UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

TÉCNICAS DE ACIONAMENTO E CONTROLE ÓTIMO APLICADOS AO MOTOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO PARA MAXIMIZAR O RENDIMENTO

Márcio Rodrigues da Cunha Reis

[UFG] & [EMC] [Goiânia - Goiás - Brasil] 7 de abril de 2020







TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAR VERSÕES ELETRÔNICAS DE TESES E DISSERTAÇÕES NA BIBLIOTECA DIGITAL DA UFG

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações (BDTD/UFG), regulamentada pela Resolução CEPEC nº 832/2007, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a <u>Lei nº 9610/98</u>, o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou *download*, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

O conteúdo das Teses e Dissertações disponibilizado na BDTD/UFG é de responsabilidade exclusiva do autor. Ao encaminhar o produto final, o(a) autor(a) e o(a) orientador(a) firmam o compromisso de que o trabalho não contém nenhuma violação de quaisquer direitos autorais ou outro direito de terceiros.

1. Identificação do material bibliográfico: [] Dissertação [X] Tese

2. Identificação da Tese ou Dissertação:

Nome completo do autor: Márcio Rodrigues da Cunha Reis

Título do trabalho: Técnicas de Acionamento e Controle Ótimo Aplicados ao Motor a Relutância Chaveado para Maximizar o Rendimento

3. Informações de acesso ao documento:

Concorda com a liberação total do documento [X] SIM [

[] NÃO¹

Independente da concordância com a disponibilização eletrônica, é imprescindível o envio do(s) arquivo(s) em formato digital PDF da tese ou dissertação.

Ciente e de acordo	Ašsihatura do aŭtor ²	
Assinatura do orientador ²		Data: 07 / 04 / 2020

Solicitação de registro de patente;

- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

² As assinaturas devem ser originais sendo assinadas no próprio documento. Imagens coladas não serão aceitas.

¹ Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. Após esse período, a possível disponibilização ocorrerá apenas mediante: a) consulta ao(à) autor(a) e ao(à) orientador(a); b) novo Termo de Ciência e de Autorização (TECA) assinado e inserido no arquivo da tese ou dissertação. O documento não será disponibilizado durante o período de embargo. Casos de embargo:

UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

TÉCNICAS DE ACIONAMENTO E CONTROLE ÓTIMO APLICADOS AO MOTOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO PARA MAXIMIZAR O RENDIMENTO

Márcio Rodrigues da Cunha Reis

Tese apresentada à Banca Examinadora como exigência parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e de Computação pela Universidade Federal de Goiás (UFG), Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), sob a orientação do Prof. Dr. Wesley Pacheco Calixto e supervisão do Prof. PhD. Gabriel Andrés Wainer (VSIM) Universidade de Carleton/Canadá

> [UFG] & [EMC] [Goiânia - Goiás - Brasil] 7 de abril de 2020

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UFG.

Técnicas de Acionamento e Controle Ótimo Aplicados ao Motor a Relutância Chaveado para Maximizar o Rendimento [manuscrito] / , Márcio Rodrigues da Cunha Reis. - 2020. CXXXVIII, 138 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Wesley Pacheco Calixto. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Goiás, Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Goiânia, 2020. Bibliografia.

Inclui siglas, abreviaturas, símbolos, gráfico, tabelas, lista de figuras, lista de tabelas.

1. Motor a relutância chaveado. 2. Regressão paramétrica. 3. Controle de velocidade. 4. Processo de otimização. I. Pacheco Calixto, Wesley, orient. II. Título.



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS

ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

ATA DE DEFESA DE TESE

Ata Nº 01 da sessão de Defesa de Tese de Márcio Rodrigues da Cunha Reis que confere o título de Doutor em Engenharia Elétrica e de Computação na área de concentração em Engenharia Elétrica.

Aos seis dias do mês de março de dois mil e vinte, a partir das 14h00min, na **sala Caryocar Brasilienses** da **Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação**, realizou-se a sessão pública de Defesa de Tese intitulada "Técnicas de acionamento e controle ótimo aplicados ao motor a relutância chaveado para maximizar o rendimento". Os trabalhos foram instalados pelo Orientador, Professor Doutor Wesley Pacheco Calixto (EMC/UFG), com a participação dos demais membros da Banca Examinadora: Professor Doutor Gabriel Andrés Wainer (COMP/Carleton University/Canadá), membro titular externo, cuja participação ocorreu através de videoconferência; Professor Doutor Marcos Antônio de Sousa (ENG/PUC-GO) membro titular externo; Professor Doutor Aylton José Alves (IFG-GO), membro titular externo; Professor Doutor José Wilson Lima Nerys (EMC/UFG) membro titular externo; Professor Doutor Rodrigo Pinto Lemos (EMC/UFG), membro titular interno. Durante a argüição os membros da banca **não** fizeram sugestão de alteração do título do trabalho. A Banca Examinadora reuniu-se em sessão secreta a fim de concluir o julgamento da Tese tendo sido o candidato aprovado pelos seus membros. Proclamados os resultados pelo Professor Doutor Wesley Pacheco Calixto, Presidente da Banca Examinadora, foram encerrados os trabalhos e, para constar, lavrou-se a presente ata que é assinada pelos Membros da Banca Examinadora, aos treze dias do mês de março de dois mil e vinte.

TÍTULO SUGERIDO PELA BANCA



Documento assinado eletronicamente por **José Wilson Lima Nerys**, **Professor do Magistério Superior**, em 13/03/2020, às 14:53, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do <u>Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015</u>.



Documento assinado eletronicamente por **Marcos Antônio De Sousa**, **Professor do Magistério Superior**, em 13/03/2020, às 15:54, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do <u>Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015</u>.



Documento assinado eletronicamente por **MÁRCIO RODRIGUES DA CUNHA REIS**, **Discente**, em 13/03/2020, às 16:17, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do <u>Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015</u>.



Documento assinado eletronicamente por **Gabriel Andres Wainer**, **Usuário Externo**, em 13/03/2020, às 16:20, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do <u>Decreto nº 8.539</u>, <u>de 8 de outubro de 2015</u>.

Documento assinado eletronicamente por **Rodrigo Pinto Lemos**, **Professor do Magistério Superior**, em 13/03/2020, às 17:10, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do <u>Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015</u>.





Documento assinado eletronicamente por **Wesley Pacheco Calixto**, **Usuário Externo**, em 15/03/2020, às 11:54, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do <u>Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015</u>.



Documento assinado eletronicamente por **AYLTON JOSÉ ALVES**, **Usuário Externo**, em 26/03/2020, às 19:37, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do <u>Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015</u>.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <u>https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?</u> <u>acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0</u>, informando o código verificador **1228587** e o código CRC **50A51ED0**.

Referência: Processo nº 23070.007182/2020-73

SEI nº 1228587

"Se suas crenças pessoais negam o que há de mais objetivo no mundo, você deveria chamá-las de ilusões pessoais".

> NEIL DEGRASSE TYSON em "Revista Galileu", 13 de Setembro de 2015.

A todas as pessoas que me acolheram de alguma forma. Minha esposa e meus filhos que abdicaram da minha presença em vários momentos. A eles dedico este nosso trabalho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar os meus pais, que me deram a oportunidade de seguir nos estudos sempre me apoiando nas decisões tomadas. Agradeço também, a minha esposa Virgínia e meus filhos Sara e Pedro, que de forma especial e carinhosa me deram força e coragem, me apoiando em todos os momentos durante o trabalho. Quero agradecer os meus amigos, sobretudo o Wanderson Rainer, que contribuíram de maneira especial me levando a buscar mais conhecimento. Ao Instituto Federal de Goiás, pela concessão do afastamento e suporte financeiro que foram primordiais para o desenvolvimento deste doutorado. Agradeço a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela oportunidade do período sanduíche supervisionado pelo Professor Gabriel Wainer na Universidade de Carleton com bolsa de estudos. Agradeço também a Pontifícia Universidade Católica de Goiás por ter me acolhido desde aluno de engenharia elétrica e ao longo de minha carreira. E não deixando de agradecer o meu amigo e orientador deste trabalho Professor Wesley Pacheco por todas as oportunidades por ele proporcionadas.

RESUMO

Este trabalho apresenta técnicas de modelagem, acionamento e controle de velocidade para o motor a relutância chaveado. O objetivo é obter melhoria no modelo computacional, na resposta de controle e na eficiência energética. E utilizado modelo de regressão paramétrica para encontrar o perfil de indutância do motor a relutância chaveado e a partir do novo modelo de perfil de indutância, apresenta-se as técnicas de acionamento e controle com o motor a relutância chaveado operando: i) com controle clássico de velocidade atuando na tensão de excitação e ângulos de chaveamento fixos, ii) com controle clássico de velocidade atuando nos ângulos de chaveamento e tensão de excitação fixos e iii) com controle clássico de velocidade atuando na tensão de excitação, neste caso específico, com ganhos do controle e ângulos de chaveamento dinâmicos. O perfil de indutância é representado de forma analítica e inserido ao modelo computacional do motor a relutância chaveado, possibilitando maior precisão e baixo esforço computacional. Os controles de velocidade atuando na tensão de excitação com parâmetros do controlador e ângulos de chaveamento dinâmicos, possibilitam menor tempo de resposta para ampla faixa de controle, maior eficiência energética, baixo esforço computacional e implementação e manutenção simplificadas. As técnicas propostas neste trabalho obtêm precisão do modelo computacional com relação ao sistema (em bancada) e parâmetros otimizados em ampla faixa do controle de velocidade, melhorando a eficiência energética do motor a relutância chaveado.

TECHNIQUES FOR DRIVING AND OPTIMAL CONTROL OF THE SWITCHED RELUCTANCE MOTOR TO IMPROVE EFFICIENCY

ABSTRACT

This work presents modeling, driving and speed control techniques for the switched reluctance motor. The objective is to improve the computational model, the control response and the machine efficiency. A parametric regression model was used to find the inductance profile of the switched reluctance motor and from the new inductance profile model. The drive and control techniques are shown: i) with classical speed control acting on the excitation voltage and fixed switching angles, ii) with classical speed control acting on the switching angles and fixed excitation voltage and iii) with classical speed control acting on the excitation voltage, in this case, with dynamic switching angles and controller parameters. The inductance profile is represented analytically and inserted into the machine computer model, allowing greater precision and low computational cost. The speed controls acting on the excitation voltage with dynamic controller parameters and dynamic switching angles allowed shorter response time for a wide range of control, higher efficiency, low computational cost and simplified implementation and maintenance. The techniques proposed in this work obtained precision of the computational model with respect to the system (in workbench) and optimized parameters in a wide range of the speed control, allowing an improvement of switched reluctance motor efficiency.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS	
LISTA DE SÍMBOLOS	
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	29
CAPÍTULO 2 MODELAGEM, ACIONAMENTO E CONTROLE	
DO MOTOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO	37
2.1 Modelo Matemático do Motor a Relutância Chaveado	37
2.2 Conversor de Potência	41
2.3 Modelo Computacional do Motor a Relutância Chaveada	42
2.4 Sistemas de Controle para Velocidade do Motor a Relutância Chaveado .	45
2.4.1 Controlador Proporcional, Integral e Derivativo	46
2.4.2 Controlador Histerese	47
2.5 Considerações Finais	47
CAPÍTULO 3 SIMULAÇÃO E OTIMIZAÇÃO	49
3.1 Sistema, Modelo e Simulação	49
3.2 Processo de Otimização	50
3.3 Métodos de Otimização	51
3.3.1 Método de Quase-Newton	52
3.3.2 Algoritmo Genético	53
3.3.2.1 Características dos Algoritmos Genéticos	53
3.3.3 Hibridização em Processo de Otimização	55
3.4 Considerações Finais	57
CAPÍTULO 4 REGRESSÃO PARAMÉTRICA APLICADA	59
4.1 Regressão	59
4.1.1 Processo de Regressão	60

4.2	Modelo Matemático de Regressão	60
4.3	Aplicação da Regressão Paramétrica	63
4.3.1	Modelagem do Retificador Trifásico Totalmente Controlado $\ .\ .\ .\ .$	63
4.3.2	Parametrização do Motor de Corrente Contínua	64
4.4	Considerações Finais	64
CAI	PÍTULO 5 METODOLOGIA	67
5.1	A Problemática	67
5.2	Projeto da Bancada	67
5.2.1	Conversor de Potência para Excitação do Motor a Relutância Chaveado	68
5.2.2	Conversor de Potência Half-Bridge para Acionamento do Motor a Re-	
	lutância Chaveado	69
5.2.3	Sistema de Acionamento e Controle para o Motor a Relutância Chaveado	70
5.2.4	Freio Eletromagnético Utilizando Máquina de Indução Trifásica	72
5.3	Processo de Regressão Paramétrica Aplicada ao Modelo de Perfil de In-	
	dutância	73
5.4	Controle de Velocidade por Tensão de Excitação com Ângulos de Cha-	
	veamento Estáticos	76
5.5	Controle de Velocidade por Ângulos de Chaveamento com Tensão de	
	Excitação Estática	78
5.6	Controle Assistido de Velocidade por Tensão de Excitação com Ângulos	
	de Chaveamento Dinâmicos	79
5.7	Considerações Finais	82
CAF	PÍTULO 6 RESULTADOS	83
6.1	Construção da Bancada	83
6.2	Modelo Não Linear Utilizando Perfil de Indutância Encontrado por Re-	
	gressão Paramétrica	86
6.3	Estudo de Caso I: Controle de Velocidade por Tensão de Excitação com	
	Ângulos de Chaveamento Estáticos	89
6.4	Estudo de Caso II: Controle de Velocidade por Ângulos de Chaveamento	
	com Tensão de Excitação Estática	91
6.5	Estudo de Caso III: Controle Assistido de Velocidade por Tensão de	
	Excitação com Ângulos de Chaveamento Dinâmicos	93
6.6	Comparação entre os Estudos de Caso	97
6.7	Validação das Técnicas de Acionamento e Controle em Bancada 1	103

6.7.1	Validação do Estudo de Caso I em Bancada
6.7.2	Validação do Estudo de Caso III em Bancada
6.7.3	Comparação entre os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III em Bancada 110 $$
6.8	Discussão
CAI	PÍTULO 7 CONCLUSÃO 117
7.1	Contribuições do Trabalho \ldots
7.2	Demais Trabalhos Publicados Durante o Período de Doutoramento $\ . \ . \ . \ 121$
7.3	Trabalhos Futuros
REF	FERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

LISTA DE FIGURAS

Pág.

2.1	Representação do motor a relutância chaveado de característica 6×4	
	com enrolamento em uma fase.	37
2.2	Curva de magnetização do motor a relutância chaveado. $\ .\ .\ .\ .$.	39
2.3	Conversor $half$ -bridge para acionamento do motor a relutância chaveado	
	na fase ς .	41
2.4	Pulso de tensão aplicado à fase ς do motor a relutância chaveado durante	
	o período de motorização e geração	42
2.5	Fluxograma de simulação do motor a relutância chaveado. $\ .\ .\ .\ .$	43
2.6	Controle de velocidade do motor a relutância chaveado com ângulos de	
	chaveamento $\theta_{on} \in \theta_{off}$ fixos	45
2.7	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	45
3.1	Superfície de otimalidade do sistema com duas variáveis.	51
3.2	Fluxograma do processo de otimização.	51
3.3	Fluxograma do algoritmo genético clássico.	54
3.4	Fluxograma do processo de hibridização	56
4.1	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	61
4.1 5.1	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	61 68
4.15.15.2	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	61 68
4.1 5.1 5.2	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	61 68 69
 4.1 5.1 5.2 5.3 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	61 68 69
4.15.15.25.3	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	61686970
 4.1 5.1 5.2 5.3 5.4 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	61686970
 4.1 5.1 5.2 5.3 5.4 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	 61 68 69 70 71
 4.1 5.1 5.2 5.3 5.4 5.5 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	6168697071
 4.1 5.1 5.2 5.3 5.4 5.5 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	 61 68 69 70 71 72
 4.1 5.1 5.2 5.3 5.4 5.5 5.6 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	 61 68 69 70 71 72
 4.1 5.1 5.2 5.3 5.4 5.5 5.6 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	 61 68 69 70 71 72
 4.1 5.1 5.2 5.3 5.4 5.5 5.6 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	 61 68 69 70 71 72 74
 4.1 5.1 5.2 5.3 5.4 5.5 5.6 5.7 	Fluxograma do processo de regressão paramétrica	 61 68 69 70 71 72 74

 de chaveamento com tensão de excitação fixa. 5.9 Diagrama de blocos do sistema de controle de velocid de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos pa eficiência energética. 6.1 Bancada construída para acionamento da máquina a relu 6.2 Perfil de indutância: (a) superfície de indutância experim são paramétrica, (b) superfície de indutância experimenta superfície de indutância experimental e fourier interpol tâncias em θ = 0°, (e) indutâncias em θ = 90° e (f) 	
 5.9 Diagrama de blocos do sistema de controle de velocid de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos pareficiência energética. 6.1 Bancada construída para acionamento da máquina a relu 6.2 Perfil de indutância: (a) superfície de indutância experim são paramétrica, (b) superfície de indutância experimenta superfície de indutância experimental e fourier interpol tâncias em θ = 0°, (e) indutâncias em θ = 90° e (f) 	ade por tensão ra melhoria da 80 itância chaveada. 84
 de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos paraficiência energética. 6.1 Bancada construída para acionamento da máquina a rela 6.2 Perfil de indutância: (a) superfície de indutância experimenta são paramétrica, (b) superfície de indutância experimenta superfície de indutância experimental e fourier interpol tâncias em θ = 0°, (e) indutâncias em θ = 90° e (f) 	ra melhoria da 80 Itância chaveada. 84
eficiência energética	80 Itância chaveada. 84
6.1 Bancada construída para acionamento da máquina a relu 6.2 Perfil de indutância: (a) superfície de indutância experin são paramétrica, (b) superfície de indutância experiment superfície de indutância experimental e fourier interpol tâncias em $\theta = 0^{\circ}$, (e) indutâncias em $\theta = 90^{\circ}$ e (f) $33^{\circ} \le \theta \le 56^{\circ}$	ıtância chaveada. 84
6.2 Perfil de indutância: (a) superfície de indutância experim são paramétrica, (b) superfície de indutância experiment superfície de indutância experimental e fourier interpol tâncias em $\theta = 0^{\circ}$, (e) indutâncias em $\theta = 90^{\circ}$ e (f) $33^{\circ} \le \theta \le 56^{\circ}$	ttancia chaveaua. 04
são paramétrica, (b) superfície de indutancia experiment superfície de indutância experiment tâncias em $\theta = 0^{\circ}$, (e) indutâncias em $\theta = 90^{\circ}$ e (f)	nontal o rogros_
superfície de indutância experimental e fourier interpol tâncias em $\theta = 0^{\circ}$, (e) indutâncias em $\theta = 90^{\circ}$ e (f) $33^{\circ} \le \theta \le 56^{\circ}$	al a fourier (a)
tâncias em $\theta = 0^{\circ}$, (e) indutâncias em $\theta = 90^{\circ}$ e (f) $33^{\circ} \le \theta \le 56^{\circ}$	al e lourler, (c)
tancias em $\theta = 0^{\circ}$, (e) indutancias em $\theta = 90^{\circ}$ e (f) $33^{\circ} \le \theta \le 56^{\circ}$	ado, (d) indu-
$33^{\circ} \leq H \leq bb^{\circ}$	indutancias em
$55 \leq 0 \leq 50$	· · · · · · · · · · · 87
0.3 Controlador PID atuando atraves da tensão de excitação	com angulos de
chaveamento fixos: (a) resposta de velocidade com ω_{ref} =	= 155rad/s, (b)
corrente elétrica por fase, (c) torque desenvolvido pelo MI	Ce (d) potên-
cia elétrica de entrada, potência mecânica de saída e eficiê	ència energética
do MRC.	
6.4 Otimização do controlador PID atuando nos ângulos o	le chaveamento
com tensão de excitação fixa: (a) resposta de velocida	de com $\omega_{ref} =$
155rad/s, (b) corrente elétrica por fase, (c) torque de	senvolvido pelo
MRC e (d) potência elétrica de entrada, potência mecâ	nica de saída e
eficiência energética do MRC.	
6.5 Identificação das expressões analíticas que representam	a dinâmica, em
função da velocidade, dos ângulos de chaveamento e ga	nhos do contro-
lador PID: (a) ângulos de chaveamos das bobinas do N	ARC, (b) ação
proporcional do controlador PID, (c) ação integral do c	ontrolador PID
e (d) ação derivativa do controlador PID	
6.6 Controlador PID atuando na tensão de excitação com aju	ste do controla-
dor PID e ângulos de chaveamento dinâmicos: (a) respos	a de velocidade
com $\omega_{ref} = 155 rad/s$, (b) corrente elétrica por fase, (c) torque desen-
volvido pelo MRC e (d) potência elétrica de entrada, pot	cência mecânica
de saída e eficiência energética do MRC	
6.7 $$ Testes realizados para os Estudo de Caso I, Estudo de C	Caso II and Es-
tudo de Caso III com degraus aplicados em 50 $rad/s \le \omega_r$	$_{ef} \leq 150 rad/s$ e
$0, 5N \cdot m \leq C_c \leq 5N \cdot m$: (a) função de avaliação referente	e ao controlador
PID, (b) eficiência energética, (c) corrente elétrica do b	arramento DC,
(d) $ripple$ de torque do MRC e (e) potência elétrica cons	

6.8	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	102
6.9	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.	105
6.10	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.	106
6.11	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.	108
6.12	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.	109
6.13	Testes realizados para os Estudo de Caso I e Estudo de Caso II	
	com degraus aplicados em 65 rad/s $\leq \omega_{ref} \leq$ 155 rad/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.	111

LISTA DE TABELAS

Pág.

1.1	Trabalhos desenvolvidos que abordam projeto, modelagem, acionamento
	e controle do motor a relutância chaveado
6.1	Parâmetros do motor a relutância chaveado utilizado neste trabalho 84
6.2	Comparação entre os métodos de cálculo do perfil de indutância: regres-
	são paramétrica, fourier e fourier interpolado
6.3	Valores dos ângulos de chaveamento e ganhos do controlador de velo-
	cidade para os testes com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 155 rad/s$ e em
	$C_c = 5N \cdot m. \qquad 98$
6.4	Valores de potências, função de avaliação da velocidade e eficiência ener-
	gética para os testes com degrau aplicado em $\omega_{ref}=155 rad/s$ e em
	$C_c = 5N \cdot m. \qquad 98$
6.5	Valores de <i>ripple</i> de torque, corrente de excitação e potências com degraus
	aplicados de $50 rad/s \le \omega_{ref} \le 155 rad/s$ e $0, 5N \cdot m \le C_c \le 5N \cdot m.$. . 100
6.6	Valores de função de avaliação e eficiência energética com degraus apli-
	cados de 50rad/s $\leq \omega_{ref} \leq 155 rad/s$ e $0, 5N \cdot m \leq C_c \leq 5N \cdot m.$ 101
6.7	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 $\omega_{ref}.~$. 103
6.8	Valores de erro acumulado e eficiência energética com ω_{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}
6.9	Testes realizados em simulação e bancada para os Estudo de Caso I e
	Estudo de Caso III com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 155 rad/s.$ 110
6.10	Testes realizados em simulação e bancada para os Estudo de Caso I e
	Estudo de Caso III com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 95 rad/s.$
6.11	Resultados de erro acumulado para testes realizados em simulação e ban-
	cada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo 65 rad/s \leq
	$\omega_{ref} \le 155 rad/s. \qquad \dots \qquad $
6.12	Resultados de potência elétrica para testes realizados em simulação e
	bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65 rad/s \leq$
	$\omega_{ref} \le 155 rad/s. \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $

6.13	Resultados de potência mecânica para testes realizados em simulação e	
	bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65 rad/s \leq$	
	$\omega_{ref} \leq 155 rad/s.$. 113
6.14	Resultados de eficiência energética para testes realizados em simulação e	
	bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65 rad/s \leq$	
	$\omega_{ref} \leq 155 rad/s.$. 113
6.15	Vantagens e desvantagens referentes aos acionamentos propostos nos Es-	
	tudo de Caso I, Estudo de Caso II e Estudo de Caso III	. 115

LISTA DE SÍMBOLOS

α	_	Ângulo de disparo
β_1	_	Base para série de potência ou polinomial
β_2	_	Base para série trigonométrica
γ	_	Parte do modelo que representa a indutância
Δ_a	_	Variação da banda de histerese
ϵ	_	Erro adicional aleatório
η	_	Eficiência energética
θ	_	Posição rotórica
θ_{off}	—	Posição em que a bobina é desenergizada
θ_{on}	_	Posição em que a bobina é energizada
Θ	_	Ângulo de deslocamento das bobinas
κ	_	Número de pontos dos dados experimentais
σ	_	Parte do modelo que representa a indutância
ς	_	Número da bobina
ς'	_	Número máximo de bobinas
ϕ	—	Frequência da fonte de corrente alternada
φ	_	Parte do modelo que representa a indutância
Ψ	_	Fluxo concatenado
Ψ_s	_	Fluxo em que o material magnético apresenta comportamento de saturação
Ψ'	—	Fluxo para condições limite do projeto da máquina
ω	—	Velocidade rotórica
a	—	Ponto que caracteriza as funções de pertinência trapezoidais
a'	_	Ponto que caracteriza as funções de pertinência trapezoidais
A_i	—	Coeficiente de ajuste da expressão de regressão
A_0	—	Coeficientes de ajuste da expressão de regressão
b	—	Ponto que caracteriza as funções de pertinência trapezoidais
b'	—	Ponto que caracteriza as funções de pertinência trapezoidais
B	—	Coeficiente de atrito viscoso
B_i	_	Coeficiente de ajuste da expressão de regressão
c	_	Ponto que caracteriza as funções de pertinência trapezoidais
c_i	_	Funções de restrição
c'	—	Ponto que caracteriza as funções de pertinência trapezoidais
C_c	—	Conjugado de carga
C_i	_	Coeficiente de ajuste da expressão de regressão
C_m	—	Conjugado mecânico
C_1	_	Capacitor de filtragem
C_2	_	Capacitor de filtragem
d	_	Ponto que caracteriza as funções de pertinência trapezoidais

d'	—	Ponto que caracteriza as funções de pertinência trapezoidais
D	—	Coeficiente de atrito viscoso
D_i	_	Coeficiente de ajuste da expressão de regressão
D_{ς}	_	Diodo de silício
$D_{2\varsigma-1}$	—	Diodo de silício
$D_1 \ge D_{12}$	_	Diodo de silício
e	—	Erro de controle
e_{ω}	—	Erro de velocidade
E_g	—	Força eletromotriz
E_I	—	Erro de corrente elétrica
E_{ω}	—	Erro de velocidade
f	—	Função de avaliação
f_{a_r}	—	Diferença entre superfícies
$f_{ex}(x)$	—	Dados experimentais
$f_{op}(x)$	—	Modelo de regressão
f_r	—	Função de avaliação referente ao processo de regressão
f_{ω}	—	Função de avaliação referente à velocidade
f_1	—	Expressão definida na distribuição gaussiana
f_2	—	Expressão definida nos polinômios de Legendre
f_3	—	Expressão definida na série trigonométrica de Fourier
f^*	—	Função otimizada
F_{ς}	—	Fase da máquina elétrica
F_1	—	Fusível de proteção
F_2	—	Fusível de proteção
G_Q	—	Gatilho da chave eletrônica Q
G_T	—	Gatilho da chave eletrônica T
H_p	—	Espaço de função contínua
i	—	Corrente elétrica
i_s	—	Corrente elétrica em que o material magnético apresenta comportamento
		de saturação
i'	—	Corrente elétrica para condições limite do projeto da máquina
Ι	—	Corrente elétrica
IAE	—	Erro absoluto acumulado
I_a	—	Corrente elétrica de armadura
I_{exc}	—	Corrente elétrica de excitação
I_L	—	Corrente elétrica medida
I_p	—	Corrente elétrica de pico
$I_{p_{ref}}$	—	Corrente elétrica de pico de referência
I_{ref}	—	Corrente elétrica de referência
I_{ς}	_	Corrente elétrica na bobina

I_1	_	Corrente elétrica medida
I_2	_	Corrente elétrica medida
I_3	_	Corrente elétrica medida
J	_	Momento de inércia
$k_{d,i}$	_	Adicional de ganho derivativo
k_{i}	_	Adicional de ganho integral
k_{nAAA}	_	Adicional de ganho proporcional
k_d	_	Ganho derivativo
k_i	_	Ganho integral
k_n	_	Ganho proporcional
\tilde{K}_t	_	Constante de torque
K_v	_	Constante eletromotriz
L	_	Indutância
L_a	_	Indutância de armadura
L_m	_	Expressão matemática que representa o perfil de indutância
L_s	_	Perfil de indutância experimental
L'_1	_	Terminal de conexão da bobina 1
L_2	_	Terminal de conexão da bobina 2
L'_3	_	Terminal de conexão da bobina 3
L_1''	_	Terminal de conexão da bobina 1
$L_2^{\prime\prime}$	_	Terminal de conexão da bobina 2
$\bar{L_3''}$	_	Terminal de conexão da bobina 3
m	_	Número de coeficientes
M	_	Conjunto de dados do sistema
n	_	Número de coeficientes
n_d	_	Quantidade de entradas do sistema real e do modelo
n_{mf}	_	Quantidade de funções de pertinência
n_p	_	Número de parâmetros
X	_	Conjuntos de índices das restrições
p	—	Parâmetros de ajuste do modelo
P_e	—	Potência elétrica
P_m	_	Potência mecânica
Z	_	Conjuntos de índices das restrições
Q_{ς}	_	Chave eletrônica
$Q_{2\varsigma-1}$	_	Chave eletrônica
$Q_1 \ge Q_6$	_	Chave eletrônica
r_T	_	Ripple de torque
R	_	Resistência elétrica
R_a	_	Resistência elétrica de armadura

 RE_1 – Relé de conexão

RE_2	_	Relé de conexão
RL	_	Carga resistiva e indutiva
S_c	_	Sinal de comunicação
S_I	_	Sinal de controle do controlador histere
S_m	_	Dados de saída do modelo
S_s	_	Dados de saída do sistema
$S_{\theta_{off}}$	_	Sinal de desligamento das chaves superiores do conversor <i>half-bridge</i>
t	_	Tempo
t_M	_	Instante de valor máximo
$T_1 \ge T_6$	_	Chave eletrônica
T_s	_	Tempo discreto
U	_	Terminal de conexão da bobina U
U'	_	Terminal de conexão da bobina U
v_o	_	Tensão elétrica de saída
V	_	Terminal de conexão da bobina V
V'	_	Terminal de conexão da bobina V
V_a	_	Tensão elétrica de armadura
V_{CA}	_	Tensão elétrica em corrente alternada
V_{exc}	_	Tensão elétrica de excitação
V_L	_	Tensão elétrica medida
$V_{\rm max}$	_	Tensão elétrica de pico em corrente alternada
V'	_	Terminal de conexão da bobina
V_{ς}	_	Tensão elétrica na bobina
W	_	Terminal de conexão da bobina W
W'	_	Terminal de conexão da bobina W
x	_	Parâmetros de entrada do sistema real e do modelo

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AG Algoritmo genético — BIBO Bounded-input bounded-output CA Corrente alternada _ Corrente contínua $\mathbf{C}\mathbf{C}$ _ CLF– Controlador por lógica *fuzzy* GRC – Gerador a relutância chaveado IAE - Integral absolute of error IGBT - Insulated gate bipolar transistor MEF Método dos elementos finitos _ MIT - Máquina de indução trifásica _ Método de Quase-Newton MQN MRC – Motor a relutância chaveado PID _ Proporcional, integral e derivativo - Pulse width modulation PWM RTNC - Retificador trifásico não controlado RTTC - Retificador trifásico totalmente controlador _ Silicon controlled rectifier SCR

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Atualmente há constante busca pela utilização eficiente da energia elétrica, principalmente na área de conversão de energia onde são empregados motores, transformadores, entre outros (FIZGERALD, 2008; KOSOW, 1985; KRISHNAN, 2001). Em países industrializados, os motores elétricos são responsáveis por cerca de 60% da energia consumida pela indústria (ARAúJO, 2006). Os sistemas de acionamento e controle destes motores elétricos são aspectos importantes em qualquer ação de racionalização do consumo de energia elétrica (MARTINS, 2003).

Dispositivos eletromecânicos convertem energia mecânica em energia elétrica (gerador) ou energia elétrica em mecânica (motor) (FIZGERALD, 2008; KOSOW, 1985). O motor a relutância chaveado (MRC) é um dos tipos de motores elétricos mais antigos. O primeiro MRC informado na literatura foi construído em 1838 na Escócia, sendo utilizado em locomotiva (MORAES FILHO, 2017; HWANG, 2002). A máquina a relutância chaveada vem sendo cada vez mais utilizada no meio industrial e acadêmico, especialmente em aplicações que requerem velocidade variável.

Os estudos relacionados à máquina a relutância chaveada aumentaram devido às características favoráveis deste dispositivo, 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, 2001; SILVEIRA, 2008). Há várias pesquisas relacionadas à operação como motor e como gerador que visam a produção e o consumo de energia de forma eficiente e racional (SILVEIRA, 2008; ARAúJO, 2006).

A máquina a relutância chaveada possui atrativos para aplicações industriais que requerem, sobretudo, ampla faixa de velocidade e elevados níveis de conjugado mecânico (RASHID, 1999; LOPES; TAKAHASHI, 2011). A ampla faixa da velocidade de operação desta máquina permite sua utilização em aplicações que vão desde as indústrias automotivas e aeroespaciais à aplicações em geração eólica em baixas e altas velocidades (KOSOW, 1985). Outro aspecto importante das máquinas a relutância chaveadas se deve às características construtivas, pois consistem em rotor de polos salientes e estator onde são dispostas as bobinas de excitação das fases. Esta disposição das fases da máquina proporciona operação isolada eletricamente, garantindo ao sistema certo grau de tolerância a falhas por falta de fase (SILVA, 2017).

Após 150 anos da sua invenção as máquinas a relutância chaveadas passaram a despertar o interesse da comunidade científica, uma vez que o desenvolvimento da eletrônica de potência e dos microprocessadores tornaram factíveis o acionamento e o controle deste tipo de máquina (ARAúJO, 2006). Especialmente o desenvolvimento dos transistores de potência, que associados aos sinais de modulação por largura de pulso dos microprocessadores permitem, juntamente com algoritmos de controle, maior desempenho (RASHID, 1999; OGATA et al., 2003).

O desenvolvimento da eletrônica motivou o interesse pelo aprimoramento das técnicas de controle, tendo em vista a crescente necessidade de otimizar processos, tornando-os menos prejudiciais ao meio ambiente e reduzindo custos (LOPES; TA-KAHASHI, 2011; SOUSA et al., 2006). A máquina a relutância chaveada apresenta vantagens que reduzem o custo de fabricação e manutenção, por exemplo: i) ausência de ímãs permanentes, ii) concentração dos enrolamentos no estator, iii) ausência de escovas, iv) entre outras. Além disto, a máquina a relutância chaveada caracteriza-se por possuir elevada densidade de potência, sendo máquina compacta, ideal para aplicações onde volume e peso são variáveis restritivas quando comparada com outros tipos de máquinas com mesma potência efetiva (SILVA, 2017; MARTINS, 2003).

Alguns desafios quanto à sua aplicação ainda devem ser analisados, pois devido sua configuração de dupla saliência a máquina possui comportamento não linear, oscilações de torque e produção de ruído acústico (OLIVEIRA, 2013). Vários trabalhos abordam estratégias que podem ser utilizadas na minimização das oscilações de torque e atenuação de ruídos acústicos (NAMAZI et al., 2015).

O motor a relutância chaveado chama atenção das indústrias automobilísticas e aeroespaciais por ser capaz de operar como motor-gerador de partida. Silveira (2008) realiza estudo com dados experimentais de motor-gerador de partida automotivo. O objetivo é realizar o controle para alterar o modo de operação da máquina (motor ou gerador) dependendo da necessidade. O autor utiliza técnica baseada na atuação dos instantes de chaveamento das bobinas utilizando sistemas microcontrolados. Na partida do automóvel a máquina opera como motor e em pleno funcionamento a máquina opera como gerador, suprindo a demanda de energia dos componentes
elétricos e eletrônicos do veículo. A operação do conjunto consegue melhorias na eficiência energética.

Devido ao apelo em prol do desenvolvimento sustentável, numerosas pesquisas voltam-se para a concepção de carros elétricos e híbridos, evitando o uso de combustíveis fósseis. Aida et al. (2008) apresentam a modelagem de adaptação de veículo a combustão para veículo elétrico com a utilização do motor a relutância chaveado (MRC) trifásico utilizando topologia 12×8 , onde o MRC possui 12 polos no estator e 8 no rotor. Fujishiro et al. (2006) apresentam a construção de veículo elétrico onde o MRC é acoplado diretamente ao eixo do veículo. Neste estudo os autores utilizam topologia alternativa do MRC, apresentando o estator devidamente bobinado na parte interna da máquina e o rotor maciço que gira em torno do estator.

Na maioria dos estudos relacionando a máquina a relutância chaveada é necessário empregar simulações computacionais que auxiliem no desenvolvimento de projetos e pesquisas (CHWIF; MEDINA, 1989). Os modelos computacionais apresentados pela comunidade científica são diversos (ANDRADE; KRISHNAN, 2001; ARAúJO, 2006). Tais modelos geralmente dependem de como as indutâncias das bobinas da máquina são representadas e a forma de representação impacta diretamente na resposta do modelo (ARAúJO et al., 2017).

Soares e Branco (2001) propõem simulação das características dinâmicas da máquina a relutância chaveada utilizando dados obtidos através do método dos elementos finitos (MEF). Experimentos são realizados para a validação da metodologia de simulação e após comparar a simulação com dados experimentais, classifica-se o método como ferramenta confiável para projetos de máquinas a relutância chaveada.

Andrade e Krishnan (2001) apresentam método analítico não linear recorrente para representação da indutância de fase da máquina a relutância chaveada. O método é baseado na série de Fourier com coeficientes ajustáveis. Para avaliar a precisão da proposta, os autores comparam os resultados de simulação com modelo que utiliza o MEF. Segundo Andrade e Krishnan (2001), a técnica é capaz de caracterizar o perfil de indutância da máquina a relutância chaveada.

Apesar de possuir baixo custo de fabricação, o MRC apresenta eficiência energética de 10% a 20% menor quando comparado aos motores de indução trifásicos, tendo em vista a fabricação e acionamento de ambos de forma otimizada (ABB, S.A., 2018).

Embora a potência unitária perdida seja baixa, deve-se atentar para o fato de que os motores são utilizados em grande quantidade, portanto a energia perdida é considerável. Os sistemas de controle de forma otimizada podem contribuir para a elevação da eficiencia do MRC tornando mais viável sua aplicação (SILVA, 1999; ARAúJO, 2006).

Atualmente há necessidade dos motores elétricos estarem trabalhando de forma eficiente para garantir a redução do consumo de energia elétrica e a confiabilidade do sistema. Além da necessidade do desenvolvimento de controladores robustos, de implementação e manutenção simplificadas e com baixo esforço computacional (NISE; RIBEIRO, 2009; LOPES; TAKAHASHI, 2011; REIS et al., 2015).

Viajante (2013) apresenta estudo da máquina a relutância chaveada operando como gerador para conexão com a rede elétrica e injeção de potência ativa. O objetivo do estudo é apresentar o comportamento do gerador a relutância chaveado (GRC) em diversas aplicações. O autor utiliza o modelo matemático para o GRC considerando a saturação magnética, permitindo a análise do comportamento dinâmico do gerador. Ainda em Viajante (2013) é apresentada estratégia de controle da tensão gerada através dos ângulos de chaveamento das bobinas do GRC.

Araújo (2006) apresenta projeto, simulação, construção e acionamento do motor a relutância chaveado. São realizados estudos sobre os sistemas de chaveamento para motores a relutância chaveados e proposta técnica de chaveamento alternativa. A técnica proposta por Araújo (2006) permite o controle através da corrente instantânea, realizado por sistema microprocessado, proporcionando ação de controle de dois estados sobre as chaves do conversor de potência. No trabalho o autor implementa e compara os sistemas de acionamento, afirmando que a técnica de acionamento proposta reduz as perdas por chaveamento.

A implementação de sistemas eletromecânicos, necessitam da crescente demanda das técnicas de controle, mais especificadamente do controle automático. O controle de ações proporcional, integral e derivativa (PID) é ferramenta clássica e com baixo esforço computacional (SILVA, 1999; OGATA et al., 2003). Su et al. (2017) desenvolvem controle PID e controle PID dinâmico para o motor a relutância chaveado, onde os autores realizam teste de simulação e apresentam a eficiência do controlador PID dinâmico que pode alcançar menor tempo de resposta, menor sobressinal quando comparado ao controlador PID clássico, mesmo quando sujeito a perturbações. Vários são os métodos de otimização utilizados para ajustar os ganhos dos controladores e um dos métodos mais usado é baseado em heurística. Lopes e Takahashi (2011) desenvolvem algoritmo genético para o ajuste automático dos parâmetros do controle não linear de velocidade do motor de corrente contínua sem escovas. Segundo os autores, devido à complexidade dos controladores não lineares aliado à característica não linear do sistema e a quantidade de parâmetros (dezesseis parâmetros), o processo de otimização necessita ser robusto e não pode ficar preso em ótimos locais. Considerando o critério estabelecido pelos autores para a solução do problema, o resultado da otimização proporciona o ajuste com desempenho otimizado, quando comparado aos ajustes clássicos.

O trabalho de Santos Neto (2017) apresenta proposta para otimização do desempenho da máquina a relutância chaveada operando como gerador de energia eólica. O autor propõe a utilização de algoritmos baseados em planejamento de experimentos computacionais para determinar os ângulos ótimos de chaveamento das bobinas e tensão de excitação ótima, desta forma obtendo melhoria no desempenho do sistema para faixa de velocidade de operação. No estudo de Yildiz et al. (2018), o algoritmo de colônia de formigas é utilizado como técnica de otimização para determinar os melhores parâmetros de projeto do MRC, a fim de maximizar o torque médio e garantir a eficiência. O processo de otimização é testado no MRC trifásico de topologia 18×12 e os autores descrevem que os parâmetros determinados garantem o torque e eficiência maximizados.

A tecnologia empregada na construção do MRC vem sendo aprimorada desde 1838. Desde melhoria na geometria da máquina até otimização da eficiência, todos necessitam do modelo que melhor se adéque ao MCR. Assim, vários pesquisadores buscam o modelo que melhor representa este dispositivo. A Tabela 1.1 dispõe alguns trabalhos desenvolvidos a partir do ano 2000 que abordam os conceitos de modelagem, acionamento e controle do motor a relutância chaveado em ordem cronológica de desenvolvimento.

Vários são os trabalhos que têm utilizados os mais variados modelos de perfil de indutância dispostos na literatura, tipos diferentes de controladores e métodos de otimização heurísticos aplicados ao MRC. Entretanto, ainda existe a lacuna onde o motor a relutância chaveado opere com controle otimizado em ampla faixa de velocidade sob variação de carga mecânica e da utilização de técnica de acionamento que proporcione maior eficiência energética nas condições de controle. De acordo com

Abordagem	Referência	Descrição
Modelagem não linear	Andrade e Krish- nan (2001)	Apresenta método analítico não linear para in- dutâncias de fase do MRC
Projeto e construção	Fujishiro et al. (2006)	Apresenta a construção de veículo elétrico com MRC
Projeto, construção e acionamento	Araújo (2006)	Apresenta o projeto, a simulação, a construção e o acionamento de MRC
Modelagem e simula- ção	Silveira (2008)	Estudo com motor de partida utilizando MRC
Modelagem e aciona- mento	Aida et al. (2008)	Apresenta a modelagem da adaptação entre veículo a combustão e veículo elétrico usando MRC
Acionamento e con- trole	Su et al. (2017)	Apresenta sistema controle estático e dinâ- mico para o MRC

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

trabalhos já realizados, é indispensável a melhoria da técnica de mapeamento do perfil de indutância do MRC considerando a saturação magnética, tendo em vista a confiabilidade dos resultados de simulação e redução do esforço computacional, justificando assim este trabalho.

Desta forma, é possível construir a hipótese primária: se analisar as técnicas de modelagem, acionamento e controle do MRC relacionado-as diretamente a representatividade do simulador, eficiência energética e desempenho de controle do MRC, então é possível encontrar e identificar o modelo que melhor represente o sistema e assim utilizar algoritmos de identificação que atuam diretamente no acionamento e controle de velocidade do MRC, a fim de obter respostas otimizadas.

O objetivo principal deste trabalho é apresentar técnicas de modelagem, acionamento e operação do MRC para melhoria do controle de velocidade e da eficiência energética, visando aplicabilidade em veículos elétricos e híbridos. Como objetivos específicos têm-se: i) proposta de modelo de representação das indutâncias do MRC, ii) otimização híbrida para busca do modelo de indutância e ajuste dos controladores, iii) análise da topologia de acionamento e controle do MRC, iv) análise do desempenho de resposta de controladores clássico e moderno e v) análise do esforço computacional de controladores clássico e moderno.

O trabalho está organizado da seguinte forma: Capítulo 2 apresenta estudo do MRC,

com suas principais características, o desenvolvimento do modelo matemático e técnicas de acionamento e controle. O Capítulo 3 descreve sucintamente os métodos de otimização utilizados neste trabalho. O Capítulo 4 apresenta estudo sobre regressão paramétrica para busca de modelo representativo do perfil de indutância do MRC. No Capítulo 5 são apresentadas metodologias utilizadas para a construção da bancada experimental de acionamento e controle do MRC e a técnica utilizada para acionamento e controle do MRC. O Capítulo 6 descreve os resultados do MRC submetido às técnicas de acionamento e controle propostas na metodologia.

CAPÍTULO 2

MODELAGEM, ACIONAMENTO E CONTROLE DO MOTOR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

Este capítulo tem finalidade de descrever o modelo matemático, os perfis de indutância linear e não linear que caracterizam o motor a relutância chaveado e as técnicas de acionamento e controle para o motor a relutância chaveado.

2.1 Modelo Matemático do Motor a Relutância Chaveado

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, 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 2.1 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 2.1 - Representação 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 máquinas a relutância chaveadas, as quais são amplamente pesquisadas pela comunidade científica (SILVEIRA, 2008; KRISHNAN, 2001). 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, 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 et al., 2015). A modelagem que define o MRC a partir da tensão por fase é dada por:

$$V_{\varsigma} = R_{\varsigma} \cdot i_{\varsigma} + \frac{d\Psi_{\varsigma}(t)}{dt}$$
(2.1)

onde $R \ [\Omega]$ 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 (SILVEIRA, 2008; DIAS, 2011). Assim, desprezando as indutâncias mútuas entre os enrolamentos das fases, pode-se descrever $\Psi = L_{\varsigma}(\theta, i) \cdot i_{\varsigma}$, onde L [H] é a indutância do enrolamento ς (HWANG, 2002). Substituindo L em (2.1) tem-se:

$$V_{\varsigma} = R_{\varsigma} \cdot i_{\varsigma} + L_{\varsigma}(\theta, i) \cdot \frac{di_{\varsigma}(t)}{dt} + i_{\varsigma} \cdot \omega \cdot \frac{\partial L_{\varsigma}(\theta, i)}{\partial \theta}$$
(2.2)

onde ω [rad/s] é a velocidade e θ [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, 2006). Para qualquer valor da posição angular θ , a co-energia W' corresponde à área compreendida sob a curva de magnetização, ilustrada na Figura 2.2 e definida por:

$$W' = \int_0^{i_s} \Psi(\theta, i) \cdot di \tag{2.3}$$



Figura 2.2 - Curva de magnetização do motor a relutância chaveado.

onde 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:

$$C_m = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \tag{2.4}$$

Substituindo (2.3) em (2.4) e aplicando a derivada definida tem-se:

$$C_m = \frac{i_1^2}{2} \cdot \frac{\partial L_1(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{i_2^2}{2} \cdot \frac{\partial L_2(\theta, i)}{\partial \theta} + \dots + \frac{i_{\varsigma'}^2}{2} \cdot \frac{\partial L_{\varsigma'}(\theta, i)}{\partial \theta}$$
(2.5)

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:

$$C_m = C_c + D \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt}$$
(2.6)

$$\eta = \frac{P_m}{P_e} = \frac{C_m \cdot \omega}{V_{exc} \cdot I_{exc}}$$
(2.7)

onde 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 (2.6), o modelo matemático do MRC pode ser representado pela equação de estado, dado por:

$$[V]_{[(\varsigma'+2),1]} = [R]_{[(\varsigma'+2),(\varsigma'+2)]} \cdot [I]_{[(\varsigma'+2),1]} + [L]_{[(\varsigma'+2),(\varsigma'+2)]} \cdot [\dot{I}]_{[(\varsigma'+2),1]}$$
(2.8)

Em (2.8) os subscritos a direta das variáveis V, R, $L \in I$ indicam a dimensão da matriz que elas representam, dadas por:

$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{\varsigma'} \end{bmatrix}$	_	$\begin{bmatrix} R_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$egin{array}{c} 0 \ R_2 \ 0 \ 0 \end{array}$	$\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ \ddots \\ 0 \end{array}$	$egin{array}{c} 0 \ 0 \ 0 \ R_{arsigma'} \end{array}$	0 0 0 0	0 0 0 0].	$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{\varsigma'} \end{bmatrix}$	+	$\begin{bmatrix} L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{array}{c} 0 \\ L_2 \\ 0 \\ 0 \end{array}$	$\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ 0 \end{array}$	$egin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ L_{arsigma'} \end{array}$	0 0 0 0	$2b_1$ $2b_2$ \vdots $2b_{\varsigma'}$]	$egin{array}{c} \dot{i}_1 \ \dot{i}_2 \ dots \ \dot{i}_{\varsigma'} \end{array}$	
$\vdots V_{\varsigma'}$	=	0 0	0 0	· 0	$0 \\ R_{\varsigma'}$	0 0	0 0	.	$\begin{vmatrix} \vdots \\ i_{\varsigma'} \end{vmatrix}$	+	0 0	0 0	·. 0	$\begin{array}{c} 0\\ L_{\varsigma'}\end{array}$	0 0	\vdots $2b_{\varsigma'}$		$\vdots \\ i_{\varsigma'}$	
C_c		b_1	b_2		$b_{\varsigma'}$	-D	0		ω		0	0	0	0	-J	0		ώ	
0		0	0	0	0	-1	0		θ		0	0	0	0	0	1		$\dot{\theta}$	
																		(2.9))

onde,

$$b_{\varsigma} = \frac{i_{\varsigma}}{2} \cdot \frac{\partial L_{\varsigma}(\theta, i)}{\partial \theta}$$
(2.10)

onde $1 \leq \varsigma \leq \varsigma'$ 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 (2.5), para operação como motor, dada por:

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

$$(2.11)$$

2.2 Conversor de Potência

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 (2.5). 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 2.3, adaptada de Araújo (2006).



Figura 2.3 - Conversor half-bridge para acionamento do motor a relutância chaveado na fase s.

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 2.4 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 (2.5) (SILVEIRA, 2008).

É possível observar na Figura 2.4 que a aplicação do pulso de comando nos gatilhos das chaves $Q_{2\varsigma-1} \in Q_{\varsigma}$ 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} [°] $\in \theta_{off}$ [°] (ARAúJO, 2006).



Figura 2.4 - Pulso de tensão aplicado à fase ς do motor a relutância chaveado durante o período de motorização e geração.

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

2.3 Modelo Computacional do Motor a Relutância Chaveada

Vários trabalhos apresentam estudos baseados em modelos computacionais do MRC (KRISHNAN, 2001; ARAúJO, 2006). Os modelos possuem recursos comuns, uma vez que eles executam os cálculos utilizando a matriz de estado expressa por (2.11). 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 2.5 ilustra o fluxograma de simulação para o MRC considerando o modelo matemático em (2.11).



Figura 2.5 - Fluxograma de simulação do motor a relutância chaveado.

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 2.5. 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:

$$L_{\varsigma}(\theta) = \frac{L_{\max_{\varsigma}} + L_{\min_{\varsigma}}}{2} + \frac{L_{\max_{\varsigma}} - L_{\min_{\varsigma}}}{2} \cdot \cos(4 \cdot \theta + \Theta_{\varsigma})$$
(2.12)

onde Θ [°] 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 et al., 2017).

Modelos não lineares de indutância e suas derivadas consideram a saturação do material magnético do núcleo da máquina (ANDRADE; KRISHNAN, 2001). 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 (SIL-VEIRA, 2008; ARAúJO, 2006).

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, 2001). 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, 2001). 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 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 2.5 no bloco perfil de indutância.

2.4 Sistemas de Controle para Velocidade do Motor a Relutância Chaveado

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 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 2.6 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 2.6 - Controle de velocidade do motor a relutância chaveado com ângulos de chaveamento θ_{on} e θ_{off} fixos.

onde $\omega_{ref} [rad/s]$ é a velocidade de referência do controlador e $E_{\omega} [rad/s]$ o erro de velocidade. A Figura 2.7 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 2.7 - 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.

onde I [A] é a corrente na bobina, E_I [A] o erro de corrente e I_{ref} [A] a referência cia 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 $\theta_{on} \in \theta_{off}$. 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).

2.4.1 Controlador Proporcional, Integral e Derivativo

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 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 (2.13) para tempo contínuo e (2.14) para tempo discreto.

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int e(t) \cdot dt + k_d \cdot \frac{de(t)}{dt}$$
(2.13)

$$u(k) = k_p \cdot e(k) + k_i \cdot T_s \cdot \sum_{j=0}^{n} e(j) + k_d \cdot \frac{\delta e(k)}{T_s}$$
(2.14)

onde 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).

2.4.2 Controlador Histerese

O controle por histerese é definido por banda de tolerância para a corrente de referência $[I_{ref} - \Delta_a, I_{ref} + \Delta_a]$, onde 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, 2006; OGATA et al., 2003).

2.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a modelagem matemática do motor a relutância chaveado com equações eletromecânicas descritas e associadas para representação do modelo computacional. Foram descritos os modelos lineares e não lineares para o perfil de indutância e analisadas as características dos controladores de velocidade e controlador de corrente para o motor a relutância chaveado. O modelo não linear será considerado para o processo de otimização apresentado no próximo capítulo.

CAPÍTULO 3

SIMULAÇÃO E OTIMIZAÇÃO

Neste capítulo são descritos os conceitos de sistema, modelo e simulação. Ainda são apresentados conceitos sobre métodos de otimização determinística e heurística. Os elementos básicos do método determinístico de Quase-Newton e do algoritmo genético são descritos. É apresentada a estratégia de hibridização aplicada aos métodos de otimização e suas características.

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 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

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
$$f(x)$$
 sujeito à:
$$\begin{cases} c_i(x) = 0, i \in X \\ c_i(x) \neq 0, i \in Z \\ \operatorname{com} x \in \Re^n \subset \Omega \end{cases}$$
(3.1)

onde x é o vetor das variáveis sujeitas a otimização, f é a função de avaliação do processo, c_i são funções de restrição, $X \in Z$ 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 3.1 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 et al., 2016).

Na Figura 3.2, 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 3.2 ilustra o processo de otimização onde f^* é o valor



Figura 3.1 - Superfície de otimalidade do sistema com duas variáveis.

da função de avaliação ótima ou otimizada e $f(x^*)$ são os parâmetros ótimos ou otimizados.



Figura 3.2 - Fluxograma do processo de otimização.

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 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 (POZO, 2008; ARAúJO et al., 2017).

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).

3.3.1 Método de Quase-Newton

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 (LACERDA, 1999; CALIXTO, 2011).

No método de Quase-Newton 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 (MARTI-NEZ; 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 et al., 2017).

3.3.2 Algoritmo Genético

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 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 (CARARO et al., 2014).

O algoritmo genético possui métodos de seleção para privilegiar a reprodução dos indivíduos de maior aptidão. É realizada a recombinação genética, onde os indivíduos progenitores se combinam para dar origem à nova geração (GOLDBERG, 1989; CALIXTO, 2010).

3.3.2.1 Características dos Algoritmos Genéticos

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 3.3.

Figura 3.3 - Fluxograma do algoritmo genético clássico.

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 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 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).

3.3.3 Hibridização em Processo de Otimização

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 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 (REIS, 2014). O processo de hibridização é ilustrado na Figura 3.4.



Figura 3.4 - 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 et al., 2017).

3.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram discutidos os conceitos de otimização e abordados os métodos de Quase-Newton e algoritmo genético como ferramentas de otimização. Foram apresentadas as principais vantagens e desvantagens de cada método, seus princípios de funcionamento e a hibridização dos métodos de otimização, a fim de obter melhores soluções. A ferramenta de otimização híbrida será utilizada nas técnicas de acionamento e controle do motor a relutância chaveado.

CAPÍTULO 4

REGRESSÃO PARAMÉTRICA APLICADA

Neste capítulo é apresentado método de identificação de sistemas por regressão paramétrica. A técnica busca encontrar expressão matemática através de ajuste de curvas. São apresentadas a modelagem, as vantagens e desvantagens da técnica, assim como algumas aplicações em estudos já realizados.

4.1 Regressão

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 et al., 2016; REIS et al., 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; 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 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 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 et al., 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, 2001; REIS et al., 2017).

4.1.1 Processo de Regressão

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 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 et al., 2017). O processo de regressão é ilustrado na Figura 4.1, adaptada de Magalhães (2020), em que a região compreendida pelo retângulo tracejado representa a sincronização de modelo proposta em Alvarado (2017).

Na Figura 4.1, 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 (MAGALHãES, 2020).

4.2 Modelo Matemático de Regressão

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



Figura 4.1 - Fluxograma do processo de regressão paramétrica.

aquisição de dados do sistema real, podendo reproduzir as características estáticas e dinâmicas (MAGALHãES, 2020). Para utilizar a regressão no estudo de sistemas, necessita-se da modelagem matemática do sistema, de forma a implementar o simulador (GOMES et al., 2017; AGUIRRE, 2004).

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 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:

$$1 \le p < \infty : \ H_p = \left(f(t) \ \left| \ \sqrt{\int_0^\infty \left| f(t) \right|^p \cdot dt} \right) < \infty$$

$$(4.1)$$

onde $1 \leq p < \infty$ 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:

$$f_{ex}(x) = f_{op}(x) + \epsilon \tag{4.2}$$

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 et al., 2017). Portanto tem-se o problema de otimização representado por:

$$f(x) = \min_{x \in \Omega} \left(\int_{\Omega} \left| f_{op}(x) - f_{ex}(x) + \epsilon \right| \cdot dx \right) > 0$$
(4.3)

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

$$\beta_1(x) = (1, p \cdot x, \dots, p_n \cdot x^n) \tag{4.4}$$

onde 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:

$$\beta_2(x) = \left[1, \sin\left(\frac{\pi \cdot x}{p}\right), \cos\left(\frac{\pi \cdot x}{p}\right), \dots, \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot x}{p_n}\right), \cos\left(\frac{n \cdot \pi \cdot x}{p_n}\right)\right] \quad (4.5)$$

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 et al., 2017).

4.3 Aplicação da Regressão Paramétrica

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 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).

4.3.1 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 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:

$$v_o(\alpha,\beta) = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\beta} V_{\max} \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t$$
(4.6)

onde 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 et al. (2016) utilizam o método de regressão com a base dada por:

$$v_o(\alpha) = A_0 + \sum_{i=1}^{\kappa} A_i \cdot \alpha^{B_i} \cdot \cos(C_i \cdot \alpha + D_i)$$
(4.7)

onde 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 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).

4.3.2 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:

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)}\Big|_{T_l=0} = \frac{K_t}{L_a \cdot J \cdot s^2 + (L_a \cdot B + R_a \cdot J) \cdot s + R_a \cdot B + K_t \cdot K_v}$$
(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,

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

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

4.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a teoria do processo de regressão paramétrica e dos conceitos básicos de modelagem de sistemas. As principais características da regressão paramétrica e suas vantagens são apresentadas e modeladas. Este método de identificação de sistemas é utilizado no trabalho para busca de parâmetros desconhecidos do motor a relutância chaveado e expressões matemáticas que serão utilizadas nas técnicas de chaveamento e controle do motor a relutância chaveado.
CAPÍTULO 5

METODOLOGIA

Neste capítulo é apresentada a metodologia deste trabalho. É descrito o projeto da bancada para acionamento e controle e apresentado a proposta do modelo alternativo de perfil de indutância do motor a relutância chaveado. É apresentada a metodologia de comparação do controlador proporcional, integral e derivativo aplicados no controle de velocidade através da tensão de excitação e do ângulo de desligamento das chaves do conversor *half-bridge*. Por último, é apresentado processo de otimização aplicado no desempenho do controle e eficiência energética do motor a relutância chaveado.

5.1 A Problemática

Visando melhorar a técnica de mapeamento do perfil de indutância do MRC considerando a saturação magnética, tendo em vista a confiabilidade dos resultados de simulação e redução do esforço computacional é necessário analisar as técnicas de modelagem, acionamento e controle do MRC relacionado-as diretamente a representatividade do simulador, eficiência energética e desempenho de controle do MRC. Desta forma, é possível encontrar e identificar o modelo que melhor represente o sistema e assim, utilizar algoritmos de identificação que atuam diretamente no acionamento e controle do MRC, a fim de obter respostas otimizadas.

A metodologia deste trabalho apresenta técnicas de operação em conjunto com controlador de velocidade para melhoria do desempenho de controle e eficiência energética do MRC. As técnicas de acionamento e controle propostas são: i) modelo de representação das indutâncias do MRC, ii) otimização híbrida para ajuste do modelo de indutância e dos controladores, iii) análise da topologia de acionamento e controle do MRC, iv) análise do desempenho de resposta de controladores clássico e moderno e v) análise do esforço computacional de controladores clássico e moderno.

5.2 Projeto da Bancada

A máquina a relutância chaveada, operando como motor, requer 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 $\varsigma' = 3 \text{ com } 6$ polos no estator e 4 no rotor (6 × 4), acoplado à má-

quina 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 (SILVEIRA, 2008; ARAúJO, 2006). Para a medição direta utiliza-se encoder óptico absoluto (KRISHNAN, 2001).

5.2.1 Conversor de Potência para Excitação do Motor a Relutância Chaveado

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 (SILVA, 1999; RASHID, 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 5.2 ilustra o conversor CA-CC e os respectivos instrumentos para medir os parâmetros elétricos.

As fases $R, S \in T$ representam a rede elétrica da concessionária de energia, de T_1



Figura 5.2 - Convesor CA-CC para produção da tensão de excitação nas bobinas do motor a relutância chaveado.

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 Reis (2014). Assim, o conversor fornece tensão em corrente contínua para ser aplicada nas bobinas do MRC através do conversor half-bridge.

5.2.2 Conversor de Potência *Half-Bridge* para Acionamento do Motor a Relutância Chaveado

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 2.3, o conversor de potência haf-bridge para acionamento do MRC trifásico é apresentando na Figura 5.3.

O conversor half-bridge possui circuito de disparo conectado aos gatilhos G_{Q_1} a G_{Q_6} descrito em 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 5.3 e os sensores de corrente de



Figura 5.3 - Conversor half-bridge para acionamento do motor a relutância chaveado de três fases, $\varsigma' = 3.$

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, 2006).

5.2.3 Sistema de Acionamento e Controle para o Motor a Relutância Chaveado

A Figura 5.4 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 Reis (2014) e 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.

A tensão em corrente alternada V_{CA} é aplicada ao conversor CA-CC (bloco **RTTC** da Figura 5.4), 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 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 5.4).

O controlador aplica sinais modulados por largura de pulso (Pulse Width Modula-



Figura 5.4 - Diagrama de blocos do sistema de acionamento e controle do motor a relutância chaveado.

tion – PWM) ao circuito de disparo dos conversores de potência CA-CC e half-bridge (bloco circuito de disparo da Figura 5.4). 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 5.2). 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 5.3). 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 5.4, 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 (2.5) 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.

5.2.4 Freio Eletromagnético Utilizando Máquina de Indução Trifásica

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 onde 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 5.5.



Figura 5.5 - Convesor CA-CC para produção de campo magnético constante na máquina de indução trifásica.

No caso da Figura 5.5, 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*.

5.3 Processo de Regressão Paramétrica Aplicada ao Modelo de Perfil de Indutância

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 (GOMES et al., 2016; ARAúJO et al., 2017). 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; KRISH-NAN, 2001; VIAJANTE, 2013). 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, onde a fonte variável CA de frequência ϕ é utilizada para excitação do enrolamento. A Figura 5.6(a) ilustra o esquema elétrico utilizado para obter o conjunto de dados no ensaio de rotor bloqueado e a título de exemplo, a Figura 5.6(b) ilustra curvas de perfil de indutância com acréscimo do valor da corrente.

Com o rotor bloqueado a cada posição, varia-se $0 < i \leq i_s$, onde i_s é o valor da corrente aplicada na bobina capaz de atingir a saturação do fluxo concatenado do MRC, Figura 2.2. 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:

$$L = \left(\frac{V^2}{i} - R^2\right)^{1/2} \cdot (2 \cdot \pi \cdot \phi)^{-1}$$
 (5.1)

A expressão (5.1) é genérica para cálculo de indutância de qualquer indutor (SIL-VEIRA, 2008; ARAúJO et al., 2017). Assim, é possível conhecer os valores de indutância



Figura 5.6 - 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.

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 et al., 2002; SILVEIRA, 2008). De posse dos valores de indutância obtidos por (5.1), 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 et al. (2017) e Gomes et al. (2017). Nos trabalhos de Araújo et al. (2017) e Gomes 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:

$$L_m(\theta, i) = p_u + (f_1 \cdot f_2 \cdot f_3)$$
(5.2)

onde 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:

$$f_1(\theta, i) = p_{(u+1)} \cdot e^{\left[p_{(u+2)} \cdot i + p_{(u+3)} \cdot \theta\right]}$$
(5.3)

$$f_2(\theta, i) = p_{(u+4)} \cdot i^{p_{(u+5)}} + p_{(u+6)} \cdot \theta^{p_{(u+7)}} + \dots + p_{(v-3)} \cdot i^{p_{(v-2)}} + p_{(v-1)} \cdot \theta^{p_{(v)}}$$
(5.4)

$$f_{3}(\theta, i) = p_{w} \cdot \sin\left[p_{(w+1)} \cdot i + p_{(w+2)}\right] + p_{(w+3)} \cdot \sin\left[p_{(w+4)} \cdot \theta + p_{(w+5)}\right] + \cdots + p_{(j-5)} \cdot \sin\left[p_{(j-4)} \cdot i + p_{(j-3)}\right] + p_{(j-2)} \cdot \sin\left[p_{(j-1)} \cdot \theta + p_{(j)}\right]$$
(5.5)

onde 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 $1 \leq u \leq v \in p_w$ 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 (5.1) é organizado de forma que L seja representada na matriz $L_s(\theta, i)$ de dimensão a_1 , constituída dos valores medidos de $\theta \in i$. A função de avaliação do método de otimização utiliza as expressões (5.1) e (5.2) para comparar os resultados obtidos.

A Figura 4.1 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 4.1. Desta forma, as dimensões de S_s e S_m possuem dimensões iguais e podem ser comparadas no bloco **comparação** da Figura 4.1.

O processo de otimização é realizado através de algoritmo de otimização híbrido, por tratar de sistema com alta não linearidade (ARAúJO 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 $L_m(\theta, i) \in L_s(\theta, i)$ e é dada por:

$$f_r(p_1, p_2, \cdots, p_{n_p}) = \frac{1}{4} \cdot \left(f_{a_r} + f_{a_r} \Big|_{\theta = 0^\circ} + f_{a_r} \Big|_{\theta = 90^\circ} + f_{a_r} \Big|_{\theta_{\min} \le \theta \le \theta_{\max}} \right)$$
(5.6)

onde,

$$f_{a_r}(p_1, p_2, \cdots, p_{n_p}) = \int_0^i \int_0^\theta \left| \frac{L_s(\theta, i) - L_m(\theta, i)}{L_s(\theta, i)} \right| d\theta di$$
(5.7)

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 (5.6), recebem pesos maiores no processo de otimização (ARAúJO et al., 2017; GOMES et al., 2017).

5.4 Controle de Velocidade por Tensão de Excitação com Ângulos de Chaveamento Estáticos

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 et al., 2003). O modelo computacional do MRC é desenvolvido como ilustrado na Figura 2.5 e utiliza o perfil de indutância por regressão paramétrica, todos ilustrados na Figura 5.7 pelos blocos

motor a relutância chaveado, indutância e chaveamento.



Figura 5.7 - 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) (REIS, 2014), ii) controlador PID e iii) controlador histerese (OGATA et al., 2003; ARAúJO, 2006). 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 5.7 pela linha azul em destaque. O sinal de controle de velocidade α , representado na Figura 5.7 pela linha na cor vermelha, atua diretamente na tensão de excitação V_{exc} do MRC (RASHID, 1999; GOMES et al., 2016; REIS, 2014).

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 (KAZMIERKOWSKI et al., 2002; HWANG, 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 $G_{Q_{2s-1}}$, como ilustrado na Figura 2.3.

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 , $k_i \in k_d$ do controlador. Vários métodos de ajuste do controlador PID são encontrados na literatura (NISE; RIBEIRO, 2009; SILVA, 1999; REIS, 2014). Entre os métodos de ajustes, aqueles que empregam processo de otimização são utilizados por apresentarem melhores resultados onde: i) o motor opera a vazio, ii) com inserção de carga mecânica no eixo do motor e iii) variação do setpoint (REIS, 2014).

Portanto, como proposta deste trabalho, 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:

$$f_{\omega}(k_p, k_i, k_d) = \frac{1}{3} \cdot \left[\int_0^\infty \left| \frac{e_{\omega}(t)}{\omega_{ref}(t)} \right| dt + \left| \frac{\omega(t_M) - \omega(\infty) + e_{\omega}(\infty)}{\omega_{ref}(\infty)} \right| \right]$$
(5.8)

onde t_M é o instante em que ω possui valor máximo em t. A expressão (5.8) 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.

5.5 Controle de Velocidade por Ângulos de Chaveamento com Tensão de Excitação Estática

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* $S_{\theta_{off}}$, onde o ângulo de disparo α das chaves do conversor CA-CC é fixo, garantindo tensão de excitação V_{exc} constante. A Figura 5.8 ilustra a topologia de controle atuando em $S_{\theta_{off}}$, onde 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



Figura 5.8 - Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade pelos ângulos de chaveamento com tensão de excitação fixa.

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

5.6 Controle Assistido de Velocidade por Tensão de Excitação 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 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 et al., 2017).

Os comportamentos das relações entre θ_{on} , θ_{off} e ω que produzam maior eficiência energética dependem das características de projeto do MRC (KAZMIERKOWSKI et al., 2002; ARAúJO, 2006; 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 5.9, onde a linha azul em destaque representa o controle de velocidade, com sinal de controle representado pela linha na cor vermelha. Ainda na Figura 5.9, os blocos na cor cinza representam o sistema proposto para ajuste dinâmico, tanto do controlador de velocidade quanto dos ângulos de chaveamento.



Figura 5.9 - Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade por tensão de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos para melhoria da eficiência energética.

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} temse $\theta_{on_{\min}} \leq \theta_{on} \leq \theta_{on_{\max}}$ 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 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 et al., 2017):

$$\theta_{on}(\omega_{ref}) = y_0 + y_1 \cdot \omega_{ref} + y_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \dots + y_n \cdot \omega_{ref}^n \tag{5.9}$$

$$\theta_{off}(\omega_{ref}) = z_0 + z_1 \cdot \omega_{ref} + z_2 \cdot \omega_{ref}^2 + \dots + z_n \cdot \omega_{ref}^n$$
(5.10)

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 (5.8).

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 $C_c > 0$. Onde C_c é calculado de forma dinâmica com o sistema de observação de carga mecânica aplicada ao eixo do MRC, utilizando a expressão (2.6). 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 (5.11) a (5.13) 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 $k_d(\omega_{ref}, C_c)$.

$$k_{p}(\omega_{ref}, C_{c}) = \underbrace{(A_{0} + A_{1} \cdot \omega_{ref} + A_{2} \cdot \omega_{ref}^{2} + \dots + A_{n} \cdot \omega_{ref}^{n})}_{\text{Ganho proporcional } k_{p}} + \underbrace{(a_{0} + a_{1} \cdot \omega_{ref} + a_{2} \cdot \omega_{ref}^{2} + \dots + a_{m} \cdot \omega_{ref}^{m})}_{\text{Ganho proporcional adicional } k_{p_{Add}}} \cdot C_{c}$$
(5.11)

$$k_{i}(\omega_{ref}, C_{c}) = \underbrace{(B_{0} + B_{1} \cdot \omega_{ref} + B_{2} \cdot \omega_{ref}^{2} + \dots + B_{n} \cdot \omega_{ref}^{n})}_{\text{Ganho integral } k_{i}} + \underbrace{(b_{0} + b_{1} \cdot \omega_{ref} + b_{2} \cdot \omega_{ref}^{2} + \dots + b_{m} \cdot \omega_{ref}^{m})}_{\text{Ganho integral adicional } k_{i_{Add}}} \cdot C_{c}$$
(5.12)

$$k_{d}(\omega_{ref}, C_{c}) = \underbrace{(C_{0} + C_{1} \cdot \omega_{ref} + C_{2} \cdot \omega_{ref}^{2} + \dots + C_{n} \cdot \omega_{ref}^{n})}_{\text{Ganho derivativo } k_{d}} + \underbrace{(c_{0} + c_{1} \cdot \omega_{ref} + c_{2} \cdot \omega_{ref}^{2} + \dots + c_{m} \cdot \omega_{ref}^{m})}_{\text{Ganho derivativo adicional } k_{d_{Add}}} \cdot C_{c}$$
(5.13)

onde $n \in m$ são números de coeficientes necessários para o ajuste da curva otimizada. Desta forma, tem-se o sistema que calcula analiticamente os valores de $\theta_{on}(\omega) \in \theta_{off}$ que produzem a maior eficiência energética e os valores de k_p , $k_i \in k_d$ que produzem maior desempenho do controle de velocidade.

5.7 Considerações Finais

São apresentadas neste capítulo a metodologia do desenvolvimento da bancada para acionamento e controle do MRC e a metodologia para coleta de dados da indutância experimental a fim de encontrar o modelo matemático que a represente. Com o perfil de indutância encontrado através da regressão paramétrica, métodos de acionamento e controle são desenvolvidos para estudo comparativo das respostas de controle de velocidade, utilizando controlador proporcional, integral e derivativo. Além disto, são empregadas técnicas para maximar a eficiência energética do motor a relutância chaveado em ampla faixa de controle. O próximo capítulo apresenta os resultados obtidos pela metodologia proposta.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS

Os resultados deste trabalho são divididos em estudos de casos: i) proposta de novo modelo matemático e computacional para a máquina a relutância chaveada utilizando regressão paramétrica, ii) acionamento convencional do motor a relutância chaveado mantendo os ângulos de chaveamentos das bobinas fixos com controle de velocidade clássico atuando na tensão de excitação, iii) acionamento convencional do motor a relutância chaveado mantendo a tensão de excitação fixa com controle de velocidade clássico atuando nos ângulos de chaveamento das bobinas e iv) acionamento não convencional do motor a relutância chaveado com ângulos de chaveamentos das bobinas e controle de velocidade clássico de ajustes dinâmicos.

6.1 Construção da Bancada

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 trabalho, a máquina a relutância chaveada opera como motor. O MRC utilizado foi projetado utilizando método de elementos finitos e fabricado manualmente por Araújo (2006). Os parâmetros eletromecânicos são apresentados na Tab. 6.1. Estes parâmetros sãos necessários no modelo computacional. A Figura 6.1 apresenta a bancada construída e os equipamentos utilizados estão descritos em: Reis (2014), Silveira (2008), Araújo (2006).

O conversor CA-CC do tipo retificador trifásico totalmente controlado (RTTC) e o circuito de disparo apresentados na Figura 6.1, foram construídos de acordo com os esquemáticos elétricos descritos em 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 5.2 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 5.2 é do tipo eletrolítico com capacitância equivalente a $2800\mu F$

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 viscos o $[(N\cdot m\cdot s)/rad]$	$1,176 \cdot 10^{-3}$
Tensão de operação $\left[V\right]$	180
Corrente de operação $[A]$	3,20
Indutância com rotor alinhado $[mH]$	255
Indutância com rotor desalinhado $[mH]$	32

Tabela 6.1 - Parâmetros do motor a relutância chaveado utilizado neste trabalho.



Figura 6.1 - Bancada construída para acionamento da máquina a relutância chaveada.

capaz de suportar tensão de até 1000V.

O conversor half-bridge da Figura 6.1 foi construído de acordo com as descrições de funcionamento e projeto apresentadas por Araújo (2006). O conversor halfbridge possui chaves eletrônicas Q_1 a Q_6 ilustradas na Figura 5.3 do tipo IGBT IGR4PC50W com tensão e corrente de operação de 600V e 27A, respectivamente (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2018a). Os diodos D_1 a D_6 ilustrados na Figura 5.3 são do tipo ultra rápido MR1560 com tensão e corrente de operação de 600V e 25A, respectivamente (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2018b). O circuito de disparo das chaves eletrônicas IGBT IGR4PC50W do conversor *half-bridge* foi construído de acordo com o projeto desenvolvido por Araújo (2006) e Viajante (2013).

A bancada de acionamento e controle do MRC, apresentada na Figura 6.1, 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 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 6.1 possui circuito composto por placa de prototipagem Arduino Due composta por processador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 com frequência de processamento de 84*MHz* (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 10*bits* (OMROM INDUSTRIAL AUTOMATION, 2018). A placa de prototipagem Arduino DUE realiza o cálculo do conjugado mecânico instantâneo utilizando (2.5) 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 6.1. 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 5.5. Este conversor foi construído de acordo com o esquemático elétrico descrito em 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 5.5 são do tipo 95PF com tensão e corrente de operação de 800V e 95A, respectivamente (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2018b). O filtro capacitivo C_2 ilustrado na Figura 5.5 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.

6.2 Modelo Não Linear Utilizando Perfil de Indutância Encontrado por Regressão Paramétrica

Para simulação, deve-se estar de posse da expressão que melhor se adeque 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 (5.1), 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 6.2(a).

A partir do conjunto de dados de indutância experimental $L_s(\theta, i)$ obtidos pelo ensaio e por (5.1), 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 (5.2). 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 $g_{\text{max}} = 100$, mutação uniforme, seleção por torneio e cruzamento heurístico (ARAúJO et al., 2017; GOMES et al., 2017). A função de avaliação f_r dada em (5.6) possui $\theta_{\text{min}} = 33°$ e $\theta_{\text{max}} = 56°$, sendo estes valores justificados devido a não linearidade da região $33° \leq \theta \leq 56°$ da Figura 6.2(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:



Figura 6.2 - 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 $\theta = 0^{\circ}$, (e) indutâncias em $\theta = 90^{\circ}$ e (f) indutâncias em $33^{\circ} \le \theta \le 56^{\circ}$.

$$L(\theta, i) = 1, 10 + (f_1 \cdot f_2 \cdot f_3) \tag{6.1}$$

onde f_1 , $f_2 \in f_3$ são dados de (6.2) a (6.4).

$$f_1(\theta, i) = 3,41 \cdot 10^{-2} \cdot e^{[(-2,71 \cdot 10^{-1} \cdot i) - (2,76 \cdot 10^{-4} \cdot \theta)]}$$
(6.2)

Tabela 6.2 - Comparação entre os métodos de cálculo do perfil de indutância: regressão paramétrica, fourier e fourier interpolado.

Simulação	(5.6) [%]	$\forall \theta$	$\theta = 0^{\circ}$	$\theta = 90^{\circ}$	$33^\circ \le \theta \le 56^\circ$	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

$$f_{2}(\theta, i) = 6,29 \cdot i^{9,22 \cdot 10^{-1}} + 1,52 \cdot 10^{-5} \cdot \theta^{(8,39 \cdot 10^{-4})} - 3,91 \cdot 10^{-1} \cdot i^{0,48} + 2,03 \cdot 10^{-1} \cdot \theta^{(-5,97 \cdot 10^{-6})} + 1,88 \cdot 10^{-2} \cdot \theta^{8,97} - 0,84 \cdot i^{5,30 \cdot 10^{-1}}$$
(6.3)

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

$$(6.4)$$

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

$$\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} = f_1 \cdot \left\{ \left[3, 41 \cdot 10^{-2} \cdot \cos(4, 30 \cdot 10^{-2} \cdot \theta + 2, 48) - 7, 95 \cdot 10^{-3} \cdot \cos(4, 22 \cdot 10^{-2} \cdot \theta + 1, 53) + 7, 68 \cdot 10^{-3} \cdot \cos(1, 71 \cdot 10^{-1} \cdot \theta + 5, 96) \right] \cdot f_2 \quad (6.5)$$

$$- f_1 \cdot \left[1, 60 \cdot 10^{-1} \cdot \theta^{-9,97} - 1, 27 \cdot 10^{-8} \cdot \theta^{-9,90 \cdot 10^{-1}} + 1, 23 \cdot 10^{-6} \cdot \theta^{-1} \right] \cdot f_3 \quad - 9, 43 \cdot 10^{-6} \cdot e^{\left[(-2, 71 \cdot 10^{-1} \cdot i) - (2, 76 \cdot 10^{-1} \cdot \theta) \right]} \cdot f_2 \cdot f_3 \right\}$$

O otimizador encontrou função de avaliação, dada por (5.6), 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 (5.6), sendo 0,691% para o método de fourier e 0,490% para o método de fourier interpolado. A Figura 6.2 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 (5.7), foram obtidos os valores de $f_{a_r} = 0,301\%$ para o método de regressão paramétrica (Figura 6.2(a)), 0,392% para o método de fourier (Figura 6.2(b)) e 0,422% para o método de fourier interpolado (Figura 6.2(c)).

Na região $\theta = 0^{\circ}$ 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 6.2(d). Na região $\theta = 90^{\circ}$ 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 6.2(e).

Na região onde $33^{\circ} \leq \theta \leq 56^{\circ}$ a avaliação obtida para a regressão paramétrica foi de $f_{a_r} = 0,116\%, 0,097\%$ para o método de fourier e 0,118% para o método de fourier interpolado, apresentados na Figura 6.2(f). Os resultados de tempo de processamento T_s considerando o tempo de 1 segundo de simulação, em computador i7-7700HQ 2.8GHz com 32GB RAM DDR4 2400MHz, são dispostos na Tabela 6.2.

O modelo de regressão paramétrica proposto encontra a expressão correspondente da superfície de indutância do MRC em estudo, possuindo menores valores de f_r e f_{a_r} quando comparado aos outros métodos, garantindo assim maior precisão. Este perfil de indutância pode ser aplicado na simulação, proporcionando estudos de técnicas para melhoria do acionamento e controle do MRC. O modelo de indutância define a identidade do MRC utilizado, sendo de extrema importância para o desenvolvimento das metodologias de acionamento e controle otimizados.

6.3 Estudo de Caso I: Controle de Velocidade por Tensão de Excitação com Ângulos de Chaveamento Estáticos

Utilizando o perfil de indutância encontrado pela regressão paramétrica, submetese o MRC ao controle de velocidade como proposto na Figura 5.7. 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 $\theta_{on} = 0^{\circ}$ e $\theta_{off} = 30^{\circ}$. 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 (5.8) e os ganhos encontrados são $k_p = 1,347[\circ \cdot s/rad], k_i = 8,040 \cdot 10^{-1}[\circ \cdot s/rad]$ e $k_d = 6,409 \cdot 10^{-4}[\circ \cdot s/rad]$. A Figura 6.3 apresenta os resultados com o controlador PID otimizado atuando na tensão de excitação com ângulos de chaveamento fixos.



Figura 6.3 - Controlador PID atuando através da tensão de excitação com ângulos de chaveamento fixos: (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.

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 6.3(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 6.3(c). Na Figura 6.3(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 6.3(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 7*s* e eficiência energética dentro dos padrões, considerando que a máquina utilizada foi fabricada manualmente (ARAúJO, 2006).

6.4 Estudo de Caso II: Controle de Velocidade por Ângulos de Chaveamento com Tensão de Excitação Estática

Neste estudo de caso o MRC foi submetido ao controle de velocidade utilizando a proposta da Figura 5.8. Assim, a tensão de excitação foi estabelecida em $V_{exc} = 385V$ e os ângulos de chaveamento são os recomendado pela literatura $\theta_{on} = 0^{\circ}$ e $\theta_{off} = 30^{\circ}$. 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 (5.8) foi utilizado para encontrar os ganhos do controlador PID, onde 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 6.4 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 6.4(b) apresenta a corrente de pico durante a partida do MRC com valor aproximado de 10*A* 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 6.4(c). Na Figura 6.4(d) a potência elétrica média consumida é de $P_e \approx 1050W$ e a potência



Figura 6.4 - 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.

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 6.4(d), quando aplicado carga mecânica no eixo. O estudo foi realizado considerando o acionamento 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 8*s* e eficiência energética inferior ao caso anterior em 2,6%.

6.5 Estudo de Caso III: Controle Assistido de Velocidade por Tensão de Excitação com Ângulos de Chaveamento Dinâmicos

Com base na malha de controle da Figura 5.9, 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 $-5^{\circ} \leq \theta_{on} \leq 15^{\circ}$ e $-20^{\circ} \leq \theta_{off} \leq 40^{\circ}$, com intervalo de 2°, para cada velocidade $50rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s$, com intervalo de 5rad/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 (5.9) e (5.10) que se adequem às curvas θ_{on} (cor preta) e θ_{off} (cor azul) da Figura 6.5(a).

Foram realizados testes nas expressões (5.9) e (5.10) utilizando os mínimos quadrados com $1 \le n \le 50$, de forma a encontrar o valor de *n* que proporcionasse a expressão otimizada. As expressões encontrada utilizando o método proposto são dadas por (6.6) e (6.7), podendo ser visualizadas pelas curvas de cor vermelha da Figura 6.5(a).

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

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

Com as expressões (6.6) e (6.7) conhecidas e inseridas ao modelo, o controlador PID com ganhos estáticos atuará de forma não otimizada, tendo em vista a faixa de



Figura 6.5 - 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.

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 (5.8). As Figura 6.5(b), Figura 6.5(c) e Figura 6.5(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 (5.11), (5.12) e (5.13). Foram realizados testes utilizando os mínimos quadrados, para $1 \le n \le 50$ e $1 \le m \le 50$, que proporcionassem $n \in m$ para as expressões otimizadas. As expressões encontradas são dadas por (6.8), (6.9) e (6.10) e podem ser visualizadas nas Figura 6.5(b), Figura 6.5(c) e Figura 6.5(d) na cor vermelha.

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

As expressões analíticas encontradas são inseridas no modelo computacional desenvolvido, proposto na Figura 5.9, onde 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 (6.6) e (6.7). Um sinal degrau foi aplicado na referência de velocidade $\omega_{ref} = 155 rad/s$ 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 (6.8) a (6.10) e a Figura 6.6 apresenta os resultados obtidos pelo modelo proposto.

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

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

O valor da função de avaliação encontrada pela expressão (5.8), para o teste onde $\omega_{ref} = 155 rad/s$, é de $f_{\omega} = 1, 17\%$. A Figura 6.6(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 6.6(c). Na Figura 6.6(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 6.6(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 foram realizados em apenas um ponto de operação do MRC, onde $\omega = 155rad/s$ e $C_c = 5N \cdot m$.



Figura 6.6 - Controlador PID atuando na tensão de excitação com ajuste do controlador PID e ângulos de chaveamento dinâmicos: (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.

6.6 Comparação entre os Estudos de Caso

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, onde a velocidade e o torque de carga proporcionam potência mecânica de aproximadamente $P_m \approx 775W$, sendo os resultados dispostos nas Tabela 6.3 e Tabela 6.4. 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 $0, 5N \cdot m \leq C_c \leq 5N \cdot m$.

Nas Tabela 6.3 e Tabela 6.4 o Estudo de Caso III obteve menor valor da função de avaliação para o controle de velocidade e apresentou menor consumo de potência

Tabela 6.3 - Valores dos ângulos de chaveamento e ganhos do controlador de velocidade para os testes com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 155 rad/s$ e em $C_c = 5N \cdot m$.

Estudo de Caso	$\theta_{on}[^{\circ}]$	$\theta_{off}[^{\circ}]$	k_p^*	k_i^*	k_d^*	
Ι	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	(6.7)	(6.7)	(6.8)	(6.9)	(6.10)	
*Unidada da madida [9 a/mad] para as Estuda da Casa La						

*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 III.

Tabela 6.4 - Valores de potências, função de avaliação da velocidade e eficiência energética para os testes com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 155 rad/s$ 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

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 $\omega_{ref} = 155 rad/s$ 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 6.7(a) apresenta o desempenho do controlador de velocidade, calculado por (5.8), para os três acionamentos propostos.

Sendo a mesma faixa de ω_{ref} proposta para encontrar as expressões (6.6) a (6.10). 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 6.7(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



Figura 6.7 - Testes realizados para os Estudo de Caso I, Estudo de Caso II and Estudo de Caso III com degraus aplicados em $50rad/s \le \omega_{ref} \le 150rad/s \ge 0, 5N \cdot m \le C_c \le 5N \cdot m$: (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 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 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 foram otimizados $\omega = 155 rad/s$ 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 6.7(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 6.7(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 6.7(d) onde o Estudo de Caso I produz menor *ripple* em maiores velocidades. A Figura 6.7(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 6.5 e Tabela 6.6.

Tabela 6.5 - Valores de *ripple* de torque, corrente de excitação e potências com degraus aplicados de $50rad/s \le \omega_{ref} \le 155rad/s$ e $0, 5N \cdot m \le C_c \le 5N \cdot m$.

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

Estudo de Caso	$f_{\omega_{\max}}[\%]$	$f_{\omega_{\min}}[\%]$	$\overline{f_{\omega}}$ [%]	η_{\max} [%]	$\eta_{\min}[\%]$	$\overline{\eta}[\%]$
Ι	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

Tabela 6.6 - Valores de função de avaliação e eficiência energética com degraus aplicados de $50rad/s \le \omega_{ref} \le 155rad/s$ e $0, 5N \cdot m \le C_c \le 5N \cdot m$.

Nas Tabela 6.5 e Tabela 6.6 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 $\overline{P_e}$, $f_{\omega_{\max}}$, $f_{\omega_{\min}}$, $\overline{f_{\omega}}$, η_{\max} , η_{\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 6.8. 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 6.8(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 6.8(a), o torque de carga representado pela linha tracejada de cor verde, foi multiplicado por *cinco* a fim de obter melhor visibilidade. A Figura 6.8(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 6.8(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 6.8(d), onde a potência elétrica acumulada a cada 1*s* 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









Figura 6.8 - 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.
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 6.7 e Tabela 6.8.

Estudo de Caso	$P_{e_{\max}}[W]$	$P_{e_{\min}}[W]$	$\overline{P_e}[W]$	$P_{m_{\max}}[W]$	$P_{m_{\min}}[W]$	$\overline{P_m}[W]$
Ι	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 6.7 - 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} .

Tabela 6.8 - 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]	$\eta_{\max}[\%]$	$\eta_{\min}[\%]$	$\overline{\eta}[\%]$
Ι	762	74,96	49,57	51, 45
II	744	72, 64	31,95	38, 84, 56
III	726	76, 55	58, 67	56,50

Nas Tabela 6.7 e Tabela 6.8 o Estudo de Caso III apresentou melhores valores de $P_{e_{\text{max}}}$, $P_{e_{\text{min}}}$, $\overline{P_e}$, *IAE*, η_{max} , $\eta_{\text{min}} \in \overline{\eta}$ 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 de simulação, é possível realizar a validação da proposta em bancada, utilizando os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III.

6.7 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 5.5). 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.

6.7.1 Validação do Estudo de Caso I em Bancada

A Figura 6.9 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, onde o torque de carga representado pela linha verde foi multiplicado por dez com o intuito de obter melhor visibilidade na Figura 6.9(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 6.9(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 6.9(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 6.9(d). O estudo foi realizado considerando o acionamento convencional com controle atuando na tensão de excitação e ângulos de chaveamento



Figura 6.9 - 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.

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 $C_c =$ $1,53N \cdot m \text{ em } t = 25s$. Os resultados experimentais são comparados aos simulados e apresentados na Figura 6.10.

A velocidade foi controlada na referência de 95rad/s, os níveis de sobressinal são



Figura 6.10 - 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.

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 6.10(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 6.10(c).

A eficiência energética simulada η_s do MRC foi de aproximadamente 0,642 e experi-

mental η_e de aproximadamente 0, 651, como apresentado na Figura 6.10(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.

6.7.2 Validação do Estudo de Caso III em Bancada

A Figura 6.11 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 6.11(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 6.11(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 6.11(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 6.12 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 6.12(b)



Figura 6.11 - 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.

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 6.12(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 6.12(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



Figura 6.12 - 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.

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 6.5(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.

6.7.3 Comparação entre os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III em Bancada

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 6.9 e Tabela 6.10 dispõem os resultados de simulação e bancada para os testes com degrau de $\omega_{ref} = 155 rad/s$ e degrau de $\omega_{ref} = 95 rad/s$, estes resultados validam o modelo.

Tabela 6.9 - Testes realizados em simulação e bancada para os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III com degrau aplicado em $\omega_{ref}=155 rad/s.$

Estudo de Caso	$IAE_s[\%]$	$IAE_e[\%]$	$P_{e_s}[W]$	$P_{e_e}[W]$	$P_{m_s}[W]$	$P_{m_e}[W]$	$\eta_s[\%]$	η_e [%]
Ι	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 6.10 - Testes realizados em simulação e bancada para os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III com degrau aplicado em $\omega_{ref} = 95 rad/s$.

Estudo de Caso	$IAE_s[\%]$	$IAE_e[\%]$	$P_{e_s}[W]$	$P_{e_e}[W]$	$P_{m_s}[W]$	$P_{m_e}[W]$	$\eta_s[\%]$	η_e [%]
Ι	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 6.13, onde as retas nas cores azul e vermelha são os resultados experimentais e os pontos nas cores azul e vermelha são os resultados.



Figura 6.13 - Testes realizados para os Estudo de Caso I e Estudo de Caso II com degraus aplicados em $65rad/s \le \omega_{ref} \le 155rad/s$ 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.

Na Figura 6.13(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 onde o Estudo de Caso I foi otimizado (sendo o ponto otimizado de $\omega_{ref} = 155 rad/s$). Ainda na Figura 6.13(a), observa-se comportamento semelhante entre os resultados simulados e experimentais com baixos valores de desvios, conforme disposto na Tabela 6.11. A Figura 6.13(b) apresenta os resultados de potência elétrica, com comportamento semelhante entre os resultados simulados e experimentais. A potência mecânica apresentada na Figura 6.13(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, onde no Estudo de Caso III a eficiência é maior em toda a faixa de velocidade, como apresentado na Figura 6.13(d). As Tabela 6.11, Tabela 6.12, Tabela 6.13 e Tabela 6.14 dispõem os dados referentes à Figura 6.13.

(1 [rad/e]	Esti	udo de Caso	Ι	Estudo de Caso III			
$\omega_{ref}[1uu/s]$	$IAE_s[\%]$	$IAE_e[\%]$	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 6.11 - Resultados de erro acumulado para testes realizados em simulação e bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65rad/s \le \omega_{ref} \le 155rad/s$.

Tabela 6.12 - Resultados de potência elétrica para testes realizados em simulação e bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s.$

(v [rad/e]	Esti	ıdo de Ca	so I	Estudo de Caso III			
$\omega_{ref}[raa/s]$	$P_{e_s}[W]$	$P_{e_e}[W]$	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	

6.8 Discussão

A metodologia proposta é dividida em dois métodos: i) modelo não linear de perfil de indutância utilizando regressão paramétrica e ii) controle assistido de velocidade por tensão de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos. No entanto, é necessário primeiramente encontrar o perfil de indutância da máquina a relutância a

w [rad/e]	Esti	Estudo de Caso I			Estudo de Caso III			
$\omega_{ref}[raa/s]$	$P_{m_s}[W]$	$P_{m_e}[W]$	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 6.13 - Resultados de potência mecânica para testes realizados em simulação e bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65rad/s \le \omega_{ref} \le 155rad/s$.

Tabela 6.14 - Resultados de eficiência energética para testes realizados em simulação e bancada com os Estudo de Caso I e Estudo de Caso III, sendo $65rad/s \leq \omega_{ref} \leq 155rad/s.$

(v [rad/e]	Esti	udo de C	aso I	Estudo de Caso III		
$\omega_{ref}[raa/s]$	$\eta_s[\%]$	$\eta_e[\%]$	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

ser estudada, para construir o modelo computacional. Os métodos de cálculo da indutância do MRC influenciam diretamente na precisão dos resultados de simulação.

O trabalho de Gomes et al. (2017) apresenta o método de regressão que soluciona analiticamente sistemas não lineares. Os autores não validaram a proposta em sistemas reais. O método de regressão paramétrica desenvolvido e utilizado neste trabalho, tendo como base o trabalho de Gomes et al. (2017), foi aplicado para encontrar o modelo de perfil de indutância do MRC e validado na bancada de trabalho, apresentando maior precisão quando comparado aos modelos disponíveis na literatura. Desta forma, obteve-se maior confiabilidade dos resultados além de possibilitar menor tempo de execução nos estudos de caso propostos, tendo em vista que o modelo de regressão paramétrica é de baixo esforço computacional. O modelo de regressão é mais rápido que o método de fourier e mais preciso que o método de fourier interpolado, método que a literatura define como rápido e eficiente. O método proposto para o controle assistido de velocidade por tensão de excitação com ângulos de chaveamento dinâmicos, apresentado no Estudo de Caso III pode também ser aplicado na máquina a relutância chaveada em condições de geração de energia elétrica, possibilitando a operação otimizada com a reversibilidade da conversão de energia dinamicamente. Para o desenvolvimento da metodologia referente ao Estudo de Caso III, foi analisada a relação entre os ângulos de chaveamento das bobinas e a eficiência energética, o que dificultou a operação do controle de velocidade.

Foi desenvolvida técnica de ajuste dinâmico dos ganhos do controlador. Para a reprodução desta metodologia, deve-se obter ganhos do controlador PID otimizados antes de realizar qualquer outro teste do comportamento dos ângulos de chaveamento, pois os ângulos de chaveamento alteram de forma considerável o comportamento do sistema (VIAJANTE, 2013). Desta forma, é obtida maior precisão dos dados coletados em menor tempo de simulação. Considerando que o controlador PID é sistema analítico e de fácil implementação, o Estudo de Caso III apresenta o controlador operando de forma não linear garantindo erro nulo em estado estacionário em toda faixa de operação pré-determinada e baixo esforço computacional, podendo ser implementado em microcontroladores comuns e de baixo custo. Parte do estudo desenvolvido neste trabalho é apresentado em Reis et al. (2019), onde realiza-se análise comparativa entre os acionamentos propostos com divulgação na comunidade acadêmica.

Os Estudo de Caso I e Estudo de Caso II foram desenvolvidos a fim de comparar os acionamentos convencionais com o acionamento proposto no Estudo de Caso III, desta forma algumas vantagens e desvantagens podem ser descritas, sendo dispostas na Tabela 6.15.

O Estudo de Caso III apresenta vantagens que cumprem com o objetivo deste trabalho. Sendo sistema de acionamento que garante desempenho de controle de velocidade e eficiência energética maximizados, quando comparado aos acionamentos convencionais em trabalhos já realizados. Desta forma, pode-se realizar estudo no projeto do MRC a fim de construir máquina que melhor se adeque às técnicas de acionamento otimizadas, aumentado sua aplicação no setor automotivo.

Observa-se que no Estudo de Caso III o sistema e o modelo possuem comportamento divergente em região de baixa velocidade, no entanto, não foi possível realizar testes

Estudo de Caso	Vantagens	Desvantagens
	Facilidade de implementação do con- trole de velocidade, tendo em vista o chaveamento estático	Desempenho de controle prejudicado em regiões distantes do ponto de ope- ração
Ι	Eficiência energética mediana quando comparada aos demais estudos	Não possui observador de carga
	<i>Ripple</i> de torque mediano quando comparado aos demais estudos	Conversor CA-CC utilizado insere alta não linearidade ao sistema
	Facilidade de implementação do con- trole de velocidade, tendo em vista a tensão de excitação estática	Eficiência energética prejudicada
II	<i>Ripple</i> de torque reduzido quando comparado aos demais estudos	Não possui observador de carga
	Tensão no barramento CC constante	Conversor CA-CC utilizado insere alta não linearidade ao sistema
	Resposta de controle de velocidade otimizada em toda faixa de operação do MRC	Implementação pouco complexa, quando comparada aos demais caso
III	Eficiência energética otimizada em toda faixa de operação do MRC	<i>Ripples</i> de torque elevados em regiões de baixas velocidade
	Sistema de observação de carga me- cânica	Conversor CA-CC utilizado insere alta não linearidade ao sistema

Tabela 6.15 - Vantagens e desvantagens referentes aos acionamentos propostos nos Estudo de Caso I, Estudo de Caso II e Estudo de Caso III.

em bancada de trabalho com valores menores que $\omega_{ref} = 65 rad/s$. Neste caso, o sistema opera com baixa velocidade ocasionando travamentos do rotor do MRC. Em baixas velocidades a janela de condução das chaves do conversor *half-bridge* é menor no Estudo de Caso III, implicando em instantes de tempo em que não há excitação das bobinas do MRC, podendo ocasionar travamentos do rotor. Tal exceção pode ser solucionada via software, de forma que em condições de travamento do rotor (ou redução abrupta de velocidade) os ângulos de chaveamento são automaticamente definidos com valores padrões de $\theta_{on} = 0^{\circ}$ e $\theta_{off} = 30^{\circ}$.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO

Foram apresentadas neste trabalho as técnicas de modelagem, acionamento e controle clássico de velocidade para o motor a relutância chaveado. O método proposto de identificação por regressão paramétrica possibilitou encontrar modelo analítico que represente o perfil de indutância não linear do MRC de forma otimizada, considerando a saturação magnética. Alguns métodos de representação do perfil de indutância não linear presentes na literatura foram discutidos e comparados, indicando que o modelo por regressão paramétrica possui maior precisão, além de requerer menor esforço computacional, quando comparado aos demais modelos.

A partir do modelo de perfil de indutância proposto, foram discutidas técnicas de acionamento e controle para o MRC de forma convencional onde a tensão de excitação ou os ângulos de chaveamento são fixos ou onde a tensão de excitação e os ângulos de chaveamento são dinâmicos. O objetivo foi obter melhor resposta de controle de velocidade e eficiência energética. O controlador PID foi utilizado por possuir baixo esforço computacional, implementação e manutenção simplificadas com relação aos controladores modernos. Foram utilizados métodos de regressão a fim de encontrar expressão que represente o comportamento dinâmico dos ganhos do controlador em ampla faixa de velocidade, onde os ganhos proporcionaram controle de velocidade otimizado.

O método de regressão também foi usado para encontrar a expressão que representou o comportamento dinâmico dos ângulos de chaveamento do MRC. Assim, para determinada faixa de controle de velocidade, obteve-se melhor eficiência energética. No caso específico, em que o acionamento e o controle possuem comportamento dinâmico, é possível obter: i) baixo esforço computacional, implementação e manutenção simplificadas por se tratar do controlador clássico PID e ajustado dinamicamente de forma analítica, ii) maior robustez de controle, quando comparado ao controlador PID com ganhos fixos e iii) maior eficiência energética quando comparado aos acionamentos em que a tensão de excitação ou os ângulos de chaveamento são fixos.

O estudos realizados neste trabalho foram implementados em bancada, desta forma, foi possível validar as técnicas de acionamento e controle desenvolvidas com a utilização do modelo computacional. As técnicas apresentadas neste trabalho garantem melhoria no acionamento e controle para o motor a relutância chaveado, podendo ser aplicada de forma otimizada em condições de variações de velocidade, variações de torque e reduções dos custos: i) de implementação, ii) de manutenção e iii) do consumo energético.

7.1 Contribuições do Trabalho

As contribuições podem assim ser descritas:

Artigos em revista:

REIS, M. R. C.; ARAUJO, W. R. H.; GOMES, V. M.; SILVA, F. S. E.; Ganzaroli, C. A.; GOMES, F. A.; WAINER, GABRIEL; CALIXTO, W. P. Optimized techniques for driving and control of the switched reluctance motor to improve efficiency. CONTROL ENGINEERING PRACTICE, v. 90, p. 1-18, 2019.

MAGALHAES, A. S.; BULHOES, J. S.; **REIS, M. R. C.**; GOMES, V. M.; SILVA, A. H. F. ; ALVES, A. J.; WAINER, G. A.; GANZAROLI, C. A.; ARAUJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P.. Experimental study of induction generator as a repowering solution. International Transactions on Electrical Energy Systems, v. 1, p. 1-25, 2020.

GOMES, FLÁVIO ADALBERTO; DE O. ASSIS, ALFREDO; **R. DA C. REIS**, **MARCIO**; M. GOMES, VIVIANE; G. M. OLIVEIRA, SOSTENES; R. H. DE ARAUJO, WANDERSON; P. CALIXTO, WESLEY . Proposal of heuristic regression method applied in descriptive data analysis: case studies. Transactions on Environment and Electrical Engineering, v. 2, p. 51, 2017.

REIS, MÁRCIO RODRIGUES DA CUNHA; DE ARAÚJO, WANDERSON RAINER HILÁRIO; CALIXTO, WESLEY PACHECO . Efficiency Improvement of Switched Reluctance Generator Using Optimization Techniques. Transactions on Environment and Electrical Engineering, v. 2, p. 74, 2016.

Artigos em congresso:

REIS, MARCIO R. C.; CALIXTO, WESLEY PACHECO; ARAUJO, WAN-DERSON R. H.; MATIAS, CALEBE A. . Increasing efficiency of the switched reluctance generator using parametric regression and optimization methods. In: 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017, Kouty nad Desnou. 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017. p.

BOTELHO, JEREMIAS L.; OLIVEIRA, JOSEPH R.; **REIS, MARCIO R. C.**; SILVA, FELIPPE S.; DO COUTO, LUIZ A.; ARAUJO, WANDERSON R. H.; CA-LIXTO, WESLEY P.; MAGALHAES, ALANA S.; FURRIEL, GEOVANNE P. . Parametric regression methodology and optimized control for DC motor. In: 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017, Kouty nad Desnou. 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017. p. 1.

MAGALHAES, ALANA S.; BULHOES, JUNIO S.; FURRIEL, GEOVANNE P.; **REIS, MARCIO R. C.**; ALVES, AYLTON J.; SILVA, ALAN H. F.; CALIXTO, WESLEY P. . Parametric regression in synchronous and induction generators. In: 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017, Kouty nad Desnou. 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017. p. 1.

ARAUJO, WANDERSON R. H.; **REIS, MARCIO R. C.**; CALIXTO, WES-LEY P.; WAINER, GABRIEL A.; MAGALHES, ALANA S.; GOMES, FLAVIO A. . 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), 2017, Pucon. 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017, Pucon. 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017. p. 1.

ARAUJO, W. R. H.; **REIS, M. R. C.**; CALIXTO, W. P.; Alves, A. J.; RO-DRIGUES, L. F.; MARTINS, D. W. P. . Comparative Analysis Between PI and Fuzzy Controllers Applied to a Workbench With an Induction Motor. In: EEEIC 16 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering, 2016, Florença. Electrical Engineering, 2016.

REIS, M. R. C.; ARAUJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P.; SILVA, F. S. E.; ARAUJO, D. S.; MENDES, I. N.; ROSE, R. M. . Speed Control for Direct Current Motor Using Optimization Tuning for PID Controller. In: EEEIC 16 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering, 2016, Firenze.

Electrical Engineering, 2016.

REIS, M. R. C.; ARAUJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P.; Alves, A. J.; DO-MINGOS, J. L. . Switched Reluctance Generator Efficiency Improvement for Wind Energy Applications. In: EEEIC 16 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering, 2016, Firenze. Electrical Engineering, 2016.

GOMES, F. A.; GOMES, V. M.; ASSIS, A. O.; **REIS, M. R. C.**; CALIXTO, W. P.; CRUZ JR., G. . Heuristic Regression Method for Descriptive Data Analysis. In: EEEIC 16 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering, 2016, Firenze. Electrical Engineering, 2016.

REIS, M. R. C.; ARAUJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P. . Regulador de Velocidade do Motor a Relutância Chaveado Empregando Controlador Fuzzy. In: Congresso de Matemática Aplicada e Computacional, 2015, Vitória - ES. Controle e Teoria de Sistemas, 2015.

REIS, M. R. C.; ARAUJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P. . Simulação de um Controlador Fuzzy de Velocidade Aplicado ao Motor a Relutância Chaveado. In: Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações, 2015, Natal - RN. Sistemas de Controle, 2015.

RODRIGUES DA CUNHA REIS, MARCIO; DE ARAUJO, WANDERSON RAINER HILARIO; CALIXTO, WESLEY PACHECO; ALVES, AYLTON JOSE . Analysis of switched reluctance motor efficiency under different speed control strategies. In: 2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2015, Santiago. 2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON). p. 467.

GANZAROLI, CLEBER A.; DE CARVALHO, DOUGLAS F.; DIAS, RAFAEL N. H. M.; **REIS, MARCIO R. C.**; ALVES, AYLTON J.; DOMINGOS, JOSE L.; CA-LIXTO, WESLEY P. . Heuristic and deterministic strategies applied on cascade PI controller tuning for speed control of a DC motor. In: 2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2015, Santiago. 2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON). p. 101.

7.2 Demais Trabalhos Publicados Durante o Período de Doutoramento

GOMES, VIVIANE M.; PAIVA, JOAO R. B.; **REIS, MARCIO R. C.**; WAI-NER, GABRIEL A.; CALIXTO, WESLEY P. . Mechanism for Measuring System Complexity Applying Sensitivity Analysis. COMPLEXITY, v. 2019, p. 1-12, 2019.

MARTINS, ANDRE MENDES; GUIMARAES MEDEIROS, CARLOS AUGUSTO; DOMINGOS, JOSE LUIS; **REIS, MARCIO RODRIGUES**; PACHECO, WES-LEY CALIXTO; DE AQUINO GOMES, RAPHAEL . Minimization of the electricity bill of Brazilian consumers with PV system through the optimization of contracting demand and the orientation of photovoltaic panels. In: 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2019, Genova. 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2019. p. 1.

CARARO, JOSE A. G.; SILVA, ALAN H. F.; NETO, JOAO CAETANO; **REIS**, **MARCIO R. C.**; CALIXTO, WESLEY P. . Methodology for voltage adequacy using photovoltaic distributed generation. In: 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2019, Genova. 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2019. p. 1.

BULHOES, JUNIO S.; MARTINS, CRISTIANE L.; **REIS, MARCIO R.C.**; OLI-VEIRA, MARCIA D.; CALHEIROS, DEBORA F.; CALIXTO, WESLEY P. . Indirect Prediction System That Uses Other Predictions of Correlated Variables. In: 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018, Palermo. 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018. p. 1.

PAIVA, JOAO R.B.; GOMES, VIVIANE M.; **REIS, MARCIO R.C.**; WAINER, GABRIEL; CALIXTO, WESLEY P. . Relationship Between Risk and Complexity

in System Using Connection Based Metric. In: 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018, Palermo. 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018. p. 1.

BULHOES, JUNIO S.; MARTINS, CRISTIANE L.; **REIS, MARCIO R. C.**; OLIVEIRA, MARCIA D.; CALHEIROS, DEBORA F.; CALIXTO, WESLEY P. . Predicting System for Flooded Areas Developed with MLP-Type Neural Network. In: 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018, Palermo. 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018. p. 1.

TSURUDA, LEANDRO KAZUAKI; VITOR, LUIZA R.; S. E SOUZA, MARCEL B.; CALIXTO, WESLEY PACHECO; **DA CUNHA REIS, MARCIO R.**; P. FONSECA, YARA V. . Evaluation of Technologies to Reduce Energy and Water Consumption in Popular Housing. In: 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018, Palermo. 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018. p.

DE SOUSA BEZERRA, CARLOS DANIEL; CALIXTO, WESLEY PACHECO; **DA CUNHA REIS, MARCIO RODRIGUES**; BEZERRA, CARLOS AL-BERTO VASCONCELOS; ALVES, AYLTON JOSE . Optimization of the operation power of DC-DC converters applied to thermogenerators. In: 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017, Kouty nad Desnou. 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017. p.

ANICETO, BRUNO C. M.; VILELA, WAGNER A.; NETO, JOAO CAETANO; RODRIGUES, BRUNO U.; CARARO, JOSE A. G.; GOMES, VIVIANE M.; SILVA, ALAN H. F.; FREITAS, JOSE L.; SILVA, DANIEL C.; GOMES, FLAVIO A.; SAN- TOS, PAULO V.; NIELSON, RAFAEL; **REIS, MARCIO R. C.**; GALVAO, NA-TALIA K. M.; ALVES, AYLTON J.; SILVA, LAIS F. A.; CALIXTO, WESLEY P. . Calculation and analysis of voltage violation problem on electricity distribution networks. In: 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017, Kouty nad Desnou. 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017. p. 1.

SARAIVA, JULYANA P.; LIMA, BEATRIZ S.; GOMES, VIVIANE M.; FLORES, PAULO H. R.; GOMES, FLAVIO A.; ASSIS, ALFREDO O.; **REIS, MARCIO R. C.**; ARAUJO, WANDERSON R. H.; ABRENHOSA, CALEBE; CALIXTO, WESLEY P. . 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), 2017, Kouty nad Desnou. 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017. p. 1.

BULHOES, JUNIO S.; ASSIS, ALFREDO O.; MARTINS, CRISTIANE L.; FUR-RIEL, GEOVANNE P.; SILVA, BRUNNA C. R.; RODRIGUES, LUANN; **REIS**, **MARCIO R. C.**; CALHEIROS, DEBORA F.; OLIVEIRA, MARCIA D.; CA-LIXTO, WESLEY P. . Gap filling in time series: A new methodology applying spectral analysis and system identification. In: 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHI-LECON), 2017, Pucon. 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHI-LECON), 2017, Pucon. 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017. p. 1.

CARARO, JOSE A. G.; SILVA, ALAN H. F.; ANICETO, BRUNO C.; **REIS**, **MARCIO R. C.**; RODRIGUES, BRUNO U.; GALVAO, NATALIA K. M.; VI-LELA, WAGNER A.; NETO, JOAO CAETANO; CALIXTO, WESLEY P. . Optimizing of the insertion of distributed generation into a power distribution network. In: 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017, Pucon. 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information Technologies (CHILECON), 2017. p. 1.

MAGALHAES, ALANA S.; BULHOES, JUNIO S.; MATIAS, CALEBE A.; SILVA, ALAN H. F.; FURRIEL, GEOVANNE P.; **REIS, MARCIO R. C.**; WAINER, GA-BRIEL A.; GOMES, VIVIANE M.; CALIXTO, WESLEY P.; ALVES, AYLTON J. . Sensitivity analysis of the synchronous generation repowering system in parallel with induction generator. In: 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017, Pucon. 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017. p. 1.

SILVA, LAIS F. A.; DA SILVA, MICHELLE C.; ALVES, AYLTON J.; **REIS**, **MARCIO R. C.**; BULHOES, JUNIO S.; COSTA, RODRIGO E.; SILVA, BRUNNA C. R.; ALEIXO, EVERTON L.; GOMES, VIVIANE M.; CALIXTO, WESLEY P. . Socioeconomic, scientific and technological indicators as parameters for prediction model. In: 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017, Pucon. 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017, Pucon.

DE MELO, ERICKSSEN B.; DE MELO, GILBERTO; CALIXTO, WESLEY P.; **REIS, MARCIO R. C.** An application of genetic algorithm and the serial schedule generation scheme for solving the Resource-Constrained Project Scheduling Problem. In: 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017, Pucon. 2017 CHI-LEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), 2017. p. 1.

7.3 Trabalhos Futuros

- Desenvolvimento de controle robusto de alto desempenho;
- Projeto e construção de motor a relutância chaveado visando a máxima eficiência e mínima vibração, para aplicação da técnica de acionamento proposta neste trabalho;
- Desenvolvimento de conversor de potência para acionamento e controle com calibração automática, assim como os inversores utilizados nos motores de indução trifásicos;
- Utilização de MRC com fabricação otimizada em veículos elétricos ou híbridos;
- Aplicação da técnica proposta neste trabalho em máquina a relutância chaveada operando como gerador;

- Utilização de regressão simbólica para mapeamento do perfil de indutância, visando maximizar a precisão do modelo minimizando o esforço computacional;
- Comparação dos resultados obtidos entre máquinas de fabricação manufaturada e de fabricação otimizada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABB, S.A. Conjunto de motor de relutância síncrono de potência aumentada e conversor de frequência Custo de propriedade otimizado para aplicações de bombagem e ventilação. 2018. 31

AGUIRRE, L. A. Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-lineares Aplicadas a Sistemas Reais. 1: editora UFMG, 2004. 59, 60, 61, 63

AIDA, S.; KOMATSUZAKI, A.; MIKI, I. Basic characteristics of electric vehicle using 40kw switched reluctance motor. 2008. 31, 34

ALVARADO, C. S. M. Estudo e Implementação de Métodos de Validação de Modelos Matemáticos Aplicados no Desenvolvimento de Sistemas de Controle de Processos Industriais. Tese de Doutorado — Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 2017. 60

ANDRADE, D. A.; KRISHNAN, R. Characterization of Switched Reluctance Machines Using Series Approach. 2001. 29, 31, 34, 44, 60, 73

ARAúJO, W. R. H.; REIS, M. R. C.; CALIXTO, W. P.; WAINER, G. A.; MAGALHãES, A. S.; GOMES, F. A. Nonlinear Simulation Methodology for Switched Reluctance Machine Using Induction Profile Found by Parametric Regression. 2017. 31, 44, 52, 56, 73, 74, 76, 86

ARAúJO, W. R. H. de. **Projeto e Construção de um Protótipo e** Implementação de Estratégias de Chaveamento de um Motor a Relutância Chaveado. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal de Goiás, Goiânia, GO, 2006. 29, 30, 31, 32, 34, 37, 38, 41, 42, 44, 47, 68, 69, 70, 77, 79, 83, 84, 85, 91

ARDUINO. Getting started with the Arduino Due. 2018. 85

_____. Getting started with the Arduino Mega2560. 2018. 85

BARBI, I. Eletrônica de Potência. 6^a edição. 1: SC, 2006. 63, 64

BASTOS, E. A. Otimização de seções retangulares de concreto armado submetidas à flexo-compressãoo oblíqua utilizando algoritmos genéticos. Tese (Doutorado) — Universidade Federal Do Rio De Janeiro, 2004. 49, 51, 52 BOTELHO, J. L.; OLIVEIRA, J. R.; REIS, M. R. C.; SILVA, F. S.; COUTO, W. R. A. L. A.; CALIXTO, W. P.; MAGALHAES, A. S.; FURRIEL, G. P. Parametric regression methodology and optimized control for DC motor. 2020. 64

CALIXTO, W. P. Nota de Aula - Algoritmo Genético para Iniciantes. Universidade de Coimbra,Portugal, 2010. 50, 52, 53, 55

_____. Mathematical Operator of Chromosomal Extrapolation to Real-Coded Genetic Algorithm applied to Problems of Geoelectrical Prospecting. 2011. 52

_____. Nota de Aula: Sistemas à Eventos Discretos. Instituto Federal de Goiás, GO, 2012. 54, 55

CARARO, J. A. G.; SANTANA, M. Lacerda de; MELO, O. Roquete de. Controle de Máquinas de Corrente Contínua Utilizando Processos de Otimização na Sintonia do Controlador PID. 2014. 53

CHEN, G.; PHAM, T. T. Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic and Fuzzy Control Systems. 1: CRC Press, 2000. 38, 61, 62

CHWIF, L.; MEDINA, A. C. Modelagem e Simulação de Eventos Discretos. 3^a edição. 1: Livros Técnicos e Científicos, 1989. 31, 49, 50

DIAS, R. J. Motores a Relutância Variável 6x4 e 6x6. Estudo Comparativo de Operação e Desempenho. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG, 2011. 38

FIZGERALD, A. E. Máquinas Elétricas. 6^a edição. 1: Bookman, 2008. 29

FUJISHIRO, S.; ISHIKAWA, K.; KIKUCHI, S.; NAKAMURA, K.; ICHINOKURA, O. Design of outer-rotor-type multipolar switched reluctance motor for electric vehicle. 2006. 31, 34

GOLDBERG, D. E. Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning. 1989. 53, 54

GOMES, F. A.; ASSIS, A. de O.; REIS, M. R. C.; GOMES, V. M.; OLIVEIRA, S.
G. M.; ARAúJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P. Proposal of heuristic regression method applied in descriptive data analysis: case studies. Transactions on Environment and Electrical Engineering, 2017. 61, 62, 74, 76, 80, 86, 113 GOMES, F. A.; GOMES, V. M.; ASSIS, A. O.; REIS, M. R. C.; CRUZ, G.; CALIXTO, W. P. Heuristic regression method for descriptive data analysis. 2016. 50, 55, 59, 60, 63, 64, 73, 77

GOMES, V. M.; ASSIS, A. O.; M., C. A.; SARAIVA, J. P.; GOMES, F. A.;
WAINER, G. A.; LIMA, B. S.; MAGALHãES, A. S.; CALIXTO, W. P.; FLORES,
P. H. R.; BULHõES, J. S. Analytical method for calculating the sensitivity index of system parameters. IEEE Internation Conference, 2017. 49

HWANG, G. R. Modelagem do Motor à Relutância Chaveado Considerando a Saturação. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG, 2002. 29, 38, 39, 77

INTERNATIONAL RECTIFIER. Insulated Gate Bipolar Transistor. 2018. 84

_____. Standar Recovery Diodes. 2018. 85, 86

KAZMIERKOWSKI, M. P.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. Control in Power Electronics. 1: Academic Press, 2002. 74, 77, 79

KOSOW, I. L. Máquinas Elétricas e Transformadores. 1: Globo, 1985. 29

KRISHNAN, R. Eletric Motor Drives: modeling, analysis, and control. 1: USA, New Jersey, 2001. 29, 37, 38, 42, 44, 59, 68

LACERDA, E. G. Introdução aos Algoritmos Genéticos. 1: [s.n.], 1999. 49, 52, 55

LEM. LA-55P/LV-25P: Datasheet. 2014. 85

LINDEN, R. Algoritmos Genéticos. 2^a edição. 1: Brasport, 1992. 53, 54

LOPES, H. S.; TAKAHASHI, R. H. C. Computação Evolucionária em Problemas de Engenharia. 1: Omnipax Editora, 2011. 29, 30, 32, 33, 46

MAGALHãES, A. da S. **Repotencialização na Operação Paralela de Gerador Síncrono com Gerador de Indução**. Tese de Doutorado — Universidade Federal de Goiás, Goiânia, GO, 2020. 59, 60, 61

MAIER, M. W.; RECHTIN, E. The Art of Systems Architecting. 1: CRC press, 2000. 49, 50, 52

MARTINEZ, J. M.; SANTOS, S. A. Métodos Computacionais de Otimização. Colóquio Brasileiro de Matemática, Apostilas, v. 20, 1995. 53

MARTINS, C. E. G. Motores Síncronos de Relutância com Barreiras de Fluxo e Partida Assíncrona. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2003. 29, 30

MORAES FILHO, M. J. de. **Desenvolvimento de Plataforma de** Acionamento Digital para Motor a Relutância Variável 8/6. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG, 2017. 29, 44

NAMAZI, M. M.; BORUJENI, M. M.; RASHIDI, A.; NEJAD, S. M. S.; AHN, J. W. Torque ripple reduction of switched reluctance motor drive with adaptive sliding mode control and Particle Swarm Optimization. 2015. 30

NISE, N. d. S.; RIBEIRO, F. Engenharia de Sistemas de Controle. 1: LTC, 2009. 32, 46, 59, 76, 78

OGATA, K.; MAYA, P. 1.; LEONARDI, F. Engenharia de Controle Moderno. 1: Prentice Hall, 2003. 30, 32, 47, 76, 77

OLIVEIRA, V. S. de. Aplicação do Método dos Elementos Finitos 3D na Caracterização Eletromagnética Estática de Motores de Relutância Variável com Validação Experimental. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, 2013. 30

OMROM INDUSTRIAL AUTOMATION. General-purpose Absolute Encoder . 2018. 85

POZO, A. Computação Evolutiva. 2008. 52

RASHID, M. H. Eletrônica de Potência. 1: Pearson, 1999. 29, 30, 63, 64, 68, 77

REIS, M. R. C.; ARAÚJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P. Efficiency Improvement of Switched Reluctance Generator Using Optimization Techniques. **Transactions on Environment and Electrical Engineering**, 2017. 53, 59, 79

REIS, M. R. C.; ARAÚJO, W. R. H.; CALIXTO, W. P.; ALVES, A. J. Analysis of Switched Reluctance Motor Efficiency Under Different Speed Control Strategies. 2015. 32, 38, 45, 46, 79 REIS, M. R. C.; ARAúJO, W. R. H.; MATIAS, W. P. C. and C. A. Increasing Efficiency of the Switched Reluctance Generator Using Parametric Regression and Optimization Methods. 2017. 59, 60, 62, 64

REIS, M. R. da C. Análise Comparativa de Métodos de Otimização Aplicados à Sintonia do Controlador PI. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal de Goiás, Goiania, GO, 2014. 56, 69, 70, 77, 78, 83, 85, 86

REIS, M. R. da C.; ARAUJO, W. R. H. de; GOMES, V. M.; SILVA, F. dos Santos e; GANZAROLI, C. A.; GOMES, F. A.; WAINER, G. A.; CALIXTO, W. P. Optimized techniques for driving and control of the switched reluctance motor to improve efficiency. **Control Engineering Practice**, v. 90, p. 1 – 18, 2019. ISSN 0967-0661. 114

SALIBY, E.; ARAÚJO, M. M. 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. 50

SANTOS NETO, P. J. Otimização de desempenho do gerador de relutância variável aplicado em sistemas eólicos: uma abordagem via planejamento de experimento computacional. Dissertação de Mestrado — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2017. 33

SEMIKRON. SK70DT08/SKD2508: Datasheet. 2014. 83

SILVA, W. A. da. Controle de Máquina de Relutância Variável em Situações de Falta de Fase. Tese de Doutorado — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, 2017. 30

SILVA, W. G. da. Speed Control of Eletric Drives in the Presence of Load Disturbances. Tese de Doutorado — University of Newcastle upon Tyne, Newcastle upon Tyne, England, 1999. 32, 68, 78

SILVEIRA, A. F. V. da. Modelagem, Construção, Testes e Análise de
Desempenho de um Gerador a Relutância Chaveado. Tese de Doutorado
— Universidade Federal de Uberlândia, Goiânia, GO, 2008. 29, 30, 34, 37, 38, 42, 44, 45, 68, 69, 73, 74, 79, 83

SOARES, F.; BRANCO, P. J. C. Simulation of a 6/4 switched reluctance motor based on matlab/simulink environment. 2001. 31

SOUSA, E. Rodrigues de; SILVA, F. Santos e; VIAJANTE, G. P. Implementação de um Controlador Fuzzy Microcontrolado de Velocidade do Motor CC Utilizando Conversor Dual. 2006. 30

SU, Z.; ZHANG, C.; WANG, M.; DAI, Z. Research on switched reluctance motor speed control system based on robust control. 2017. 32, 34

TONOMARU, J. Motivação, Fundamentos e Aplicações de Algoritmos Genéticos. 1995. 53

VIAJANTE, G. P. Gerador a Relutância Variável em Conexão com a Rede Elétrica para Injeção de Potência Ativa. Tese de Doutorado — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG, 2013. 32, 73, 85, 114

YILDIZ, A.; POLAT, M.; OZDEMIR, M. T. Design optimization of inverted switched reluctance motor using ant colony optimization algorithm. 2018. 33