressões (5.34) e (5.35) utilizando os mínimos quadra-

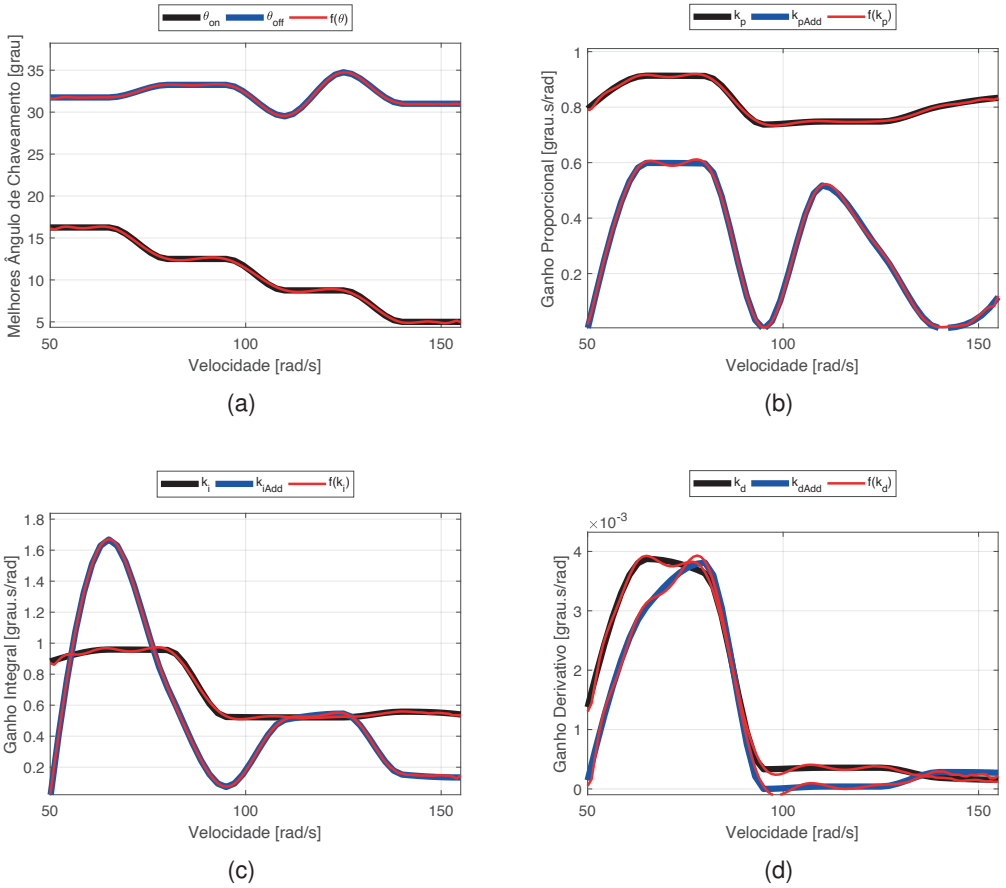


Figura 5.37: Identificação das expressões analíticas que representam a dinâmica, em função da velocidade, dos ângulos de chaveamento e ganhos do controlador PID: (a) ângulos de chaveamos das bobinas do MRC, (b) ação proporcional do controlador PID, (c) ação integral do controlador PID e (d) ação derivativa do controlador PID.

dos com $1 \leq n \leq 50$, de forma a encontrar o valor de n que proporcionasse a expressão otimizada. As expressões encontrada utilizando o método proposto são dadas por (5.39) e (5.40), podendo ser visualizadas pelas curvas de cor vermelha da Figura 5.37(a).

$$\begin{aligned}\theta_{on}(\omega_{ref}) \;=\; & +9,390\cdot10^{7}-1,790\cdot10^{7}\cdot\omega_{ref}+1,590\cdot10^{6}\cdot\omega_{ref}^{2}-8,747\cdot10^{4}\cdot\omega_{ref}^{3}\\ & +3,336\cdot10^{3}\cdot\omega_{ref}^{4}-9,365\cdot10^{1}\cdot\omega_{ref}^{5}+2,003\cdot\omega_{ref}^{6}-3,337\cdot10^{-2}\cdot\omega_{ref}^{7}\\ & +4,382\cdot10^{-4}\cdot\omega_{ref}^{8}-4,564\cdot10^{-6}\cdot\omega_{ref}^{9}+3,769\cdot10^{-8}\cdot\omega_{ref}^{10}-2,445\cdot10^{-10}\cdot\omega_{ref}^{11}\\ & +1,246\cdot10^{-12}\cdot\omega_{ref}^{12}-4,825\cdot10^{-15}\cdot\omega_{ref}^{13}+1,376\cdot10^{-17}\cdot\omega_{ref}^{14}-2,727\cdot10^{-20}\cdot\omega_{ref}^{15}\\ & +3,352\cdot10^{-23}\cdot\omega_{ref}^{16}-1,923\cdot10^{-26}\cdot\omega_{ref}^{17}\end{aligned} \tag{5.39}$$

$$\begin{aligned}\theta_{on}(\omega_{ref}) \;=\; &+9,667\cdot10^{7}-1,859\cdot10^{7}\cdot\omega_{ref}+1,661\cdot10^{6}\cdot\omega_{ref}^{2}-9,170\cdot10^{4}\cdot\omega_{ref}^{3}\\&+3,501\cdot10^{3}\cdot\omega_{ref}^{4}-9,814\cdot10^{1}\cdot\omega_{ref}^{5}+2,091\cdot\omega_{ref}^{6}-3,459\cdot10^{-2}\cdot\omega_{ref}^{7}\\&+4,499\cdot10^{-4}\cdot\omega_{ref}^{8}-4,627\cdot10^{-6}\cdot\omega_{ref}^{9}+3,764\cdot10^{-8}\cdot\omega_{ref}^{10}-2,408\cdot10^{-10}\cdot\omega_{ref}^{11}\\&+1,197\cdot10^{-12}\cdot\omega_{ref}^{12}-4,530\cdot10^{-15}\cdot\omega_{ref}^{13}+1,259\cdot10^{-17}\cdot\omega_{ref}^{14}-2,427\cdot10^{-20}\cdot\omega_{ref}^{15}\\&+3,893\cdot10^{-23}\cdot\omega_{ref}^{16}-1,607\cdot10^{-26}\cdot\omega_{ref}^{17}\end{aligned} \tag{5.40}$$

Com as expressões (5.39) e (5.40) conhecidas e inseridas ao modelo, o controlador PID com ganhos estáticos atuará de forma não otimizada, tendo em vista a faixa de operação de ω e os valores dinâmicos de θ_{on} e θ_{off}. Desta forma, otimiza-se os ganhos estáticos do controlador PID para cada velocidade com $50rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$, utilizando o algoritmo de otimização híbrido com a função de avaliação dada por (5.33). As Figura 5.37(b), Figura 5.37(c) e Figura 5.37(d) apresentam os resultados dos ganhos e os adicionais dos ganhos do controlado PID que proporcionam ajuste otimizado para toda faixa $50rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$.

De posse dos ganhos e adicionais de ganhos é possível utilizar o método dos mínimos quadrados de forma a obter expressão analítica que se adeque aos ganhos encontrados. A base das expressões para o ajuste de curva são dadas por (5.36), (5.37) e (5.38). Foram realizados testes utilizando os mínimos quadrados, para $1 \leq n \leq 50$ e $1 \leq m \leq 50$, que proporcionassem n e m para as expressões otimizadas. As expressões encontradas são dadas por (5.41), (5.42) e (5.43) e podem ser visualizadas nas Figura 5.37(b), Figura 5.37(c) e Figura 5.37(d) na cor vermelha.

$$\begin{aligned}k_p(\omega_{ref},C_c) \;=\; &\big(+5,035\cdot10^{6}-9,475\cdot10^{5}\cdot\omega_{ref}+8,291\cdot10^{4}\cdot\omega_{ref}^{2}-4,481\cdot10^{3}\cdot\omega_{ref}^{3}\\&+1,675\cdot10^{2}\cdot\omega_{ref}^{4}-4,601\cdot\omega_{ref}^{5}+9,660\cdot10^{-2}\cdot\omega_{ref}^{6}-1,558\cdot10^{-3}\cdot\omega_{ref}^{7}\\&+1,987\cdot10^{-5}\cdot\omega_{ref}^{8}-2,006\cdot10^{-7}\cdot\omega_{ref}^{9}+1,602\cdot10^{-9}\cdot\omega_{ref}^{10}-1,007\cdot10^{-11}\cdot\omega_{ref}^{11}\\&+4,925\cdot10^{-14}\cdot\omega_{ref}^{12}-1,833\cdot10^{-16}\cdot\omega_{ref}^{13}+5,021\cdot10^{-19}\cdot\omega_{ref}^{14}-9,532\cdot10^{-22}\cdot\omega_{ref}^{15}\\&+1,120\cdot10^{-24}\cdot\omega_{ref}^{16}-6,140\cdot10^{-28}\cdot\omega_{ref}^{17}\big)\\&+\big(-5,710\cdot10^{6}+1,190\cdot10^{6}\cdot\omega_{ref}-1,150\cdot10^{5}\cdot\omega_{ref}^{2}+6,853\cdot10^{3}\cdot\omega_{ref}^{3}\\&-2,816\cdot10^{2}\cdot\omega_{ref}^{4}+8,481\cdot\omega_{ref}^{5}-1,937\cdot10^{-1}\cdot\omega_{ref}^{6}+3,430\cdot10^{-3}\cdot\omega_{ref}^{7}\\&-4,766\cdot10^{-5}\cdot\omega_{ref}^{8}+5,228\cdot10^{-7}\cdot\omega_{ref}^{9}-4,530\cdot10^{-9}\cdot\omega_{ref}^{10}+3,083\cdot10^{-11}\cdot\omega_{ref}^{11}\\&-1,628\cdot10^{-13}\cdot\omega_{ref}^{12}+6,539\cdot10^{-16}\cdot\omega_{ref}^{13}-1,928\cdot10^{-18}\cdot\omega_{ref}^{14}+3,935\cdot10^{-21}\cdot\omega_{ref}^{15}\\&-4,965\cdot10^{-24}\cdot\omega_{ref}^{16}+2,917\cdot10^{-27}\cdot\omega_{ref}^{17}\big)\cdot C_c\end{aligned} \tag{5.41}$$

As expressões analíticas encontradas são inseridas no modelo computacional desenvolvido, proposto na Figura 5.34, no qual o MRC é submetido ao controle de velocidade. Para este caso, a corrente de pico de referência é estabelecida em $I_{p_{ref}} = 10A$ e os ângulos de chaveamento são calculados dinamicamente de acordo com (5.39) e (5.40). Um sinal degrau foi aplicado na referência de velocidade $\omega_{ref} = 155rad/s$ com torque de carga aplicado $C_c = 5N \cdot m$ em $t = 25s$. Os ganhos do controlador são calculados de forma dinâmica dados pelas expressões de (5.41) a (5.43) e a Figura 5.38 apresenta os resultados obtidos pelo modelo proposto.

$$
\begin{aligned}
k_i(\omega_{ref}, C_c) \;=\; & \big(+ 1,237 \cdot 10^{7} - 2,326 \cdot 10^{6} \cdot \omega_{ref} + 2,035 \cdot 10^{5} \cdot \omega_{ref}^{2} - 1,100 \cdot 10^{4} \cdot \omega_{ref}^{3} \\
& + 1,130 \cdot 10^{2} \cdot \omega_{ref}^{4} - 4,601 \cdot 10^{1} \cdot \omega_{ref}^{5} + 2,361 \cdot 10^{-1} \cdot \omega_{ref}^{6} - 3,830 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_{ref}^{7} \\
& + 4,890 \cdot 10^{-5} \cdot \omega_{ref}^{8} - 4,940 \cdot 10^{-7} \cdot \omega_{ref}^{9} + 3,950 \cdot 10^{-9} \cdot \omega_{ref}^{10} - 2,487 \cdot 10^{-11} \cdot \omega_{ref}^{11} \\
& + 1,217 \cdot 10^{-13} \cdot \omega_{ref}^{12} - 4,541 \cdot 10^{-16} \cdot \omega_{ref}^{13} + 1,245 \cdot 10^{-18} \cdot \omega_{ref}^{14} - 2,370 \cdot 10^{-21} \cdot \omega_{ref}^{15} \\
& + 2,793 \cdot 10^{-24} \cdot \omega_{ref}^{16} - 1,535 \cdot 10^{-27} \cdot \omega_{ref}^{17} \big) \\
& + \big(- 1,362 \cdot 10^{7} + 2,714 \cdot 10^{6} \cdot \omega_{ref} - 2,517 \cdot 10^{5} \cdot \omega_{ref}^{2} + 1,442 \cdot 10^{4} \cdot \omega_{ref}^{3} \\
& - 5,716 \cdot 10^{2} \cdot \omega_{ref}^{4} + 1,663 \cdot 10^{1} \cdot \omega_{ref}^{5} - 3,683 \cdot 10^{-1} \cdot \omega_{ref}^{6} + 6,331 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_{ref}^{7} \\
& - 8,559 \cdot 10^{-5} \cdot \omega_{ref}^{8} + 9,154 \cdot 10^{-7} \cdot \omega_{ref}^{9} - 7,746 \cdot 10^{-9} \cdot \omega_{ref}^{10} + 5,157 \cdot 10^{-11} \cdot \omega_{ref}^{11} \\
& - 2,669 \cdot 10^{-13} \cdot \omega_{ref}^{12} + 1,051 \cdot 10^{-15} \cdot \omega_{ref}^{13} - 3,046 \cdot 10^{-18} \cdot \omega_{ref}^{14} + 6,115 \cdot 10^{-21} \cdot \omega_{ref}^{15} \\
& - 7,599 \cdot 10^{-24} \cdot \omega_{ref}^{16} + 4,401 \cdot 10^{-27} \cdot \omega_{ref}^{17} \big) \cdot C_c
\end{aligned}
\tag{5.42}
$$

$$
\begin{aligned}
k_d(\omega_{ref}, C_c) \;=\; & \big(+ 8,671 \cdot 10^{4} - 1,633 \cdot 10^{4} \cdot \omega_{ref} + 1,431 \cdot 10^{3} \cdot \omega_{ref}^{2} - 7,748 \cdot 10^{1} \cdot \omega_{ref}^{3} \\
& + 2,901 \cdot \omega_{ref}^{4} - 7,980 \cdot 10^{-2} \cdot \omega_{ref}^{5} + 1,669 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_{ref}^{6} - 2,712 \cdot 10^{-5} \cdot \omega_{ref}^{7} \\
& + 3,467 \cdot 10^{-7} \cdot \omega_{ref}^{8} - 3,507 \cdot 10^{-9} \cdot \omega_{ref}^{9} + 2,808 \cdot 10^{-11} \cdot \omega_{ref}^{10} - 1,770 \cdot 10^{-13} \cdot \omega_{ref}^{11} \\
& + 8,682 \cdot 10^{-16} \cdot \omega_{ref}^{12} - 3,242 \cdot 10^{-18} \cdot \omega_{ref}^{13} + 8,912 \cdot 10^{-21} \cdot \omega_{ref}^{14} - 1,698 \cdot 10^{-23} \cdot \omega_{ref}^{15} \\
& + 2,005 \cdot 10^{-26} \cdot \omega_{ref}^{16} - 1,104 \cdot 10^{-29} \cdot \omega_{ref}^{17} \big) \\
& + \big(+ 1,089 \cdot 10^{5} - 2,052 \cdot 10^{4} \cdot \omega_{ref} + 1,798 \cdot 10^{3} \cdot \omega_{ref}^{2} - 9,734 \cdot 10^{1} \cdot \omega_{ref}^{3} \\
& + 3,646 \cdot \omega_{ref}^{4} - 1,003 \cdot 10^{-1} \cdot \omega_{ref}^{5} + 2,098 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_{ref}^{6} - 3,410 \cdot 10^{-5} \cdot \omega_{ref}^{7} \\
& + 4,361 \cdot 10^{-7} \cdot \omega_{ref}^{8} - 4,413 \cdot 10^{-9} \cdot \omega_{ref}^{9} + 3,535 \cdot 10^{-11} \cdot \omega_{ref}^{10} - 2,229 \cdot 10^{-13} \cdot \omega_{ref}^{11} \\
& + 1,093 \cdot 10^{-15} \cdot \omega_{ref}^{12} - 4,085 \cdot 10^{-18} \cdot \omega_{ref}^{13} + 1,123 \cdot 10^{-20} \cdot \omega_{ref}^{14} - 2,140 \cdot 10^{-23} \cdot \omega_{ref}^{15} \\
& + 2,527 \cdot 10^{-26} \cdot \omega_{ref}^{16} - 1,392 \cdot 10^{-29} \cdot \omega_{ref}^{17} \big) \cdot C_c
\end{aligned}
\tag{5.43}
$$

O valor da função de avaliação encontrada pela expressão (5.33), para o teste no qual $\omega_{ref} = 155 rad/s$, é de $f_\omega = 1,17\%$. A Figura 5.38(b) apresenta a corrente de pico durante a partida do MRC que foi de aproximadamente $I_p \approx 10A$ e após inserção de carga mecânica de $I_p \approx 6,8A$. O torque médio desenvolvido pelo MRC é de $C_m \approx 5N \cdot m$ e o *ripple* de torque de $r_T \approx 9,8N \cdot m$, como ilustrado na Figura 5.38(c). Na Figura 5.38(d) a potência elétrica média consumida é de $P_e \approx 990W$ e a potência média convertida em potência mecânica entregue pelo MRC é de aproximadamente $P_m \approx 761W$. A tensão de excitação aplicada pelo controlador PID para este caso foi de $V_{exc} \approx 341V$. Como apresentado na Figura 5.38(d), a eficiência energética do MRC para este estudo de caso é de $\eta \approx 0,769$ quando aplicado carga mecânica no eixo.

O estudo foi realizado considerando o acionamento não convencional com controle assistido de forma analítica, atuando na tensão de excitação e ângulos de chaveamento dinâmicos. Neste caso, o sistema apresentou resposta de controle de velocidade com correção após a inserção da carga mecânica em tempo de aproximadamente $4s$ e eficiência energética superior em $1,8\%$ com relação ao acionamento convencional do Estudo de Caso I e de $4,3\%$ com relação ao acionamento apresentado no Estudo de Caso II. Os testes

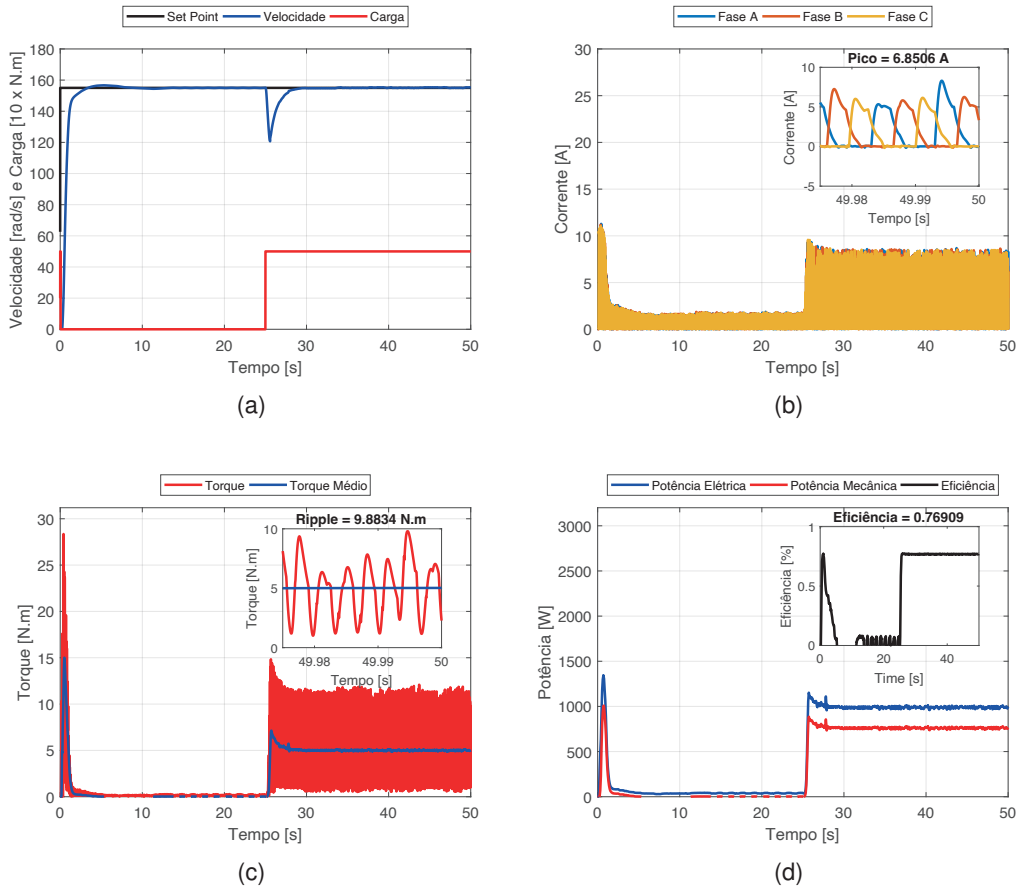


Figura 5.38: Controlador PID atuando na tensão de excitação com ajuste do controlador PID e ângulos de chaveamento dinâmicos: (a) resposta de velocidade com $\omega_{ref} = 155rad/s$, (b) corrente elétrica por fase, (c) torque desenvolvido pelo MRC e (d) potência elétrica de entrada, potência mecânica de saída e eficiência energética do MRC.

foram realizados em apenas um ponto de operação do MRC, no qual $\omega = 155rad/s$ e $C_c = 5N \cdot m$.

Os testes de acionamento e controle do MRC foram realizados para um ponto de operação no Estudo de Caso I, Estudo de Caso II e Estudo de Caso III, na qual a velocidade e o torque de carga proporcionam potência mecânica de aproximadamente $P_m \approx 775W$, sendo os resultados dispostos nas Tabela 5.13 e Tabela 5.13. Outros testes foram realizados para a faixa de operação com $50rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$ e a carga aplicada ao eixo do MRC de $0,5N \cdot m \leq C_c \leq 5N \cdot m$.

Tabela 5.5: Valores dos ângulos de chaveamento e ganhos do controlador de velocidade para os testes com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 155rad/s$ e em $C_c = 5N \cdot m$.

Estudo de Caso	$\theta_{on}[^\circ]$	$\theta_{off}[^\circ]$	k_p*	k_i*	k_d*
I	0	30	$1,34$	$8,04 \cdot 10^{-1}$	$6,40 \cdot 10^{-4}$
II	0	30	$1,50 \cdot 10^{-1}$	$6,71 \cdot 10^{-2}$	$1,21 \cdot 10^{-4}$
III	(5.40)	(5.40)	(5.41)	(5.42)	(5.43)

*Unidade de medida $[^\circ \cdot s/rad]$ para os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III e $[A \cdot s/rad]$ para o Estudo de Caso II.

Tabela 5.6: Valores de potências, função de avaliação da velocidade e eficiência energética para os testes com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 155rad/s$ e em $C_c = 5N \cdot m$.

Estudo de Caso	$P_e[W]$	$P_m[W]$	$f_\omega[\%]$	$\eta[\%]$
I	1000	755	$1,97$	$0,755$
II	1050	775	$4,51$	$0,736$
III	990	761	$1,17$	$0,769$

Nas Tabela 5.13 e Tabela 5.13 o Estudo de Caso III obteve menor valor da função de avaliação para o controle de velocidade e apresentou menor consumo de potência elétrica P_e, consequentemente obtendo maior eficiência energética η.

Os acionamentos convencionais com o controlador PID atuando através da tensão de excitação (Estudo de Caso I) e através do chaveamento das bobinas (Estudo de Caso II), foram otimizados e para cada caso, as condições são: i) velocidade fixa $\omega_{ref} = 155rad/s$ e ii) torque de carga fixo $C_c = 5N \cdot m$. Sendo o controlador PID sistema linear com ganhos fixos, espera-se que quanto mais distante do ponto de operação em que o controle foi otimizado, menor será a qualidade da resposta de controle. A Figura 5.39(a) apresenta o desempenho do controlador de velocidade, calculado por (5.33), para os três acionamentos propostos.

Sendo a mesma faixa de ω_{ref} proposta para encontrar as expressões (5.39) a (5.43). O acionamento e controle do MRC, no Estudo de Caso III, se comporta de forma dinâmica para faixa de ω_{ref}. Em condições de extrapolação o Estudo de Caso III passa a se comportar como o Estudo de Caso I, com ângulos de chaveamento e ganhos do controlador fixos. Ainda na Figura 5.39(a), pode-se observar que o Estudo de Caso III apresentou resposta do controle de velocidade superior aos Estudo de Caso I e Estudo de Caso II para toda a faixa de operação, sendo 145% menor quando comparado ao Estudo de Caso I e 113% quando comparado ao Estudo de Caso II.

Considerando a mesma velocidade e o mesmo torque, a maior diferença nos valores da função de avaliação do Estudo de Caso III com relação ao Estudo de Caso I foi de 699% e 208% com relação ao Estudo de Caso II. Quanto menor o valor da função de avaliação, mais eficiênte é o controle. Observa-se que a diferença entre os valores da função de avaliação utilizando o modelo proposto no Estudo de Caso III, é maior em condições que ω e C_c estão o mais distante do ponto de operação em que o Estudo de Caso I e Estudo de Caso II foram otimizados $\omega = 155rad/s$ e $C_c = 5N \cdot m$. O sistema de controle PID com ganhos dinâmicos possui menores valores de f_ω para toda faixa de operação analisada.

Com relação a eficiência energética apresentado na Figura 5.39(b), para toda faixa de operação, o Estudo de Caso III apresentou superior em $6,80\%$ quando comparado ao Estudo de Caso I e $18,16\%$ quando comparado ao Estudo de Caso II. Considerando a mesma velocidade e o mesmo torque, a maior diferença nos valores da função de avaliação do Estudo de Caso III com relação ao Estudo de Caso I foi de $23,65\%$ e $40,55\%$ com relação ao Estudo de Caso II. Observa-se que a diferença de eficiência energética referente ao modelo proposto no Estudo de Caso III em comparação aos outros casos, é maior em condições de baixas velocidades, além de possuir valores maiores para toda a faixa de operação.

A corrente contínua fornecida ao MRC através do barramento CC é apresentada na Figura 5.39(c). O modelo proposto pelo Estudo de Caso III obteve menor consumo de corrente com relação ao Estudo de Caso I. O *ripple* de torque é apresentado na Figura 5.39(d) no qual o Estudo de Caso I produz menor *ripple* em maiores velocidades.

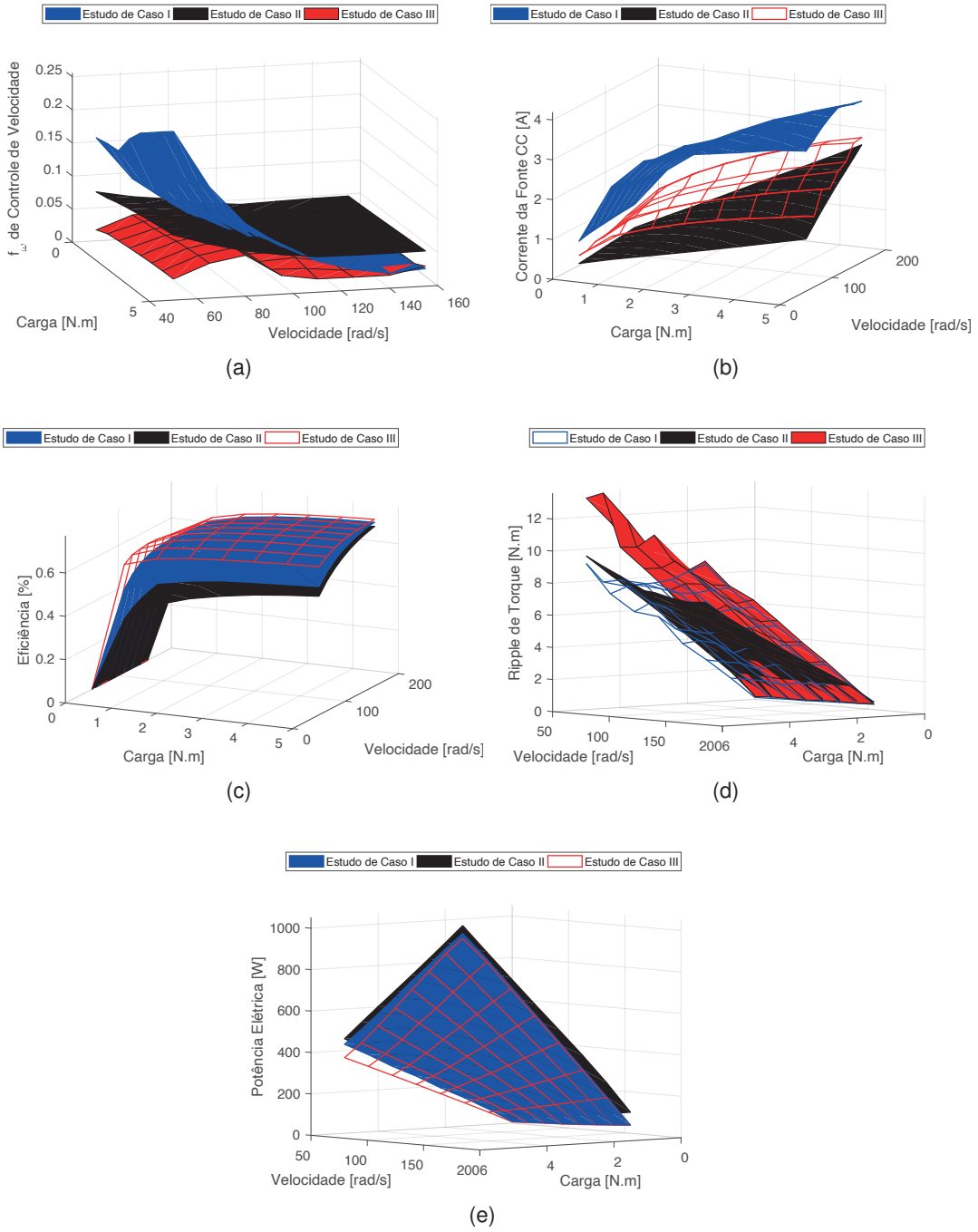


Figura 5.39: Testes realizados para os Estudo de Caso I, Estudo de Caso II and Estudo de Caso III com degraus aplicados em $50rad/s \leq \omega_{ref} \leq 150rad/s$ e $0,5N \cdot m \leq C_c \leq 5N \cdot m$: (a) função de avaliação referente ao controlador PID, (b) eficiência energética, (c) corrente elétrica do barramento DC, (d) *ripple* de torque do MRC e (e) potência elétrica consumida pelo MRC.

A Figura 5.39(e) apresenta o consumo de potência elétrica do MRC, onde em toda a faixa de análise o Estudo de Caso III possui o menor consumo produzindo a mesma potência mecânica que os outros estudos de casos, e estes resultados são dispostos nas Tabela 5.13 e Tabela 5.13.

Tabela 5.7: Valores de *ripple* de torque, corrente de excitação e potências com degraus aplicados de $50rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$ e $0,5N \cdot m \leq C_c \leq 5N \cdot m$.

Estudo de Caso	$\overline{r_T}[N \cdot m]$	$\overline{I_{exc}}[A]$	$\overline{P_e}[W]$	$\overline{P_{mec}}[W]$
I	$4,53$	$2,82$	375	256
II	$4,35$	$1,14$	418	256
III	$5,69$	$1,69$	352	255

Tabela 5.8: Valores de função de avaliação e eficiência energética com degraus aplicados de $50rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$ e $0,5N \cdot m \leq C_c \leq 5N \cdot m$.

Estudo de Caso	$f_{\omega_{\max}}[\%]$	$f_{\omega_{\min}}[\%]$	$\overline{f_\omega}[\%]$	$\eta_{\max}[\%]$	$\eta_{\min}[\%]$	$\overline{\eta}[\%]$
I	$25,49$	$1,53$	$6,90$	$75,53$	$47,75$	$55,30$
II	$9,83$	$4,30$	$5,92$	$73,65$	$33,96$	$47,57$
III	$6,17$	$1,20$	$2,77$	$76,90$	$59,26$	$65,44$

Nas Tabela 5.13 e Tabela 5.13 o Estudo de Caso II apresentou menor *ripple* de torque médio $\overline{r_T}$ e obteve menor consumo médio de corrente de excitação $\overline{I_{exc}}$ e o Estudo de Caso III apresentou melhores valores de $\overline{P_e}$, $f_{\omega_{\max}}$, $f_{\omega_{\min}}$, $\overline{f_\omega}$, $\eta_{\max}$, $\eta_{\min}$ e $\overline{\eta}$.

O teste com variação de *setpoint* do controlador de velocidade e inserção de diferentes valores de carga mecânica no eixo do MRC foi realizado e pode ser visualizado na Figura 5.40. Este teste possui tempo de simulação $t = 408s$ com valores de $\omega_{ref} = [140, 60, 125, 65]rad/s$ em intervalos de $t = 100s$, e $C_c = 5N \cdot m$ com duração $t = 20s$ a cada mudança de ω_{ref}. A Figura 5.40(a) apresenta a resposta de velocidade do controlador PID para os Estudo de Caso I, Estudo de Caso II e Estudo de Caso III. Observa-se o melhor desempenho na linha de cor vermelha, referente ao Estudo de Caso III.

Na Figura 5.40(a), o torque de carga representado pela linha tracejada de cor verde, foi multiplicado por *cinco* a fim de obter melhor visibilidade. A Figura 5.40(b) apresenta os valores de eficiência energética do MRC nas condições de testes para os Estudo de Caso I, Estudo de Caso II e Estudo de Caso III. O Estudo de Caso III apresenta maiores valores de eficiência com relação aos demais estudos de casos, principalmente quando o MRC opera em baixas velocidades. A Figura 5.40(c) apresenta os valores acumulados do erro absoluto ao longo de $t = 408s$, em que o Estudo de Caso III obteve $2,38\%$ de erro acumulado a menos com relação ao Estudo de Caso I e $4,93\%$ a menos com relação ao Estudo de Caso II.

O consumo de potência elétrica em todo t é apresentado na Figura 5.40(d), no qual a potência elétrica acumulada a cada $1s$ foi de $P_e = 88,98kW$ para o Estudo de Caso I, $P_e = 106,39kW$ para o Estudo de Caso II e $P_e = 83,33kW$ para o Estudo de Caso III. O Estudo de Caso III possui $6,78\%$ a menos de potência consumida com relação ao Estudo de Caso I e $27,67\%$ a menos com relação ao Estudo de Caso II, obtendo maior desempenho no controle de velocidade, principalmente nos instantes de inserção de carga mecânica, e estes resultados são dispostos nas Tabela 5.13 e Tabela 5.13.

Nas Tabela 5.13 e Tabela 5.13 o Estudo de Caso III apresentou melhores valores de $P_{e_{\max}}$, $P_{e_{\min}}$, $\overline{P_e}$, IAE, $\eta_{\max}$, $\eta_{\min}$ e $\overline{\eta}$ quando comparado aos Estudo de Caso I e Estudo de Caso II. Os resultados apresentados proporcionam estudo comparativo entre os métodos de acionamento e controle do motor a relutância chaveado, todos utilizando o método de regressão paramétrica no modelo de simulação. Além disto, apresenta o método otimizado que garante estabilidade do controle de velocidade e eficiência energética do MRC para faixa de operação definida. De posse dos resultados

Tabela 5.9: Valores de potências com $\omega_{ref} = [140, 80, 125, 65]rad/s$ em intervalos de $t = 100s$, e $C_c = 5N \cdot m$ com duração $t = 20s$ a cada mudança de ω_{ref}.

Estudo de Caso	$P_{e_{\max}}[W]$	$P_{e_{\min}}[W]$	$\overline{P_e}[W]$	$P_{m_{\max}}[W]$	$P_{m_{\min}}[W]$	$\overline{P_m}[W]$
I	944	66, 98	216, 99	708	32	141
II	967	406, 90	260, 41	702	52	140
III	920	56, 65	242	704	52	141

Tabela 5.10: Valores de erro acumulado e eficiência energética com $\omega_{ref} = [140, 80, 125, 65]rad/s$ em intervalos de $t = 100s$, e $C_c = 5N \cdot m$ com duração $t = 20s$ a cada mudança de ω_{ref}.

Estudo de Caso	$IAE[rad]$	$\eta_{\max}[\%]$	$\eta_{\min}[\%]$	$\overline{\eta}[\%]$
I	762	74, 96	49, 57	51, 45
II	744	72, 64	31, 95	38, 84, 56
III	726	76, 55	58, 67	56, 50

de simulação, é possível realizar a validação da proposta em bancada, utilizando os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III.

5.14 Validação das técnicas de acionamento e controle em bancada

Os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III obtiveram os melhores resultados de controle de velocidade e eficiência energética na simulação, sendo assim escolhidos para terem seus resultados de simulação implementados na bancada de trabalho. Desta forma, é possível realizar a validação da metodologia proposta, tanto da utilização da superfície de indutância encontrada pelo método de regressão paramétrica, quanto para a metodologia de controle assistido de velocidade por tensão de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos.

Para validação da metodologia proposta, são realizadas novas simulações e os resultados comparados aos resultados obtidos na bancada de trabalho, através da diferença entre os resultados simulado e experimental normalizada em relação ao simulado (desvio), tendo em vista que os estudos de casos foram configurados para operar na faixa de velocidade $50rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$ e torque de carga de $0,5N \cdot m \leq C_c \leq 5N \cdot m$. Nos ensaios em bancada de trabalho, o torque de carga C_c é produzido em função da corrente elétrica I_L aplicada no freio eletromagnético (Figura 5.11).

Neste caso, a corrente elétrica utilizada durante o processo de validação é de $I_L = 20A$ e o torque de carga C_c produzido pelo freio eletromagnético é utilizado como parâmetro de entrada na simulação, a fim de garantir que o modelo e o sistema operem em condições semelhantes. A Figura 5.41 apresenta a comparação dos resultados experimentais com os resultados de simulação para o controlador PID otimizado atuando na tensão de excitação com ângulos de chaveamento fixos.

O torque de carga produzido pelo freio eletromagnético foi de $C_c = 1,6N \cdot m$ em $t = 25s$, no qual o torque de carga representado pela linha verde foi multiplicado por *dez* com o intuito de obter melhor visibilidade na Figura 5.41(a). A velocidade foi controlada na referência de $155rad/s$ com redução de sobressinal, a integral do erro absoluto simulado IAE_s é de aproximadamente $1,95\%$ e a integral do erro absoluto experimental IAE_e é de aproximadamente $5,29\%$, obtendo desvio entre o experimental e simulado de $1,712$. A Figura 5.41(b) apresenta a potência elétrica simulada P_{e_s} de aproximadamente $370W$ e a

potência elétrica experimental P_{e_e} de aproximadamente $360W$, com desvio de $0,027$. A Figura 5.41(c) apresenta potência mecânica simulada P_{m_s} de aproximadamente $255W$ e potência mecânica experimental P_{m_e} de aproximadamente $248W$, com desvio de $0,031$.

A eficiência energética simulada η_s foi de aproximadamente $0,691$ e a eficiência energética experimental η_e foi de aproximadamente $0,688$ com desvio de $0,004$, como apresentado na Figura 5.41(d). O estudo foi realizado considerando o acionamento convencional com controle atuando na tensão de excitação e ângulos de chaveamento fixos em janela de $30°$. Neste caso o sistema em bancada apresentou resposta de controle semelhante ao modelo com correção do erro de velocidade e níveis de eficiência energética de acordo com o previsto na metodologia proposta do Estudo de Caso I.

Tendo em vista a análise do sistema em ponto de operação diferente do utilizado no processo de otimização, um sinal degrau foi aplicado na referência de velocidade $\omega_{ref} = 95rad/s$ com torque de carga produzido pelo freio eletromagnético de $C_c = 1,53N \cdot m$ em $t = 25s$. Os resultados experimentais são comparados aos simulados e apresentados na Figura 5.42.

A velocidade foi controlada na referência de $95rad/s$, os níveis de sobressinal são maiores quando comparados ao teste anterior sendo que neste caso o sistema opera fora do ponto em que foi otimizado. Obteve-se IAE_s de aproximadamente $4,39\%$ e IAE_e de aproximadamente $7,54\%$, com desvio de $0,717$ entre os valores simulado e experimental. A Figura 5.42(b) apresenta a potência elétrica simulada P_{e_s} de aproximadamente $213W$ e potência elétrica experimental P_{e_e} de aproximadamente $233W$ com desvio de $0,095$, enquanto a potência mecânica simulada P_{m_s} foi de aproximadamente $138W$ e potência mecânica experimental P_{m_e} de aproximadamente $149W$ com desvio de $0,087$, apresentadas na Figura 5.42(c).

A eficiência energética simulada η_s do MRC foi de aproximadamente $0,642$ e experimental η_e de aproximadamente $0,651$, como apresentado na Figura 5.42(d), obtendo desvio de $0,014$. Observa-se que o controle de velocidade não possui o mesmo desempenho quando operado distante do ponto em que foi otimizado, tendo em vista que o sistema possui alta não linearidade e o controlador PID com ganhos fixos opera de forma linear. Com a expectativa de melhorar o desempenho do controle de velocidade em diferentes pontos de operação, utiliza-se os ganhos dinâmicos para o controlador PID.

Desta forma, o Estudo de Caso III será utilizado na tentativa de garantir maior desempenho de controle de velocidade e eficiência energética para determinada faixa de operação. A Figura 5.43 apresenta a comparação dos resultados experimentais com os resultados de simulação para o controlador PID assistido atuando na tensão de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos.

O torque de carga produzido pelo freio eletromagnético foi de $C_c = 1,6N \cdot m$ em $t = 25s$. A velocidade foi controlada na referência de $155rad/s$ com ausência de oscilações após o sistema ser submetido à carga mecânica. Obteve-se IAE_s de aproximadamente $2,10\%$ e IAE_e de aproximadamente $5,39\%$, com desvio de $1,566$ entre o valor simulado e experimental. A Figura 5.43(b) apresenta a potência elétrica simulada P_{e_s} de aproximadamente $360W$ e potência elétrica experimental P_{e_e} de aproximadamente $357W$ com desvio de $0,008$, enquanto a potência mecânica simulada P_{m_s} foi de aproximadamente $254W$ e potência mecânica experimental P_{m_e} de aproximadamente $248W$ com desvio de $0,021$, como apresentado na Figura 5.43(c).

A eficiência energética simulada η_s do MRC foi de aproximadamente $0,704$ e experimental η_e de aproximadamente $0,696$, como apresenta a Figura 5.43(d), obtendo desvio de $0,012$. O estudo foi realizado considerando o acionamento com controle dinâmico atuando na tensão de excitação e ângulos de chaveamento dinâmicos. A fim de obter

análise em outro ponto de operação, um sinal degrau foi aplicado na referência de velocidade $\omega_{ref} = 95rad/s$ com torque de carga produzido pelo freio eletromagnético de $C_c = 1,53N \cdot m$ em $t = 25s$. A Figura 5.44 apresenta os resultados obtidos.

Obteve-se IAE_s de aproximadamente $2,15\%$ e IAE_e de aproximadamente $4,95\%$, com desvio de $1,302$ entre os valores simulado e experimental. A Figura 5.44(b) apresenta a potência elétrica simulada P_{e_s} de aproximadamente $203W$ e potência elétrica experimental P_{e_e} de aproximadamente $222W$ com desvio de $0,097$, enquanto a potência mecânica simulada P_{m_s} foi de aproximadamente $140W$ e potência mecânica experimental P_{m_e} de aproximadamente $152W$ com desvio de $0,084$, como apresentado na Figura 5.44(c). A eficiência energética simulada η_s do MRC foi de aproximadamente $0,692$ e experimental η_e de aproximadamente $0,683$, como apresenta a Figura 5.44(d), com desvio de $0,012$.

A velocidade foi controlada na referência de $95rad/s$ com ausência de oscilações após o sistema ser submetido à carga mecânica. Porém existem oscilações na região em que o sistema opera à vazio $C_c = 0N \cdot m$, isto ocorre devido às condições de controle, pois quanto menor ω_{ref} menor é a janela de condução (distância entre os pontos de θ_{on} e θ_{off} na Figura 5.37(a)) das chaves do conversor *half-bridge*. Neste caso há alta não linearidade no sistema, tendo em vista que na bancada de trabalho existem variáveis inerentes e emergentes que normalmente não são consideradas no modelo computacional.

Na validação das técnicas referente aos Estudo de Caso I e Estudo de Caso III em bancada, os resultados experimentais apresentados possuem comportamento semelhante ao modelo computacional, a comparação foi realizada através da diferença entre os resultados simulado e experimental normalizada em relação ao simulado (desvio). As Tabela 5.14 e Tabela 5.14 dispõem os resultados de simulação e bancada para os testes com degrau de $\omega_{ref} = 155rad/s$ e degrau de $\omega_{ref} = 95rad/s$, estes resultados validam o modelo.

Tabela 5.11: Testes realizados em simulação e bancada para os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 155rad/s$.

Estudo de Caso	$IAE_s[\%]$	$IAE_e[\%]$	$P_{e_s}[W]$	$P_{e_e}[W]$	$P_{m_s}[W]$	$P_{m_e}[W]$	$\eta_s[\%]$	$\eta_e[\%]$
I	$1,95$	$5,29$	$370,10$	$359,83$	$255,84$	$247,78$	$69,13$	$68,86$
III	$2,10$	$5,39$	$359,74$	$356,77$	$253,63$	$248,24$	$70,47$	$69,60$
Desvio I	$1,712$		$0,027$		$0,031$		$0,004$	
Desvio III	$1,566$		$0,008$		$0,021$		$0,012$	

Tabela 5.12: Testes realizados em simulação e bancada para os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 95rad/s$.

Estudo de Caso	$IAE_s[\%]$	$IAE_e[\%]$	$P_{e_s}[W]$	$P_{e_e}[W]$	$P_{m_s}[W]$	$P_{m_e}[W]$	$\eta_s[\%]$	$\eta_e[\%]$
I	$4,39$	$7,54$	$213,08$	$233,41$	$137,73$	$149,84$	$64,25$	$65,18$
III	$2,15$	$4,95$	$202,50$	$222,28$	$140,21$	$152,00$	$69,22$	$68,38$
Desvio I	$0,717$		$0,095$		$0,087$		$0,014$	
Desvio III	$1,302$		$0,097$		$0,084$		$0,012$	

Foi realizada análise tanto no modelo computacional quanto em bancada de trabalho, no qual foram aplicados degraus de velocidade $65rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$ em intervalos de $15rad/s$. Os torques de carga produzidos pelo freio eletromagnético através da corrente I_L são de $C_c = [2,31,\ 1,61,\ 1,60,\ 1,53\ ,1,53,\ 1,59,\ 1,6]N \cdot m$ aplicados nos intervalos de $t = 26s$. Desta forma, obtém-se os resultados apresentados na Figura 5.45,

nas quais as retas nas cores azul e vermelha são os resultados experimentais e os pontos nas cores azul e vermelha são os resultados simulados.

Na Figura 5.45(a) a diferença entre o IAE referente ao Estudo de Caso I comparado ao Estudo de Caso III é maior em regiões distantes do ponto de operação no qual o Estudo de Caso I foi otimizado (sendo o ponto otimizado de $\omega_{ref} = 155rad/s$). Ainda na Figura 5.45(a), observa-se comportamento semelhante entre os resultados simulados e experimentais com baixos valores de desvios, conforme disposto na Tabela 5.14. A Figura 5.45(b) apresenta os resultados de potência elétrica, com comportamento semelhante entre os resultados simulados e experimentais. A potência mecânica apresentada na Figura 5.45(c) possui valores aproximados, tendo em vista que o modelo e o sistema foram submetidos às mesmas condições de velocidade e torque.

A eficiência energética experimental comparada entre os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III possui comportamento de acordo com o modelo computacional, no qual no Estudo de Caso III a eficiência é maior em toda a faixa de velocidade, como apresentado na Figura 5.45(d). As Tabela 5.14, Tabela 5.14, Tabela 5.14 e Tabela 5.14 dispõem os dados referentes à Figura 5.45.

Tabela 5.13: Resultados de erro acumulado para testes realizados em simulação e bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$.

$\omega_{ref}[rad/s]$	Estudo de Caso I			Estudo de Caso III		
	$IAE_s[\%]$	$IAE_e[\%]$	Desvio	$IAE_s[\%]$	$IAE_e[\%]$	Desvio
65	13,03	19,26	0,478	8,73	7,67	0,121
80	6,31	11,25	0,782	4,78	5,56	0,163
95	4,39	7,54	0,717	2,15	4,95	1,302
110	2,98	5,95	0,996	1,83	4,40	1,404
125	2,44	4,76	0,950	1,68	5,51	2,279
140	2,12	5,06	1,386	1,88	5,10	1,712
155	1,95	5,29	1,712	2,10	5,39	1,566

Tabela 5.14: Resultados de potência elétrica para testes realizados em simulação e bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$.

$\omega_{ref}[rad/s]$	Estudo de Caso I			Estudo de Caso III		
	$P_{e_s}[W]$	$P_{e_e}[W]$	Desvio	$P_{e_s}[W]$	$P_{e_e}[W]$	Desvio
65	253,41	252,54	0,003	271,16	233,32	0,139
80	204,72	207,21	0,012	185,73	187,41	0,009
95	213,08	233,41	0,095	202,50	222,28	0,097
110	257,60	255,46	0,008	240,91	241,03	0,0004
125	287,30	285,11	0,007	269,83	272,72	0,010
140	323,24	325,12	0,005	308,50	316,86	0,027
155	370,10	359,83	0,027	359,74	356,77	0,008

5.15 Construção do modelo da turbina proposta

A modelagem da turbina é etapa importante na compreensão e no aperfeiçoamento do funcionamento do modelo do sistema de geração eólica proposto. A metodologia

Tabela 5.15: Resultados de potência mecânica para testes realizados em simulação e bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$.

$\omega_{ref}[rad/s]$	Estudo de Caso I			Estudo de Caso III		
	$P_{m_s}[W]$	$P_{m_e}[W]$	Desvio	$P_{m_s}[W]$	$P_{m_e}[W]$	Desvio
65	153,91	153,60	0,002	188,26	161,98	0,139
80	127,00	128,81	0,014	127,53	128,86	0,010
95	137,73	149,84	0,087	140,21	152,00	0,084
110	170,25	168,80	0,008	168,21	168,33	0,0007
125	193,42	191,67	0,009	188,48	190,62	0,011
140	220,64	220,12	0,002	215,72	222,35	0,030
155	255,84	247,78	0,031	253,63	248,24	0,021

Tabela 5.16: Resultados de eficiência energética para testes realizados em simulação e bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$.

$\omega_{ref}[rad/s]$	Estudo de Caso I			Estudo de Caso III		
	$\eta_s[\%]$	$\eta_e[\%]$	Desvio	$\eta_s[\%]$	$\eta_e[\%]$	Desvio
65	60,74	62,53	0,029	69,42	70,42	0,014
80	61,25	63,23	0,032	69,18	69,21	0,0004
95	64,25	65,18	0,014	69,22	68,38	0,012
110	63,60	66,79	0,050	69,49	69,92	0,006
125	64,58	67,10	0,039	69,58	69,76	0,002
140	65,50	68,48	0,045	69,66	70,16	0,007
155	69,13	68,86	0,003	70,47	69,60	0,012

inclui a definição dos parâmetros de entrada e a realização dos cálculos das varáveis, como o coeficiente de potência C_P, potência mecânica da turbina eólica P_t e conjugado desenvolvido T_t. A primeira etapa consiste na definição dos parâmetros de entrada, visto que estes parâmetros afetam o desempenho da turbina eólica. As constantes deste modelo são: o diâmetro da área varrida do rotor A, ângulo de passo β e a densidade do ar ρ, enquanto as variáveis envolvidas são a velocidade do vento v_v e velocidade de rotação da turbina ω_t. A definição correta destes parâmetros implica na acurácia do modelo de geração eólica.

Após a definição dos parâmetros de entrada, inicia-se os cálculos das variáveis de saída. Primeiramente, é realizado o cálculo de C_P dado por (3.10), este cálculo é importante para determinar o rendimento da turbina eólica e avaliar sua eficiência. O valor de C_P muda de acordo com a velocidade do vento e com as condições de operação da turbina, incluindo o ângulo de inclinação das pás β e velocidade de rotação da turbina ω_g. O valor de C_P pode ser no máximo $0,59$, o qual é conhecido como Limite de Betz. Porém, este limite é teórico e na prática as turbinas reais apresentam valores de C_P inferiores, deste modo é definido o valor máximo de coeficiente de potência $C_{P_{\text{Max}}}$ que condiz com valores encontrados em turbinas reais.

De posse do valor de C_P é possível calcular a potência mecânica da turbina P_t dado por (3.8) e seu conjugado T_t dado por (3.12). Para isto é necessário a velocidade do vento v_v, a qual pode ser uma constante ou vetor com valores de velocidade. Com intuito de obter resultados precisos e que possibilitem analisar o real desempenho do GRC na

geração eólica é realizada a coleta de dados reais de v_v. Após a construção do modelo da turbina eólica são realizadas simulações com intuito de observar seu comportamento para diferentes valores de v_v. Como P_t não depende apenas de v_v, mas também de ω_t, é implementado método de rastreamento de máxima potência (MPPT), o qual tem a função de encontrar a relação ótima de $v_v \times \omega_g$, relação conhecida como λ^*.

5.16 Busca do ponto da máxima potência

Além das variações no projeto do eixo das turbinas eólicas, que podem ser tanto horizontais quanto verticais, também existem sistemas de turbinas com velocidades fixas e variáveis. Neste livro, é empregado o modelo de turbina de eixo horizontal e de velocidade variável, o qual consegue obter maior aproveitamento de energia (PAVINATO, 2005). Encontrar o ponto de máxima potência da turbina eólica refere-se à otimização de ω_t em relação à v_v, a fim de obter a máxima potência mecânica. A partir da definição de λ^* é possível rescrever a expressão (3.9) em função de ω_t e calcular o valor de ω_t para cada valor de v_v, a qual é dada por:

$$\omega_t = \frac{\lambda^* \cdot v_v}{R_t} \tag{5.44}$$

Como o raio da turbina R_t é constante, é possível encontrar o valor de ω_t conhecendo o valor de v_v. Sabe-se que a velocidade do vento varia ao longo do tempo, logo se for encontrado o valor de λ^* é possível encontrar o valor da velocidade da turbina ω_t que obtenha o $C_{P_{\text{Max}}}$ e consequentemente a maior potência mecânica possível de ser extraída. A modelagem do acoplamento da turbina eólica com o GRC é realizada da forma que haja relação entre a velocidade e o torque da turbina eólica e do gerador. Devido as turbinas eólicas operarem em baixas velocidades, normalmente utiliza-se caixa de engrenagens para multiplicar esta velocidade para valores que estejam dentro da faixa de operação do gerador utilizado. O GRC consegue operar em baixas velocidades de rotação, diferente de outras tecnologias de geradores que são empregados na geração eólica, como o gerador de indução.

Devido a esta característica do GRC o valor da relação de engrenagem G pode ser inferior ao de outras máquinas e em alguns casos esta relação pode até nem existir e a turbina eólica e o gerador operam na mesma velocidade. A modelagem da caixa de engrenagem depende do conhecimento dos valores de inércia J_t, rigidez K_s e constante de amortecimento do eixo D_s. Devido a dificuldade de representar com precisão estes parâmetros e pelo fato do GRC operar em baixa velocidade e em alguns casos podendo até eliminar o uso da caixa de engrenagem, é avaliado o valor de G ideal para o modelo proposto com base na velocidade nominal do GRC.

O modelo matemático da turbina eólica foi formulado de acordo com as expressões (3.7) até (3.12). A partir deste modelo, foi desenvolvido o modelo computacional. Utilizando o modelo computacional, conduz-se as simulações com o intuito de analisar o comportamento da turbina eólica. Com o raio da turbina $R_t = 1,6m$, a potência mecânica gerada atinge $2000W$ quando a velocidade do vento é de $10m/s$. Assim, a potência foi dimensionada adequadamente para o gerador em simulação. O ângulo de inclinação das pás foi configurado como $\beta = 0°$ para atingir o coeficiente de potência máximo, $C_{P_{Max}} = 0,45$. Após a definição dos parâmetros de entrada do modelo da turbina eólica, as simulações foram iniciadas com a velocidade do vento v_v variando de $4m/s$ a $10m/s$.

A Tabela 5.17 dispõe as características da turbina eólica, enquanto a Figura 5.46 apresenta o comportamento da potência da turbina P_t para diferentes valores de velocidade.

Observa-se que, à medida que v_v aumenta, a potência P_t também aumenta. No entanto, a influência na potência extraída pela turbina não depende apenas da v_v, pois há valores de ω_t que possibilitam a extração máxima de potência da turbina eólica para cada valor de v_v, como apresentado na Figura 5.46, curva ascendente na cor vermelha.

Tabela 5.17: Características da turbina eólica simulada.

Parâmetro	Valor
R_t	$1,6m$
ρ	$1,22kg/m^3$
β	0°
$C_{P_{\text{Max}}}$	$0,45$

Para a implementação do algoritmo de busca do ponto de máxima potência (MPPT), primeiro é avaliado o ângulo de inclinação das pás β, o qual é o ângulo entre as pás da turbina e a linha que é perpendicular ao seu eixo. Quando $\beta = 0°$, significa que as pás estão alinhadas com a direção do vento e ao incrementar este valor as pás começam a se inclinar em relação à direção do vento, deste modo é mantido fixo o valor de $\beta = 0°$, o qual possibilita obter o valor de $C_{P_{Max}}$. Com β constante, C_P varia em função de λ. Desta forma, determina-se o valor de λ que resulta no $C_{P_{Max}}$ analisando a curva de C_P em função de λ, apresentada na Figura 5.47.

Logo, foram definidos os valores de $\lambda^* = 7,8$ e $C_{P_{Max}} = 0,45$. Assim, é possível calcular o valor de ω_t para cada valor de v_v em (5.44). Novamente, a turbina eólica foi simulada com o algoritmo MPPT implementado. A simulação foi conduzida com os valores de $v_v = [7,\ 10,\ 6]m/s$ com intervalo de $3s$, com o intuito de observar o comportamento do modelo quando há variação abrupta da v_v. Esta consideração foi realizada devido ao fato de que turbinas eólicas reais operam neste cenário. A Figura 5.48 apresenta o comportamento simulado das variações abruptas da v_v. O tempo total de simulação foi de $t = 10s$ e aos $t = 3s$, a v_v aumenta de $7m/s$ para $10m/s$ e observa-se que tanto P_t quanto ω_t também aumentam quase instantaneamente. Da mesma forma, quando $t = 6s$, v_v passa de $10m/s$ para $6m/s$ e tanto P_t quanto ω_t também são reduzidos. Portanto, o modelo responde conforme o esperado para as mudanças na v_v.

5.17 Simulação do acoplamento turbina-gerador

As faixas de velocidades nas quais as turbinas eólicas normalmente operam são consideradas baixas em comparação com as faixas de velocidades de operação dos geradores convencionais. Dada a capacidade do GRC de operar em baixas velocidades de rotação, foi estabelecido valor de relação de multiplicação de velocidade $G = 2$, que foi considerado ideal para o modelo proposto. Como um dos objetivos deste livro é avaliar o gerador de relutância chaveado (GRC) em operações de baixa velocidade, o valor de $G = 2$ foi o menor possível capaz de gerar energia. A Figura 5.49 apresenta as velocidades de entrada e saída do acoplamento, representadas por ω_t e ω_g, respectivamente, para $v_v = [7,\ 10,\ 6]m/s$ com intervalos de $3s$.

Após a construção dos modelos da turbina eólica, acoplamento, GRC e da coleta de dados reais de v_v é possível interligar cada bloco e assim obter o modelo do sistema de geração eólica. A Figura 5.50 ilustra o fluxograma implementado na construção deste modelo. A partir de cada valor de v_v, o bloco turbina eólica calcula a velocidade de rotação da turbina ω_t e o torque desenvolvido T_t. O bloco acoplamento conecta o lado de baixa velocidade da turbina eólica e o lado de alta velocidade do gerador. O bloco GRC recebe a velocidade ω_g, o torque T_g do acoplamento, tensão de excitação V_e do conversor AHB e

potência elétrica de saída P_s.

Após a construção do modelo são realizadas simulações com intuito de observar o comportamento do GRC para diferentes entradas de v_v, assim é possível avaliar o desempenho do GRC com dados reais de v_v. Por fim são empregadas técnicas de otimização que elevam o rendimento maximizando a potência gerada. As principais variáveis que são manipuladas com o intuito de maximizar a potência gerada e o rendimento deste sistema são a tensão de excitação V_e, ângulo de acionamento das bobinas θ_{on} e ângulo de desligamento das bobinas θ_{off}.

A metodologia empregada neste livro é manter V_e e θ_{on} fixos e rastrear os valores de θ_{off} que proporcionem a máxima potência para toda a faixa de velocidade de operação do GRC. Após definir o valor da tensão de excitação V_e são realizadas simulações para encontrar o valor ótimo de θ_{on} levando em consideração a potência elétrica gerada e o rendimento. Após encontrar este valor, é introduzido outro bloco no modelo, chamado de rastreador de θ_{off}, ilustrado na Figura 5.51.

O bloco rastreador de θ_{off} recebe o valor de ω_g do bloco acoplamento e a partir deste valor encontra o valor ótimo de θ_{off}. Para isto, as curvas de potência elétrica de entrada P_e, elétrica de saída P_s e mecânica P_{mec} em conjunto com a curva de rendimento η para valor de θ_{off} e ω_g devem ser analisadas. A metodologia proposta para o rastreamento de θ_{off} é ilustrada na Figura 5.52.

Primeiramente os valores iniciais da tensão de excitação V_e, dos ângulos θ_{on} e θ_{off} e da velocidade de rotação do gerador ω_g são inseridos. Isto realizado, é possível produzir a primeira simulação e calcular os valores da potência mecânica P_{mec}, potência elétrica de entrada P_e, potência elétrica de saída P_s, as quais podem ser obtidas, respectivamente por:

$$P_{mec} = T_M \cdot \omega_g \tag{5.45}$$

$$P_e = V_e \cdot I_e \tag{5.46}$$

$$P_s = V_s \cdot I_s \tag{5.47}$$

Com os valores das potência é possível obter o rendimento através de:

$$\eta = \frac{P_s}{P_e + P_{mec}} \tag{5.48}$$

Após os cálculos o valor de θ_{off} é incrementado com o valor de $\Delta\theta_{off}$ até o valor máximo de θ_{max}. Desta forma, é obtido os valores de P_{mec}, P_e, P_s e η para cada valor de θ_{off}. Porém, deseja-se obter estes valores para cada valor de ω_g, sendo assim é realizado o incremento de ω_g com o valor de $\Delta\omega_g$ até o valor máximo de ω_{max}. Ao final deste processo é levantada a superfície das potências e do rendimento para toda faixa de θ_{off} e ω_g analisadas. Através desta superfície é possível identificar os valores de θ_{off} que possibilitam obter a máxima potência e rendimento para cada velocidade analisada. Porém, busca-se obter a função polinomial que realize este cálculo para qualquer velocidade. De posse desta função, ela é introduzida na simulação através do bloco rastreador de θ_{off} da Figura 5.52 com o intuito de gerar a referência de θ_{off} para o conversor AHB.

5.18 Processo de otimização aplicada

Com o objetivo de implementar o controle da tensão de saída do GRC em conjunto com o rastreador de θ_{off}, é inserido na simulação o controle PID. As variáveis manipuladas para obter o controle da tensão de saída V_s, são: i) a tensão de excitação V_e, ii) ângulo de acionamento das bobinas θ_{on} e iii) ângulo de desligamento das bobinas θ_{off}. No entanto, Wanderson Rainer Hilário Araújo (2020) avalia as variáveis manipuladas no controle da V_s do GRC e inicialmente realiza a busca do valor de θ_{on} que contribua de forma positiva com a potência gerada P_s, o rendimento η e a oscilação de conjugado T_R. Nesta condição é mantida a janela de condução θ_D = 30°e decrementado o valor de θ_{on} até que satisfaça as condições estabelecidas. Para isto, é mantido o valor de θ_{on} fixo e analise de sensibilidade é realizada com as varáveis: i) a tensão de excitação V_e, ii) ângulo de desligamento das bobinas θ_{off} e iv) velocidade de rotação do gerador ω_g.

Wanderson Rainer Hilário Araújo (2020) emprega o processo de otimização para as variáveis analisadas e através dos resultados é encontrado o valor de $\theta_{on} = -10°$, este valor é mantido fixo e a influência das variáveis manipuladas é avaliada através da P_s, η e T_R. Os índices de sensibilidade foram calculados e a V_e possui maior influência que as demais variáveis para a análise da P_s e η, e o θ_{off} possuindo maior influência na T_R. Deste modo, a V_e apresenta-se como variável manipulada quando se deseja obter o controle da V_s, maximizando o rendimento do sistema.

O controlador PID é escolhido por sua implementação ser considerada simples e por exigir baixo esforço computacional. Este controlador é empregado no controle de V_s e a variável manipulada é a V_e, existem diversos estudos que abordam o processo de sintonia deste controlador. Porém, o uso dos processos de otimização possibilitam o controlador atuar com melhor desempenho. Neste livro, emprega-se o algoritmo de Nelder-Mead Simplex, o qual é método de otimização determinístico. Para a implementação do controlador PID na simulação, é necessário definir a tensão de referência $V_{s_{\text{ref}}}$ e os ajustes dos ganhos k_p, k_i e k_d, representando os ganhos proporcional, integral e derivativo do controlador, respectivamente. A função de avaliação é dada por:

$$f_{V_s}(k_p, k_i, k_d) = \frac{1}{3} \cdot \left[\int_0^t \left| \frac{e_{V_s}(t)}{V_{s_{\text{ref}}}(t)} \right| dt + \left| \frac{V_s(t_M) - V_s(\infty) + e_{V_s}(\infty)}{V_{s_{\text{ref}}}(\infty)} \right| \right] \tag{5.49}$$

Em (5.49) é definida a minimização normalizada referente à área do erro representada pela integral do erro absoluto (IAE), o sobressinal representado por $V_s(t_M) - V_s(\infty)$ e o erro em regime permanente representado por $e_{V_s}(\infty)$. A partir dos ganhos otimizados do controlador, realiza-se simulações aplicando perturbações ao sistema para verificar o desempenho no controle de V_s. A análise de resultados visa a avaliação e validação do modelo de geração eólica proposto, fornecendo base para a tomada de decisões em relação à utilização do GRC.

Para isto, é necessário realizar simulações com diferentes valores de v_v, inicialmente considerando v_v constante e, posteriormente, introduzindo variações para examinar o comportamento do conjunto diante de mudanças abruptas em curtos intervalos de tempo. Uma vez que o vento é variável em constante alteração, e sabendo que tais mudanças impactam diretamente na potência gerada, é importante que o gerador demonstre a capacidade de geração em ampla faixa de valores de v_v. A análise com dados reais de v_v é necessária para avaliar o desempenho real do GRC na geração eólica. Estes dados são obtidos a partir de bases de dados que agregam informações de estações meteorológicas em todo o Brasil, ou por meio de atlas que fornecem estudos sobre o

potencial eólico em regiões específicas do país. Com base nestes dados, selecionam-se locais para a possível implementação de turbinas eólicas.

Observa-se que os dados de v_v podem requerer ajustes, uma vez que a altura de medição pode variar entre diferentes estações meteorológicas. Após a adaptação para as alturas consideradas na análise, é necessário escolher as regiões a serem estudadas. Para avaliar o desempenho do GRC em condições de baixa, média e alta v_v, utilizam-se dados de v_v em três regiões do Brasil, de modo a abarcar diversos perfis de v_v. A validação do modelo utilizado neste livro consiste na comparação dos resultados das simulações com dados experimentais e simulações provenientes de outros estudos que utilizaram a mesma máquina de relutância chaveada. Neste contexto, os modelos validados incluem a turbina eólica e o GRC.

O modelo empregado para representar a turbina eólica de eixo horizontal é amplamente reconhecido na literatura e amplamente utilizado em vários estudos. Isto se deve ao fato de que a expressão que calcula a potência da turbina eólica, dada por (3.8), é derivada diretamente da física, estabelecendo a relação entre a conversão de energia cinética do vento em energia mecânica e, posteriormente, em energia elétrica (HANSEN, 2008). A precisão do modelo da turbina depende da correta definição de seus parâmetros e do cálculo de C_P. Os métodos para calcular C_P têm como base os parâmetros β e λ. O estudo de Castillo *et al.* (2023) analisa vários métodos existentes, destacando que os métodos propostos por Ovando, Aguayo e Cotorogea (2007) e Guo *et al.* (2011) demonstram a capacidade precisa de representar os coeficientes utilizando as expressões (3.10) e (3.11).

Estes métodos são submetidos a validações por meio de simulações e testes experimentais. Além disto, diversos outros estudos empregam o mesmo método de cálculo para determinar o coeficiente C_P, como observado nos trabalhos de Oliveira e Andreoli (2021), Voltolini *et al.* (2012) e Granza *et al.* (2014). As simulações realizadas para a turbina eólica neste estudo indicam que o aumento do parâmetro β resulta na redução tanto da potência total P_t quanto do coeficiente C_P. Além disto, evidenciam a existência de valor de λ que proporciona a máxima potência. Desta forma, os resultados obtidos neste livro estão em consonância com os achados em outros estudos presentes na literatura.

O modelo computacional do GRC foi desenvolvido a partir das expressões (2.1) a (2.30). Os parâmetros do GRC, como disposto na Tabela 5.3, foram obtidos do trabalho de Araujo (2006), que abarca o projeto e a construção do GRC com configuração 6×4. A precisão do modelo do GRC está diretamente relacionada à forma como as indutâncias são representadas. Neste estudo, utilizou-se também o modelo de representação das indutâncias proposto por Wanderson Rainer Hilário Araújo (2020) e Reis (2020), os quais empregam o processo de regressão paramétrica. A superfície contínua de indutância em comparação com a superfície experimental são apresentadas na Figura 5.53, retirada de Wanderson Rainer Hilário Araújo (2020).

Foram conduzidas simulações com a tensão de excitação $V_e = 100V$, mantendo a velocidade de rotação constante a $600rpm$, e com ângulos de chaveamento das bobinas, $\theta_{on} = 0°$ e $\theta_{off} = 30°$. Além disto, a carga resistiva $R_{carga} = 33\Omega$ foi adicionada à saída do gerador. A Figura 5.54 apresenta o comportamento da tensão, corrente, pulso de comando e indutância da Fase **A**. O pulso de comando dos IGBT é aplicado durante o período em que a indutância está decrescendo, permitindo que a máquina opere como gerador. A Figura 5.55 apresenta o pulso de comando da Fase **A** e sua indutância, com a curva de indutância ampliada por fator de sete para melhor visualização.

Na Figura 5.55, observa-se que o pulso é aplicado quando a indutância atinge o máximo, na posição $\theta_{on} = 0°$, e desligado quando a indutância é mínima, na posição

$\theta_{off} = 30°$, mantendo janela de condução de $\theta_D = 30°$. Esta configuração é indicada na literatura como a ideal para a MRC 6×4. Para operar como gerador, o pulso de comando das chaves IGBT deve ser aplicado durante o período em que a indutância está decrescendo, como apresentado na Figura 5.55. O GRC foi simulado com tensão de excitação $V_e = 100V$ e rotação $\omega_g = 600rpm$. As curvas de tensão, corrente, pulso de tensão e indutância na Figura 5.54 podem ser comparadas com aquelas obtidas em estudos anteriores, como os de Wanderson Rainer Hilário Araújo (2020), Viajante (2013b), Santos (2017), Santos Barros *et al.* (2017) e Bernardeli (2014). Observa-se a semelhança no comportamento do GRC em todos estes trabalhos, a Figura 5.56 apresenta o comportamento da tensão, corrente, pulso de tensão e indutância, retirada de Wanderson Rainer Hilário Araújo (2020).

Em geral, todos os estudos começam a excitação da máquina com $\theta_{on} = 0°$e $\theta_{off} = 30°$, na qual inicia-se a etapa de geração, com a máquina alcançando tensão de saída maior que a de entrada. Neste livro, o gerador atingiu $216V$ na fase de geração com $V_e = 100V$, o que está em conformidade com os resultados apresentados na literatura. Além disto, a potência de saída P_s foi superior à potência de entrada P_e em todas as simulações, como apresentado na Figura 5.57.

A Figura 5.57 apresenta o comportamento da potência mecânica P_{mec}, potência elétrica de entrada P_e e potência elétrica de saída P_s. Ao aplicar a potência $P_e \approx 400W$, a máquina obteve $P_{mec} \approx 600W$ e $P_s \approx 559W$, ambas superiores à potência consumida pela fonte de excitação. A Figura 5.58 apresenta a curva de rendimento da MRC simulada, obtida por (5.48). Após a construção e validação dos modelos da turbina eólica, acoplamento e GRC, é possível interligar cada bloco e assim obter o modelo completo do sistema de geração eólica, como ilustrado na Figura 5.50. Com o modelo completo, torna-se possível avaliar o desempenho do GRC para velocidades do vento constantes. A Tabela 5.18 dispõe alguns dos parâmetros adotados para esta simulação, enquanto os demais parâmetros da turbina eólica e do GRC permanecem os mesmos dispostos na Tabela 5.3 e Tabela 5.17.

Tabela 5.18: Características do sistema de geração eólica simulado.

Parâmetro	Valor
G	2
V_e	$180V$
θ_{on}	$0°$
θ_{off}	$30°$

Foi avaliado o desempenho do GRC mantendo a v_v constante a $7m/s$. A Figura 5.59 apresenta a v_v, ω_t e ω_g, na qual observa-se que ao manter v_v constante, tanto ω_t quanto ω_g permanecem inalteradas. O mesmo padrão é observado na Figura 5.60, que apresenta as potências P_e, P_{mec}, P_s e rendimento η. Nas simulações subsequentes, a fonte de excitação é conectada ao gerador no instante $t = 1s$, tempo necessário para que a máquina alcance o regime permanente. O propósito das simulações com v_v constante é analisar o comportamento do sistema de geração eólica.

Para realizar simulações com dados reais de v_v, é necessário obtê-los a partir de estações meteorológicas instaladas nos locais onde se pretende implementar a turbina eólica. Uma fonte confiável para obter tais informações é o Atlas do Potencial Eólico Brasileiro (NEIVA *et al.*, 2017)[1]. Este atlas abrange a avaliação do potencial eólico no Brasil, envolvendo a coleta e análise de dados de v_v em mais de 1000 pontos em todo o território nacional. Com base nestes dados, torna-se possível realizar estimativas da

[1] `https://novoatlas.cepel.br/wp-content/uploads/2017/07/Novo-Atlas`

geração de energia eólica em cada região do país. A finalidade de empregar dados reais de v_v reside em avaliar o desempenho do GRC na geração eólica para determinada região do Brasil, considerando diferentes cenários de v_v.

A partir dos dados do APEB, é possível extrair parâmetros como as velocidades médias anuais $\overline{V_v}$ para diversas alturas: $30m$, $50m$, $80m$, $100m$, $120m$, $150m$ e $200m$, além de outras métricas como a densidade de potência e o perfil diurno anual. O perfil diurno anual, conhecido como **dia típico**, indica a variação da v_v ao longo do dia. A média aritmética das v_v registradas em determinado horário ao longo de todo o ano, a altura de $100m$, define cada valor horário. Através dos dados de latitude e longitude de local específico, é possível analisar o comportamento da v_v durante o dia típico. O APEB foi elaborado com resolução de $5km \times 5km$. Na seleção dos locais a serem simulados, foram consideradas regiões com diferentes perfis de v_v, incluindo valores classificados como baixos, médios e altos para a geração eólica. A Tabela 5.19 dispõe as $\overline{V_v}$ a altura de $100m$ para os três locais escolhidos.

Tabela 5.19: Locais para simulação com dados reais.

	Região	Latitude	Longitude	$\overline{V_v}$
Local 1	Centro-Oeste	-16.65	-49.16	5,44m/s
Local 2	Sudeste	-23.52	-49.30	7,09m/s
Local 3	Nordeste	-10.74	-40.56	8,37m/s

Os três locais escolhidos para análise são: i) Goiânia/Goiás, ii) Sorocaba/São Paulo e iii) Ilhéus/Bahia. A partir da seleção destes locais, é possível extrair a série de dados contendo 24 valores de v_v para cada cidade, incluindo a $\overline{V_v}$ na altura de $100m$. A Figura 5.61 apresenta os perfis de v_v nas três regiões em intervalos de $40s$. Para a realização das simulações, os dados obtidos do APEB são interpolados. Isto possibilita a construção de conjunto de dados com 480 valores para cada localidade escolhida, e o tempo de simulação foi de $40s$. A Figura 5.62 apresenta as potências P_e, P_s, P_{mec} e η para os três perfis de velocidade analisados. O GRC apresentou capacidade de gerar energia em toda a faixa de velocidade analisada, com potências superiores a $1000W$. Além disto, a η foi superior a 60% ao longo de todas as simulações.

Na Figura 5.62, observa-se a influência da v_v nas potências. No entanto, mesmo com o aumento de v_v, as potências são reduzidas. Isto se deve à operação do algoritmo de busca do ponto de máxima potência (MPPT), que aumenta a rotação ω_g para acompanhar o aumento de v_v, resultando na redução do tempo de excitação do gerador. Com as bobinas sendo excitadas por período menor, a P_e é reduzida, o que, por consequência, leva à redução da P_{mec}. Para obter maior aproveitamento na geração, é necessário que a P_e aumente de acordo a rotação ω_g cresce. Com o objetivo de maximizar a geração, é implementado o rastreamento de θ_{off}. Esta estratégia consiste em manter os valores de θ_{on} e V_e fixos, e encontrar o valor de θ_{off} que otimiza a geração.

5.19 Rastreador de θ_{off} para o modelo com excitação independente

Foi escolhido o valor $\theta_{on} = -10°$, o qual foi indicado por Wanderson Rainer Hilário Araújo (2020) como opção viável para garantir geração eficiente, alto rendimento e menor oscilação de conjugado. Mantendo-se $V_e = 100V$ e com o objetivo de otimizar o sistema, foram conduzidas simulações com $100rpm \leq \omega_g \leq 2000rpm$ e $-5° \leq \theta_{off} \leq 30°$, como apresentado na Figura 5.52. Com base nas curvas de potência e rendimento, é possível determinar o valor de θ_{off} que resulta na máxima potência de saída P_s. No entanto, dado que o GRC requer fonte de excitação externa, é necessário também avaliar a potência

de entrada P_e, que representa a energia fornecida à fonte de excitação. Portanto, a otimização proposta não visa alcançar a máxima potência ou rastrear o ponto de máxima potência, como fazem os algoritmos de MPPT. Em vez disto, o objetivo da otimização proposta é encontrar o valor de θ_{off} para cada velocidade de rotação ω_g do GRC que resulte na máxima potência gerada e no rendimento máximo alcançável.

A Figura 5.63 apresenta que a potência elétrica de entrada P_e é praticamente nula para os menores valores do ângulo θ_{off}, especialmente na faixa de -5°a 10°. Isto ocorre devido o ângulo θ_{on} ser mantido fixo em -10°e, quando os valores de θ_{off} são baixos, resultam em janela de condução θ_D estreita. Como resultado, cada bobina do GRC fica excitada por curto período de tempo. Adicionalmente, observa-se que P_e permanece abaixo de $2000W$ para todas as velocidades quando $\theta_{off} < 13°$. Após este valor, P_e atinge seus valores mais elevados quando $\omega_g < 500rpm$, atingindo seu pico quando $\omega_g = 100rpm$ e $\theta_{off} = 30°$.

Assim como ocorre com a P_e, a P_{mec}, apresentada na Figura 5.64, também é afetada quando os valores de θ_{off} ficam abaixo de 15°. Observa-se aumento em P_{mec} à medida que o valor de θ_{off} cresce, porém este aumento é observado somente até $\omega_g \approx 1200rpm$, a partir do qual a P_{mec} começa a diminuir. Em relação à P_s, apresentada na Figura 5.65, observa-se que o aumento nos valores de θ_{off} resulta em maiores valores de P_s. No entanto, os valores ótimos de θ_{off} variam para cada ω_g. Portanto, a obtenção do aproveitamento máximo na geração é alcançada através de valores de θ_{off} dinâmicos. Além da P_{mec}, P_e e P_s, também observou-se o η, apresentado na Figura 5.66. O η é maior quando ω_g é maior. Desta forma, o objetivo do processo de otimização é encontrar os ângulos θ_{off} que permitam alcançar a maior P_s e η possível para cada velocidade de operação do gerador.

Esta abordagem foi adotada devido à consideração de que ao buscar valores de θ_{off} que maximizassem P_s, em alguns casos P_e poderia atingir níveis elevados, levando a $\eta \approx 0$, o que tornaria a operação inviável. Por outro lado, se fosse considerado apenas o valor de θ_{off} que resulta no máximo η, poderia ocorrer que, em alguns casos, $P_s \approx 0$, novamente tornando a operação inviável. Ao analisar as superfícies de potência, Figura 5.64 e Figura 5.65 com relação ao rendimento, Figura 5.66, é possível determinar os ângulos θ_{off} que permitem alcançar a máxima P_s e η. A Figura 5.67 apresenta a relação entre P_s, η e θ_{off} para $100rpm \leq \omega_g \leq 2000rpm$. Para facilitar a visualização, P_s foi normalizado em relação à sua base de valores, que é de $2626W$.

Ao considerar os valores de θ_{off} que permitem a máxima P_s e o máximo η para cada ω_g, é possível encontrá-los no ponto de intersecção entre as duas curvas. Desta forma, define-se o valor de θ_{off} para cada faixa de ω_g analisada. No entanto, o objetivo é obter a expressão matemática que relacione qualquer ω_g com θ_{off}. Para isto, inicialmente, realiza-se a interpolação dos 20 valores de θ_{off} para obter 400 valores interpolados. Com estes dados interpolados, é encontrado o polinômio de nono grau utilizando o método dos mínimos quadrados. O polinômio $\theta_{off}(\omega_g)$ é dado por:

$$\begin{aligned}\theta_{off}(\omega_g) = &+ 1.031 \times 10^{-26}\omega_g^9 - 9.765 \times 10^{-23}\omega_g^8 + 3.920 \times 10^{-19}\omega_g^7 \\ &- 8.757 \times 10^{-16}\omega_g^6 + 1.207 \times 10^{-12}\omega_g^5 - 1.087 \times 10^{-9}\omega_g^4 \\ &+ 6.693 \times 10^{-7}\omega_g^3 - 0.000286\omega_g^2 + 0.0872\omega_g + 5.973\end{aligned} \tag{5.50}$$

Através da expressão (5.50), são determinados os valores ótimos de θ_{off} que abarcam toda a faixa de ω_g, como apresentado na Figura 5.68. Estes valores estão associados as diferentes v_v provenientes de diversas localidades. Desta forma, é possível obter os valores de θ_{off} que maximizam a operação do sistema. A expressão (5.50) é então

incorporada à simulação do sistema de geração eólica, passando a buscar os valores ideais de θ_{off} e, por consequência, mantendo a relação ótima de λ, o que resulta na extração da máxima potência mecânica da turbina eólica.

Foram realizadas simulações utilizando os perfis de v_v correspondentes às três regiões apresentadas na Figura 5.61 e dispostas na Tabela 5.19. Na simulação **sem rastreador** de θ_{off}, como apresentado na Figura 5.62, observou-se o valor mínimo de $P_e = 543W$ na região Nordeste e o valor máximo de $P_e = 1303W$ na região Centro-Oeste. Na simulação **com rastreador** de θ_{off}, o valor mínimo de $P_e = 768W$ na região Nordeste, enquanto o valor máximo atingiu $P_e = 1134W$ na região Centro-Oeste. O rastreador de θ_{off} proporcionou aumento de $35,27\%$ em P_e na região Sudeste e $21,96\%$ na região Nordeste, as quais possuem velocidades do vento mais elevadas. Em relação à potência elétrica de saída, na simulação sem rastreador, obteve-se $P_s = 1268W$ na região Nordeste, com o valor máximo de $P_s = 1724W$ registrado na região Centro-Oeste. Na simulação com rastreador, o valor mínimo de $P_s = 1551W$ na região Centro-Oeste, enquanto o valor máximo alcançou $P_s = 1701W$ na região Nordeste. A Figura 5.69 apresenta as potências e o rendimento do GRC com excitação independente e rastreamento de θ_{off}.

Observa-se que a simulação sem o rastreador de θ_{off} obteve o valor de pico máximo para P_s, no entanto, ao analisar a simulação completa, observa-se a redução da variação $\Delta_{P_s} = 67,11\%$ na simulação com o rastreador de θ_{off}. O rastreador de θ_{off} demonstrou ser capaz de otimizar a geração de forma eficiente (aproveitamento na geração). Além disto, na simulação com o rastreador, o algoritmo acompanha a elevação da v_v e ajusta θ_D para obter maior tempo de excitação da máquina. A P_{mec} também é influenciada pela v_v, uma vez que ω_g é alterada pelo rastreador de θ_{off}. Assim, na simulação com o rastreador, os valores de P_{mec} são superiores para as regiões com maiores v_v. Quanto ao η, registrou-se valores aproximados de $59\% \leq \eta \leq 75,6\%$ na simulação sem rastreador e de $61\% \leq \eta \leq 72\%$ na simulação com rastreador, com mínimos e máximos respectivamente. Embora não tenha ocorrido aumento significativo em η, houve redução na variação com $\Delta_\eta = 16,6\%$ sem rastreamento para $\Delta_\eta = 11\%$ com o rastreamento.

As Tabela 5.20 e Tabela 5.21 dispõem as médias das potências P_e, P_{mec}, P_s e rendimento η em condições tanto sem rastreamento quanto com rastreamento. Observa-se o aumento em P_s para os três locais considerados quando há o rastreamento de θ_{off}. Apesar da busca pelo rastreamento de valores de θ_{off} que proporcionem elevados valores de P_s e η, a simulação sem rastreamento de θ_{off} apresentou η global superior. No entanto, observa-se que, mesmo com o rastreamento, os valores de η mantiveram-se acima de 65%, e os valores de θ_{off} selecionados durante o rastreamento resultaram em aumento significativo de P_s para os três locais analisados.

Tabela 5.20: Média sem rastreamento e excitação independente.

	P_e	P_{mec}	P_s	η
Local 1	903W	1387W	1522W	**66,13%**
Local 2	679W	1241W	1376W	**71,05%**
Local 3	574W	1155W	1286W	**73,67%**

Tabela 5.21: Média com rastreamento e excitação independente.

	P_e	P_{mec}	P_s	η
Local 1	941W	1472W	**1600W**	65,50%
Local 2	829W	1533W	**1640W**	68,68%
Local 3	776W	1566W	**1655W**	70,35%

Para implementar o controle da tensão de saída V_s do GRC em conjunto com o rastreador de θ_{off}, foi inserido na simulação o controlador proporcional, integral e derivativo (PID). O valor de θ_{on} foi mantido constante em -10°e a tensão de excitação V_e foi escolhida como variável a ser manipulada. Para otimizar os ganhos do controlador PID, utilizou-se o algoritmo de Nelder-Mead Simplex. A tensão de referência $V_{s_{ref}} = 180V$ e os parâmetros iniciais, obtidos através do conhecimento prévio da planta, foram $k_p = 3°/V$, $k_i = 5°/V$ e $k_d = 0,1°/V$. O processo de otimização resultou nos ganhos de $k_p = 2,3889°/V$, $k_i = 6,6075°/V$ e $k_d = 0,0752°/V$, com desvio $IAE = 20,2185V$. A Figura 5.70 apresenta os resultados das simulações para $v_v = [7,\ 10,\ 6]m/s$, em intervalos de $3s$ de simulação.

O controle de V_s foi realizado por meio de V_e, e é possível observar que ao longo de toda a simulação, V_s manteve-se próxima de $V_{s_{ref}} = 180V$. No instante $t = 3s$, o gerador aumenta ω_g para acompanhar a mudança em v_v, que passou de $7m/s$ para $10m/s$ e o mesmo ocorre em $t = 6s$. Observa-se que, apesar da alteração em ω_g, o controlador PID conseguiu manter V_s praticamente constante. A Figura 5.71 apresenta os resultados de P_s e η com o controle da V_s. Mesmo com variação em ω_g, a $P_s \approx 1000W$ e o η também não demonstrou variações significativas. O menor valor foi $\eta = 68,14\%$, enquanto o maior foi de $\eta = 72,89\%$. Posteriormente às simulações com velocidade variável, foi realizada simulação com mudança no valor de referência (*setpoint*). Iniciando com $V_{s_{ref}} = 180V$, houve mudança para $V_{s_{ref}} = 220V$ em $t = 3s$, seguida por nova alteração para $V_{s_{ref}} = 160V$ em $t = 6s$. A Figura 5.72 apresenta os resultados de V_s e $V_{s_{ref}}$.

5.20 Gerador de relutância chaveado autoexcitado

Na simulação com variação em $V_{s_{ref}}$ e ω_g, o controlador PID com os ganhos otimizados, demonstra a capacidade de manter V_s constante. Além disto, o controlador PID é capaz de operar em conjunto com o rastreador de θ_{off}. Para a simulação do gerador de relutância chaveada autoexcitado (GRCA), utilizou-se o mesmo modelo de excitação independente, com a diferença de que no modelo GRCA foi inserido um capacitor responsável pela excitação inicial da máquina. Além disto, não há separação do circuito de ligação entre as etapas de excitação e geração, como ilustrado na Figura 2.13. O carregamento inicial do capacitor é realizado por fonte de excitação externa, que pode ser bateria ou por meio de energia solar.

Após o carregamento inicial do capacitor, inicia-se o processo de chaveamento do conversor AHB e a execução da etapa de excitação das bobinas. Quando a tensão nos terminais das bobinas se torna maior que a tensão inicial do capacitor, o diodo D_7 fica polarizado inversamente e o gerador passa a operar totalmente no modo autoexcitado. Para garantir que não haja nenhuma interferência da fonte de excitação no restante da simulação, foi inserida chave aberta/fechada, a qual é aberta após $0,5s$. O valor do capacitor é igual a $5mF$ e, no instante inicial, é carregado com tensão de $50V$. A $\omega_g = 600rpm$ foi mantida constante e a janela de condução foi mantida em 0°$\leq \theta_D \leq$ 30°.

Inicialmente, foi realizada simulação utilizando o mesmo valor $R_{carga} = 33\Omega$ do modelo com excitação independente. A Figura 5.73 apresenta a tensão de saída obtida nesta simulação. Ao analisar a Figura 5.73, observa-se que o modelo do GRCA não é capaz de gerar energia com o valor de $R_{carga} = 33\Omega$, uma vez que V_s permanece abaixo da V_e inicial, resultando em ausência de geração de energia. Com o intuito de avaliar o desempenho do GRCA com diferentes valores de R_{carga}, foram realizadas simulações que levam em conta a faixa de $10\Omega \leq R_{carga} \leq 120\Omega$, com intervalos de 10Ω, e para a faixa de $100rpm \leq \omega_g \leq 2000rpm$, com intervalos de $100rpm$. A tensão de carregamento

inicial do capacitor foi mantida em $50V$ para assegurar a excitação em toda a faixa de ω_g. A partir dos resultados destas simulações, foi possível calcular os valores de P_s para todos os valores de R_{carga} e ω_g. A Figura 5.74 apresenta a superfície gerada com base nos valores de P_{mec}, R_{carga} e ω_g.

Observa-se na Figura 5.74 que a potência elétrica de saída aumenta à medida que os valores de R_{carga} e ω_g crescem. Para valores abaixo de 60Ω, a máquina atinge o máximo de $P_s = 1000W$ em toda a faixa de ω_g analisada. Com valores de $60\Omega \leq R_{carga} \leq 120\Omega$, é possível observar aumento considerável em P_s, o qual também cresce com o aumento da ω_g, alcançando valores superiores a $P_s = 4000W$. A máquina real, cujos dados foram utilizados para estas simulações, possui limitação de $2,6kW$. Portanto, foi estabelecido o valor de carga de 100Ω, o qual possibilita valores de $P_s \approx 2,6kW$ em $\omega_g \approx 1500rpm$. A Figura 5.75 apresenta a tensão de saída desta simulação, no qual iniciando com $V_e = 50V$, a máquina consegue operar no modo de autoexcitação, atingindo valores de pico $V_e \approx 140V$. Ainda é possível observar os instantes em que o capacitor é carregado e descarregado.

Foram analisadas as curvas de indutância das três fases da máquina, utilizando o mesmo método empregado no modelo com excitação independente. A Figura 5.76 apresenta o comportamento da tensão, corrente, pulso de comando e indutância de uma das fases do GRCA. Durante a etapa de excitação das fases, a $V_e \approx 138V$, e após o desligamento das chaves, na etapa de geração, $V_e \approx 232V$ e a corrente atinge valor de pico próximo de $25A$. Na Figura 5.77 é apresentado o desempenho de P_{mec}, P_e e P_s do GRCA. A P_e permanece nula após a excitação inicial do capacitor. O GRCA obteve $P_{mec} \approx 1200W$ e $P_s \approx 184W$.

A Figura 5.78 apresenta o η, o qual é calculado considerando P_{mec} e P_s, uma vez que não há excitação externa. Com valor de $\eta = 18\%$, é considerado relativamente baixo quando comparado com o modelo de excitação independente, o qual obteve $\eta > 50\%$. No entanto, é importante levar em consideração que, nesta configuração, não se utiliza fonte de excitação externa, o que proporciona vantagem significativa para aplicações na geração eólica.

O rastreamento de θ_{off} para o modelo autoexcitado foi conduzido da mesma forma que o modelo com excitação independente. Os parâmetros foram definidos como $\theta_{on} = -10°$, $V_e = 50V$ para o carregamento inicial do capacitor e $R_{carga} = 100\Omega$. Com o intuito de otimizar o sistema, foram realizadas simulações abarcando $100rpm \leq \omega_g \leq 2000rpm$ e -5°$\leq \theta_{off} \leq$30°. A Figura 5.79 apresenta a superfície que relaciona $P_s \times \omega_g \times \theta_{off}$. Nesta simulação, a potência P_s atingiu valores superiores à potência elétrica nominal da máquina. Portanto, definiu-se o valor de $P_s = 2626W$ como o máximo, observado no plano na cor vermelha da Figura 5.79.

A determinação de θ_{off} para o modelo autoexcitado difere do modelo com excitação independente. Devido ao fato de o modelo autoexcitado não depender de fonte de excitação externa, o valor de θ_{off} escolhido para cada ω_g foi aquele que resultou na maior P_s, sem considerar o η. Portanto, determina-se um valor específico de θ_{off} para cada faixa de ω_g analisada. No entanto, o objetivo é encontrar a expressão que relacione cada ω_g com o respectivo θ_{off}. Antes de obter a expressão polinomial, realiza-se a interpolação dos vinte valores de θ_{off} para obter 400 valores interpolados. A partir desta curva interpolada, é encontrado o polinômio de nono grau para o modelo autoexcitado utilizando o método dos mínimos quadrados, dado por: (5.51)

$$\begin{aligned}\theta_{offAE}(\omega_g) = &- 6.648 \times 10^{-27}\omega_g^{10} + 7.190 \times 10^{-23}\omega_g^{9} - 3.221 \times 10^{-19}\omega_g^{8} \\ &+ 7.706 \times 10^{-16}\omega_g^{7} - 1.060 \times 10^{-12}\omega_g^{6} + 8.397 \times 10^{-10}\omega_g^{5} \\ &- 3.660 \times 10^{-7}\omega_g^{4} + 8.219 \times 10^{-5}\omega_g^{3} - 0.008\omega_g^{2} + 18.307\end{aligned} \tag{5.51}$$

A partir da expressão (5.51), são obtidos os valores ótimos de θ_{off} para toda a faixa de ω_g operada pelo GRCA. A Figura 5.80 apresenta a relação entre os valores reais de θ_{off} e aqueles determinados a partir de $\theta_{offAE}(\omega_g)$ para o perfil de v_v do Local 1, como disposto na Tabela 5.19. Desta forma, (5.51) $\theta_{offAE}(\omega_g)$ é incorporada à simulação do sistema de geração eólica, passando a rastrear o valor ótimo de θ_{off} da mesma forma que no modelo com excitação independente. O rastreamento de θ_{off} é realizado para cada perfil de v_v apresentado na Figura 5.61. Na Figura 5.81, é apresentada P_s correspondente a estes perfis, tanto com rastreamento quanto sem rastreamento de θ_{off}. A geração hipotética é exemplificada para as regiões: i) centro-oeste, ii) sudeste e iii) nordeste. Para efeito de comparação, a Figura 5.82 apresenta P_s associada aos mesmos perfis, com rastreamento e sem rastreamento de θ_{off} para o GRC com excitação independente.

A P_s com o rastreamento de θ_{off} apresentou-se melhor em ambos os casos, tanto com excitação independente quanto autoexcitado, destacando a eficiência do rastreador em conjunto com os parâmetros otimizados. As Figura 5.83 e Figura 5.84 apresentam o η para os três perfis de v_v nos modelos com excitação independente e autoexcitado. Observa-se que, apesar de o rastreamento de θ_{off} para o modelo autoexcitado visar a maximização de P_s, o rastreador, além de atingir esta maximização, também foi capaz de aumentar o η. Em contrapartida, no modelo com excitação independente, houve maximização das potências, no entanto, não houve melhoria significativa em η.

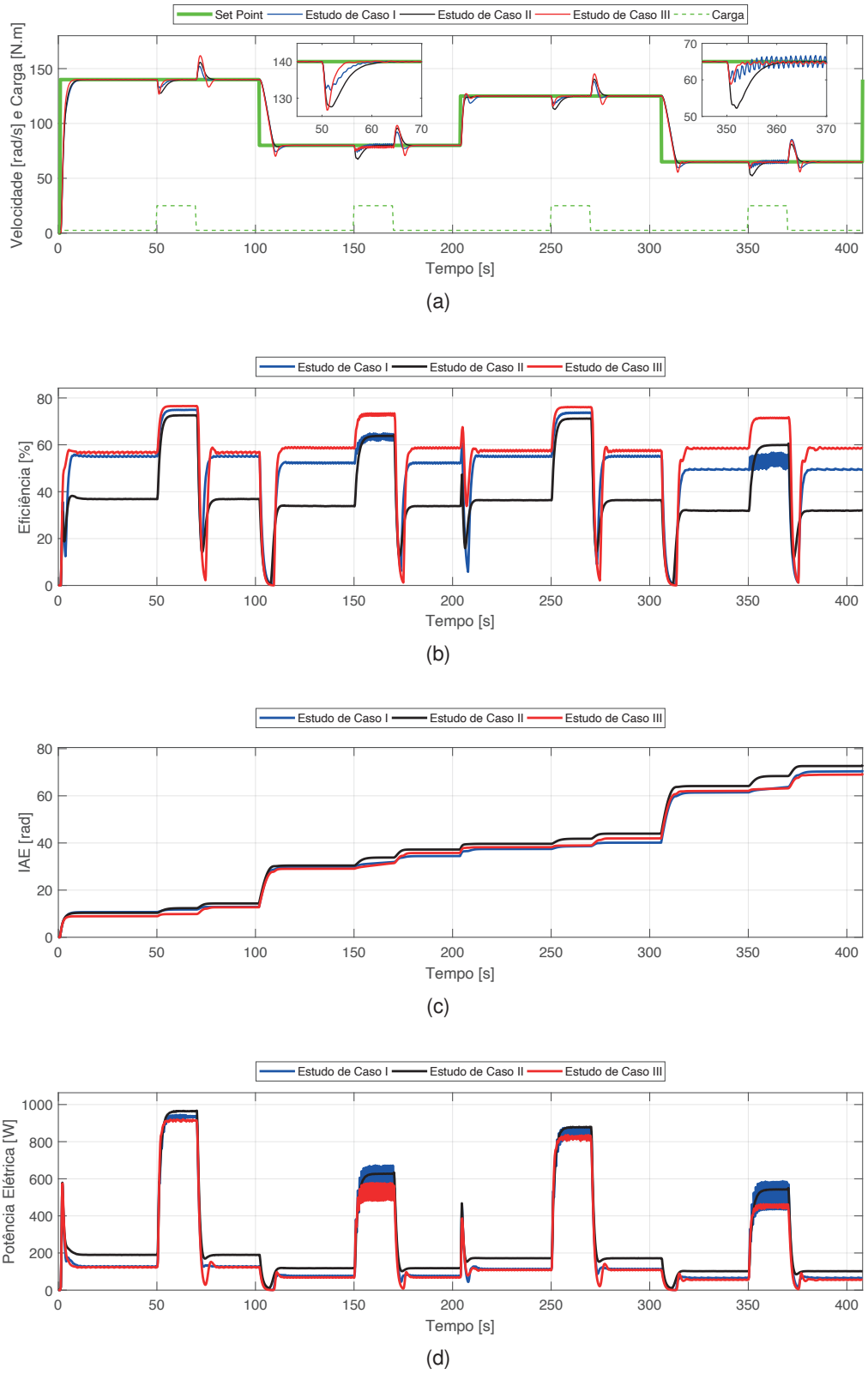


Figura 5.40: Teste com variação de ω_{ref} e C_c: (a) velocidade do MRC e torque de carga ($C_c \cdot 5$), (b) eficiência energética, (c) erro absoluto acumulado e (d) potência elétrica consumida pelo MRC.

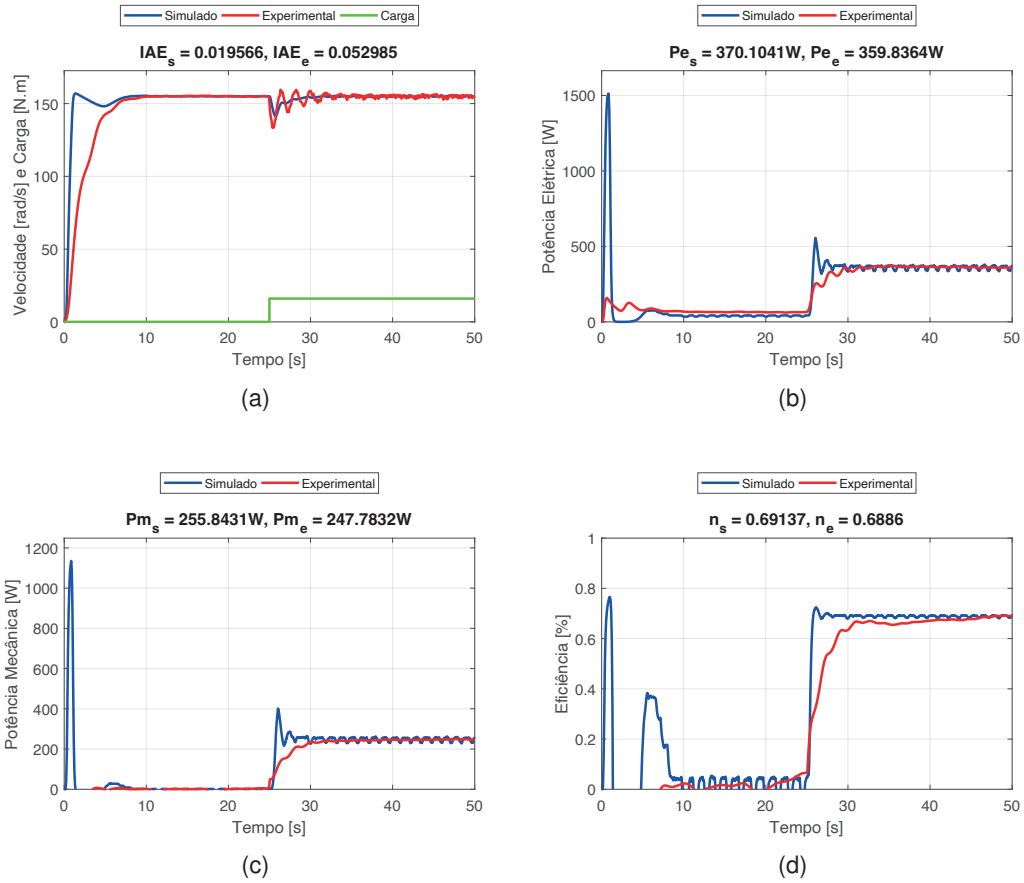


Figura 5.41: Resultados experimental e simulado do acionamento com o controlador PID atuando através da tensão de excitação com ângulos de chaveamento fixos com $\omega_{ref} = 155 rad/s$: (a) resposta de velocidade e torque de carga ($C_c \cdot 10$), (b) potência Elétrica de entrada, (c) potência mecânica de saída e (d) eficiência energética.

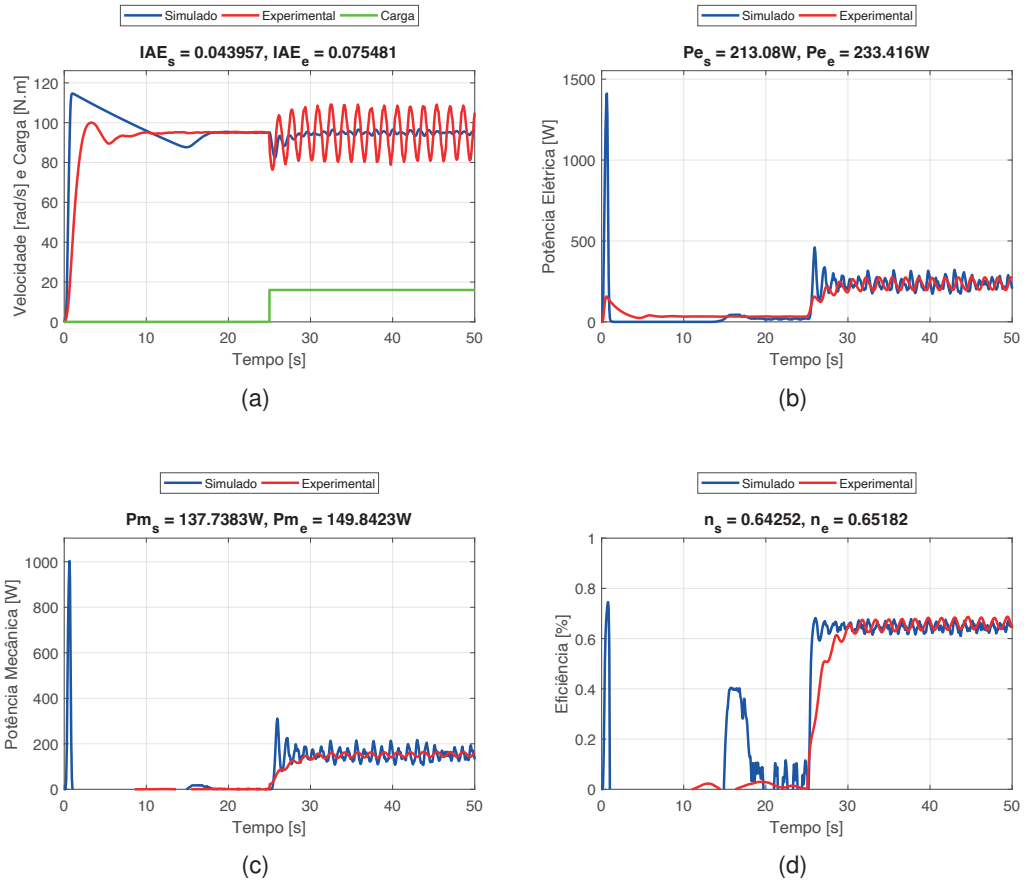


Figura 5.42: Resultados experimental e simulado do acionamento com o controlador PID atuando através da tensão de excitação com ângulos de chaveamento fixos com $\omega_{ref} = 95 rad/s$: (a) resposta de velocidade e torque de carga ($C_c \cdot 10$), (b) potência Elétrica de entrada, (c) potência mecânica de saída e (d) eficiência energética.

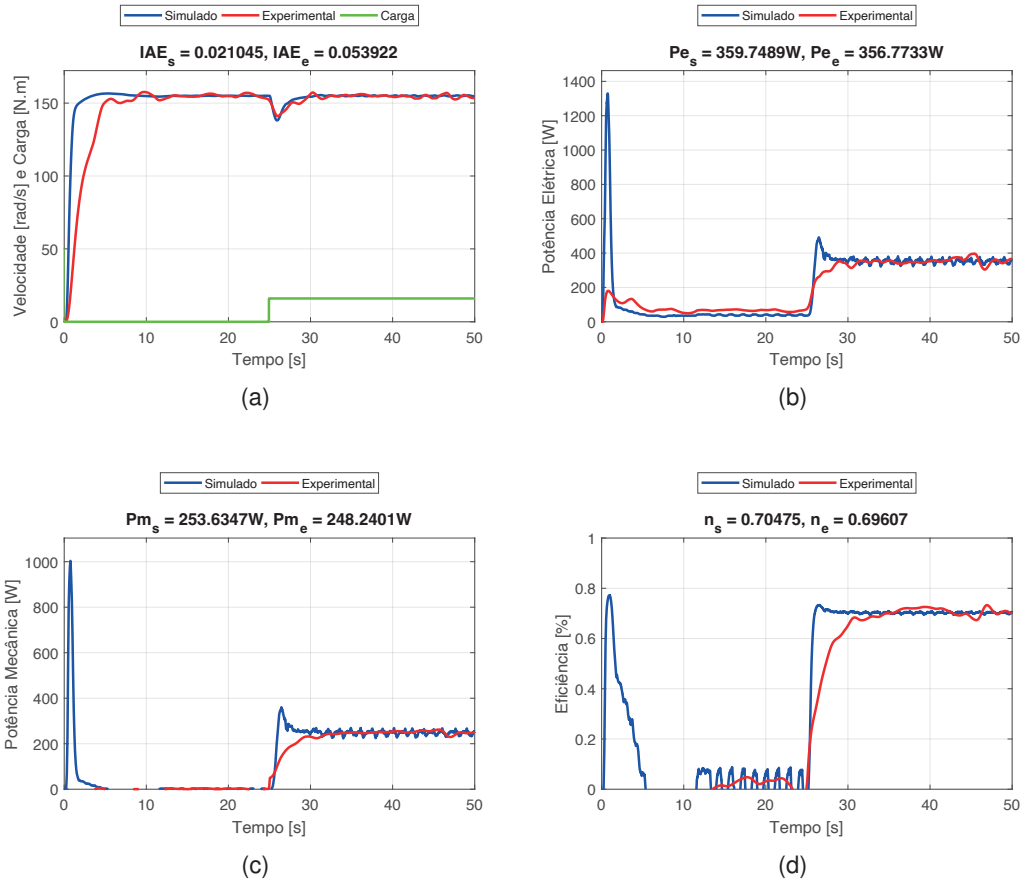


Figura 5.43: Resultados experimental e simulado do acionamento com o controlador PID atuando através tensão de excitação com ajuste do controlador PID e ângulos de chaveamento dinâmicos com $\omega_{ref} = 155 rad/s$: (a) resposta de velocidade e torque de carga ($C_c \cdot 10$), (b) potência Elétrica de entrada, (c) potência mecânica de saída e (d) eficiência energética.

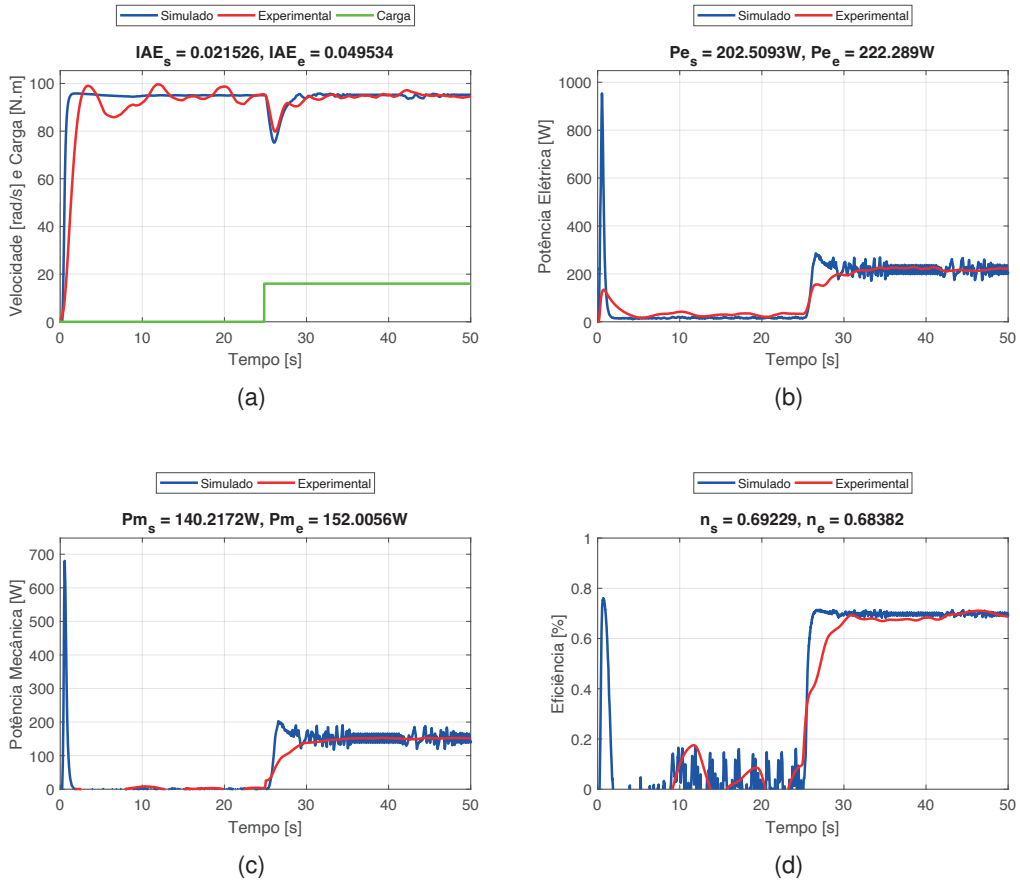


Figura 5.44: Resultados experimental e simulado do acionamento com o controlador PID atuando através tensão de excitação com ajuste do controlador PID e ângulos de chaveamento dinâmicos com $\omega_{ref} = 95 rad/s$: (a) resposta de velocidade e torque de carga ($C_c \cdot 10$), (b) potência Elétrica de entrada, (c) potência mecânica de saída e (d) eficiência energética.

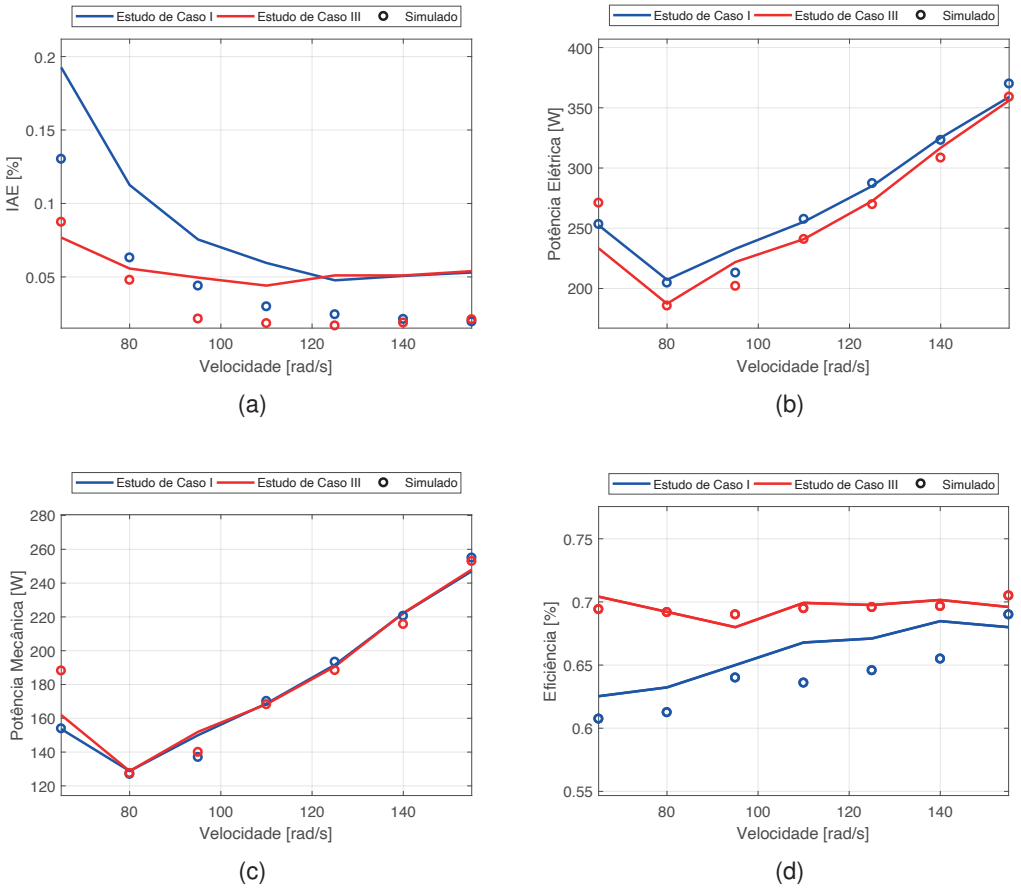


Figura 5.45: Testes realizados para os Estudo de Caso I e Estudo de Caso II com degraus aplicados em $65rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$ e $C_c = [2,31,\ 1,61,\ 1,60,\ 1,53\ ,1,53,\ 1,59,\ 1,6]N \cdot m$: (a) módulo do erro acumulado normalizado, (b) potência elétrica, (c) potência mecânica e (d) eficiência energética.

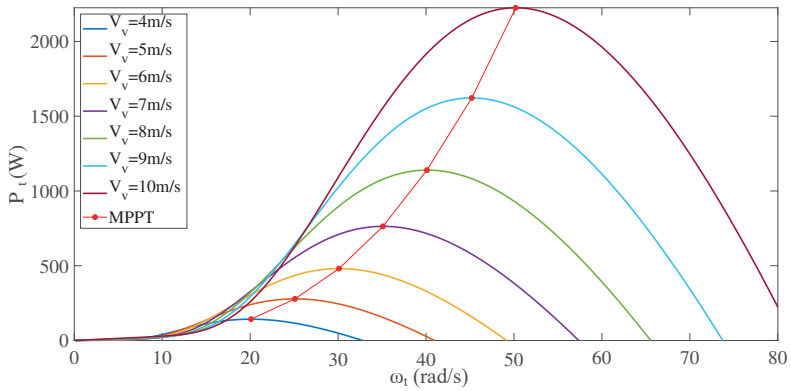


Figura 5.46: Potência da turbina em função da velocidade do vento e rotação da turbina com extração da máxima potência.

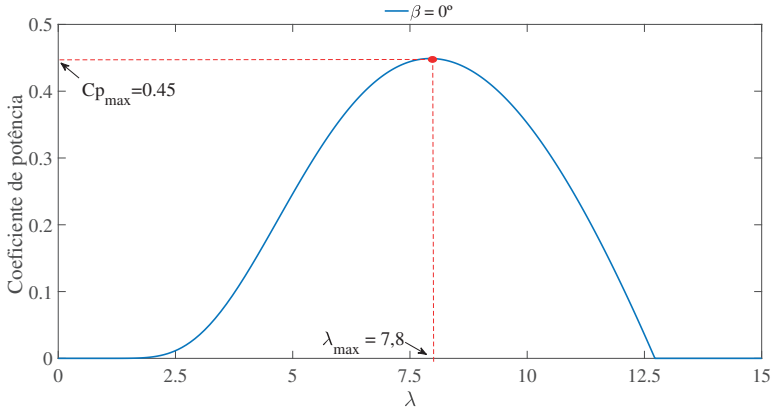


Figura 5.47: Coeficiente de Potência em função de λ.

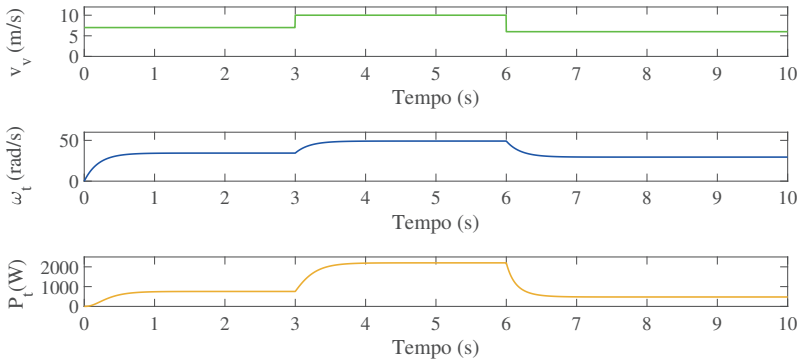


Figura 5.48: Potência mecânica e velocidade de rotação da turbina para velocidades do vento com variações abruptas.

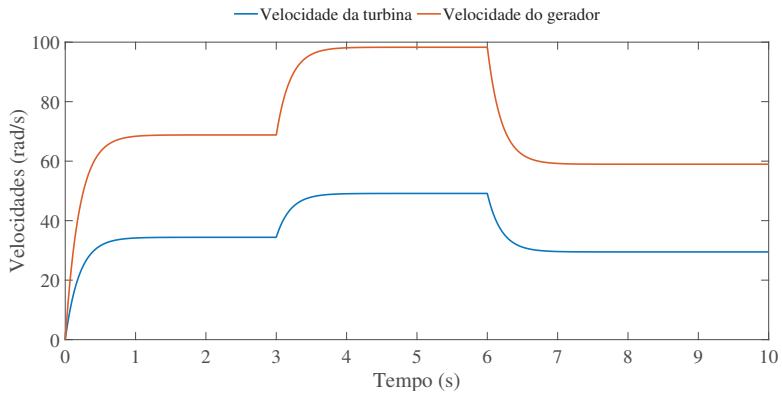


Figura 5.49: Velocidade de rotação da turbina e do gerador com fator de multiplicação $G = 2$.

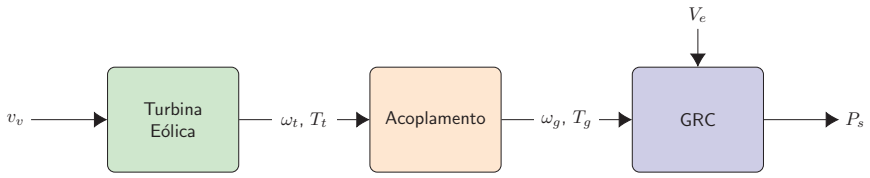


Figura 5.50: Fluxograma do modelo do sistema geração eólica.

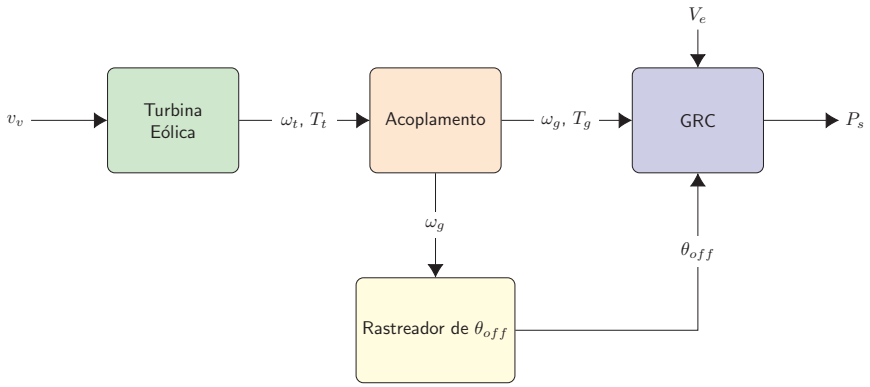


Figura 5.51: Fluxograma do modelo e otimização do sistema geração eólica com rastreamento de θ_{off}

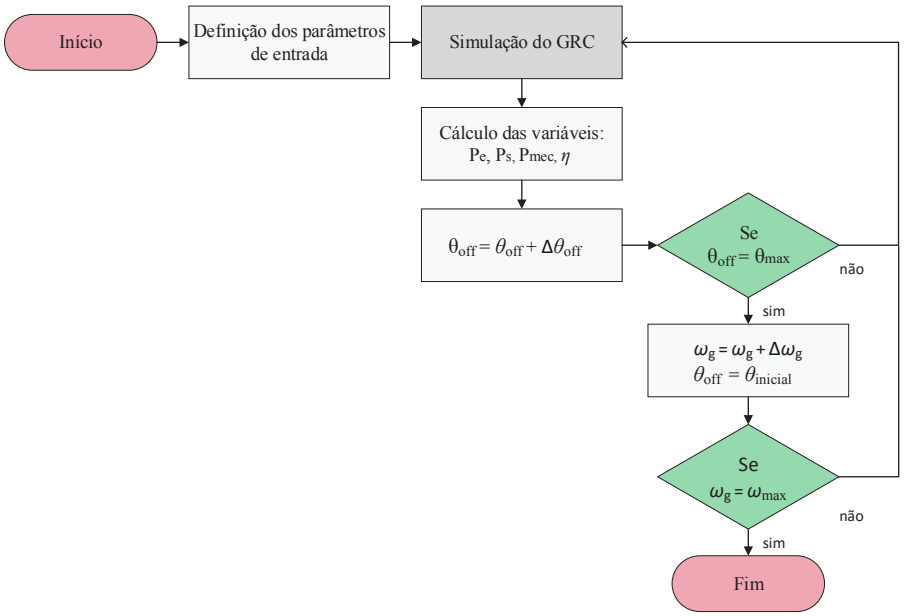


Figura 5.52: Fluxograma da ação de rastreamento de θ_{off}.

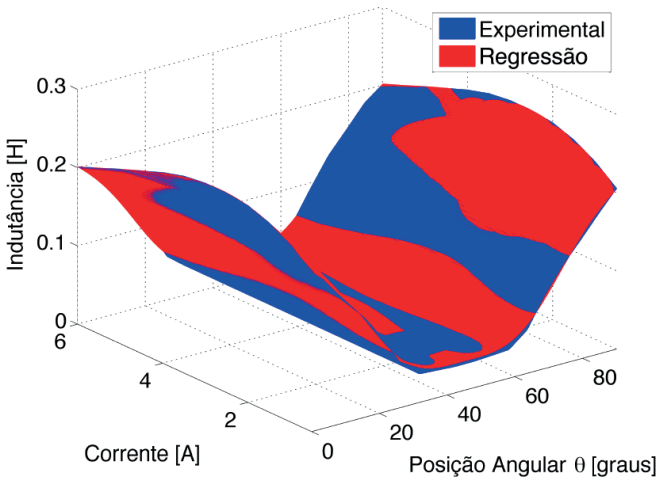


Figura 5.53: Superfície contínua de indutância em comparação com a superfície experimental.

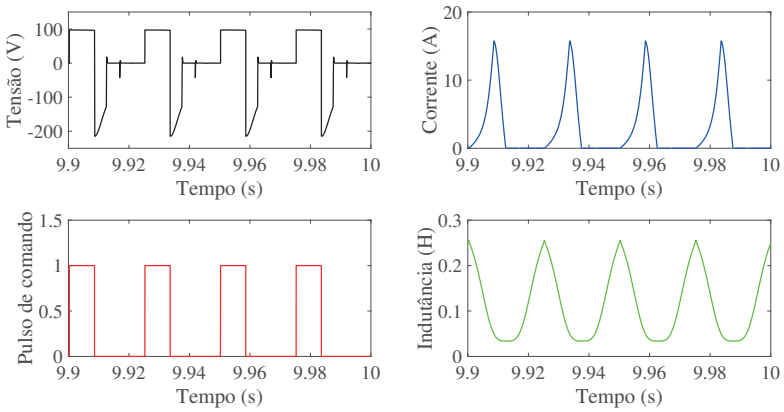


Figura 5.54: Comportamento da tensão, corrente, pulso de tensão e indutância da Fase **A**.

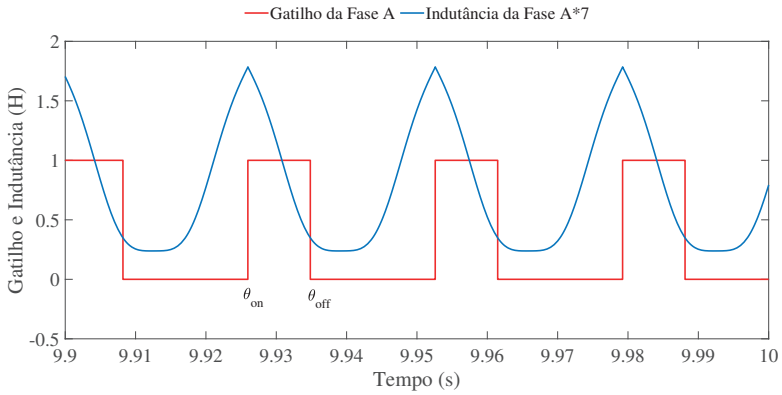


Figura 5.55: Gatilho e indutância da Fase **A**.

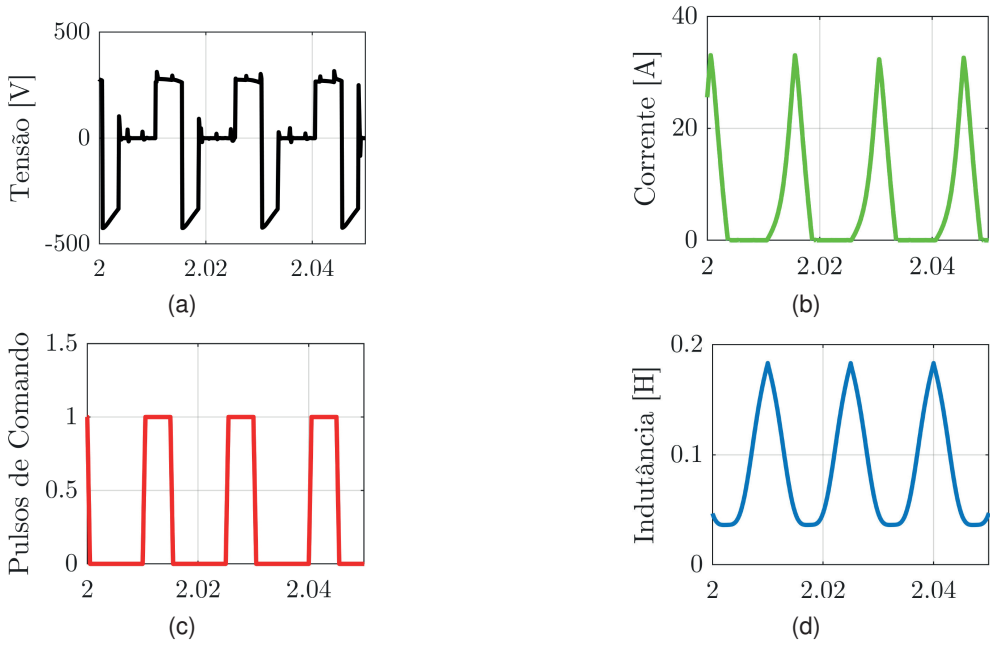


Figura 5.56: Comportamento de uma das fases da máquina: (a) tensão, (b) corrente, (c) gatilho e (d) indutância.

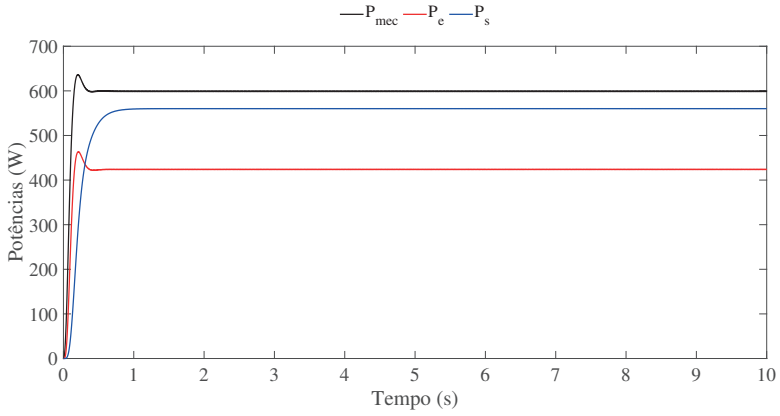


Figura 5.57: Potência mecânica, potência elétrica de entrada e potência elétrica de saída do GRC.

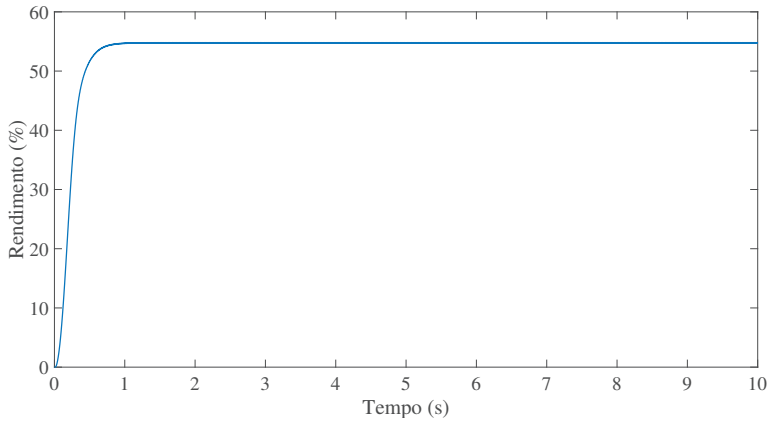


Figura 5.58: Rendimento do GRC.

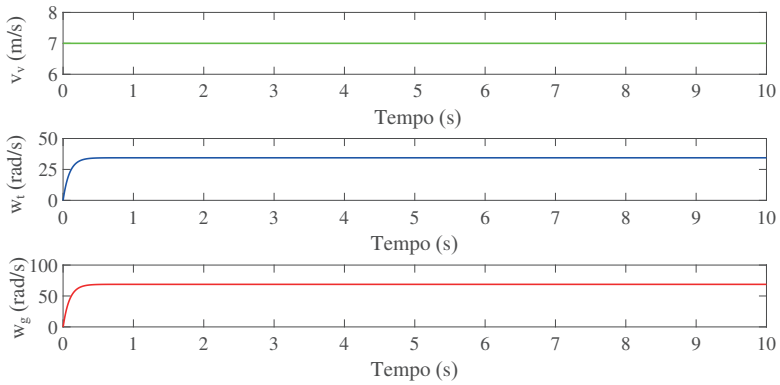


Figura 5.59: Velocidades de rotação da turbina e GRC para velocidades do vento constante.

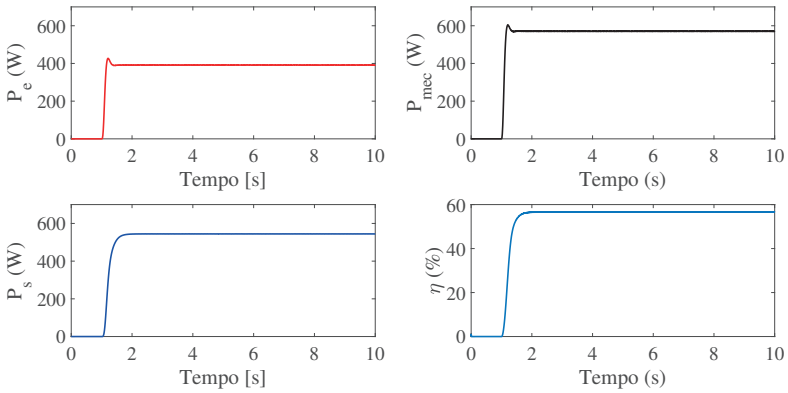


Figura 5.60: Potências e rendimento do GRC para velocidade do vento constante.

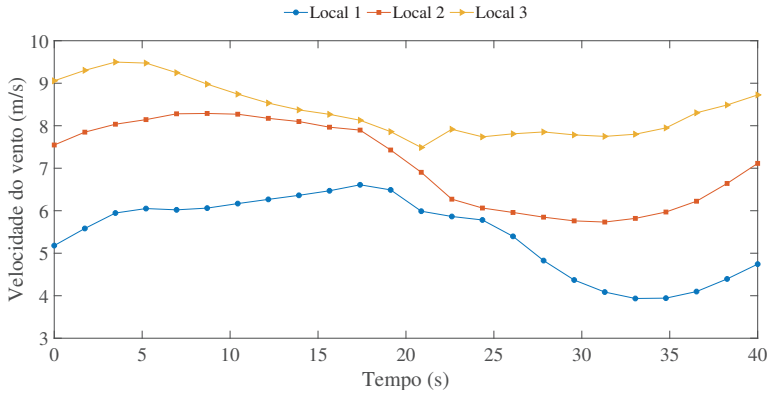


Figura 5.61: Perfil do vento dos três locais escolhidos.

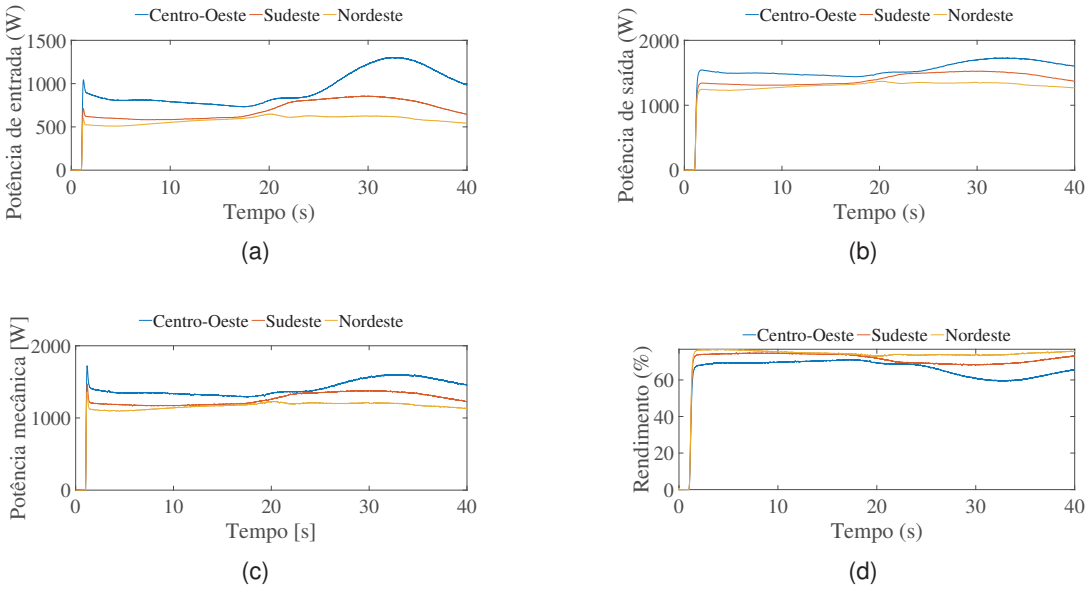


Figura 5.62: Potências e rendimento do GRC com excitação independente: (a) potência elétrica de entrada, (b) potência elétrica de saída, (c) potência mecânica e (d) rendimento.

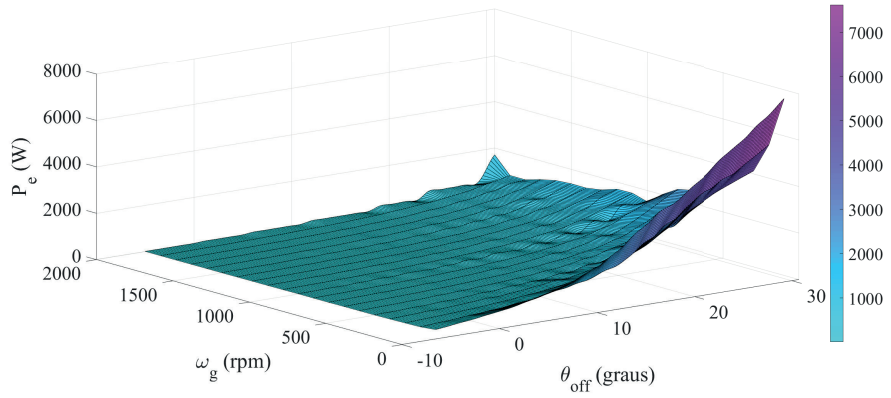


Figura 5.63: $P_e \times \theta_{off} \times \omega_g$.

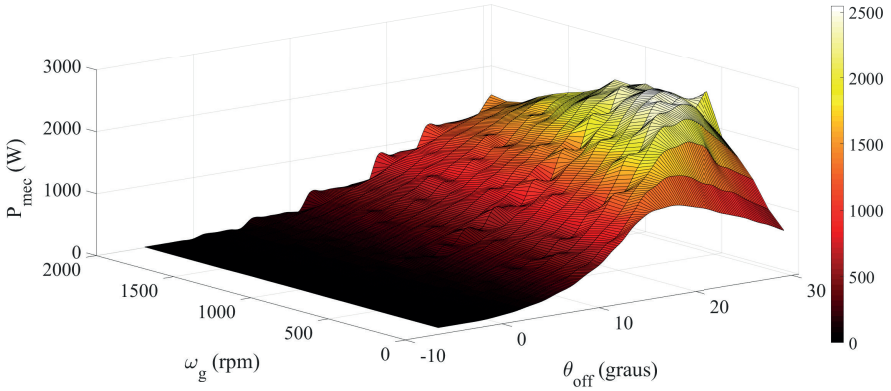


Figura 5.64: $P_{mec} \times \theta_{off} \times \omega_g$.

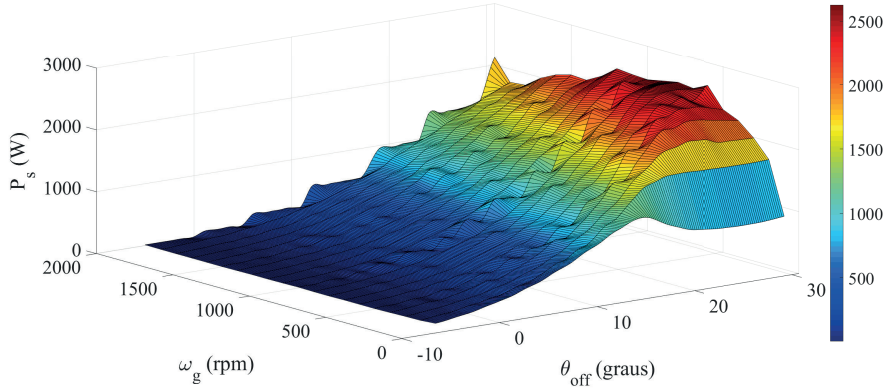


Figura 5.65: $P_s \times \theta_{off} \times \omega_g$.

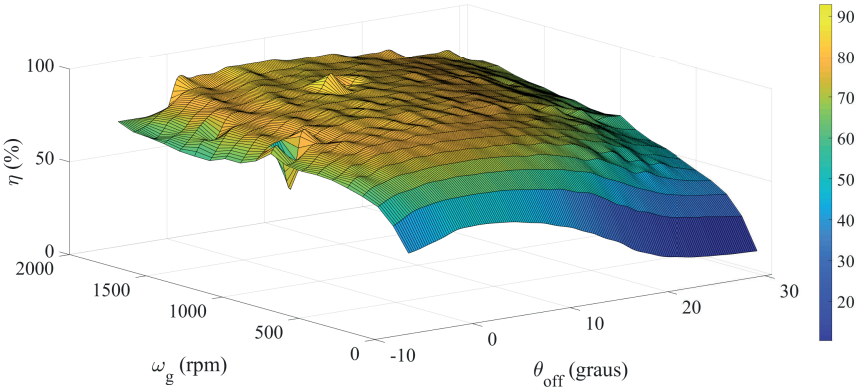


Figura 5.66: $\eta \times \theta_{Off} \times \omega_g$.

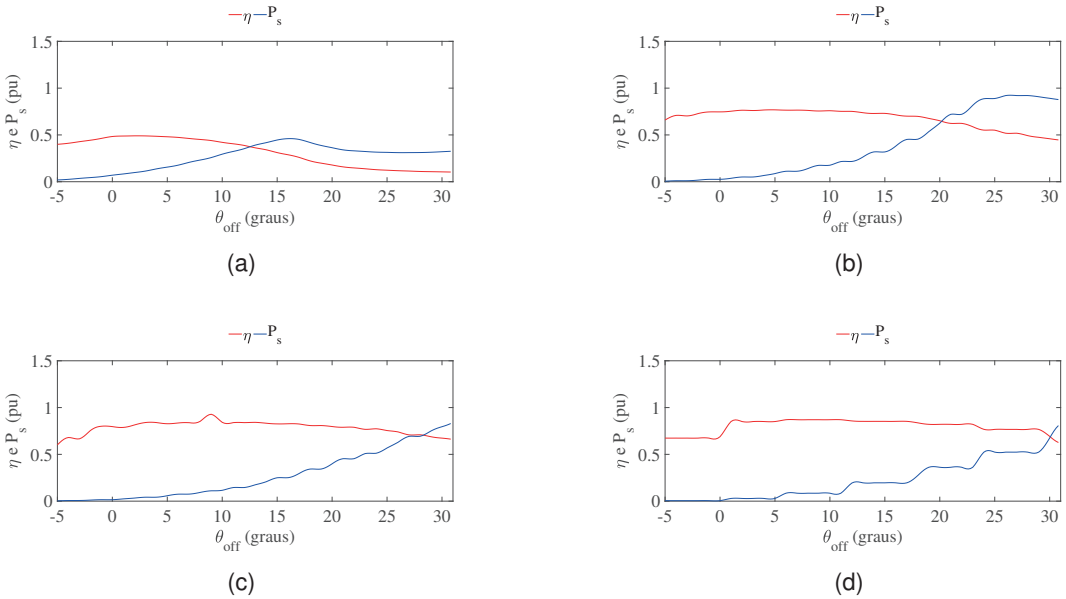


Figura 5.67: Potência elétrica de saída e rendimento para diferentes valores de ω_g: (a) $\omega_g = 100rpm$ (b) $\omega_g = 500rpm$ (c) $\omega_g = 1500rpm$ (d) $\omega_g = 2000rpm$.

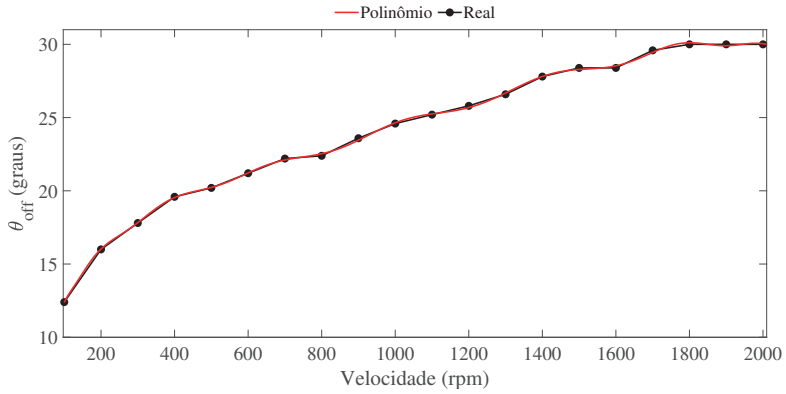


Figura 5.68: Polinômio $\times$ dados reais para o modelo com excitação independente.

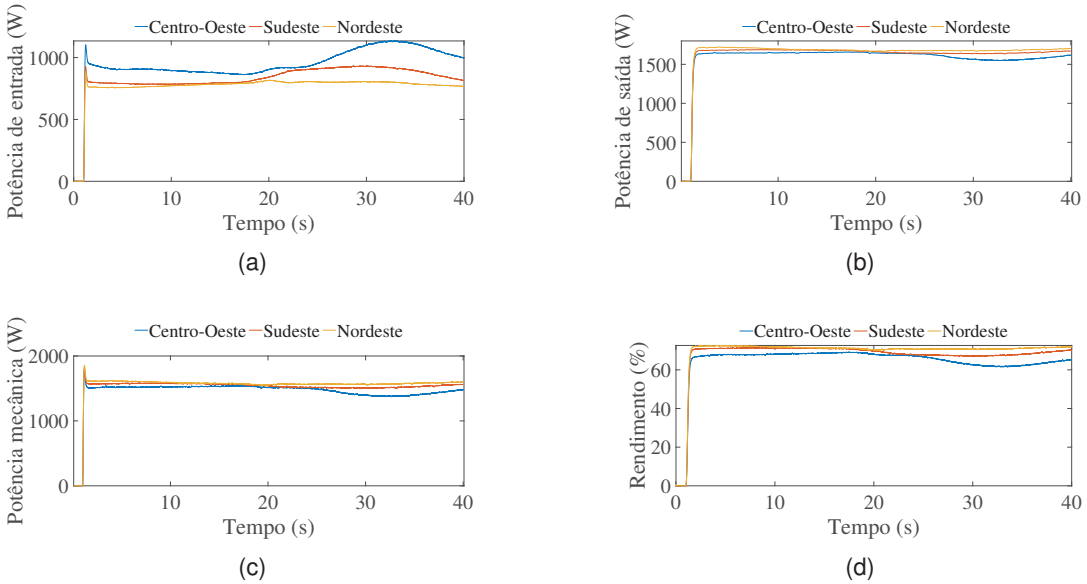


Figura 5.69: Potências e rendimento do GRC com excitação independente e rastreamento de θ_{off}: (a) P_e, (b) P_s, (c) P_{mec} e (d) η.

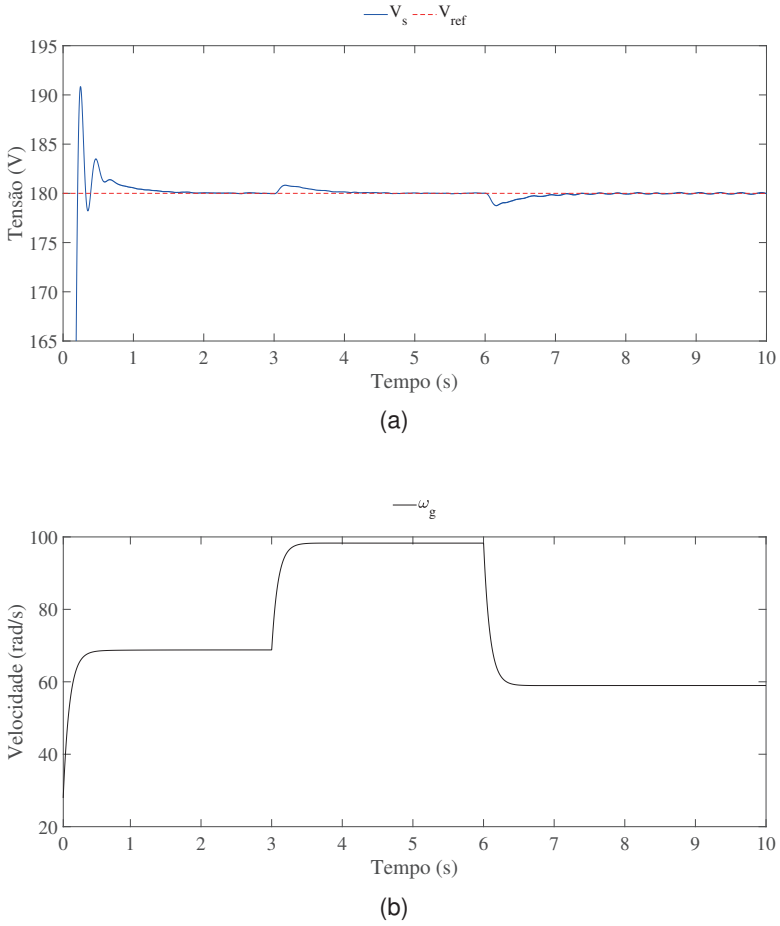


Figura 5.70: Controle da tensão de saída com velocidade variável: (a) V_s e V_{ref} e (b) ω_g.

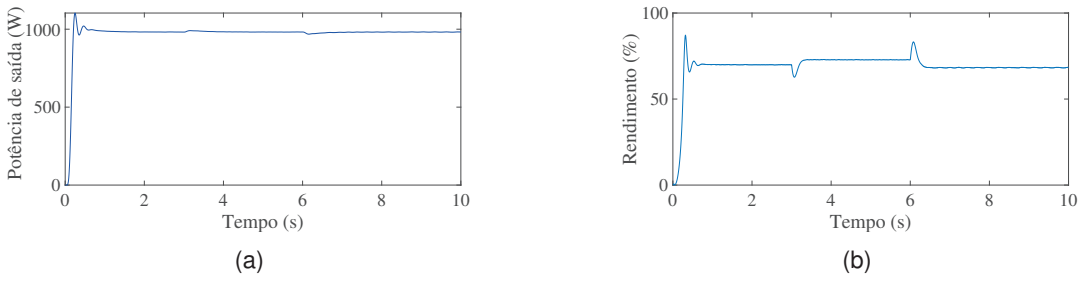


Figura 5.71: Controle da tensão de saída com velocidade variável: (a) P_s e (b) η.

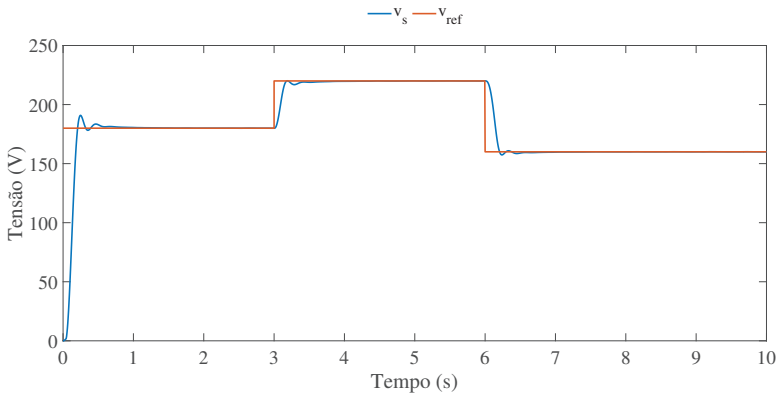


Figura 5.72: V_s e $V_{s_{\text{ref}}}$ com controle na V_s.

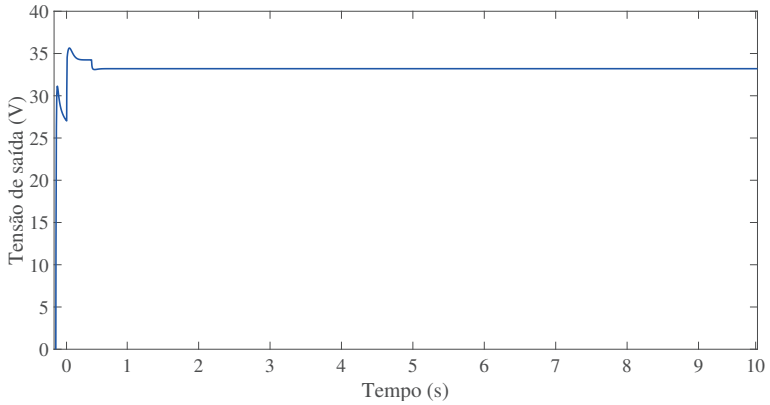


Figura 5.73: Tensão de saída do gerador autoexcitado.

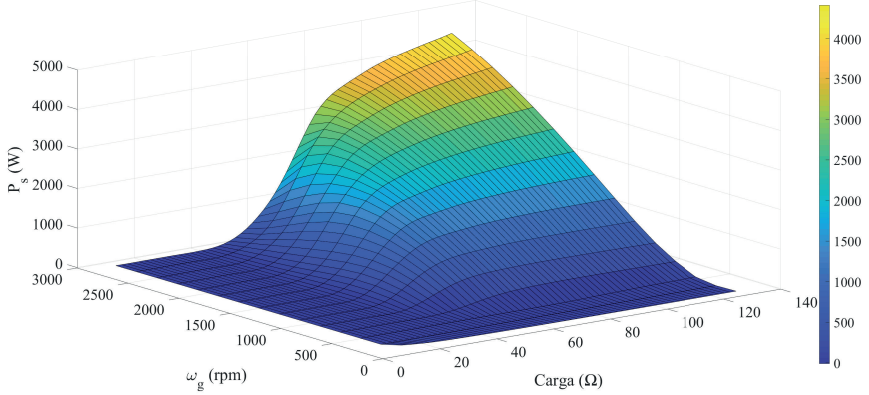


Figura 5.74: $P_s \times R_{carga} \times \omega_g$.

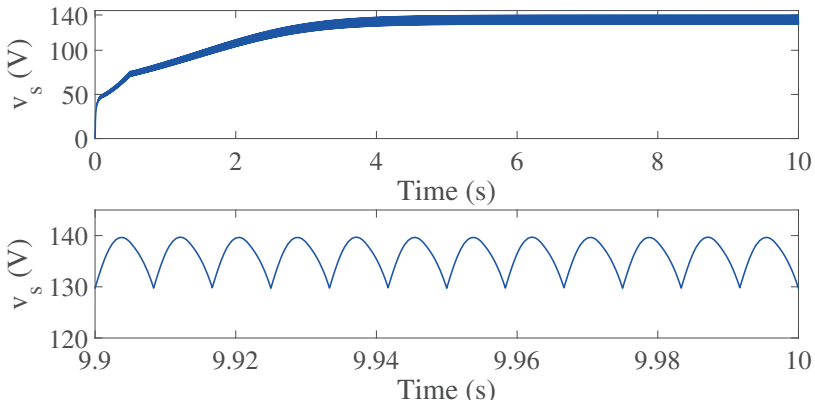


Figura 5.75: Comportamento da tensão de saída do gerador autoexcitado.

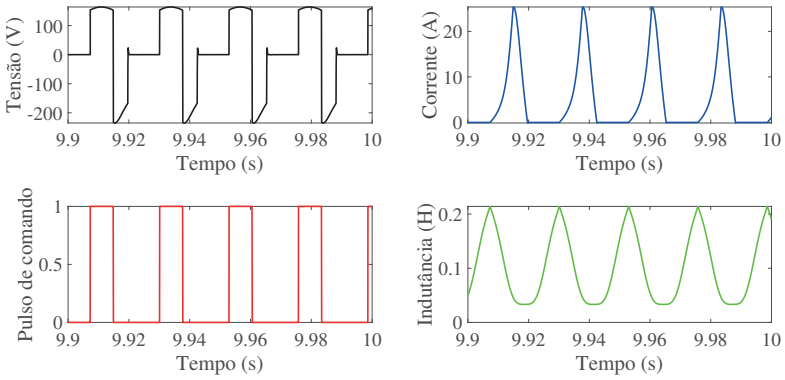


Figura 5.76: Comportamento de uma das fases do GRCA.

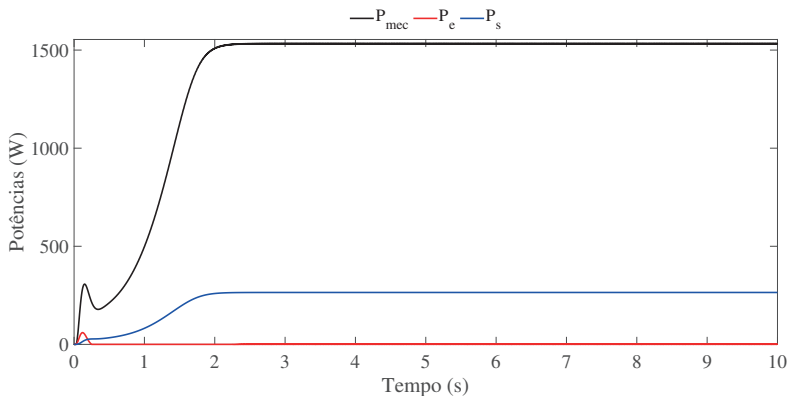


Figura 5.77: Potência mecânica, potência elétrica de entrada e potência elétrica de saída do GRCA.

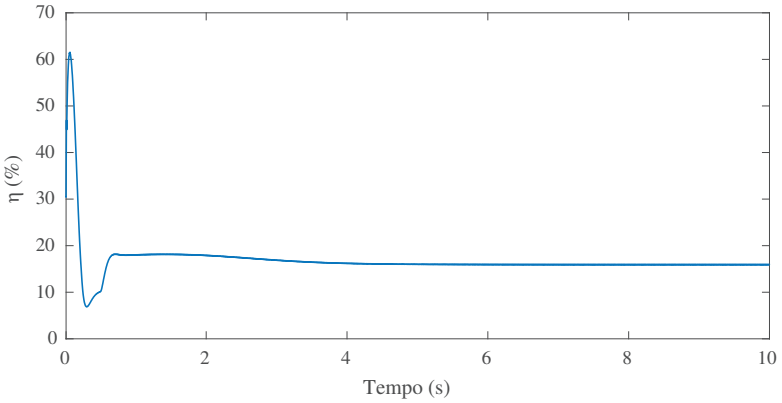


Figura 5.78: Rendimento do GRCA.

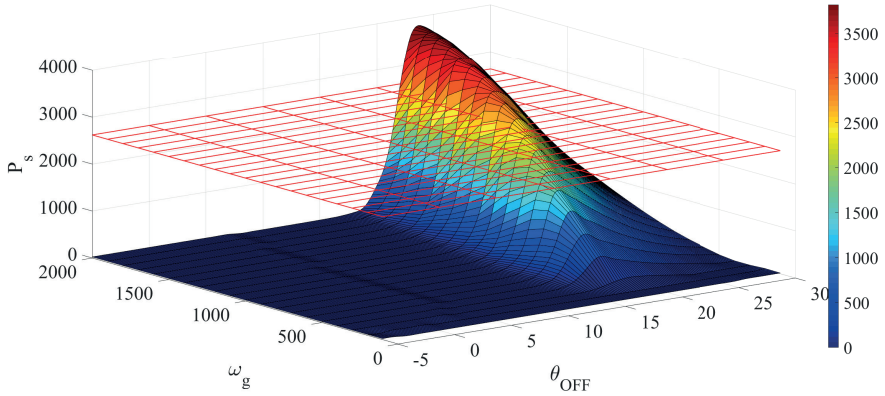


Figura 5.79: Relação entre $P_s \times \omega_g \times \theta_{off}$.

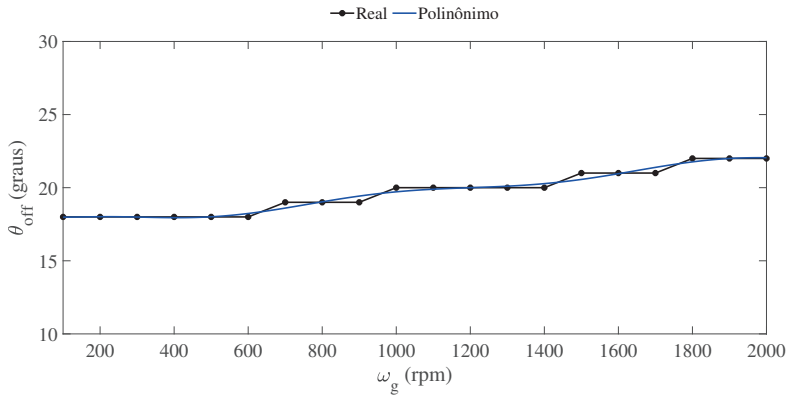


Figura 5.80: $\theta_{offAE}(\omega_g) \times$ dados reais para o modelo autoexcitado.

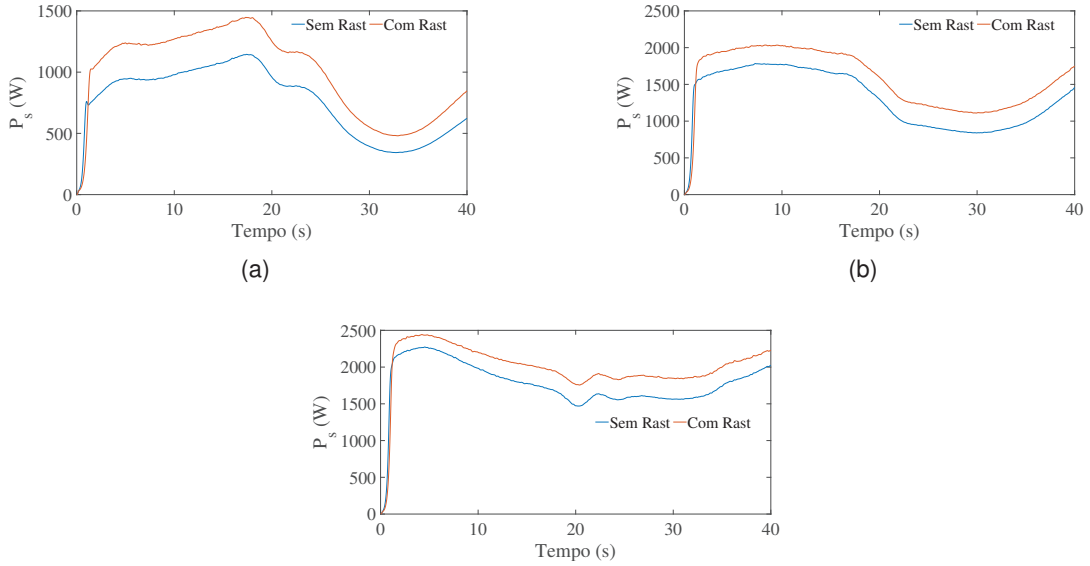


Figura 5.81: P_s dos três perfis de v_v com rastreamento e sem rastreamento de θ_{off} do modelo autoexcitado: (a) Local 1, (b) Local 2 e (c) Local 3.

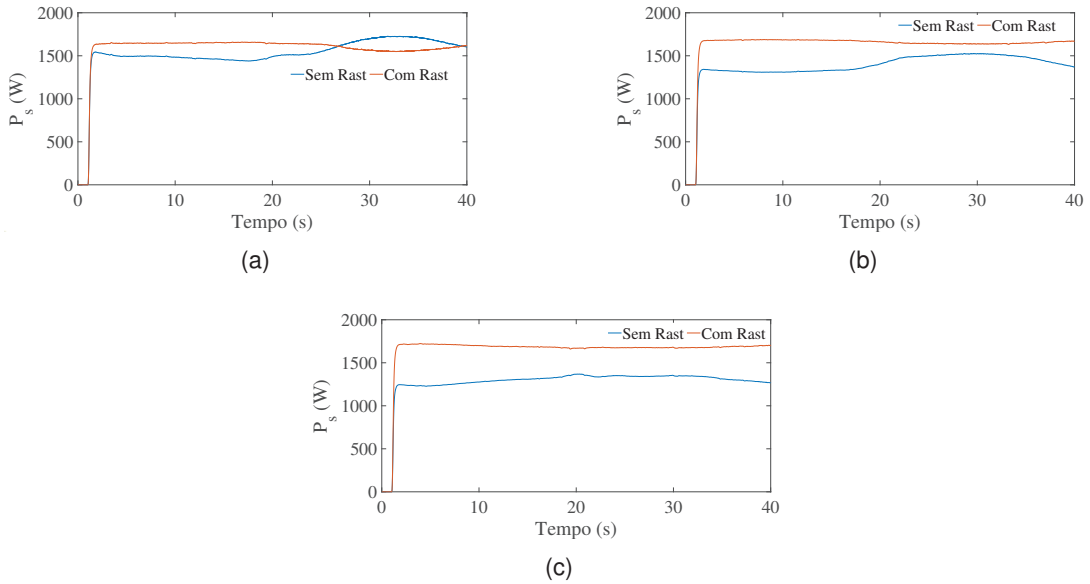


Figura 5.82: P_s dos três perfis de v_v com rastreamento e sem rastreamento de θ_{off} do modelo com excitação independente: (a) Local 1, (b) Local 2 e (c) Local 3.

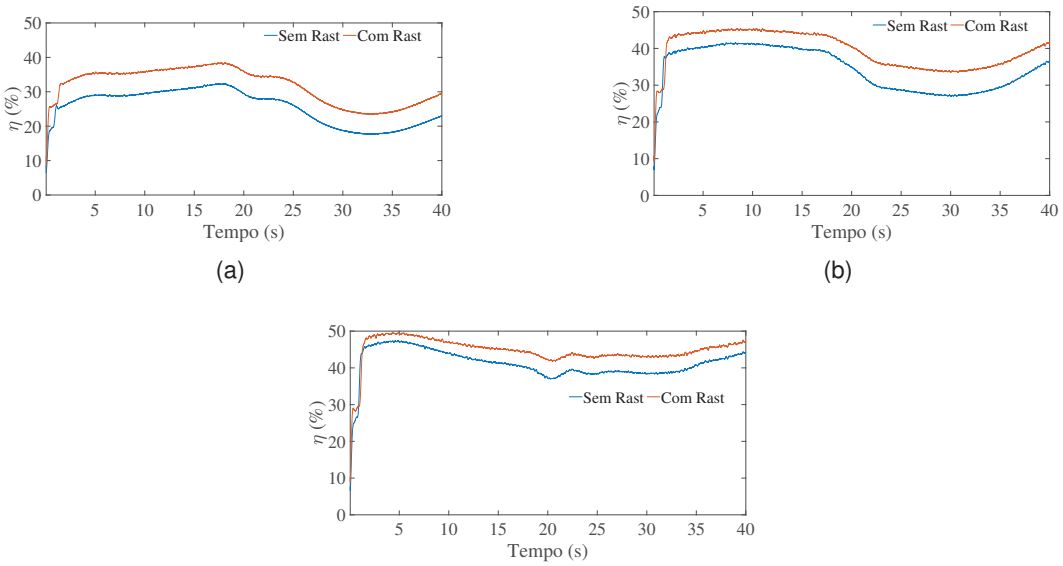


Figura 5.83: η para os três perfis de v_v com rastreamento e sem rastreamento de θ_{off} do modelo autoexcitado: (a) Local 1, (b) Local 2 e (c) Local 3.

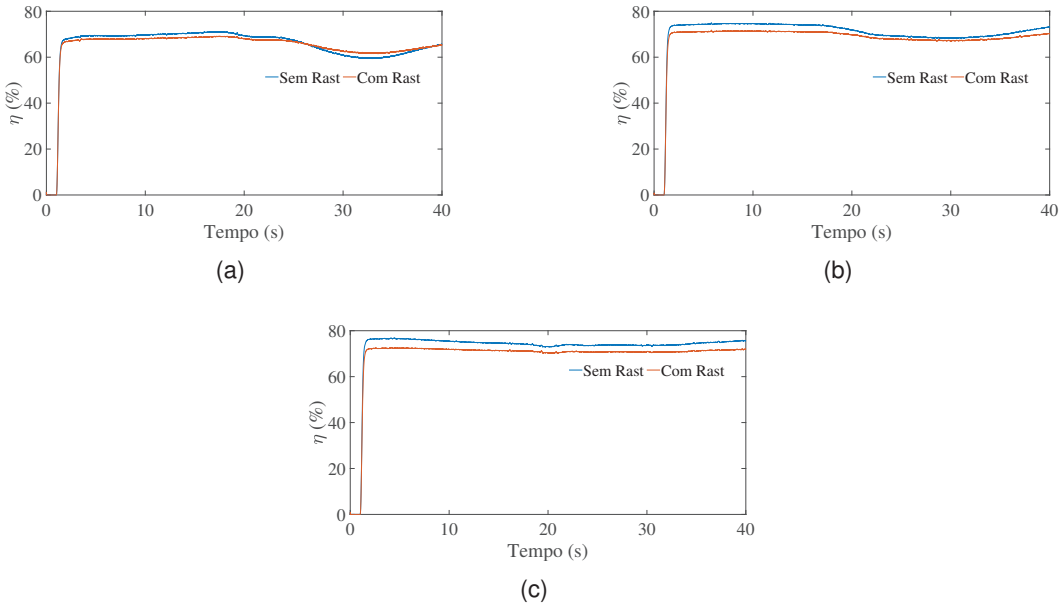
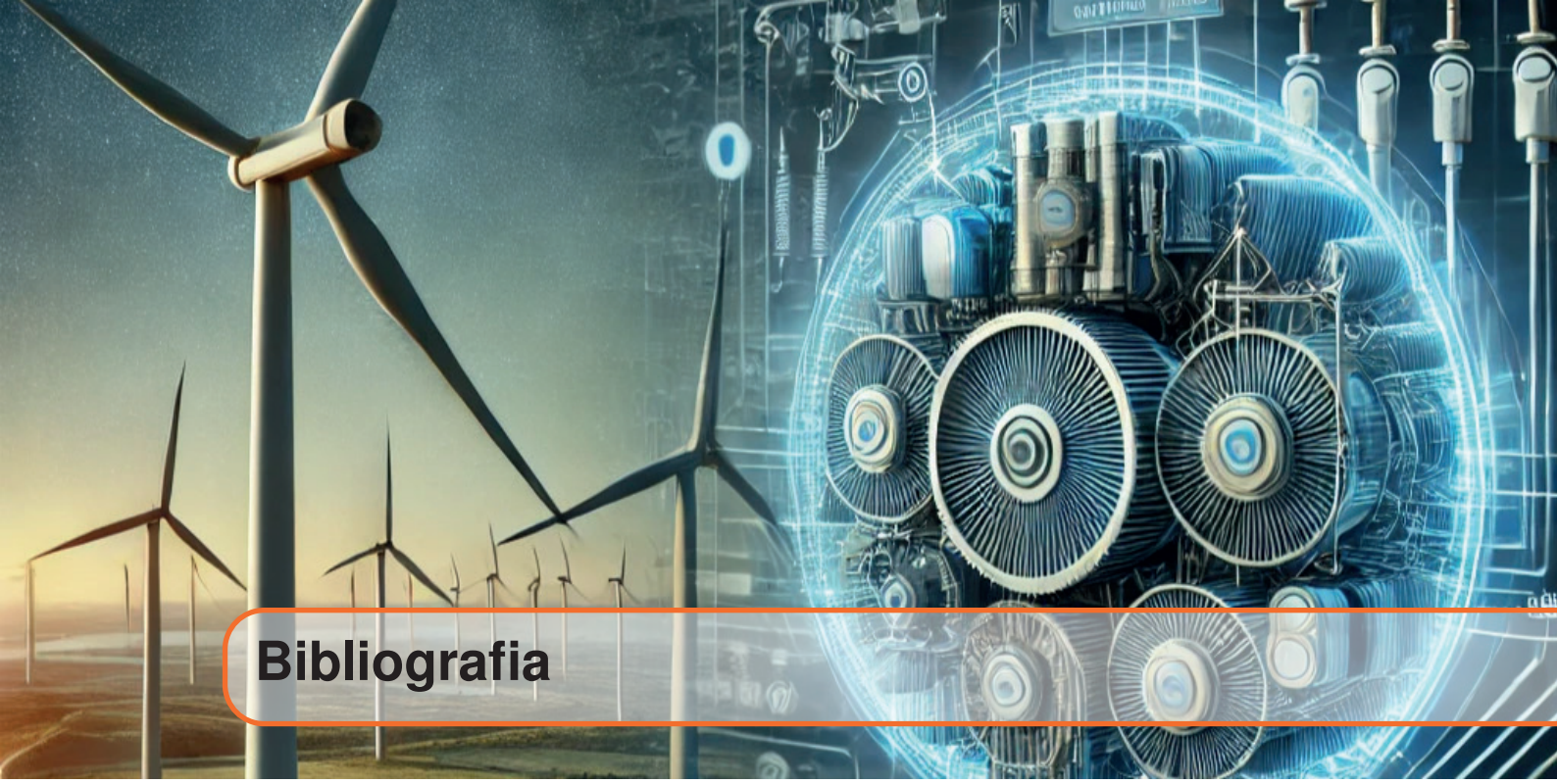


Figura 5.84: η para os três perfis de v_v com rastreamento e sem rastreamento de θ_{off} do modelo com excitação independente: (a) Local 1, (b) Local 2 e (c) Local 3.



Bibliografia

Livros

AGUIRRE, Luis Antonio. **Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. 1: editora UFMG, 2004. Citado nas páginas 71, 73, 75.

ARORA, Rajesh Kumar. **Optimization - algorithms and applications**. [Sine loco: sine nomine], 2015. Citado na página 58.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 6^a edição. 1: SC, 2006. Citado nas páginas 53, 54.

BREEZE, Paul. **Electricity generation and the environment**. [Sine loco]: Academic Press, 2017. Citado na página 21.

CHEN, Guanrong; PHAM, Trung Tat. **Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic and Fuzzy Control Systems**. 1: CRC Press, 2000. Citado nas páginas 40, 74.

CHWIF, Leornardo; MEDINA, Afonso C. **Modelagem e Simulação de Eventos Discretos**. 3^a edição. 1: Livros Técnicos e Científicos, 1989. Citado nas páginas 21, 57, 60.

FIZGERALD, A. E. **Máquinas Elétricas**. 6^a edição. 1: Bookman, 2008. Citado na página 20.

HANSEN, Martin Otto Laver. **Aerodynamics of Wind Turbines: second edition**. London, UK: Earthscan, 2008. ISBN 978-1-84407-438-9. Citado nas páginas 67, 135.

HAU, Erich. **Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics**. Heidelberg, Alemanha: Springer Science & Business Media, 2013. Citado na página 67.

JOHANSSON, Rolf. **System modeling and identification**. [Sine loco: sine nomine], 1993. Citado na página 72.

KAZMIERKOWSKI, Marian P.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, Frede. **Control in Power Electronics**. 1: Academic Press, 2002. Citado nas páginas 97, 113, 114.

KOSOW, Irving L. **Máquinas Elétricas e Transformadores**. 1: Globo, 1985. Citado na página 20.

KRISHNAN, Ramu. **Eletric Motor Drives: modeling, analysis, and control**. 1: USA, New Jersey, 2001. Citado nas páginas 20, 39, 40, 50, 51, 71, 81.

LACERDA, E. G. **Introdução aos Algoritmos Genéticos**. 1: [sine nomine], 1999. Citado nas páginas 57, 62, 65.

LINDEN, R. **Algoritmos Genéticos**. 2^a edição. 1: Brasport, 1992. Citado nas páginas 64, 65.

LOPES, Heitor Silvério; TAKAHASHI, Ricardo Hiroshi Caldeira. **Computação Evolucionária em Problemas de Engenharia**. 1: Omnipax Editora, 2011. Citado nas páginas 20, 21, 52.

MAIER, Mark Warner; RECHTIN, Eberhardt. **The Art of Systems Architecting**. 1: CRC press, 2000. Citado nas páginas 57, 59, 61.

NISE, Norman da Silva; RIBEIRO, Fernando. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 1: LTC, 2009. Citado nas páginas 52, 53, 71, 112, 113.

OGATA, Katsuhiko; MAYA, Paulo Álvaro; LEONARDI, Fabrizio. **Engenharia de Controle Moderno**. 1: Prentice Hall, 2003. Citado nas páginas 20, 21, 53, 112.

RAMU, Krishnan. **Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications**. [Sine loco: sine nomine], 2001. Citado nas páginas 29, 32, 42.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência**. 1: Pearson, 1999. Citado nas páginas 20, 53, 54, 81, 85, 113.

Artigos

AIDA, S.; KOMATSUZAKI, A.; MIKI, I. Basic characteristics of electric vehicle using 40kW switched reluctance motor, 2008. Citado nas páginas 20, 21.

ANDRADE, D. A.; COSTA, R. S. *et al.* Energy efficiency for fractional power loads. **IEEE Industry Applications Magazine**, volume 12, número 6, páginas 12–20, nov. 2006. ISSN 1077-2618. DOI: 10.1109/IA-M.2006.248009. Citado na página 30.

ANDRADE, D. A.; KRISHNAN, R. Characterization of Switched Reluctance Machines Using Series Approach, 2001. Citado nas páginas 20, 21, 51, 72, 96.

ARAÚJO, Wanderson R. H.; REIS, Márcio R. C.; CALIXTO, Wesley P. *et al.* Nonlinear Simulation Methodology for Switched Reluctance Machine Using Induction Profile Found by Parametric Regression, 2017. Citado nas páginas 21, 51, 61, 66, 96–99, 105.

ARAÚJO, Wanderson R. H.; REIS, Márcio R. C.; WAINER, Gabriel A. *et al.* Efficiency Enhancement of Switched Reluctance Generator Employing Optimized Control Associated with Tracking Technique. **Energies**, volume 14, número 24, 2021. DOI: 10.3390/en14248388. Citado na página 23.

ASGHAR, Aamer Bilal; LIU, Xiaodong. Estimation of wind turbine power coefficient by adaptive neuro-fuzzy methodology. **Neurocomputing**, volume 238, 2017. Citado na página 67.

BOTELHO, Jeremias L. *et al.* Parametric regression methodology and optimized control for DC motor, 2020. Citado na página 76.

CALIXTO, Wesley Pacheco. Nota de Aula - Algoritmo Genético para Iniciantes. Universidade de Coimbra,Portugal, 2010. Citado nas páginas 59, 61, 62, 64, 65.

_____. Mathematical Operator of Chromosomal Extrapolation to Real-Coded Genetic Algorithm applied to Problems of Geoelectrical Prospecting, 2011. Citado nas páginas 61, 62.

_____. Nota de Aula: Sistemas à Eventos Discretos. Instituto Federal de Goiás, GO, 2012. Citado nas páginas 64, 65.

CALIXTO, Wesley Pacheco *et al.* Troubleshooting in geoelectrical prospecting using real-coded genetic algorithm with chromosomal extrapolation. **International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields**, volume 28, número 1, páginas 78–95, 2015. ISSN 1099-1204. DOI: 10.1002/jnm.1986. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1002/jnm.1986>. Citado na página 63.

CARDENAS, R.; PENA, R. *et al.* Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, volume 20, número 4, páginas 781–791, 2005. DOI: 10.1109/TEC.2005.853733. Citado nas páginas 22–24, 28.

CASTILLO, Oscar Carranza *et al.* Comparison of Power Coefficients in Wind Turbines Considering the Tip Speed Ratio and Blade Pitch Angle. **Energies**, volume 16, número 6, 2023. ISSN 1996-1073. DOI: 10.3390/en16062774. Citado na página 135.

CHAN, C. C. The state of the art of electric and hybrid vehicles. **Proceedings of the IEEE**, volume 90, número 2, páginas 247–275, fev. 2002. ISSN 0018-9219. DOI: 10.1109/5.989873. Citado na página 27.

CHENG, Ming; ZHU, Ying. The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review. **Energy Conversion and Management**, volume 88, páginas 332–347, nov. 2014. DOI: 10.1016/j.enconman.2014.08.037. Citado na página 22.

CHHETRI, AB; ISLAM, MR. Reversing global warming. **Nat Sci Sustain Technol**, páginas 83–118, 2007. Citado na página 21.

CHOI, Da-Woon; BYUN, Sang-In; CHO, Yun-Hyun. A Study on the Maximum Power Control Method of Switched Reluctance Generator for Wind Turbine. **IEEE Transactions on Magnetics**, volume 50, número 1, páginas 1–4, 2014. DOI: 10.1109/TMAG.2013.2274174. Citado nas páginas 23, 24.

EHSANI, M.; RAHMAN, K. M.; TOLIYAT, H. A. Propulsion system design of electric and hybrid vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, volume 44, número 1, páginas 19–27, fev. 1997. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/41.557495. Citado na página 27.

EMADI, A.; WILLIAMSON, S. S.; KHALIGH, A. Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, volume 21, número 3, páginas 567–577, mai. 2006. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2006.872378. Citado na página 28.

FAHIMI, B.; EMADI, A.; SEPE, R. B. A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, volume 19, número 1, páginas 116–124, mar. 2004. ISSN 0885-8969. DOI: 10.1109/TEC.2003.822322. Citado na página 28.

FAIZ, Jawad; MOAYED-ZADEH, K. Design of switched reluctance machine for starter/generator of hybrid electric vehicle. **Electric Power Systems Research**, volume 75, número 2-3, páginas 153–160, 2005. ISSN 0378-7796. Citado na página 28.

FRENCH, P. S. J. R. Switched reluctance motor drives for rail traction: relative assessment. **IEE Proceedings B - Electric Power Applications**, volume 131, número 5, páginas 209–219, set. 1984. ISSN 0143-7038. DOI: 10.1049/ip-b:19840028. Citado na página 27.

FUJISHIRO, Satoshi *et al.* Design of outer-rotor-type multipolar switched reluctance motor for electric vehicle, 2006. Citado nas páginas 20, 21.

GOBBES CARARO, José Alberto; LACERDA DE SANTANA, Maykon; ROQUETE DE MELO, Oswaldo. Controle de Máquinas de Corrente Contínua Utilizando Processos de Otimização na Sintonia do Controlador PID, 2014. Citado na página 64.

GOLDBERG, D. E. Genetic Algotithms in Search, Optimization, and Machine Learning, 1989. Citado nas páginas 64, 65.

GOMES, F. A.; GOMES, V. M.; ASSIS, A. O. *et al.* Heuristic regression method for descriptive data analysis, 2016. Citado nas páginas 53, 54, 60, 65, 66, 71, 73, 75, 96, 113.

GOMES, Flávio A.; O. ASSIS, Alfredo de *et al.* Proposal of heuristic regression method applied in descriptive data analysis: case studies. **Transactions on Environment and Electrical Engineering**, 2017. Citado nas páginas 73–75, 98, 99, 105, 115.

GOMES, V. M.; ASSIS, A. O. *et al.* Analytical method for calculating the sensitivity index of system parameters. **IEEE Internation Conference**, 2017. Citado na página 57.

GUO, Yi *et al.* An Approximate Wind Turbine Control System Model for Wind Farm Power Control. **Sustainable Energy, IEEE Transactions on**, volume 4, páginas 1–7, jul. 2011. DOI: 10.1109/PES.2011.6038985. Citado na página 135.

HAMBY, D. M. A review of techniques for parameter sensitivity analysis of environmental models. **Environmental Monitoring and Assessment**, volume 32, número 2, páginas 135–154, set. 1994. ISSN 1573-2959. DOI: 10.1007/BF00547132. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/BF00547132>. Citado na página 75.

HU, Jia-bing; HE, Yi-kang. Dynamic modelling and robust current control of wind-turbine driven DFIG during external AC voltage dip. **Journal of Zhejiang University-SCIENCE A**, volume 7, número 10, páginas 1757–1764, 2006. ISSN 1862-1775. DOI: 10.1631/jzus.2006.A1757. Citado na página 29.

ILIC-SPONG, M. *et al.* Instantaneous Torque Control of Electric Motor Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PE-2, número 1, páginas 55–61, jan. 1987. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.1987.4766332. Citado na página 44.

MARTINEZ, José Mario; SANTOS, Sandra Augusta. Métodos Computacionais de Otimização. **Colóquio Brasileiro de Matemática, Apostilas**, volume 20, 1995. Citado na página 62.

MÉNDEZ, Sylvia *et al.* Design, Characterization, and Validation of a 1-kW AC Self-Excited Switched Reluctance Generator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, volume 61, número 2, páginas 846–855, 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2254098. Citado na página 38.

MILLER, T. J. E. Optimal design of switched reluctance motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, volume 49, número 1, páginas 15–27, fev. 2002. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/41.982244. Citado na página 29.

NAMAZI, M. M. *et al.* Torque ripple reduction of switched reluctance motor drive with adaptive sliding mode control and Particle Swarm Optimization, 2015. Citado na página 20.

NEIVA, Antonio Carlos de Barros *et al.* Atlas do potencial eólico brasileiro simulações. **Rio de janeiro: CEPEL**, 2017. Citado na página 136.

OLIVEIRA, José; ANDREOLI, Andre. Wind Turbine Emulator: A Tool for Experimental and Computational Study. **IEEE Latin America Transactions**, volume 19, páginas 1832–1839, abr. 2021. DOI: 10.1109/TLA.2021.9475616. Citado na página 135.

POLLOCK, C.; MICHAELIDES, A. Switched reluctance drives: a comparative evaluation. **Power Engineering Journal**, volume 9, número 6, páginas 257–266, dez. 1995. ISSN 0950-3366. DOI: 10.1049/pe:19950606. Citado na página 30.

POZO, A. Computação Evolutiva, 2008. Citado na página 61.

RADUN, A. V. High-power density switched reluctance motor drive for aerospace applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, volume 28, número 1, páginas 113–119, jan. 1992. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/28.120219. Citado na página 28.

RADUN, A. V.; FERREIRA, C. A.; RICHTER, E. Two-channel switched reluctance starter/generator results. **IEEE Transactions on Industry Applications**, volume 34, número 5, páginas 1026–1034, set. 1998. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/28.720442. Citado na página 28.

RAHMANIAN, E.; AKBARI, H.; SHEISI, G. H. Maximum Power Point Tracking in Grid Connected Wind Plant by Using Intelligent Controller and Switched Reluctance Generator. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, volume 8, número 3, páginas 1313–1320, 2017. ISSN 1949-3029. DOI: 10.1109/TSTE.2017.2678679. Citado na página 23.

REIS, Márcio; ARAÚJO, Wanderson; CALIXTO, Wesley. Efficiency Improvement of Switched Reluctance Generator Using Optimization Techniques. **Transactions on Environment and Electrical Engineering**, volume 2, página 74, mar. 2017. DOI: 10.22149/teee.v2i1.91. Citado nas páginas 23, 24.

REIS, Márcio R. C.; ARAÚJO, Wanderson R. H.; CALEBE A. MATIAS, Wesley P. Calixto amd. Increasing Efficiency of the Switched Reluctance Generator Using Parametric Regression and Optimization Methods, 2017. Citado nas páginas 71–74, 77.

REIS, Márcio R. C.; ARAÚJO, Wanderson R. H.; CALIXTO, Wesley P. Efficiency Improvement of Switched Reluctance Generator Using Optimization Techniques. **Transactions on Environment and Electrical Engineering**, 2017. Citado nas páginas 62, 71, 114.

REIS, Márcio R. C. *et al.* Analysis of Switched Reluctance Motor Efficiency Under Different Speed Control Strategies, 2015. Citado nas páginas 40, 52, 53, 114.

SALIBY, Eduardo; ARAÚJO, Marcos Ms. Cálculo do Valor em Risco Através de Simulação Monte Carlo: Uma Avaliação de Uso de Métodos Amostrais mais Eficientes em Portfólios com Opções. **XXXIII Simpósio Brasileiro de Pesquisa Operacional, Campos Do Jordao**, 2001. Citado na página 57.

SANTOS BARROS, Tárcio André dos *et al.* An Approach for Switched Reluctance Generator in a Wind Generation System With a Wide Range of Operation Speed. **IEEE Transactions on Power Electronics**, volume 32, páginas 8277–8292, 2017. Citado nas páginas 23, 27, 136.

SCHOFIELD, N.; LONG, S. Generator Operation of a Switched Reluctance Starter/Generator at Extended Speeds. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, volume 58, número 1, páginas 48–56, jan. 2009. ISSN 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2008.924981. Citado na página 28.

SHIN, H. U.; LEE, K. B. Optimal design of a 1 kW switched reluctance generator for wind power systems using a genetic algorithm. **IET Electric Power Applications**, volume 10, número 8, páginas 807–817, 2016. ISSN 1751-8660. DOI: 10.1049/iet-epa.2015.0582. Citado nas páginas 23, 24.

SOARES, F.; COSTA BRANCO, P. J. Simulation of a 6/4 switched reluctance motor based on Matlab/Simulink environment, 2001. Citado na página 21.

SU, Z. *et al.* Research on Switched Reluctance Motor Speed Control System based on Robust Control, 2017. Citado na página 21.

TAKENO, M. *et al.* Test Results and Torque Improvement of the 50-kW Switched Reluctance Motor Designed for Hybrid Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industry Applications**, volume 48, número 4, páginas 1327–1334, jul. 2012. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2012.2199952. Citado na página 27.

TONOMARU, J. Motivação, Fundamentos e Aplicaçòes de Algoritmos Genéticos, 1995. Citado na página 64.

VUJICIC, V. P.; CALASAN, M. P. Simple Sensorless Control for High-Speed Operation of Switched Reluctance Generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, volume 31, número 4, páginas 1325–1335, dez. 2016. ISSN 0885-8969. DOI: 10.1109/TEC.2016.2571841. Citado na página 23.

WANG, Shuanghong *et al.* Implementation of a 50-kW four-phase switched reluctance motor drive system for hybrid electric vehicle. **IEEE Transactions on Magnetics**, volume 41, número 1, páginas 501–504, jan. 2005. ISSN 0018-9464. DOI: 10.1109/TMAG.2004.838985. Citado na página 27.

WANG, Shuangyuan *et al.* Dynamic analysis of wind turbines including nacelle–tower–foundation interaction for condition of incomplete structural parameters. **Advances in Mechanical Engineering**, 2017. Citado na página 67.

YILDIZ, A.; POLAT, M.; OZDEMIR, M. T. Design Optimization of Inverted Switched Reluctance Motor using Ant Colony Optimization Algorithm, 2018. Citado na página 21.

ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, volume 95, número 4, páginas 746–765, abr. 2007. ISSN 0018-9219. DOI: 10.1109/JPROC.2006.892482. Citado na página 28.

Conferências

ANDRADE, D. A.; KRISHNAN, R. Characterization of switched reluctance machines using Fourier series approach. In: CONFERENCE Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248). [Sine loco: sine nomine], set. 2001. volume 1, 48–54 vol.1. DOI: 10.1109/IAS.2001.955391. Citado na página 48.

BERNARDELI *et al.* Voltage and current control of self-excited Switched Reluctance Generator for variable speed drive. In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). Fortaleza, Brazil: IEEE, 2015. Páginas 1–7. DOI: 10.1109/COBEP.2015.7420223. Citado na página 38.

BOLDEA, I. Control of electric generators: a review. In: INDUSTRIAL Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE. [Sine loco: sine nomine], nov. 2003. volume 1, 972–980 vol.1. DOI: 10.1109/IECON.2003.1280114. Citado na página 28.

BRATILOVEANU, C. R.; ANGHELUS, D.; BOLDEA, I. A comparative investigation of three PM-less MW power range wind generator topologies. In: 2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM). [Sine loco: sine nomine], mai. 2012. Páginas 535–543. DOI: 10.1109/OPTIM.2012.6231756. Citado na página 29.

CAI, W. Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications. In: CONFERENCE Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. [Sine loco: sine nomine], out. 2004. volume 1, página 393. DOI: 10.1109/IAS.2004.1348437. Citado na página 28.

CARDENAS, R.; RAY, W. F.; ASHER, G. M. Switched reluctance generators for wind energy applications. In: POWER Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE. [Sine loco: sine nomine], jun. 1995. volume 1, 559–564 vol.1. DOI: 10.1109/PESC.1995.474864. Citado na página 28.

CHEN, H.; SHAO, Z. Turn-on angle control for switched reluctance wind power generator system. In: 30TH Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. [Sine loco: sine nomine], nov. 2004. volume 3, 2367–2370 vol. 3. DOI: 10.1109/IECON.2004.1432170. Citado na página 28.

CUNHA REIS, M. Rodrigues da *et al.* Analysis of switched reluctance motor efficiency under different speed control strategies. In: 2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON). [Sine loco: sine nomine], out. 2015. Páginas 467–472. DOI: 10.1109/Chilecon.2015.7400419. Citado na página 110.

DOU, Yuyu *et al.* High efficiency control of switched reluctance generator above base speed. In: 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). [Sine loco: sine nomine], dez. 2016. Páginas 1–6. DOI: 10.1109/PEDES.2016.7914551. Citado na página 23.

EDDINE, Mosbahi Jamel *et al.* Modeling and control of a switched reluctance machine for wind generation. In: 2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications. Hammamet, Tunisia: IEEE, 2013. Páginas 1–5. DOI: 10.1109/ICEESA.2013.6578452. Citado nas páginas 22, 24.

FAHIMI, B. A switched reluctance machine based starter/generator for more electric cars. In: IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485). [Sine loco: sine nomine], 2001. Páginas 73–78. DOI: 10.1109/IEMDC.2001.939276. Citado na página 28.

FELGNER, F. *et al.* Design of distributed energy systems: Role and requirements of modeling and simulation. In: PROCEEDINGS of the 2014 IEEE Emerging Technology and Factory Automation (ETFA). [Sine loco: sine nomine], out. 2014. Páginas 1–5. DOI: 10.1109/ETFA.2014.7005305. Citado na página 22.

FERNANDES, N.; R., Bindu; GEORGE, S. Control of switched reluctance generator in wind energy system. In: 2016 Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET). [Sine loco: sine nomine], nov. 2016. Páginas 1–7. DOI: 10.1109/GET.2016.7916835. Citado na página 23.

FERNANDES, Nereus; BINDU, R.; GEORGE, Sincy. Control of switched reluctance generator in wind energy system. In: 2016 Online International Conference on Green Engineering and Technologies. Coimbatore, India: IEEE, 2016. Páginas 1–7. DOI: 10.1109/GET.2016.7916835. Citado na página 24.

FERREIRA, C. *et al.* Detailed design of a 30-kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application. In: CONFERENCE Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting. [Sine loco: sine nomine], out. 1993. 97–105 vol.1. DOI: 10.1109/IAS.1993.298910. Citado na página 28.

FLEURY, A. *et al.* Switched Reluctance Generator for complementary Wind Power Generation in Grid Connection. In: 2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference. [Sine loco: sine nomine], mai. 2007. volume 1, páginas 465–470. DOI: 10.1109/IEMDC.2007.382712. Citado na página 28.

GOMES, F. A.; GOMES, V. M.; O. ASSIS, A. d. *et al.* Heuristic regression method for descriptive data analysis. In: 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC). [Sine loco: sine nomine], jun. 2016. Páginas 1–5. DOI: 10.1109/EEEIC.2016.7555665. Citado nas páginas 72, 73.

GRANZA, Marcelo Henrique *et al.* Wind power generation control system with squirrel cage induction generator. In: 2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications. Juiz de Fora, Brazil: IEEE, 2014. Páginas 1–6. DOI: 10.1109/INDUSCON.2014.7059478. Citado na página 135.

JAIMES RUEDA, Sergio; VAZ, Jerson; MESQUITA, Andre. MODELAGEM DO ACOPLAMENTO ROTOR-GERADOR ELÉTRICO EM TURBINAS EÓLICAS DE EIXO HORIZONTAL. In. Citado na página 69.

LAFOZ, M. *et al.* Design methodology of a high speed switched reluctance generator drive for aircrafts. In: 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). [Sine loco: sine nomine], out. 2016. Páginas 1–9. DOI: 10.01109/EPE.2016.7695549. Citado na página 23.

MACMINN, S. R.; JONES, W. D. A very high speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications. In: PROCEEDINGS of the IEEE National Aerospace and Electronics Conference. [Sine loco: sine nomine], mai. 1989. 1758–1764 vol.4. DOI: 10.1109/NAECON.1989.40453. Citado na página 28.

MACMINN, S. R.; SEMBER, J. W. Control of a switched-reluctance aircraft engine starter-generator over a very wide speed range. In: PROCEEDINGS of the 24th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference. [Sine loco: sine nomine], ago. 1989. 631–638 vol.1. DOI: 10.1109/IECEC.1989.74532. Citado na página 28.

MENG, Li; XUE, Dingyu. Design of an optimal fractional-order PID controller using multi-objective GA optimization. In: 2009 Chinese Control and Decision Conference. [Sine loco: sine nomine], jun. 2009. Páginas 3849–3853. DOI: 10.1109/CCDC.2009.5191796. Citado na página 110.

MUELLER, M. A. Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter. In: IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005. [Sine loco: sine nomine], mai. 2005. Páginas 56–63. DOI: 10.1109/IEMDC.2005.195701. Citado na página 28.

MURAHARA, M.; SEKI, K. On-Site Sodium Production with Seawater Electrolysis as Alternative Energy for Oil by Offshore Wind Power Generation. In: 2008 IEEE Energy 2030 Conference. [Sine loco: sine nomine], nov. 2008. Páginas 1–8. DOI: 10.1109/ENERGY.2008.4780994. Citado na página 22.

NEDIC, V.; LIPO, T.A. Experimental verification of induced voltage self- excitation of a switched reluctance generator. In: CONFERENCE Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129). Rome, Italy: IEEE, 2000. volume 1, 51–56 vol.1. DOI: 10.1109/IAS.2000.880981. Citado na página 38.

OGAWA, K.; YAMAMURA, N.; ISHDA, M. Study for Small Size Wind Power Generating System Using Switched Reluctance Generator. In: 2006 IEEE International Conference on Industrial Technology. [Sine loco: sine nomine], dez. 2006. Páginas 1510–1515. DOI: 10.1109/ICIT.2006.372468. Citado na página 29.

OSORIO, C. R. D.; VIEIRA, R. P.; GRUNDLING, H. A. Sliding mode technique applied to output voltage control of the switched reluctance generator. In: IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [Sine loco: sine nomine], out. 2016. Páginas 2935–2940. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793709. Citado na página 23.

OVANDO, R. II.; AGUAYO, J.; COTOROGEA, M. Emulation of a Low Power Wind Turbine with a DC motor in Matlab/Simulink. In: 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Orlando, FL, USA: IEEE, 2007. Páginas 859–864. DOI: 10.1109/PESC.2007.4342101. Citado na página 135.

REIS, M. R. C. *et al.* Nonlinear Simulation Methodology for Switched Reluctance Machine Using Induction Profile Found by Parametric Regression. In: 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON. [Sine loco: sine nomine], 2017. Citado na página 103.

REN, H.; WU, Q.; BAN, Y. Design and assessment of distributed energy systems for neighboring buildings. In: 2014 China International Conference on Electricity Distribution (CICED). [Sine loco: sine nomine], out. 2014. Páginas 651–654. DOI: 10.1109/CICED.2014.6991793. Citado na página 22.

RICHTER, E.; FERREIRA, C. Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator. In: INDUSTRY Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE. [Sine loco: sine nomine], out. 1995. volume 1, 434–440 vol.1. DOI: 10.1109/IAS.1995.530332. Citado na página 28.

SAKAKIBARA, K. *et al.* Analysis of decentralized energy systems by mathematical programming techniques. In: 2015 54th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE). [Sine loco: sine nomine], jul. 2015. Páginas 228–233. DOI: 10.1109/SICE.2015.7285550. Citado na página 22.

SARAIVA, J. P. *et al.* Calculation of sensitivity index using one-at-a-time measures based on graphical analysis. In: 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE). [Sine loco: sine nomine], mai. 2017. Páginas 1–6. DOI: 10.1109/EPE.2017.7967329. Citado nas páginas 75, 76.

SHOUJUN, Song; WEIGUO, Liu; SCHAEFER, U. Thermal analysis of a 30kW Switched Reluctance Starter/Generator system used in aircraft. In: 2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. [Sine loco: sine nomine], mar. 2009. Páginas 331–336. DOI: 10.1109/POWERENG.2009.4915170. Citado na página 28.

SOGABE, T. *et al.* Optimization of decentralized renewable energy system by weather forecasting and deep machine learning techniques. In: 2016 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia). [Sine loco: sine nomine], nov. 2016. Páginas 1014–1018. DOI: 10.1109/ISGT-Asia.2016.7796524. Citado na página 22.

VOLTOLINI, H. *et al.* Modeling and simulation of the Wind Turbine Emulator using induction motor driven by torque control inverter. In: páginas 1–6. ISBN 978-1-4673-2412-0. DOI: 10.1109/INDUSCON.2012.6453399. Citado na página 135.

WALKER, A. *et al.* Automotive integrated starter generator. In: SECOND International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004). [Sine loco: sine nomine], mar. 2004. volume 1, 46–48 vol.1. DOI: 10.1049/cp:20040257. Citado na página 28.

WEIMER, J. A. Electrical power technology for the more electric aircraft. In: [1993 Proceedings] AIAA/IEEE Digital Avionics Systems Conference. [Sine loco: sine nomine], out. 1993. Páginas 445–450. DOI: 10.1109/DASC.1993.283509. Citado na página 28.

Teses e Dissertações

ALVARADO, Christiam Segundo Morales. **Estudo e Implementação de Métodos de Validação de Modelos Matemáticos Aplicados no Desenvolvimento de Sistemas de Controle de Processos Industriais**. 2017. Tese de Doutorado – Universidade de São Paulo, São Paulo, SP. Citado na página 73.

ARAUJO, Wanderson Rainer Hilário. **Projeto E Construção De Um Protótipo E Implementação De Estratégias De Chaveamento De Um Motor A Relutância Chaveado.** 2006. Universidade Federal de Goiás, Goiânia, GO. Citado nas páginas 20, 21, 27, 30, 31, 35, 135.

ARAÚJO, Wanderson Rainer H. **Projeto e Construcao de um Prototipo e Implementacao de Estrategias de Chaveamento de um Motor a Relutancia Chaveado**. 2006. Dissertacao de Mestrado – Universidade Federal de Goias. Citado nas páginas 50, 82.

ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário. **Potencialização Do Rendimento Do Gerador A Relutância Chaveado Empregando Técnica De Rastreamento Associada A Controle De Tensão Otimizado.** 2020. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Goiás, Goiânia, GO. Citado nas páginas 22, 23, 27, 36, 134–137.

ARAÚJO, Wanderson Rainer Hilário de. **Projeto e Construção de um Protótipo e Implementação de Estratégias de Chaveamento de um Motor a Relutância Chaveado**. 2006. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Goiás, Goiânia, GO. Citado nas páginas 39, 40, 50, 51, 53, 81, 86–89, 112, 114, 116.

ARIFIN, Amissa Mohd Shaidi. **Switched Reluctance Generator Drive in the Low and Medium Speed Operation: Modelling and Analysis**. 2013. Thesis – Massey University. Citado na página 30.

BASTOS, Erich Araújo. **Otimização de seções retangulares de concreto armado submetidas à flexo-compressãoo oblíqua utilizando algoritmos genéticos**. 2004. Tese (Doutorado) – Universidade Federal Do Rio De Janeiro. Citado nas páginas 57, 60, 61.

BERNARDELI, Victor Régis. **Estudo sobre o comportamento do gerador a relutância variável operando no modo autoexcitado**. 2014. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG. Citado nas páginas 36, 38, 136.

BORGES, Tauler T. **Motor a Relutancia Chaveado com Controle Fuzzy e Deteccao Indireta de Posicao**. 2002. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Uberlandia. Citado nas páginas 29, 32.

CUNHA REIS, Márcio Rodrigues da. **Análise Comparativa de Métodos de Otimização Aplicados à Sintonia do Controlador PI**. 2014. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Goiás, Goiania, GO. Citado nas páginas 66, 85, 86, 88–90, 112, 113.

DIAS, Renato Jayme. **Motores a Relutância Variável 6x4 e 6x6. Estudo Comparativo de Operação e Desempenho**. 2011. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG. Citado na página 40.

HWANG, Gisele Regina. **Modelagem do Motor à Relutância Chaveado Considerando a Saturação**. 2002. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG. Citado nas páginas 19, 40, 41, 113.

MARTINS, Carlos Eduardo Guarenti. **Motores Síncronos de Relutância com Barreiras de Fluxo e Partida Assíncrona**. 2003. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC. Citado na página 20.

MORAES FILHO, Marcos José de. **Desenvolvimento de Plataforma de Acionamento Digital para Motor a Relutância Variável 8/6**. 2017. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG. Citado nas páginas 19, 51.

NASSEREDDINE, Mohamad. **Switched Reluctance Generator for Wind Power Applications**. 2011. Master of Engineering – School of Engineering - University of Western Sydney. Citado nas páginas 19, 28, 29.

OLIVEIRA, Venicio Soares de. **Aplicação do Método dos Elementos Finitos 3D na Caracterização Eletromagnética Estática de Motores de Relutância Variável com Validaçào Experimental**. 2013. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE. Citado na página 20.

OSÓRIO, Caio Ruivaro Dantas. **Constribuição ao Estudo de Técnicas de Acionamento e Controle Aplicadas ao Gerador de Relutância Variável.** 2017. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS. Citado na página 36.

PAVINATO, Eduardo Fiorini. **Ferramenta para auxílio à análise de viabilidade técnica da conexão de parques eólicos à rede elétrica.** 2005. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ. Citado na página 131.

REIS, Márcio Rodrigues da Cunha. **Técnicas De Acionamento E Controle Ótimo Aplicados Ao Motor A Relutância Chaveado Para Maximizar O Rendimento.** 2020. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Goiás, Goiânia, GO. Citado nas páginas 27, 135.

SANTOS, Pedro José Neto dos. **Otimização de desempenho do gerador de relutância variável aplicado em sistemas eólicos: uma abordagem via planejamento de experimento computacional**. 2017. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP. Citado nas páginas 27, 38, 136.

SANTOS NETO, Pedro José. **Otimização de desempenho do gerador de relutância variável aplicado em sistemas eólicos: uma abordagem via planejamento de experimento computacional**. 2017. Dissertação de Mestrado – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP. Citado na página 21.

SILVA, Wander Gonçalves da. **Speed Control of Eletric Drives in the Presence of Load Disturbances**. 1999. Tese de Doutorado – University of Newcastle upon Tyne, Newcastle upon Tyne, England. Citado nas páginas 21, 85, 113.

SILVA, Wellington Assunção da. **Controle de Máquina de Relutância Variável em Situações de Falta de Fase**. 2017. Tese de Doutorado – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE. Citado na página 20.

SILVA MAGALHÃES, Alana da. **Repotencialização na Operação Paralela de Gerador Síncrono com Gerador de Indução**. 2020. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Goiás, Goiânia, GO. Citado nas páginas 71, 73.

SILVEIRA, Augusto Fleury Veloso da. **Modelagem, Construção, Testes e Análise de Desempenho de um Gerador a Relutância Chaveado**. 2008. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Uberlândia, Goiânia, GO. Citado nas páginas 20, 21, 35, 39, 40, 51, 52, 81, 86, 88, 96, 97, 114.

VIAJANTE, Ghunter Paulo. **Gerador a Relutância Variável em Conexão com a Rede Elétrica para Injeção de Potência Ativa**. 2013. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG. Citado nas páginas 89, 96.

_____. **Gerador a relutância Variável em conexão com a rede elétrica para injeção de potência ativa.** 2013. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG. Citado nas páginas 22, 136.

Relatórios Técnicos

GWEC. **GLOBAL WIND REPORT 2023**. [Sine loco: sine nomine], 2023. Citado na página 22.

SUSITRA, D.; JEBASEELI, E. Annie Elisabeth. **Switched Reluctance Generator - Modeling, Design, Simulation, Analysis and Control A Comprehensive Review**. [Sine loco: sine nomine], 2010. Citado na página 19.

científica digital

ISBN 978-655360681-4

VENDA PROIBIDA - ACESSO LIVRE - OPEN ACCESS

www.editoracientifica.com.br | contato@editoracientifica.com.br