

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS
CAMPUS ITUMBIARA**

ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO



Daniela Fernandes Marçon

Estudo do Motor de Relutância Variável (MRV) para Aplicações em Veículos Elétricos Híbridos (VEH)

ITUMBIARA/GO

2022



INSTITUTO FEDERAL
Goiás

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
SISTEMA INTEGRADO DE BIBLIOTECAS

TERMO DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAÇÃO NO REPOSITÓRIO DIGITAL DO IFG - ReDi IFG

Com base no disposto na Lei Federal nº 9.610/98, AUTORIZO o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, a disponibilizar gratuitamente o documento no Repositório Digital (ReDi IFG), sem ressarcimento de direitos autorais, conforme permissão assinada abaixo, em formato digital para fins de leitura, download e impressão, a título de divulgação da produção técnico-científica no IFG.

Identificação da Produção Técnico-Científica

- | | |
|--|---|
| ☐ Tese | ☐ Artigo Científico |
| ☐ Dissertação | ☐ Capítulo de Livro |
| ☐ Monografia – Especialização | ☐ Livro |
| ☒ TCC - Graduação | ☐ Trabalho Apresentado em Evento |
| ☐ Produto Técnico e Educacional - Tipo: _____ | |

Nome Completo do Autor: Daniela Fernandes Marçon

Matrícula: 20181040100121

Título do Trabalho: Estudo do Motor de Relutância Variável (MRV) para Aplicações em Veículos Elétricos Híbridos (VEH)

Autorização - Marque uma das opções

1. (X) Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso aberto);
2. () Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG somente após a data ____/____/____ (Embargo);
3. () Não autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso restrito).

Ao indicar a opção **2 ou 3**, marque a justificativa:

- () O documento está sujeito a registro de patente.
() O documento pode vir a ser publicado como livro, capítulo de livro ou artigo.
() Outra justificativa: _____

DECLARAÇÃO DE DISTRIBUIÇÃO NÃO-EXCLUSIVA

O/A referido/a autor/a declara que:

- i. o documento é seu trabalho original, detém os direitos autorais da produção técnico-científica e não infringe os direitos de qualquer outra pessoa ou entidade;
- ii. obteve autorização de quaisquer materiais inclusos no documento do qual não detém os direitos de autor/a, para conceder ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás os direitos requeridos e que este material cujos direitos autorais são de terceiros, estão claramente identificados e reconhecidos no texto ou conteúdo do documento entregue;
- iii. cumpriu quaisquer obrigações exigidas por contrato ou acordo, caso o documento entregue seja baseado em trabalho financiado ou apoiado por outra instituição que não o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

Itumbiara-GO, 17 /12 /2022.
Local Data

Assinatura do Autor e/ou Detentor dos Direitos Autorais

Página de assinaturas



Daniela Marçon
051.260.391-05
Signatário

HISTÓRICO

- | | | |
|-------------------------|---|--|
| 17 dez 2022
15:43:26 |  | Daniela Fernandes Marçon criou este documento. (E-mail: daniub@hotmail.com, CPF: 051.260.391-05) |
| 17 dez 2022
15:43:28 |  | Daniela Fernandes Marçon (E-mail: daniub@hotmail.com, CPF: 051.260.391-05) visualizou este documento por meio do IP 189.41.237.23 localizado em Uberlândia - Minas Gerais - Brazil. |
| 17 dez 2022
15:43:31 |  | Daniela Fernandes Marçon (E-mail: daniub@hotmail.com, CPF: 051.260.391-05) assinou este documento por meio do IP 189.41.237.23 localizado em Uberlândia - Minas Gerais - Brazil. |



Daniela Fernandes Marçon

Estudo do Motor de Relutância Variável (MRV) para Aplicações em Veículos Elétricos Híbridos (VEH)

Trabalho de conclusão de curso apresentado a banca avaliadora, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação junto ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás (IFG), Câmpus Itumbiara.

Orientador: Dr. Victor Regis Bernardeli

ITUMBIARA/GO

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

M321e Marçon, Daniela Fernandes
 Estudo do motor de relutância variável (MRV) para aplicação
 em veículos elétricos híbridos (VEH). / Daniela Fernandes
 Marçon. -- Itumbiara, 2022.
 87p. : il.

 Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia
 de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação,
 Ciência e Tecnologia de Goiás, Câmpus Itumbiara, 2022.

 Orientador: Prof. Dr. Victor Régis Bernardeli.

 1. Automóveis - Motores. 2. Controle elétrico. 3. Métodos
 de simulação I. Título. II. Bernardeli, Victor Régis. III.
 Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

CDD 621.46

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás
Biblioteca Maria Gabriela Pacheco Pardey / Câmpus Itumbiara
Bibliotecária: Rosiane Gonçalves de Lima CRB1/1684



INSTITUTO FEDERAL
Goiás

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS
CÂMPUS ITUMBIARA

Termo de Aprovação

Daniela Fernandes Marçon

Estudo do Motor de Relutância Variável (MRV) para Aplicações de Veículos Elétricos Híbridos (VEH)

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás – Câmpus Itumbiara, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado, em 01 de dezembro de 2022, pela banca examinadora constituída pelos seguintes membros:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Victor Régis Bernardeli - Orientador

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Prof. Dr. Marcos Antônio Arantes de Freitas - Membro Interno

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Prof. Dr. Bruno Gabriel Gustavo Leonardo Zambolini Vicente - Membro Interno

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Itumbiara – GO

2022

Documento assinado eletronicamente por:

- **Bruno Gabriel Gustavo Leonardo Zambolini Vicente**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 20/12/2022 07:54:30.
- **Marcos Antonio Arantes de Freitas**, DIRETOR GERAL - CD2 - CP-ITUMBIA, em 20/12/2022 07:53:53.
- **Victor Regis Bernardeli**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 20/12/2022 07:51:42.

Este documento foi emitido pelo SUAP em 20/12/2022. Para comprovar sua autenticidade, faça a leitura do QRCode ao lado ou acesse <https://suap.ifg.edu.br/autenticar-documento/> e forneça os dados abaixo:

Código Verificador: 358638

Código de Autenticação: 871019431a



Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás
Avenida Furnas, nº 55, Bairro Village Imperial, ITUMBIARA / GO, CEP 75524-010
(64) 2103-5612 (ramal: 5612)

Dedico esta monografia a minha família, que desde sempre me apoiou e incentivou a lutar pelos meus sonhos e metas. E também dedico ela aos meus fies amigos e companheiros Maya Marçon (in memoriam) e Leonardo Marçon.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, meus agradecimentos são dedicados a Deus, pois foi graças a ele que pude ter forças para superar os obstáculos da vida e assim conseguir cumprir com êxito meus objetivos e metas.

Em segundo lugar, meus agradecimentos são dedicados aos meus pais, por pacientemente sempre estarem ao meu lado me guiando e apoiando em cada decisão tomada. Mesmo quando o mundo parecia desmoronar, vocês sempre estiveram me incentivando com um amor incondicional e indescritível, e foi graças a isso que foi possível seguir adiante e estar aonde estou.

Meus fieis amigos, Maya Marçon (in memoriam) e Leonardo Marçon, deixo aqui registrado meu muito obrigado. Obrigado por alegrarem e tornarem os meus dias mais leves e também por sempre estarem comigo.

Meus agradecimentos se estendem a toda comunidade do IFG – Campus Itumbiara e a todos aqueles que de maneira direta ou indireta contribuíram para minha jornada ao longo do curso de Engenharia de Controle e Automação Industrial. Em especial, o meu agradecimento é destinado ao prezado professor Dr. Victor Regis Bernadeli, por sempre estar à disposição e também por todo conhecimento repassado.

Da escola de guerra da vida: o que não me mata, torna-me mais forte.
- Friedrich Nietzsche

RESUMO

Marçon, Daniela Fernandes. **Estudo do Motor de Relutância Variável (MRV) para Aplicações em Veículos Elétricos Híbridos (VEH).** 94 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Bacharelado em Engenharia de Controle Automação) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás – IFG, Itumbiara, 2022.

O presente trabalho contribui para o estudo de sistemas de tração elétrica. Abrangendo a aplicação deste sistema no contexto de veículos elétricos que utilizam motores a combustão e motores elétricos denominados veículos híbridos (VEH), os aspectos de desempenho dinâmico são construídos e implementados em ambiente *MATLAB/SIMULINK*. São envolvidas técnicas de controle a fim de reduzir as oscilações de conjugado, de modo a proporcionar uma melhora no desempenho do sistema. Todas as partes: conversor estático, estratégia de chaveamento, modelagem matemática do motor, controle de corrente, controle de conjugado são estudados e mostrados no trabalho assim como também serão levantadas as vantagens e desvantagens das aplicações dos MRV's. Todo o estudo apresentado possibilita a aplicação do MRV como viável para utilização em velocidade variável.

Palavras-chave: Control, Simulações, MRV, VEH.

ABSTRACT

Marcon, Daniela Fernandes. **Study of the Variable Reluctance Motor (MRV) for Applications in Hybrid Electric Vehicles (VEH)**. 94 p. Course Completion Work (Graduação em Bacharelado em Engenharia de Controle Automação) – Federal Institute of Education, Science and Technology of Goiás – IFG, Itumbiara, 2022.

This work contributed to the study of electric power systems. Taking the application of this system in the context of electric vehicles that use combustion engines and electric motors called hybrid vehicles (VEH), the dynamic performance aspects are built and implemented in the MATLAB/SIMULINK environment. Control techniques are involved in order to reduce conjugate oscillations, in order to provide better system performance. All the parts: static converter, keying strategy, mathematical modeling of the motor, current control, conjugate control are studied and shown in work as well as the advantages and disadvantages of the applications of the MRVs will also be raised. All the studies presented make it possible to apply MRV as viable for use at variable speed.

Keywords: Control, Simulations, MRV, VEH.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Veículo Elétrico Paralelo	26
Figura 2 - Veículo Elétrico Serial.....	26
Figura 3 - Veículo Elétrico Misto	27
Figura 4 - Regiões de operação do motor.....	28
Figura 5 - Sistema Veicular.....	28
Figura 6 - Plotagem do rotor MRV 8x6	30
Figura 7 - Plotagem do estator MRV 8X6.....	31
Figura 8 - Excitação da Fase	34
Figura 9 - Velocidade de referência	34
Figura 10 - Parâmetros do bloco referência de velocidade	34
Figura 11 - MRV 8x6	43
Figura 12 - Fases do MRV 8x6.....	43
Figura 13 - Modelagem pré estabelecida do MATLAB/SIMULINK.....	43
Figura 14 - Representação do Sistema de Acionamento do MRV	45
Figura 15 - Banco de capacitores	45
Figura 16 - Classes de conversores estáticos de energia.....	46
Figura 17 - Conversores Estáticos	49
Figura 18 - Conversor Half bridge trifásico.....	50
Figura 19 - Acionamento do Conversor Half bridge.....	50
Figura 20 - Sistema de Controle.....	57
Figura 21 - Malhas de Controle no Ambiente de Simulação MATLAB/SIMULINK.....	57
Figura 22 - Definição da Angulação.....	58
Figura 23 - Interior do Sensor de Posição.....	58
Figura 24 - Bloco do Produto	59
Figura 25 - Bloco Somador.....	59
Figura 26 - Interior do Subsistema	60
Figura 27 - Bloco Speed Reference	61
Figura 28 - Curva de Velocidade (rpm) Versus Tempo (s)	62
Figura 29 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s)	63
Figura 30 - Zoom da Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s)	63

Figura 31 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S).....	64
Figura 32 – Zoom da Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S)	64
Figura 33 - Zoom 2x da Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S)	64
Figura 34 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$	66
Figura 35 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$	66
Figura 36 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$	67
Figura 37 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$	67
Figura 38 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$	68
Figura 39 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$	68
Figura 40 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s)	70
Figura 41 - Zoom 2x da Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s)	70
Figura 42 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para 1 N.m	70
Figura 43 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para 3 N.m	71
Figura 44 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para 5 N.m	71
Figura 45 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para 1 N.m.....	71
Figura 46 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para 3 N.m.....	72
Figura 47 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para 5 N.m.....	72
Figura 48 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s) para $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$	73
Figura 49 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$	74
Figura 50 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$	75
Figura 51 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$	75
Figura 52 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$	76

Figura 53 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$ 76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros gerais do MRV 8x6.....	43
Tabela 2 - Parâmetros do estator.....	44
Tabela 3 - Parâmetros do rotor	44
Tabela 4 – Variação da carga (N.m)	65
Tabela 5 - Variação do θ_{off}	65
Tabela 6 - Variação do θ_{on}	66
Tabela 7 - Combinando os valores do θ_{on} e θ_{off} que apresentaram os maiores rendimentos	68
Tabela 8 - Resultados obtidos na simulação	69
Tabela 9 - Variação do θ_{off}	73
Tabela 10 - Variação do θ_{on}	74
Tabela 11 - Combinando os valores do θ_{on} e θ_{off} que apresentaram os maiores rendimentos	75
Tabela 12 - Comparativo entre malha aberta e malha de fechada.....	77
Tabela 13 - Estimativa de conjugado.....	77

LISTA DE SIGLAS

LISTA DE ABREVIATURAS

ABS (*Antilock Braking System* ou Sistema de Frenagem Antibloqueio)

AC (*Alternating Current* ou corrente alternada)

DSP (Compensador Digital de Sinais)

HEV (*Hybrid Electric Vehicles* ou Veículos Elétricos Híbridos)

IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor* ou Transistor Bipolar de Porta Isolada).

MRV (Motores de Relutância Variável)

PID (*Proportional Integrative e Derivative* ou Proporcional Integral Derivativo)

SCR (*Silicon Controlled Rectifier* ou Retificador Controlado de Silício)

SRM (*Switched Reluctance Motor* ou Motor de Relutância Variável)

VAR (*Volt-ampere Reactive* ou Volt Ampere Reativo)

HB (*Half Bridge* – Meia ponte)

SUMÁRIO

1. CAPÍTULO 1 – CONSTRUÇÃO E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	15
1.1 INTRODUÇÃO.....	15
1.2 OBJETIVOS.....	20
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	21
2. CAPÍTULO 2 – ESTUDO DA APLICAÇÃO DO MRV EM VEÍCULOS ELÉTRICOS.....	23
2.1 CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA.....	23
2.2 HEV	24
2.3 SISTEMA VEICULAR	27
3. CAPÍTULO 3 – MODELAMENTO E ASPECTOS GERAIS DO MRV	29
3.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS E CARACTERÍSTICAS GERAIS	29
3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MRV.....	36
3.3 MODELAGEM MATEMÁTICA	37
3.4 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO PROTÓTIPO UTILIZADO.....	42
3.4.1 BANCO DE CAPACITORES	45
3.4.2 CONVERSORES ESTÁTICOS.....	46
3.4.2.1 HALF BRIDGE	49
4. CAPÍTULO 4 – CONTROLE DO MRV	51
4.1 SISTEMAS DE CONTROLE.....	51
4.1.1 SISTEMAS DE CONTROLE MALHA FECHADA (SISTEMA DE CONTROLE COM REALIMENTAÇÃO).....	53
4.1.2 SISTEMAS DE CONTROLE MALHA ABERTA	55
4.2 SISTEMAS DE CONTROLE MALHA ABERTA E MALHA FECHADA UTILIZADAS NO PROJETO.....	55
5. CAPÍTULO 5 – SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	58
5.1 COMPONENTES DE ANÁLISE.....	58

5.2 SIMULAÇÃO SEM A INSERÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE	61
5.2.1 VERIFICAÇÃO DO COMPORTAMENTO DA CORRENTE (A) E DO CONJUGADO EM (N.M)	61
5.2.2 COMPORTAMENTO MEDIANTE VARIAÇÃO DOS ÂNGULOS θ_{ON} E θ_{OFF}	65
5.3 SIMULAÇÃO COM A INSERÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE	68
5.3.1 VERIFICAÇÃO DO COMPORTAMENTO DA CORRENTE (A) E DO CONJUGADO EM (N.M)	69
5.3.2 COMPORTAMENTO MEDIANTE VARIAÇÃO DOS ÂNGULOS θ_{ON} E θ_{OFF}	72
5.4 COMPARATIVO DO RESULTADO DE CONJUGADO ENTRE MALHA ABERTA E MALHA FECHADA.....	76
6. CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES FINAIS.....	78
REFERÊNCIAS.....	80
ANEXOS.....	89
1. CONCEITOS FUNDAMENTAIS ENVOLVENDO SISTEMAS DE CONTROLE	89
1.1 FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA.....	89
1.2 COMPENSADORES.....	89
1.3 CONTROLADOR PID	90
1.4 MÉTODO DO LUGAR GEOMÉTRICO DAS RAÍZES (LGR)	91
1.5 ANÁLISE NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	93

1 CAPÍTULO 1 – CONSTRUÇÃO E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

1.1 INTRODUÇÃO

O mundo atualmente sofre com os problemas de degradação ambiental oriundos do período da revolução industrial. Período ao qual, promoveu certas transformações na sociedade da época, impactando na criação e no desenvolvimento de novos comportamentos, paradigmas e modelos de sociedades. Como também, foi o grande responsável pelas mudanças ocorridas no setor econômico e social, impulsionado pela evolução tecnológica [60].

Apesar da grande contribuição dada para a nova realidade industrial, proporcionada pelo direcionamento da maquinofatura, essa fase também trouxe consigo algumas consequências. Entre os aspectos negativos, está o aumento dos impactos ambientais, queima de combustíveis fósseis, gestão hídrica inadequada, exploração massiva e sem planejamento dos recursos naturais e entre outros [58] e [64].

O uso racional dos recursos ambientais é um tema que vem se destacando na atualidade [1]. Pois, caso a exploração e o uso inconsciente dos elementos naturais continue em ritmo acelerado, a perspectiva é de que no futuro, esse quadro se agrave e acentue ainda mais. Envolvendo fatores como, a ausência de água potável, energia elétrica e alimentos, além de problemas de cunho social [54].

Mediante a essa problemática, iniciou-se em 1972, a ideia de desenvolvimento sustentável. Essa temática foi discutida durante a Primeira Conferência das Nações Unidas sobre o Meio Ambiente e Desenvolvimento, em Estocolmo, na Suécia [53]. Desde então, vem-se elaborando ao longo dos anos produtos e serviços tecnológicos que prezam pela questão da sustentabilidade.

Entre uma das modernidades proporcionadas no andamento da revolução industrial, está o surgimento dos veículos. Os primeiros modelos surgiram na primeira metade do século XIX, no qual utilizavam-se a máquina a vapor. Porém,

eram pesados, apresentavam baixa velocidade e utilizavam a queima do carvão mineral [56] e [57].

O avanço tecnológico aliado à evolução do homem foram os grandes responsáveis, por conceder inúmeras descobertas e aprimoramentos de produtos e serviços. Os veículos são um clássico exemplo disso. Pois, ao longo dos anos os motores ganharam mais eficiência e modernas estruturas [37]. Segundo [37].

“O automóvel e sua evolução nos dois últimos séculos é, sem sombra de dúvida, a invenção do homem que mais sofreu transformações. Ao longo dos anos, diversas inovações tem tornado os veículos mais rápidos, fortes e esteticamente mais atraídos. O desejo por veículos “inteligentes”, e que propiciem o máximo de conforto, segurança e bons resultados no consumo de combustível tem aumentado”.

Como aponta [39], a partir de 1970, o foco da tecnologia voltou-se ao desenvolvimento de carros mais seguros e econômicos, além disso contavam com o foco no cliente, centrado em proporcionar o prazer em dirigir. O desenvolvimento dos sistemas de freio antibloqueio (ABS), que apesar de ter sido incorporado ainda no século XX, mais precisamente em 1978 é presente e padronizado em todos os veículos até os dias atuais. Entretanto, os motores a combustão, ainda deixam a desejar no quesito economia e preservação ambiental.

Os óxidos nítricos e nitrosos expelidos pelos exaustores dos veículos a combustão e o CO₂ produzido pela queima de combustíveis fósseis, como o carvão e o petróleo, são elementos danosos não só para a camada de ozônio, mas também para a saúde humana [2]. Os dados do Instituto de Energia e Meio Ambiente (IEMA), revelam que os veículos no estado de São Paulo, são os responsáveis pela emissão de 72,6% de gases do efeito estufa. Sendo que, realizam o transporte de apenas 30% da população.

A camada de ozônio funciona como uma espécie de filtro, para a vida na Terra. Uma vez que, ela impede a passagem dos raios ultravioletas, denominados de UV-A, UV-B e UV-C, para a superfície da Terra [59]. Sem ela, haveria o aumento da radiação, e conseqüentemente, o envelhecimento

precoce, à supressão do sistema imunológico, desenvolvimento de câncer de pele, desequilíbrio ambiental e alterações graves na vida aquática [55] e [59]. Por isso, vem se pensando em maneiras de garantir a sua estabilidade [52].

Um exemplo, do uso da tecnologia tanto a favor tanto do meio ambiente quanto da humanidade, são os veículos híbridos [2]. Diferentemente dos veículos convencionais (a combustão), que emitem diversos poluentes como o enxofre, monóxido de carbono, gases de efeito estufa e óxidos de nitrogênio, os modelos híbridos conferem maior performance, rendimento, economia no que diz respeito ao uso dos combustíveis fósseis, maior densidade de potência (volumétrica e gravimétrica) e maior torque específico [1] e [2].

Os Motores de Relutância Variável (MRV), do inglês, *Switched Reluctance Motors* (SRM) são excelentes focos de estudo para a área de veículos híbridos [1]. Pois, conseguem oferecer inúmeras vantagens, como construção simples e robusta, alta velocidade, alta durabilidade, baixo custo, alta confiabilidade e podem operar com a perda de uma das fases [2], [3] e [40]. A robustez presente nesse motor, como apontam [31] e [40], o torna adequado para ambientes agressivos (sujeito a altas temperaturas e vibrações).

De acordo com [28].

“Embora as MRV’s sejam simples conceitualmente e em termos construtivos, a sua operação é um tanto complicada, requerendo uma eletrônica sofisticada para controlar e acionar o motor, de modo que seja possível conseguir características úteis de funcionamento”.

O MRV, de modo geral possui muitas recompensas, como boa eficiência e mais torque de partida em acelerações iniciais [2]. Apesar de existirem desde 1838, esses motores apenas passaram a serem amplamente utilizados na década de 70, promovidos pelos avanços tecnológicos no ramo da eletrônica [16]. Como apontado por [49].

“A eletrônica de potência progrediu com rapidez nos últimos anos, com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência que podem chavear altas correntes eficientemente em altas tensões. Uma vez que esses dispositivos oferecem alta confiabilidade e são de pequeno porte, a eletrônica de potência expandiu sua abrangência para diversas aplicações, como controle de

iluminação e de aquecimento, fontes reguladas de energia, motores acionadores DC (direct current ou corrente contínua) ou AC (alternating current ou corrente alternada) de velocidade variável, compensador estático VAR (volt-ampere reactive – reativo volt-ampere) e sistemas de transmissão DC em alta tensão”.

Complementando, [28] aponta que,

“Embora o conceito de MRV seja conhecido, já há muito tempo, apenas nas décadas recentes essas máquinas começaram a ter um amplo uso em aplicações de engenharia. Isso é devido em grande parte ao fato de que, embora sejam de construção simples, elas são um tanto complicadas de serem controladas. Por exemplo, para se produzir conjugado, deve-se conhecer a posição do rotor para que os enrolamentos de fase sejam apropriadamente energizados. A ampla disponibilidade e o baixo custo da microeletrônica de potência tornaram as MRV’s competitivas, em relação a outras tecnologias de motores, dentro de uma ampla faixa de aplicações”.

Esses motores podem funcionar com fluxo bidirecional de energia, ou seja, são capazes de atuarem convertendo energia elétrica em mecânica (motor) ou convertendo energia mecânica em elétrica (gerador) [44]. Além disso, sua carcaça é menor quando comparada aos outros motores de indução que possuem a mesma potência [28]. Segundo [2], o peso é um dos fatores que deve ser levado em consideração, já que motores volumosos aumentam o peso de todo o sistema, resultando em menor aceleração. E que por consequência, reduzem o desempenho geral dos veículos.

Outro fator positivo dos MRV’s, consiste na facilidade de realização do controle em uma ampla faixa de operação. Por ter essa característica, o uso em aplicações que requerem altas velocidades, colocam os MRV’s como soluções em potencial quando comparadas aos motores de indução [16].

Justamente, por não utilizarem enrolamentos no rotor e nem ímãs permanentes, esses motores apresentam flexibilidade de operação (motor – gerador), redução de perdas ôhmicas, além de serem opções mais baratas quando comparadas aos demais tipos de motores, como os que utilizam ímãs permanentes [40].

Além disso, cabe citar que construtivamente, há menor quantidade de aço e cobre no estator e maior quantidade de silício no circuito de acionamento.

Entretanto, justamente, por essa característica, geralmente a densidade de energia (J/Kg) é elevada [48].

Apesar da complexibilidade no acionamento de uma MRV, segundo [1], os MRV's começaram a encontrar o lugar certo no crescente mercado de propulsão elétrica. Precisamente, por possuir como características principais: a simplicidade de construção, design rígido, baixo custo de fabricação e de manutenção e baixas perdas no rotor [20]. A característica relacionada à facilidade da manutenção, recai sobre a simplicidade do enrolamento do estator. Pois, segundo [20] é possível tirar o enrolamento de uma fase sem comprometer os outros enrolamentos.

A alta tolerância a faltas, é outra característica presente nos MRV's que favoreceu para a sua utilização no ramo veicular. Sendo essa particularidade concebida graças à sua topologia de enrolamento modular e estrutura simples do rotor [2]. No qual, a construção do rotor se dá a partir do empilhamento de lâminas de aço [45]. Essa alta tolerância confere ao motor a possibilidade de continuar operando, caso ocorra algum curto circuito em um enrolamento da fase ou rompimento desse enrolamento sem ocorrer danos significativos a máquinas [20]. Por isso, essa é uma importante condição a ser avaliada, justamente, porque esse fator estar relacionado à segurança dos passageiros dos veículos.

Entretanto, o agente que está contribuindo para o impedimento da utilização em grande escala desses motores, é a presença das oscilações de torque, decorrentes da sua característica eletromagnética não linear associado à forma construtiva [20] e [47]. Fatores esses, dependentes da corrente e da posição do rotor. Outro fator também contribuinte, conforme apontado por [40] é a necessidade de chaveamento das fases

Os MRV's, por possuírem uma estrutura de polos salientes e sua alimentação ser proveniente de conversores estáticos de potência, tem-se a produção de oscilações de conjugado, que por sua vez ocasionam vibração e ruído elevado [20]. Como aponta [47], a presença de oscilações de torque e a característica não linear do torque, dependem da corrente e do ângulo do rotor.

A implementação de algoritmos e técnicas de controle em simulações computacionais, paramétricas são importantes, no sentido que as pesquisas nesta área se encontram atualmente em evidência. Assim, o presente trabalho propõe o desenvolvimento de um sistema de controle a fim de reduzir as oscilações de conjugado e conseqüentemente melhorar o desempenho do sistema.

Como apontado por [45], as oscilações de conjugado não podem existir em aplicações que exigem alto desempenho, que envolvem por exemplo, a robótica e controles como o de posição e velocidade.

Tendo em vista a crescente demanda na área de pesquisa e inovação em tração elétrica, o trabalho irá contribuir no campo de sistemas de controle aplicado em veículos híbridos. Apesar do progressivo interesse da comunidade científica nesse tipo de motor, há poucas publicações que remetem a uma análise dinâmica. Sendo assim, mediante ao aprofundamento do estudo feito, existe uma perspectiva significativa de contribuição no que diz respeito a aplicação do MRV.

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo o estudo das características gerais do MRV envolvendo elementos como: o seu funcionamento, estratégias de redução de conjugado, modelamento matemático e suas contribuições em aplicações que envolvem tração elétrica. Dessa forma, é apresentado como proposta central o desenvolvimento do controle de velocidade e de conjugado para os MRV's. Para tanto, será utilizado os controladores convencionais tipo PID (Proporcional Integral Derivativo) e malhas de controle.

Além disso, espera-se implementar um sistema de compensação de oscilação de torque para o acionamento. Todo o controle foi desenvolvido em ambiente *MATLAB/SIMULINK*. A primeira contribuição deste trabalho consiste no desenvolvimento de um método de controle, para fins de aplicação prática em veículos híbridos.

O controlador PID, prevê a eliminação de erros de desvio de controle e o gerenciamento de movimentos rápidos do processo [65]. Objetivando, um sistema de compensação de oscilação de torque pelo acionamento. Segundo [27], este tipo de controlador é o mais utilizado industrialmente, além de ser o mais estudado. Uma vez que ele possui versatilidade, simplicidade e capacidade de executar precisamente os processos industriais nos quais é empregado. Com isso, espera-se os seguintes resultados ao final do desenvolvimento do trabalho:

- Modelagem matemática do motor elétrico;
- Compreender as estratégias utilizadas no controle de conjugado do MRV;
- Entendimento do princípio de funcionamento e características do MRV;
- Entendimento e estudo dos conceitos relacionados a sistemas de controle;
- Construção, teste e validação do ambiente de simulação;
- Implementação de malha de controle de corrente aplicado ao motor;
- Implementação de malha de controle de conjugado;
- Construção controlador PID para controle de velocidade.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Tendo em vista o cumprimento dos objetivos supracitados, o presente trabalho se encontra estruturado da seguinte maneira:

No capítulo II foi realizado um estudo referente aos HEV. A ideia principal é mostrar de modo geral, como está procedendo o emprego dos MRV's no ramo veicular, englobando suas vantagens, contexto histórico e suas implicações.

Além disso, este capítulo e o anexo contam com a utilização de referências de autores como: [32], [34], [37] e [38].

O capítulo III é construído de modo a apresentar os aspectos construtivos, princípio de funcionamento, características gerais do protótipo utilizado para estudo, apresentação da modelagem matemática baseada no modelo proposto por [40], bem como as equações que envolvem a produção de conjugado. Para isso, são tomados como referências de autores como: [16], [28], [40] e [50]. Além disso, para melhor entendimento é apresentado um estudo referente aos assuntos pertinentes ao ramo da eletrônica de potência, baseando – se em autores como: [42] e [43].

Mediante a análise conceitual apresentada no anexo, o capítulo IV expõe mediante ao uso de malhas fechadas e malhas abertas, a composição do sistema de controle a ser adotado no trabalho.

O capítulo V traz a aplicação em ambiente *MATLAB/SIMULINK* do sistema de controle apresentado no capítulo IV. Desse modo, a fim obter um quadro comparativo são exibidos os resultados encontrados a partir das simulações realizadas com e sem a inserção do sistema de controle (malhas de controle de velocidade, conjugado e corrente).

No capítulo VI são descritas as conclusões finais acerca do trabalho e as possíveis contribuições futuras.

E por fim, objetivando o esclarecimento e aprofundamento do conhecimento, o anexo tem como objetivo central, descrever os conceitos fundamentais que cercam os sistemas de controle como: função transferência, compensadores, controlador PID, método do lugar geométrico das raízes e o método de análise no domínio da frequência.

2 CAPÍTULO 2 – ESTUDO DA APLICAÇÃO DO MRV EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

2.1 CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA

Os MRV's são um dos tipos de motores elétricos mais antigos que se tem registro [16]. E apesar de possuir alguns fatores limitantes, como a impossibilidade de conexão diretamente à rede de alimentação e a necessidade de conhecimento da posição instantânea do rotor [45] e [48], em determinadas aplicações, os MRV's ainda são vistos como mais vantajosos quando comparados aos demais tipos [16].

Ainda segundo [16], essas vantagens se resumem ao fato deles possuírem bom rendimento, baixa inercia uma estrutura simples e robusta. Além de dispensarem o uso de ímãs permanentes, comutadores e escovas [16] e [48].

Como apontam [29] e [30], o primeiro motor de relutância variável no qual se tem registros surgiu em 1838, por Robert Davidson. A aplicação escolhida era um pequeno veículo capaz de transportar apenas duas pessoas. Quatro anos depois, ele utilizou esse mesmo motor para operar um locomotiva na ferrovia entre Glasgow e Edimburgo que possuía 2,4 km de extensão, as baterias tinham uma autonomia para operarem por até duas horas e alcançavam até 6,4 km/h.

Apesar desses e de outros acontecimentos, esses motores acabaram caindo no esquecimento, justamente, pelo desempenho limitado e pelos avanços dos modelos de motores de corrente contínua. Segundo [29], no final da década de 70, houve grandes estudos voltados a utilização de baterias nos veículos advindas das Universidades de *Leeds* e *Nottingham* patrocinadas pela *Chloride Technical Ltd.*, e a partir desse ocorrido, pode – se dizer que houve início da era moderna do automotor de relutância comutada.

A partir de 1960, com a chegada dos tiristores e transistores de potência, foi possível haver a elaboração de novos métodos de acionamentos nas maquinas [48]. Segundo [29], a retomada dos motores de relutância ocorreu, justamente, por meio do emprego dos tiristores e transistores (*PowerMosfets* e

IGBTs). No qual foi possível solucionar o problema de comutação de fases, graças as melhorias nos materiais ferromagnéticos, do desencadeamento da regulação e dos controles eletrônicos.

Como apontado por [41], em determinados países, os MRV's já são fabricados em larga escala, e são empregados nos mais diferentes tipos de aplicações, incluindo bombas, acessórios automotivos, veículos elétricos, eletrodomésticos, maquinaria têxtil e entre outros.

2.2 HEV

Os sistemas de controle aplicados em sistemas de transmissão híbridos avançados, como aponta [37],

“...oferecem melhora no consumo de combustível enquanto intensifica a experiência a condução de um veículo”.

Ainda segundo [37],

“Exemplos de sistemas inteligentes nos veículos incluem o controle de temperatura ambiente, o controle da velocidade de cruzeiro, os sistemas de freios antibloqueio (ABS), as suspensões ativas que reduzem a vibração do veículo em terrenos acidentados ou melhoram a estabilidade, as molas a ar que mantêm automaticamente o nível do veículo quando este é sujeito a altas acelerações (além de propiciar um melhor percurso), a dinâmica veicular integrada, que oferece um controle do movimento de guinada quando o veículo apresenta instabilidade direcional (understeer ou oversteer) (pela ativação dos freios para recuperar o controle do veículo), os sistemas de controle de tração para evitar o deslizamento das rodas durante uma aceleração e as barras antirrolagem para propiciar ao veículo uma rolagem “controlada”.

Nesse sentido, de acordo com [37], as aplicações tradicionais de controle são encontradas em:

– **Controle de velocidade do veículo:** Para esse controle, geralmente são utilizadas duas entradas: o esterçamento e aceleração, e duas saídas: a orientação e velocidade do veículo.

– **Controle de marcha lenta:** A principal vantagem desse controle é fazer com que o motor não afogue já que não haverá a parada do motor no momento em que ocorrer a aplicação de uma carga repentina.

Segundo [34],

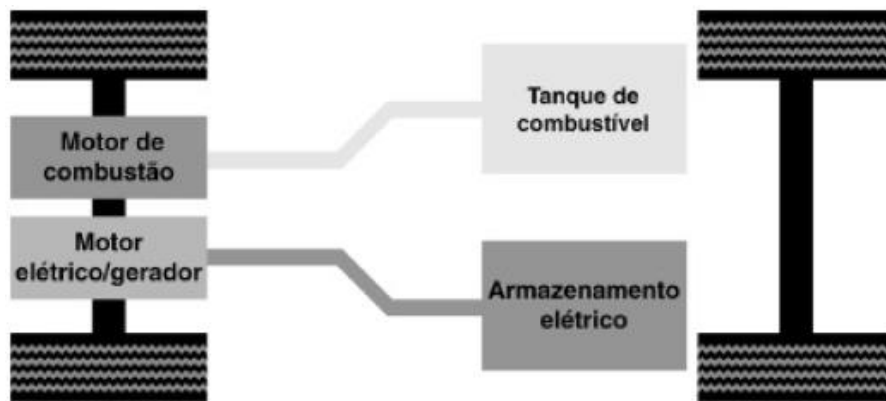
“A utilização de carros híbridos está se tornando cada vez mais popular. Um veículo elétrico híbrido (HEV — hybrid electric vehicle) combina máquinas elétricas com um motor de combustão interna (ICE — internal combustion engine) tornando possível (em conjunto com outras medidas de redução de consumo de combustível, como parar o ICE em semáforos) a utilização de motores a gasolina menores e mais eficientes. Assim, as vantagens da eficiência da transmissão elétrica são obtidas, enquanto a energia necessária para alimentar o motor elétrico é armazenada em um tanque de combustível embarcado e não em um grande e pesado conjunto de baterias”.

A *Land Rover 110 Defender*, lançada em 2013, é um exemplo de aplicação do MRV (potência nominal de 70 Kw) associada a uma bateria de íons de lítio (300 V) em HEV. O qual entregou uma autonomia de 80 km operando com carga completa e alcançou uma velocidade máxima de 110 km/h [40, 46, 51 e 62].

Como apontado por [34], de acordo pela maneira que se organiza o fluxo de energia em um carro híbrido, é possível classifica-lo em três tipos distintos, e esses tipos são:

– **Veículo Elétrico Híbrido Paralelo:** No qual as baterias funcionam por “cinemática”, pois ao mover o carro utilizando o motor à combustão, as baterias passam a ser recarregadas. Sendo esse processo realizado de modo automático. A Figura 1, representa esse tipo, além disso cabe lembrar que, de acordo com [34], o conjunto de baterias se faz necessário, pois é a partir dele que será possível o fornecimento de potência extra para o motor elétrico quando houver a necessidade de realizar uma aceleração rápida.

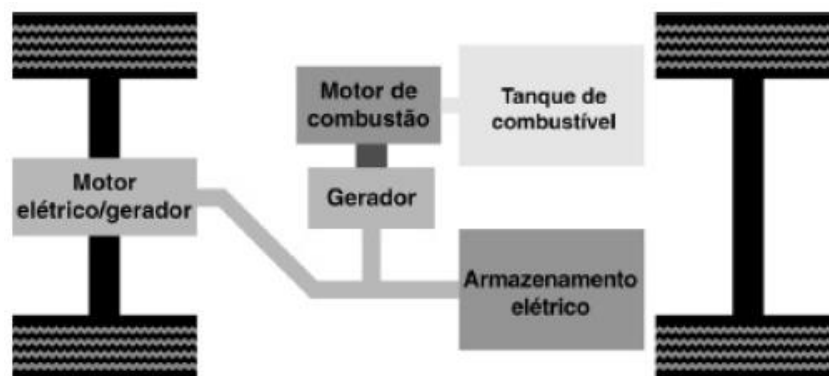
Figura 1 - Veículo Elétrico Paralelo



Autor: [34]

– **Veículo Elétrico Híbrido Serial:** Representado por meio da Figura 2, neste tipo, apenas o motor elétrico gera tração, enquanto o motor a combustão é usado para alimentar a bateria. Como aponta [34], o motor de combustão liga somente o gerador, que por sua vez se encarrega de realizar a recarga das baterias e/ou alimentar o motor elétrico por meio de um inversor ou conversor.

Figura 2 - Veículo Elétrico Serial



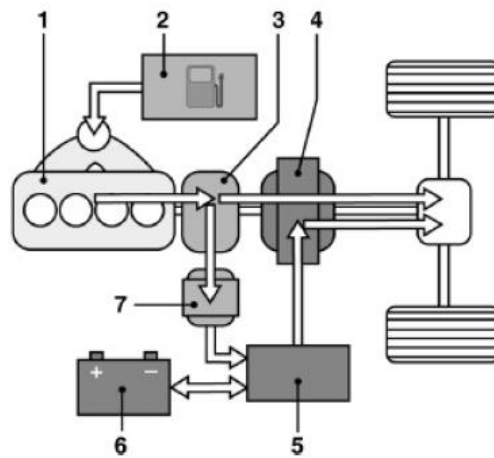
Autor: [34]

– **Veículo Elétrico Misto:** Como representado pela Figura 3, é notório a presença da mistura dos outros dois tipos. Segundo [34],

“Esses carros utilizam uma engrenagem planetária (3) como uma transmissão de potência dividida para permitir que parte da potência do ICE seja aplicada mecanicamente ao eixo das rodas. A outra parte é convertida em energia elétrica através do alternador (7) e do inversor (5) para alimentar o motor elétrico (à frente da transmissão) e/ou para carregar a bateria de alta tensão (6). Dependendo das condições de condução, o ICE, o motor elétrico, ou ambos propulsionam o veículo”.

Figura 3 - Veículo Elétrico Misto

1. Motor de combustão interna; 2. tanque;
3. engrenagem planetária; 4. motor elétrico; 5. inversor;
6. bateria; 7. alternador



Autor: [34]

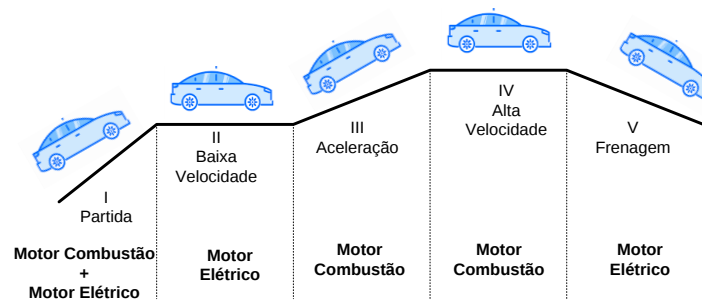
2.3 SISTEMA VEICULAR

Os MRV's são capazes de proporcionarem um aumento na capacidade de geração, assim como realizarem frenagens regenerativas [48]. Conforme visto na Figura 4, tendo por base a posição do rotor, a corrente no enrolamento do estator poderá ser ligada e desligada [2]. Com base na velocidade os motores (elétrico ou a combustão) podem operar individualmente ou em conjunto.

Dessa forma, os motores elétricos podem auxiliar na propulsão do veículo, pois possuem a capacidade de gerarem energia quando é preciso. E já quando é necessário desacelerar, a energia não é perdida, mas sim armazenada. Como aponta [20], as características presentes em sistemas práticos de acionamentos (motor e inversor) são descritas abaixo:

- Baixo custo;
- Conjugado constante independentemente da posição angular do rotor;
- Uma faixa desejada de velocidades de funcionamento;
- Alto rendimento;
- Relação elevada entre conjugado e massa.

Figura 4 - Regiões de operação do motor

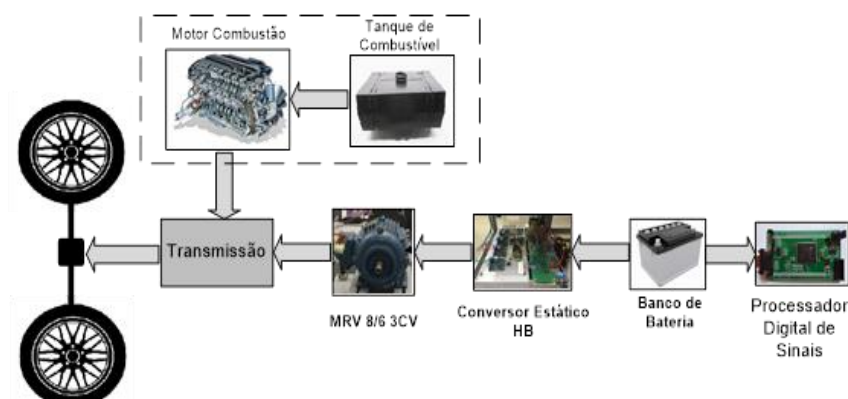


Autor: Adaptado [2]

A Figura 5 traz o layout esquemático de veículos elétricos e híbridos elétricos [2]. O ciclo de funcionamento dessa construção apresentada é descrito abaixo:

1. O tanque de combustível, é o responsável pelo funcionamento do motor a combustão. E por ser *flex*, ele poderá ser de gasolina ou etanol.
2. A transmissão acopla o motor de combustão e o motor de relutância variável.
3. O conversor estático HB (*half bridge*), engloba a chave de potência com seus respectivos *gates drives* (circuitos destinados ao acionamento de transistores do tipo *Mosfet* e *IGBT's* como chaves eletrônicas).
4. O banco de bateria poderá ser composto por baterias comuns ou por capacitores e poderá ser organizado de modo a fornecer a tensão para o conversor estático.
5. DSP (Compensador digital de sinais), é capaz de realizar a conversão de sinais entre analógicos e digitais e vice-versa.

Figura 5 - Sistema Veicular



Autor: Adaptado [2]

3 CAPÍTULO 3 – MODELAMENTO E ASPECTOS GERAIS DO MRV

3.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS E CARACTERÍSTICAS GERAIS

Os MRV's podem funcionar para frente e para trás [1], como um motor ou gerador. O nome “relutância variável” deriva do comportamento desempenhado por esse motor, no qual a partir da movimentação do rotor e a presença da dupla saliência, ocasionarem variações na relutância do circuito magnético do motor, que por sua vez, promovem variações na indutância dos enrolamentos das fases do motor [45].

De acordo com [16], o conjugado é produzido a partir do deslocamento do rotor para o local no qual a indutância do enrolamento energizado seja máxima (ou a relutância seja mínima). Ou seja, a produção do conjugado se dá por meio da variação da relutância do circuito magnético. O perfil do conjugado sofre influência por parte de dois fatores: estrutura de dupla saliência (polos no rotor e no estator) e pelas fases receberem energização de forma individual e sucessiva [45].

Como apontado por [50],

“Como o conjugado depende da derivada da indutância em relação à posição angular, esse alinhamento simultâneo de pontos de indutância máxima ou mínima produz necessariamente um conjugado líquido nulo”.

Quando os polos se encontram desalinhados, a indutância será mínima. Já quando os polos estão alinhados, a relutância é mínima, fazendo com que o conjugado produzido seja nulo. E é graças a essa característica que é necessário o conhecimento da posição angular do rotor e dos sensores de posição para determinar os instantes de comutação da corrente entre as fases [45].

Por exemplo, para determinar se uma MRV simétrica terá ou não posições de conjugado nulo, considere ela possuindo: p_s polos de estator e p_g polos no rotor. Caso a razão p_s/p_g seja um número inteiro não haverá a presença de conjugado nulo [28]. Para o caso estudado, o MRV utilizado possui 8 polos de

estator e 6 polos de rotor, ao realizar essa análise é notório que a razão não será um número inteiro, logo haverá a presença de conjugado nulo.

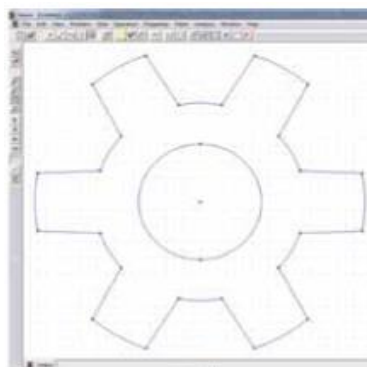
Os sensores de posição acoplados ao eixo do motor fornecem as posições para que o fornecimento de corrente fique sincronizado, garantindo então a melhoria no conjugado [20].

O MRV possui polos salientes no rotor e no estator [20]. Como apontado por [40], o número de polos está relacionado com as oscilações no conjugado, sendo assim, configurações que possuem maior número de polos apresentarão menores oscilações no conjugado, mas para que isso seja possível é necessário um conversor com maior número de dispositivos de acionamento.

Elevados números de polos no rotor ocasionam a diminuição das oscilações de conjugado produzido, entretanto, geram uma menor relação entre o valor máximo e o mínimo da indutância de fase. Com isso, tem – se a necessidade de aumentar a corrente e a tensão do circuito de acionamento do motor [45].

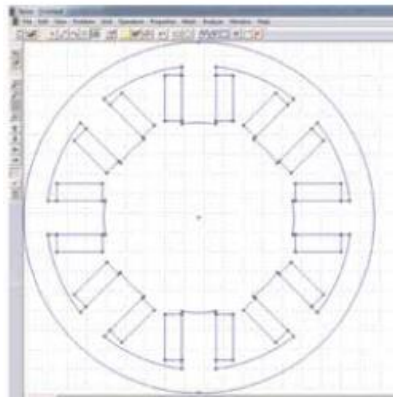
Em relação ao seu aspecto construtivo, segundo [16], o rotor, apresentado pela Figura 6, é construído de lâminas de material ferromagnético fixadas ao longo do eixo formando polos salientes, característica que garante robustez e maior rendimento do motor. Além disso, cabe citar que o rotor não possui enrolamentos e nem ímãs permanentes [20]. Já o estator, conforme mostrado pela Figura 7, possui enrolamentos de fase independentes, do tipo concentrado [16] e [20].

Figura 6 - Plotagem do rotor MRV 8x6



Autor: [61]

Figura 7 - Plotagem do estator MRV 8X6



Autor: [61]

Para que o fluxo produzido pelos polos seja do tipo aditivo, de acordo com [16], é preciso que cada fase seja constituída de dois enrolamentos, localizados em polos diametralmente opostos e conectados em série. Além disso, devido a saliência do estator aumentar a diferença existente entre os valores máximo e mínimo da indutância, é possível aperfeiçoar as características de produção de conjugado da máquina.

Os enrolamentos, por sua vez, são formados por uma série de circuitos elétricos independentes, que podem ser energizados de duas maneiras: separadamente ou simultaneamente através de pulsos unidirecionais de corrente nas fases [16].

O sentido da corrente não é visto como sendo um elemento que atua influenciando no sinal do conjugado. Desse modo, a corrente fluirá em concordância do sentido mais conveniente [45]. Esse fato garante que o acionamento do motor seja de fato mais simples, já que dispensa o uso de corrente reversa. Desse modo então, é possível que o circuito de controle utilize em determinados modos de operação, apenas uma chave por fase, ocasionando a redução do custo e da complexidade do conjunto motor/conversor [16].

Geralmente não há outras correntes no rotor em um MRV bem projetado, garantindo desse modo que não exista dinâmicas associadas ao rotor. Diferentemente, do que acontece com as máquinas de corrente alternadas do tipo síncrona e de indução [28].

O equacionamento descrito por [16], demonstra o trabalho mecânico necessário para mover o rotor:

$$dW_{mec} = dW_{ele} - dW_{cpo} \quad \text{Eq. 3.1.1}$$

dW_{mec} = energia mecânica diferencial de saída, incluindo perdas por atrito e ventilação

dW_{ele} = energia elétrica diferencial de entrada, descontadas as perdas resistivas

dW_{cpo} = energia de campo diferencial

No qual,

$$dW_{ele} = v \cdot i \cdot dt - i^2 \cdot r \cdot dt \quad \text{Eq.3.1.2}$$

v = tensão aplicada aos terminais do enrolamento

r = resistência do enrolamento

i = corrente no enrolamento

$$dW_{cpo} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} i d\lambda \quad \text{Eq.3.1.3}$$

Considerando movimento mecânico nulo, tem se que o termo dW_{mec} é igual a zero, logo:

$$dW_{ele} = dW_{cpo} \quad \text{Eq.3.1.4}$$

Como aponta [28],

“Para cada fase de uma MRV, a indutância de fase é periódica em relação à posição angular do rotor. Assim, a área abaixo da curva de $dL/d\phi_m$, calculada em um período completo de $L(\phi_m)$, é zero, isto é,

$$\int_0^{\frac{2\pi}{p_s}} \frac{dL(\phi_m)}{d\phi_m} d\phi_m = L(2\pi/p_s) - L(0) = 0 \quad \text{Eq.3.1.5}$$

Em que p_s é o número de polos do rotor”.

A não presença de enrolamentos e ímãs permanentes nos rotores, garante que todas as perdas resistivas se concentrem no estator. Desse modo, as perdas joule acabam se concentrando no estator [16]. Por ser acessível às

perdas térmicas, é possível a realização da refrigeração no estator, permitindo desse modo que seja concebível a existência de um menor motor para um determinado tamanho e potência [28].

Ou seja, é possível haver a operação com maiores densidades de corrente nos enrolamentos, quando comparado a máquinas convencionais [16]. Além disso, o seu funcionamento é simplório, visto que o estator atua na excitação da máquina.

$$T_{Mec} = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_{11}(\phi_m)}{d\phi_m} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_{11}(\phi_m - 90^\circ)}{d\phi_m} \quad \text{Eq.3.1.6}$$

Por meio da equação 3.1.6 dada por [28], é possível notar que os efeitos de indutância mútua são desprezíveis. O conjugado, então é proporcional ao quadrado das correntes nas fases e à derivada da indutância em relação à posição do rotor [16].

Como afirma [28],

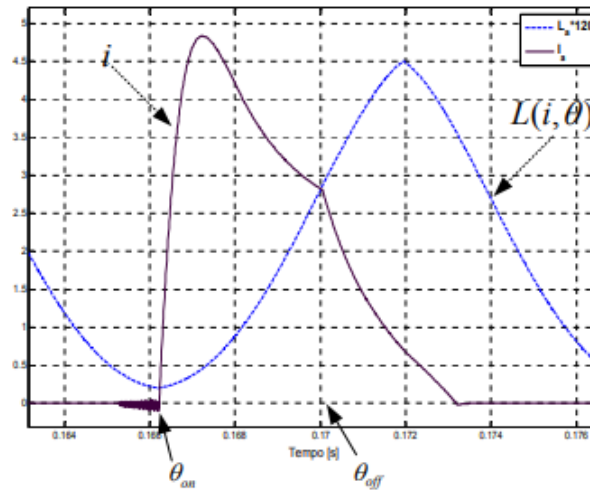
“A expressão do conjugado consiste em uma soma de termos, cada um dos quais é proporcional ao quadrado de uma corrente de fase individual. Como resultado, o conjugado depende apenas do módulo das correntes de fase e não de suas polaridades. Assim, a eletrônica que fornece as correntes de fase para essas máquinas pode ser unidirecional; isto é, correntes bidirecionais não são necessárias”.

Além disso, é importante ressaltar que conjugados pulsantes que surgem sobre as fases individuais, devem ser evitados, justamente, porque eles são capazes de atuarem produzindo esforços destrutivos, gerando assim vibrações e ruídos demasiados [28].

A excitação da fase envolve os ângulos denominados θ_{on} (fase energizada) e θ_{off} (fase desenergizada), conforme visto pela Figura 8. Na região de indutância mínima (antes do início do aumento da indutância), é que está concentrado o ângulo θ_{on} e é onde a fase receberá a tensão nominal. Isso ocorre para certificar que haverá uma alta taxa de crescimento da corrente na fase. Quando houver início a sobreposição dos polos ocorrerá um decréscimo da corrente devido a variação positiva do valor da indutância. Sendo assim, a fase

será desligada no ângulo de θ_{off} fazendo com que até que a corrente se torne nula [45].

Figura 8 - Excitação da Fase



Autor: [45]

Já em relação a velocidade de referência adotada, ela é um bloco de parâmetro, disponibilizado pelo próprio software *MATLAB/ SIMULINK*, conforme presente na Figura 9. Esse bloco possui a capacidade de gerar um sinal mudando em horários especificados, e além disso a saída é mantida em 0 até o primeiro tempo de transição especificado. Os parâmetros definidos para a simulação são descritos pela Figura 10.

Figura 9 - Velocidade de referência



Figura 10 - Parâmetros do bloco referência de velocidade

Parameters

Time (s):
[0 1 2]

Amplitude:
[1000 2000 1000]

Sample time:
Ts

Para uma MRV de fases independentes, a relação entre tensão e corrente da j -ésima fase consiste em:

$$v_j = R_j i_j + \frac{d\tau_j}{dt} \quad \text{Eq. 3.1.7}$$

$$\tau_j = L_{jj} (\phi_m) i_j \quad \text{Eq. 3.1.8}$$

$$v_j = \left[R_j + \frac{dL_{jj}(\phi_m)}{d(\phi_m)} \frac{d\phi_m}{dt} \right] i_j + L_{jj}(\phi_m) \frac{di_j}{dt} \quad \text{Eq. 3.1.9}$$

As equações representadas acima, dadas por [28], demonstram a complexidade existente e além disso, retratam que é necessário um certo período de tempo para que as correntes firmem nos enrolamentos de fase após a aplicação da tensão na fase [28].

O atraso de tempo existente juntamente com a elevação da corrente pode limitar o conjugado máximo. E a queda da corrente pode acarretar em um conjugado negativo, caso exista corrente circulando no momento em que $dL/d\phi_m$ inverte o sinal [28].

Ainda segundo [28], as MRV's utilizam os materiais magnéticos para as seguintes finalidades: direcionar e dar forma aos campos magnéticos da máquina e elevar a densidade de fluxo magnético. Afim de se obter o máximo benefício proveniente do material magnético, é utilizado uma densidade de fluxo elevada fazendo com que o material magnético esteja em saturação sob condições normais de operação.

A saturação faz com que o processo de conversão de energia se torne mais eficiente. Como aponta [16], os efeitos da saturação podem ser encontrados em seu nível máximo no momento em que $\theta = 0^\circ$, em outras palavras é quando os polos do estator e do rotor estão alinhados e o entreferro é pequeno. E os efeitos da saturação são menores para os ângulos maiores, quando o rotor se aproxima de posições desalinhadas.

Além disso, cabe lembrar que a presença da não linearidade, promovidas graças a saturação do circuito magnético e também devido a dependência

quadrática do conjugado com a corrente fazem com que as oscilações de conjugado sejam mais intensas [45].

Como apontado por [40], há uma influência negativa no conjugado, promovida devido a presença da saturação magnética. Já que a mesma promove uma curvatura no perfil de indutância nas proximidades dos pontos de alinhamento dos polos do estator e do rotor.

De acordo com [16], a saturação dificilmente pode ocorrer em situações nas quais os polos permanecem totalmente desalinhados. Já que como a relutância do circuito magnético estará alta, haverá a baixa densidade de fluxo. Mediante essa análise é notório a influência da saturação magnética no funcionamento como um todo da máquina, além disso, por meio de sua ação ela é capaz de limitar o nível de conjugado disponível no eixo da máquina, assim como promover a redução da potência requerida do conversor para uma dada potência de saída da máquina. Essa característica, permite que haja um aumento no rendimento global do sistema, além de permitir a viabilidade do barateamento do conversor, já que ele poderá ser menor.

3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MRV

O MRV é um motor elétrico, e sua operação é baseada no princípio de relutância mínima [20]. Por exemplo, na máquina de relutância variável duplamente saliente de duas fases, de acordo com [50],

“... a indutância por fase dessa configuração varia desde um valor máximo, quando o eixo do rotor está alinhado com o eixo daquela fase, até um mínimo, quando são perpendiculares”.

Nesse sentido [45] aponta que, ao ser energizado um enrolamento do estator, um conjunto de relutância ocasiona o deslocamento da parte móvel da máquina para a região na qual o circuito magnético possua menor relutância para o campo magnético gerado no estator. A principal justificativa para tal funcionamento recai sob sua característica construtiva, possuir polos salientes tanto no rotor quanto no estator.

Para que haja um movimento contínuo do rotor é necessário excitar sequencialmente as fases da máquina [45]. Por meio dessa excitação, o rotor irá girar como uma espécie de sequência de passos, e o giro ocorrerá mediante a um ângulo específico a cada passo [28].

Conforme apontado por [44], como o MRV é bidirecional, o funcionamento do modo de operação pode ser alterado através de modificações no conversor e no ângulo de chaveamento. Desse modo a fase será energizada quando:

- **Motor:** A energização da fase ocorre quando a derivada da indutância de fase em relação à posição é do tipo positiva ou crescente;
- **Gerador:** A aplicação de pulsos de corrente ocorre nas fases nas quais a derivada é do tipo negativa ou decrescente.

3.3 MODELAGEM MATEMÁTICA

Como aponta [16], por meio da modelagem matemática é possível fazer com que a simulação computacional retrate exatamente o comportamento do motor. Entretanto, a modelagem matemática do MRV é dificultada por ele possuir uma alta não linearidade magnética [47].

As causas associadas a essa não linearidade, são justificadas por [16], como sendo:

- A indutância das fases sofrer com variações advindas da corrente e também de acordo com a posição do rotor;
- Operação com material magnético em saturação;
- Duração para a alimentação com pulsos de tensão ou corrente, dependente da posição do rotor e da configuração e largura dos polos.

A modelagem matemática escolhida refere-se a máquina 8x6 (8 polos no estator e 6 polos no rotor), com potência nominal de 3 cv. Sendo assim, a partir da matriz de estado do motor, implementou-se a modelagem utilizando o software *MATLAB/ SIMULINK*. Cabe ressaltar que, a modelagem matemática

utilizada tem por base a tese de mestrado presente em [40]. Para fins de entendimento e compreensão essa modelagem é definida logo abaixo:

– O cálculo utilizado para determinar a tensão na fase da máquina, é:

$$v = R_f i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + e \quad Eq. 3.3.1$$

Onde,

v = Tensão na fase da máquina (V);

R_f = Resistência do enrolamento da fase (Ω);

i = Corrente que circula no enrolamento da fase (A);

$L(\theta, i)$ = Indutância da fase, dependente da posição do rotor e da corrente da fase (H);

e = Força contra eletromotriz (V).

– A relação entre fluxo enlaçado e a indutância é dada por:

$$\lambda(\theta, i) = L(\theta, i) i \quad Eq. 3.3.2$$

Onde,

$\lambda(\theta, i)$ = Fluxo enlaçado pelo enrolamento da máquina (Wb)

– A força contra eletromotriz:

$$e = i \omega_m \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad Eq. 3.3.3$$

Onde,

w_m = Velocidade angular mecânica do eixo (rad/s)

Realizando as devidas substituições, o comportamento da tensão no circuito equivalente será dado por:

$$v = R_f i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i w_m \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad \text{Eq. 3.3.4}$$

– A potência de entrada do circuito equivalente será dada por:

$$p_e = vi \quad \text{Eq. 3.3.5}$$

p_e = Potência instantânea na entrada do circuito (VA)

Logo, realizando as devidas substituições, tem – se que:

$$p_e = R_f i^2 + i L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i^2 w_m \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad \text{Eq. 3.3.6}$$

– Aplicando determinadas ferramentas matemáticas, tem – se que:

$$p_e = R_f i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad \text{Eq. 3.3.7}$$

– Potência instantânea de entrada tem como componentes:

$$p_{ent} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} w_m \quad Eq. 3.3.8$$

Onde,

p_{ent} = Potência instantânea entregue no entreferro (W)

– Torque eletromagnético, tem-se que:

$$T_{emg} = \frac{P_{ent}}{w_m} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad Eq. 3.3.9$$

– Produção de torque eletromagnético, é dado por:

$$T_{emg} = T_a + T_b + T_c + T_d \quad Eq. 3.3.10$$

Onde,

T_a = Torque eletromagnético produzido pela fase A (N.m);

T_b = Torque eletromagnético produzido pela fase B (N.m);

T_c = Torque eletromagnético produzido pela fase C (N.m);

T_d = Torque eletromagnético produzido pela fase D (N.m);

Substituindo, tem – se que:

$$T_{emg} = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{\partial L_b(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{\partial L_c(\theta, i)}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_d^2 \frac{\partial L_d(\theta, i)}{\partial \theta} \quad Eq. 3.2.11$$

– Torque mecânico disponível a carga:

$$T_{mec} = T_{emg} - D_{wm} - j \frac{d_{wm}}{dt} \quad Eq. 3.3.12$$

Onde,

D = Coeficiente de atrito viscoso do sistema (kg.m²/s)

J = Momento de inércia do sistema (kg.m²)

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ T_{mec} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_d & 0 & 0 \\ m & n & p & q & -D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ W_m \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a(\theta, i) & 0 & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a(\theta, i)}{\partial \theta} \\ 0 & L_b(\theta, i) & 0 & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b(\theta, i)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c(\theta, i) & 0 & 0 & i_c \frac{\partial L_c(\theta, i)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & L_d(\theta, i) & 0 & i_d \frac{\partial L_d(\theta, i)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Eq. 3.3.13$$

Sendo:

$$m = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a(\theta, i)}{\partial \theta} \quad Eq. 3.3.14$$

$$n = \frac{1}{2} i_b^2 \frac{\partial L_b(\theta, i)}{\partial \theta} \quad Eq. 3.3.15$$

$$p = \frac{1}{2} i_c^2 \frac{\partial L_c(\theta, i)}{\partial \theta} \quad Eq. 3.3.16$$

$$q = \frac{1}{2} i_d^2 \frac{\partial L_d(\theta, i)}{\partial \theta} \quad Eq. 3.3.17$$

De modo geral, tem-se que:

$$[V] = [R][I] + [L][\dot{I}] \quad Eq. 3.3.18$$

Por fim, a equação final que representa o comportamento de cada fase da máquina em qualquer instante é dada por:

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad Eq. 3.3.19$$

3.4 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO PROTÓTIPO UTILIZADO

O motor de estudo foi construído através do projeto PROAPP – IFG em parceria com [40]. Dessa forma, a matriz de estado do motor, leva em consideração os parâmetros do protótipo projetado por [40], assim como a modelagem matemática e os dados levantados a partir de ensaios experimentais contidos nas Tabelas 1, 2 e 3. Além disso, cabe citar que, conforme visto pelas Figuras 11 e 12, a carcaça utilizada é de um motor de indução, mas internamente ele é um motor de relutância variável do tipo 8x6.

O método de integração abordado diz respeito a matriz de estados do motor. Sendo assim, a obtenção da matriz de estados implica no conhecimento das equações básicas que envolvem as grandezas mecânicas e elétricas dos MRV's. A modelagem matemática do sistema e as simulações computacionais voltadas ao estudo proposto, juntamente, com a compreensão para a determinação de parâmetros corretos servem de subsídios para futuras implementações práticas.

A simulação realizada foi iniciada tomando como base a modelagem pré-estabelecida pelo software *MATLAB/SIMULINK*, apresentado pela Figura 13. Porém, para adequar os parâmetros elétricos e mecânicos do motor em estudo, foram feitas modificações no modelo a fim de emular o comportamento do motor mais próximo do real.

Figura 11 - MRV 8x6

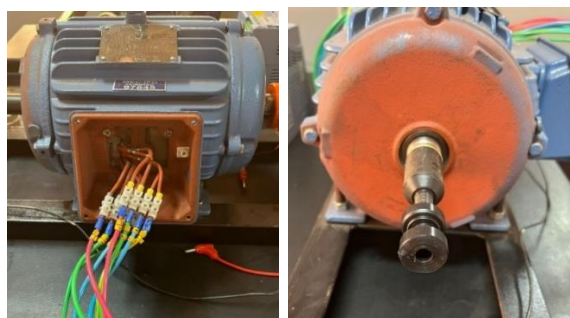


Figura 12 - Fases do MRV 8x6



Figura 13 - Modelagem pré estabelecida do MATLAB/SIMULINK

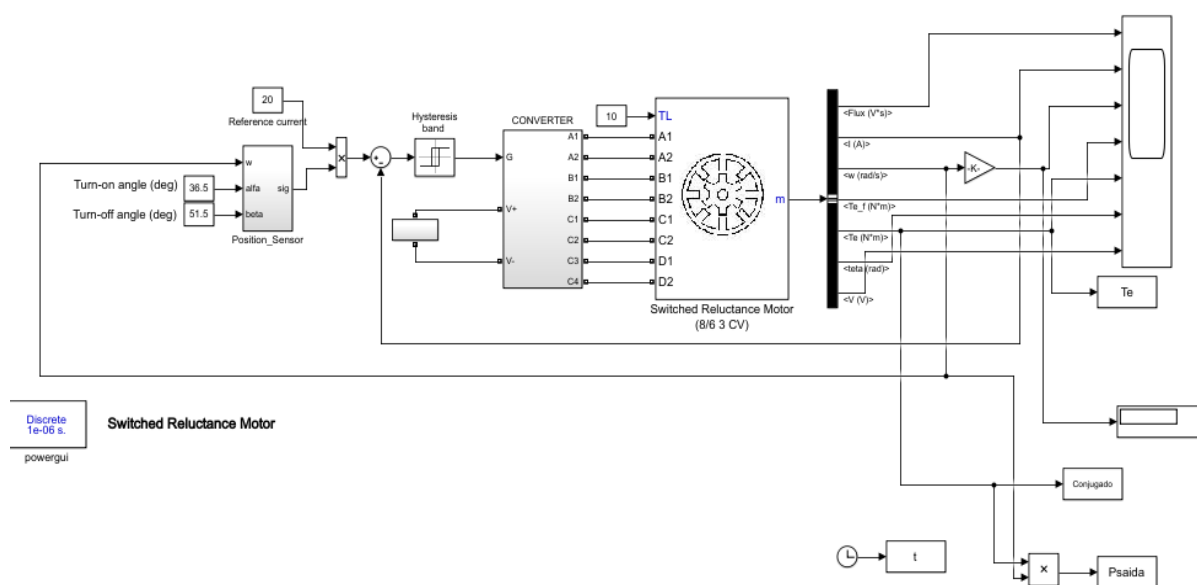


Tabela 1 – Parâmetros gerais do MRV 8x6

Parâmetros	Valor	Unidade de medida
Potência	3	Cv
Número de Polos do Estator	8	

Número de Polos do Rotor	6	
Indutância Máxima	43	mH
Indutância Mínima	17	mH
Momento de Inércia	0.00206	Kg.m.m
Atrito Viscoso	0.0069	N.m.s
Corrente Nominal	10	A
Velocidade Nominal	3500	RPM
Resistência de Fase	0.161	Ohm

Autor: [40]

Tabela 2 - Parâmetros do estator

β_s	Ângulo dos polos do estator	22,5°
β_s	Largura dos polos do estator	17,8 mm
D_s	Diâmetro externo do estator	160 mm
h_s	Altura dos polos do estator	22 mm
Y_s	Culatra do estator	12,45 mm

Autor: [40]

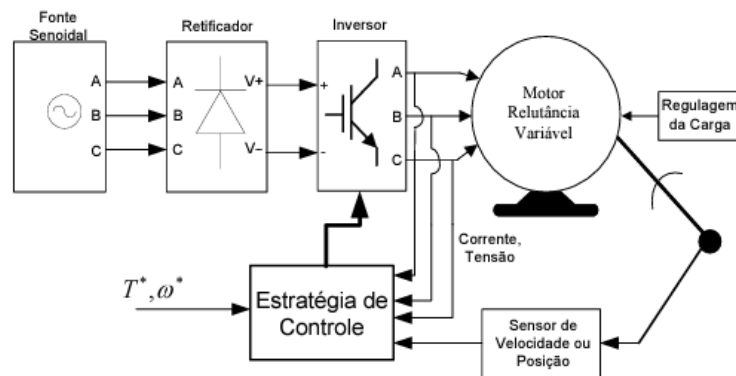
Tabela 3 - Parâmetros do rotor

β_r	Ângulo dos polos do rotor	24,5°
β_r	Largura dos polos do rotor	18,3 mm
D_r	Diâmetro externo do rotor	90,5 mm
h_r	Altura dos polos do rotor	15 mm
Y_r	Culatra do rotor	13 mm

Autor: [40]

Por fim, para fins de complementação de estudo, a Figura 14 retrata os elementos necessários que garantem o devido acionamento da MRV. Representando o sistema de acionamento para controle de conjugado de máquinas elétricas convencionais ou não. Dessa forma, tendo em mãos os dados pertinentes aos MRV's e as relações conceituais que envolvem os sistemas de controle é visto como sendo viável o estudo e a simulação computacional do motor em de relutância 8x6.

Figura 14 - Representação do Sistema de Acionamento do MRV



Autor: [45]

3.4.1 BANCO DE CAPACITORES

Como mencionado anteriormente, o banco de capacitores utilizado em uma aplicação veicular, pode atuar fornecendo ou armazenando cargas elétricas a partir da passagem de corrente. Ou seja, ele pode devolver a energia [40].

Tendo em mente uma aplicação em tra  o elétrica, ao acelerar o automóvel, a energia armazenada nos bancos de capacitores será associada ao motor de combustão, a fim de proporcionar um aumento na propulsão do veículo, e conseqüentemente com isso, contribuir para a economia de combustível ( lcool ou gasolina). Já nos casos em que   necessário realizar frenagens, o banco de baterias   recarregado, passando a armazenar a energia que seria perdida.

Conforme representado pela Figura 14, na bancada de testes, para que haja uma excitação inicial da máquina foi utilizado um capacitor parcialmente carregado montado em paralelo com a carga. O banco de capacitores atuará de modo a reduzir o *ripple* de tensão.

Figura 15 - Banco de capacitores



3.4.2 CONVERSORES ESTÁTICOS

A eletrônica de potência é a grande promotora dos estudos relacionados aos dispositivos semicondutores e conversores estáticos de energia. Segundo [49],

“O termo eletrônica de potência vem sendo usado desde a década de 60, após a criação do SCR (silicon controlled rectifier – retificador controlado de silício) pela General Electric. A eletrônica de potência progrediu com rapidez nos últimos anos, com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência que podem chavear altas correntes eficientemente em altas tensões”.

Complementando [49] aponta que,

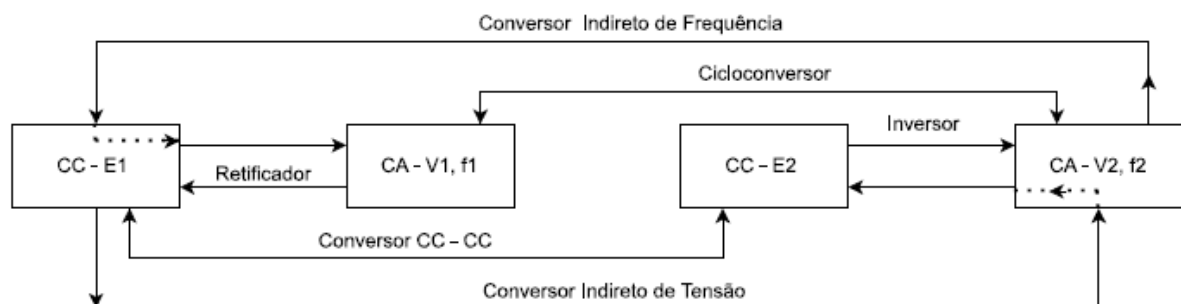
“... a eletrônica de potência pode ser considerada uma tecnologia interdisciplinar que envolve três campos básicos: a potência, a eletrônica e o controle.”

Uma das desvantagens presentes nos MRV's, é em relação ao seu acionamento. Uma vez que, eles não podem ser ligados diretamente na rede elétrica, requerendo assim de conversores estáticos [16] e [20]. Sendo essa característica presente graças a sua construção [16].

Como apontado por [42],

“Quem determina o tipo de alimentação necessária e, consequentemente, a seleção do conversor estático mais adequado para ser utilizado como fonte de energia elétrica é a natureza da carga a ser energizada. Nesse sentido, existe um grande número de conversores estáticos específicos, dentre os quais, os principais estão apresentados na Figura 16, e subdivididos em classe.”

Figura 16 - Classes de conversores estáticos de energia



Autor: Adaptado [42]

A representação é dada:

- **CC-E1 e CC-E2:** Fontes de energização de corrente contínua com diferentes valores de tensões médias disponíveis;
- **CA-CV1, f1 e CA-V2, f2:** Fontes de energização de corrente alternada com diferentes valores de tensões eficazes e de frequências disponíveis.

Os tipos de conversores existentes são:

- **Conversor CA-CC ou retificador:** O seu uso é requerido quando é preciso realizar a conversão do sinal alternado (monofásico ou trifásico) para um sinal contínuo (pulsante). Segundo [42],

“A retificação é chamada fixa (retificador fixo), quando se utilizam diodos semicondutores para fazer a conversão da energia elétrica, motivo pelo qual não existe nenhuma possibilidade de fazer ajustes ou controles durante o processo de conversão”.

- **Conversão CC-CC (Chopper Control):** O seu uso é requerido quando é necessário converter uma tensão fixa em tensões CC variáveis. Como apontado por [42],

“Emprega-se para conversão da tensão retificada fixa em tensão contínua variável a técnica de modulação por frequência ou modulação por largura de pulso (pulse width modulation, PWM). Atualmente são empregados como chave de potência os elementos semicondutores de chaveamento, tais como Gate Turn Off (GTOs), Retificador Controlado de Silício (SCRs), Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) e Transistores MOSFET”.

- **Conversor CC-CA ou inversor:** O seu uso é requerido quando é preciso realizar a conversão do sinal de tensão ou corrente contínua para sinal de corrente ou tensão alternada. Segundo [42],

“Geralmente a forma de onda da variável de saída do inversor não é senoidal e apresenta altos conteúdos de harmônicos, que devem ser usados em conjunto com circuitos moduladores e filtros para reduzir a presença de tais harmônicos indesejáveis”.

- **Conversão CA-CA ou cicloconversor:** O seu uso é requerido quando é preciso realizar o acionamento de grandes motores CA, que exigem baixas

velocidades com uma faixa de centenas ou milhares de Kva [43]. Como apontado por [42], os cicloconversores são,

“... dispositivos elétricos alimentados com uma tensão alternada de frequência fixa, fornecendo na saída uma tensão alternada de frequência variável, proporcional à frequência de entrada”.

– **Conversores indiretos:** Podem ser do tipo de tensão ou de frequência e permitem mais de um estágio de conversão. De acordo com [42],

“Existem entre eles um circuito intermediário com capacitor ou indutor, que armazena energia na forma de tensão ou de corrente. Neste caso os elementos estáticos de chaveamento não possuem ligação direta com os terminais da fonte de alimentação nem com os terminais da carga receptora”.

– **Chaves estáticas (AC ou DC):** Segundo [49],

“O dispositivo de potência (SCR e triac) pode ser operado como uma chave AC ou DC, substituindo, dessa maneira, as chaves mecânicas e eletromagnéticas tradicionais”.

Para se ter uma noção da importância e proporção do emprego da eletrônica de potência, [49] aponta que,

“Os sistemas de eletrônica de potência são, portanto, encontrados em uma grande quantidade de equipamentos industriais ou eletrodomésticos - de motores pequenos com menos de 1 HP, usados em eletrodomésticos, a acionadores industriais com centenas de HP; de fontes de alimentação reguladas DC de baixa potência a sistemas de transmissão DC de alta tensão com mais de 1000MW de potência; de reguladores de iluminação de baixa potência a compensadores estáticos VAR com capacidade de centenas de MW em sistemas de potência”.

Os MRV's requerem do uso de um conversor para que seja viável o seu acionamento, sendo essa uma característica altamente não linear, graças a sua construção de dupla saliência [45]. Mediante ao exposto dos tipos de conversores, o tipo escolhido para o prosseguimento do estudo recai sob aquele ao qual possui a capacidade de aplicação de controle de corrente aos enrolamentos do motor em intervalos de tempo específicos. A Figura 17 representa o conversor utilizado para o acionamento prático do motor em questão.

Figura 17 - Conversores Estáticos



Os MRV's requerem de uma energização sequencial das fases da máquina, para que haja o movimento contínuo do rotor. Desse modo, eles devem ser excitados por uma fonte de tensão CC, por um período ao qual a derivada da indutância é crescente [45].

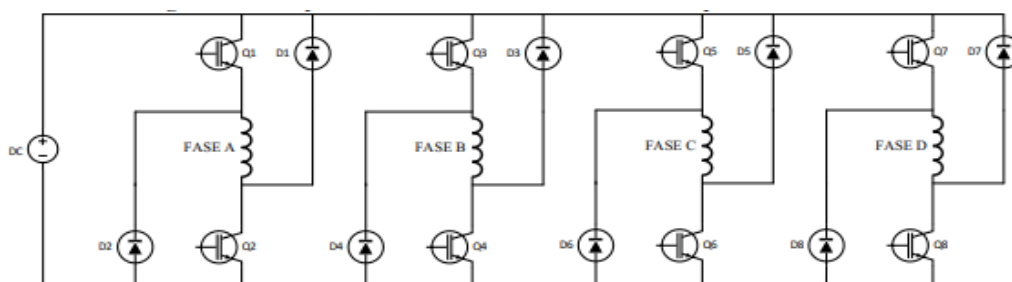
3.4.2.1 HALF BRIDGE

O emprego dos conversores de potência do tipo ponte assimétrica, do inglês *asymmetric half bridge converter*, torna possível a realização da regulação de potência e/ou frequência em cargas CA. E isso ocorre graças ao arranjo dos interruptores comutadores [35].

Esse tipo de conversor é o mais utilizado para o acionamento de motores e geradores a relutância. Essa ampla utilização é justificada devido a características relacionadas a flexibilidade presente nos MRV's e também pela capacidade de regeneração de energia [48].

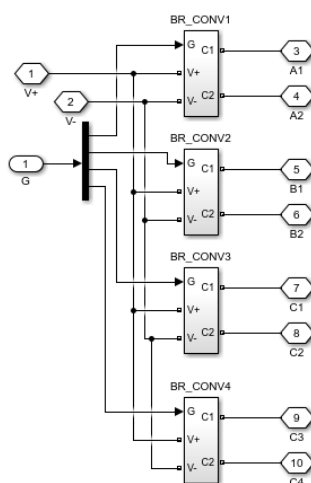
No caso estudado, o acionamento será feito utilizando este tipo de conversor, conforme pode ser visto nas Figuras 18 e 19.

Figura 18 - Conversor Half bridge trifásico



Autor: [46]

Figura 19 - Acionamento do Conversor Half bridge



Como apontado por [45] e [46], o funcionamento desse conversor pode ser descrito em três etapas, e elas são:

- **Magnetização:** As chaves Q1 e Q2 se encontram fechadas e a corrente presente no enrolamento eleva seu nível de modo rápido e fornece energia ao motor e os diodos são polarizados reversamente.
- **Roda livre:** Chave Q1 aberta e chave Q2 fechada, a corrente energiza o enrolamento por meio de Q2 e pelo diodo D2. Há baixa taxa de desmagnetização do enrolamento.
- **Desmagnetização:** As chaves Q1 e Q2 se encontram abertas, e a corrente é circulada por D1 e D2 (polarização direta). Desse modo, a energia existente é retornada ao barramento C.C, fazendo com que a corrente presente diminua de modo rápido. O banco de capacitores também é responsável por receber a corrente nesta etapa.

4 CAPÍTULO 4 – CONTROLE DO MRV 8X6

4.1 SISTEMAS DE CONTROLE

Para [38], o termo controlar significa,

“... medir o valor da variável controlada do sistema e aplicar o sinal de controle ao sistema para corrigir ou limitar os desvios do valor medido a partir de um valor desejado”.

Nesse sentido, cabe citar que os primeiros registros da aplicação de sistemas de controles são datados por volta de 300 a.C, no qual os gregos utilizaram a engenharia de sistemas com realimentação [34].

O mérito referente ao primeiro trabalho significativo de controle automático, foi dado a James Watt, que no século XVIII conseguiu desenvolver o controle de velocidade para uma máquina a vapor [34].

Tipicamente, os sistemas de controle podem ser configurados de dois modos distintos: malha aberta e malha fechada (também chamados por alguns autores como sistema de controle com realimentação).

Como aponta [38],

“Durante a década de 1940, métodos de resposta em frequência (especialmente os métodos com base nos diagramas de Bode) tornaram possível aos engenheiros projetar sistemas de controle linear de malha fechada que satisfizessem o desempenho requerido. Muitos sistemas de controle industrial das décadas de 1940 e 1950 usavam controladores PID no controle de pressão, temperatura e etc. No início da década de 1940, Ziegler e Nichols criaram regras para o ajuste de controladores PID, no chamado método de Ziegler-Nichols. Do final da década de 1940 ao início da de 1950, o método de lugar das raízes, graças a Evans, foi plenamente desenvolvido”.

Segundo [38], a essência da teoria clássica de controle, recai sob os métodos de resposta em frequência e do lugar das raízes. Essa teoria que antes contemplava sistemas com uma única entrada e saída, passou a não cobrir sistemas com múltiplas entradas e saídas. Porém, com a chegada dos computadores digitais em 1960, essa realidade sofreu alterações. E devido à

grande importância, utilidade e as modernidades que foram surgindo, o seu uso foi aprimorado e difundido ao longo dos anos. Atualmente, os sistemas de controle estão presentes em diferentes tipos de aplicações desde elevadores, robôs, navios, aviões e até mesmo ônibus espacial.

Como aponta [34],

“Os sistemas de controle são uma parte integrante da sociedade moderna. Inúmeras aplicações estão à nossa volta: os foguetes são acionados, e o ônibus espacial decola para orbitar a Terra; envolta em jatos de água de resfriamento, uma peça metálica é usinada automaticamente; um veículo autônomo distribuindo materiais para estações de trabalho em uma oficina de montagem aeroespacial desliza ao longo do piso buscando seu destino. Estes são apenas alguns exemplos dos sistemas controlados automaticamente que podemos criar”.

Nesse mesmo espectro, [37] aponta que,

“Atualmente, os sistemas de controle têm assumido um papel cada vez mais importante no desenvolvimento e avanço da civilização moderna e da tecnologia. Praticamente, todos os aspectos de nossas atividades diárias são afetados por algum tipo de sistema de controle”.

Complementando, [38] afirma que,

“O controle automático é essencial em qualquer campo da engenharia e da ciência. O controle automático é um componente importante e intrínseco em um sistema de veículos espaciais, sistemas robóticos, modernos sistemas de manufatura e quaisquer operações industriais que envolvam o controle de temperatura, pressão, umidade, viscosidade, vazão e etc”.

Já [32] destaca que,

“Um sistema de controle é uma interconexão de componentes formando uma configuração de sistemas que proporcionará uma resposta desejada do sistema. A base para a análise de um sistema são os princípios fornecidos pela teoria de sistemas lineares, a qual supõe uma relação de causa e efeito para os componentes de um sistema”.

Segundo [34], basicamente, os sistemas de controle são subsistemas e processos (ou plantas) que possuem como objetivo central a obtenção de uma saída desejada com um desempenho desejado, dada uma entrada especificada.

Para [37], a estrutura básica que um sistema de controle deve conter é:

- Objetivos do controle;
- Componentes do sistema de controle;
- Resultados ou saídas.

4.1.1 SISTEMAS DE CONTROLE MALHA FECHADA (SISTEMA DE CONTROLE COM REALIMENTAÇÃO)

De acordo com [37],

“A realimentação ocorre quando existe uma sequência fechada de relações de causa e efeito”.

De modo geral, como apontado por [37], a realimentação pode contribuir diretamente:

- Aumentando a estabilidade ou até mesmo pode atuar afetando negativamente a mesma;
- Aumentando ou reduzindo o ganho de um sistema em uma determinada faixa de frequência.

Esse tipo de controle pode interferir nos ruídos. Nesse sentido, para [37],

“O efeito da realimentação nos ruídos e perturbações depende muito de onde esses sinais estranhos ocorrem no sistema. Nenhuma conclusão geral pode ser obtida, porém, em muitas situações, a realimentação pode reduzir o efeito de ruídos e perturbações no desempenho do sistema”.

Os sistemas de malha fechada, conseguem atingir uma exatidão maior também possuem um número de componentes maior quando comparado aos de malha aberta. Uma vez que, eles são menos sensíveis a ruídos, perturbações e alterações do ambiente, é possível fazer com que a resposta transitória e os erros em regime permanente sejam controlados com maior flexibilidade [34].

Uma desvantagem advinda da estabilidade, consiste no fato da possibilidade de se apresentar uma correção de erros excessiva, o que pode

ocasionar oscilações de amplitude constante ou variável. Por isso, esse tipo de controle pode ser mais vantajoso apenas quando existir distúrbios e/ou alterações não previsíveis nos componentes do sistema [38].

O que se pode apontar é que a aplicação da realimentação deve ser bem pensada, já que dependendo da situação ela poderá beneficiar ou até mesmo prejudicar o sistema [37]. Segundo [38],

“Em um sistema de controle de malha fechada, o sinal de erro atuante, que é a diferença entre o sinal de entrada e o sinal de realimentação (que pode ser o próprio sinal de saída ou uma função do sinal de saída e suas derivadas e/ou integrais), realimenta o controlador, de modo a minimizar o erro e acertar a saída do sistema ao valor desejado”.

Os tipos de sistemas de controle com realimentação podem ser:

– **Sistemas de Controle Lineares e Não lineares:** Na prática, não existem sistemas de controle completamente lineares [37]. Para [38],

“Um sistema é dito linear se o princípio da superposição se aplicar a ele. O princípio da superposição afirma que a resposta produzida pela aplicação simultânea de duas funções de determinação diversas é a soma das duas respostas individuais”

Tendo em vista que os sistemas físicos de alguma forma são não lineares, como aponta [37], pode haver a presença de folgas, zonas mortas entre os elementos, características elásticas não lineares ou força ou torque de atrito.

De acordo com [37],

“Os sistemas de controle lineares com realimentação são modelos idealizados produzidos pelo analista apenas visando a simplicidade da análise e do projeto”.

– **Sistemas Variantes no tempo e Sistemas Invariantes no tempo:** Como na vida real, determinados sistemas físicos contam com componentes que variam com o tempo, e eles possuem as seguintes classificações:

– **Sistemas de Controle de Dados Contínuos:** Ainda recebem mais duas subdivisões, CA (alternados) e CC (contínuo). De acordo com [37],

“Um sistema de dados contínuos é aquele no qual os sinais que passam pelas várias partes do sistema são todos funções da variável contínua tempo, t .”

– **Sistema de Controle de Dados Discretos:** Ainda recebem mais duas subdivisões, sistemas de dados amostrais e sistemas de controle digital [37].

4.1.2 SISTEMAS DE CONTROLE MALHA ABERTA

Os sistemas de malha aberta apresentam vantagens como: a simplicidade, a não presença de problemas relacionados a estabilidade e a facilidade de manutenção [38]. Esse sistema não consegue desenvolver compensações para as perturbações adicionadas ao sinal de acionamento do controlador [34]. Por isso, a precisão do sistema é dependente da calibragem [38]. De modo geral, são mais simples, financeiramente mais baratos e imprecisos [37].

Nesse tipo de malha, o sinal de saída não exerce nenhuma ação de controle no sistema, de modo com que esse sinal não seja nem medido e nem realimentado para comparação com a entrada. Sendo assim, cada entrada de referência possuirá como correspondente uma condição fixa de operação [38].

Segundo [38],

“Um exemplo prático é o da máquina de lavar roupas. As operações de colocar de molho, lavar e enxaguar em uma lavadora são executadas em uma sequência baseada no tempo. A lavadora não mede o sinal de saída, isto é, não verifica se as roupas estão bem lavadas.”

4.2 SISTEMAS DE CONTROLE MALHA ABERTA E MALHA FECHADA UTILIZADAS NO PROJETO

De acordo com [38],

“O número de componentes utilizados em um sistema de controle de malha fechada é maior do que em um sistema correspondente de malha aberta. Assim, no sistema de controle de malha fechada, o custo e a potência são geralmente

maiores. Visando à diminuição da potência necessária à operação de um sistema, deve – se optar pelo controle de malha aberta, sempre que possível. Uma combinação apropriada do controle de malha aberta e de malha fechada é normalmente mais econômica e apresentará um desempenho do sistema como um todo.

Além disso, para a concepção dos sistemas de controle é necessário contar com a presença de diversos componentes. A exemplo disso está os diagramas de blocos, que segundo [38],

“Um diagrama de blocos de um sistema é uma representação gráfica das funções desempenhadas por cada componente e do fluxo de sinais entre eles. Esses diagramas descrevem o inter-relacionamento que existe entre os vários componentes. Diferindo da representação matemática abstrata pura, um diagrama de blocos tem a vantagem de indicar mais realisticamente o fluxo de sinais do sistema real”.

Como apontado por [38], os diagramas contam com elementos como:

- **Somadores:** Representa os sinais que deverão ser somados ou subtraídos.
- **Pontos de Ramificações:** Representam o avanço dos blocos.

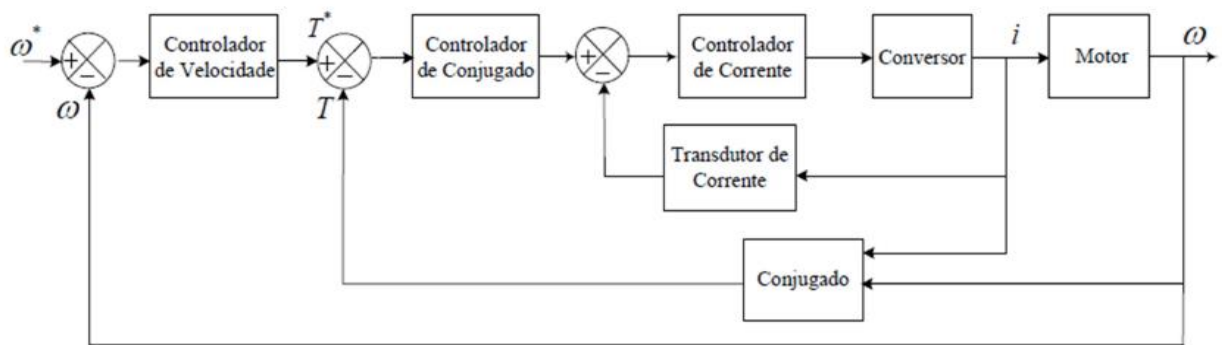
Como apresentado pela Figura 20 e 21, o sistema de controle geral utilizado neste trabalho conta com a utilização de quatro malhas, sendo elas:

- Uma malha interna para o controle do fluxo;
- Uma malha interna para o controle de corrente (histerese);
- Uma malha externa para o controle do conjugado;
- Uma malha externa para o controle da velocidade.

O sistema de controle mostrado na Figura 20 é composto por uma malha interna, denominada controlador de corrente, do tipo histerese, no qual possui a função de garantir que o motor não ultrapasse a referência de corrente estabelecida pela malha externa denominada controlador de conjugado. Pois, como aponta [36], esse tipo é capaz de realizar correções das distorções na forma de onda, fazendo com que a onda siga o formato senoidal, de modo a manter elevado o fator de potência (fp).

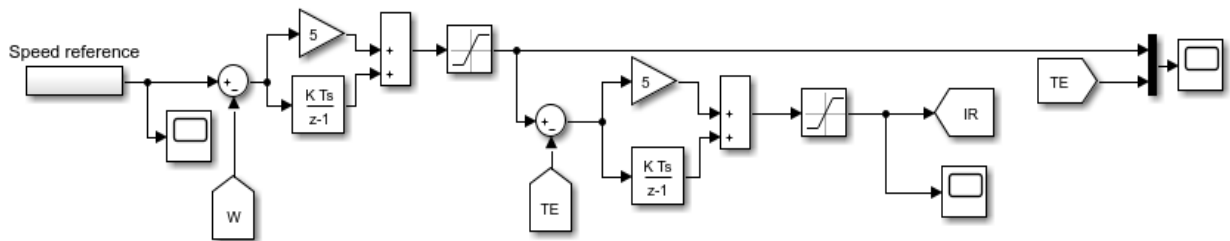
A malha externa denominado controle de conjugado será responsável por garantir a redução de oscilações de conjugado no eixo do motor, fato esse que é inerente deste tipo de máquina em função da sua estrutura de dupla saliência e também devido as fases serem energizadas de maneira individual [45]. Em algumas aplicações oscilações de conjugado não são toleráveis.

Figura 20 - Sistema de Controle



Autor: BERNADELI, V. R.

Figura 21 - Malhas de Controle no Ambiente de Simulação MATLAB/SIMULINK



5 CAPÍTULO 5 – SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

5.1 COMPONENTES DE ANÁLISE

O primeiro item a ser analisado é o sensor de posição, conforme mostrado pela Figura 22, e já o seu interior é apresentado pela Figura 23. Ele recebe três parâmetros, e eles são:

- **W:** Velocidade (W);
- **Alfa:** Turn – on angle (ângulo de ativação);
- **Beta:** Turn – off angle (ângulo de desligamento).

Como já exposto nos capítulos anteriores, a definição angular é de extrema importância, pois para que haja uma taxa alta de crescimento da corrente na fase, o ângulo θ_{on} deve ser estabelecido no crescimento da indutância. Já para que se tenha um decrescimento a corrente (a ponto de chegar a zero), a fase deve ser desligada em θ_{off} . Além disso, é através dos ajustes dos ângulos θ_{on} e θ_{off} que é possível realizar o controle do conjugado médio [45].

Figura 22 - Definição da Angulação

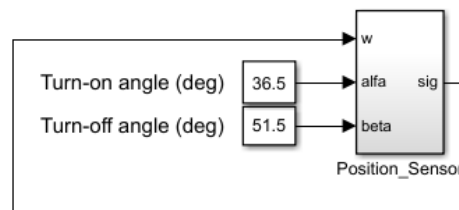
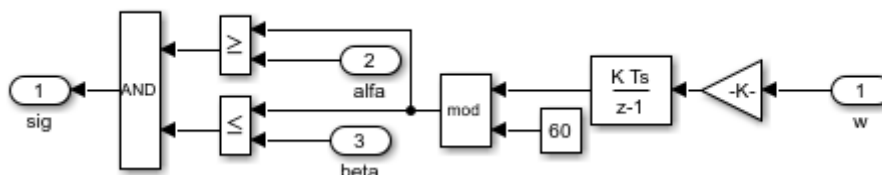


Figura 23 - Interior do Sensor de Posição



Conforme presente na Figura 24, o bloco dos produtos recebe o sinal resultante do sensor de posição juntamente com o bloco *from* (direcionamento) da corrente IR. Esse bloco permite que o parâmetro da corrente possa ser

utilizado ao longo do circuito já que ele possui como característica a questão da referência de pontos de localização.

Figura 24 - Bloco do Produto

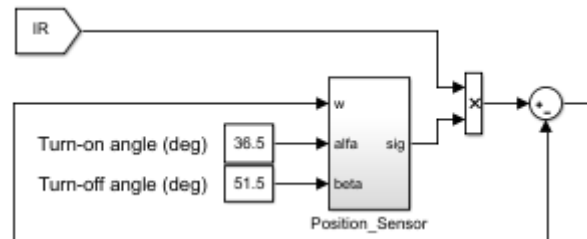
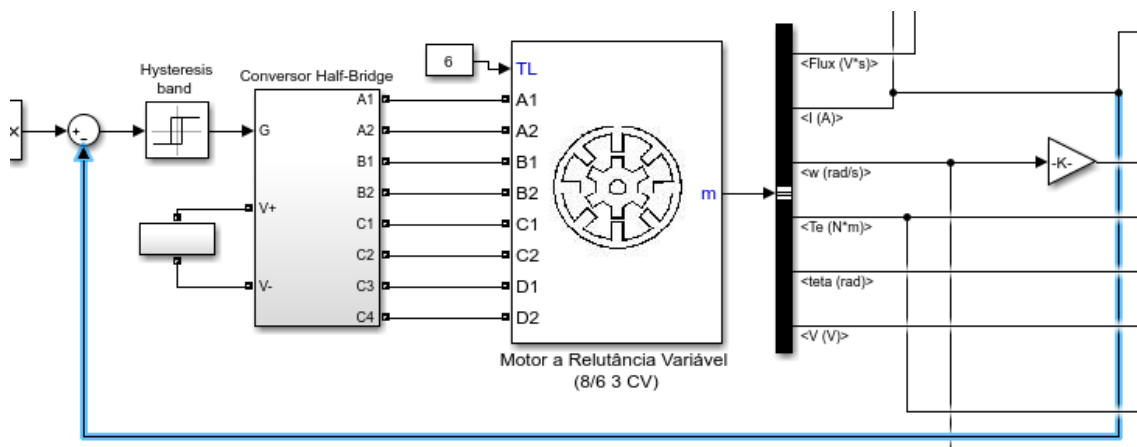


Figura 25 - Bloco Somador



Como mostrado na Figura 25, o bloco denominado *sum* (soma), recebe um sinal somador advindo do resultado do bloco de produtos e um sinal diminuidor proveniente do fluxo. A saída de *sum* vai direto para o bloco *relay* (retransmissão), que por sua vez possui como característica a alternância entre duas constantes, que no caso será:

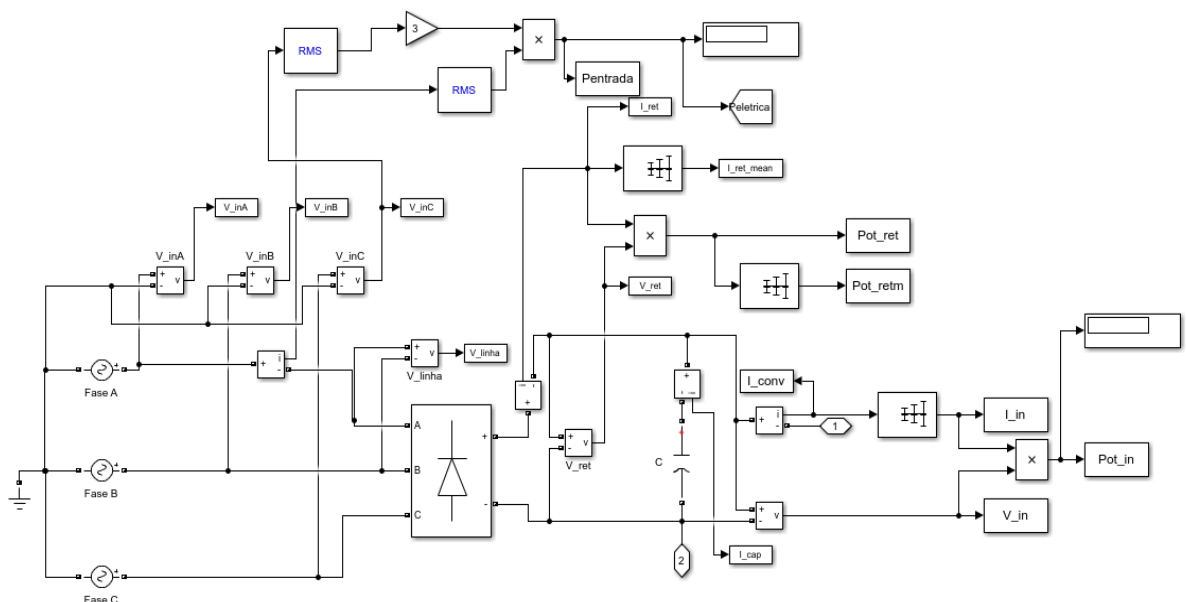
- *Switch on point* (ponto de ativação): 0.5
- *Switch off point* (ponto de desligamento): - 05
- *Output when on* (saída quando ligado): 1
- *Output when off* (saída quando desligado): 0

Essa diferenciação de valores é importante, pois o fato de o ponto de ativação ser maior que o valor de ponto de desligamento, faz com que a histerese seja modelada [13].

E já conectado no sinal de V+ e V- tem – se o subsistema ao qual o seu interior é apresentado na Figura 26. Nesse subsistema as três fases A, B e C estão presentes, respectivamente, a defasagem é 0, 120 e 240 graus, além disso cada uma possui uma amplitude de pico de 179,63 V e uma frequência de 60Hz.

A tensão de entrada é retificada por meio do retificador trifásico, e é disponibilizado um link (rede elétrica da concessionária) DC. A saída de cada fase (A-B-C), possui valor de tensão 220 V. O uso do capacitor nesse sistema, faz com a tensão de entrada não oscile, diferentemente da tensão de saída. Já a potência de entrada é dada por aproximadamente 1500W.

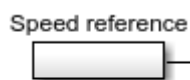
Figura 26 - Interior do Subsistema



O sistema utilizado é dividido em duas partes, sendo elas: controle de velocidade e o controle do conjugado. Conforme apresentado pela Figura 27, a referência de velocidade é armazenada no bloco *speed reference* dentro dele está o *stair generator*, bloco ao qual é encarregado de gerar mudanças de sinal em tempos específicos. Sendo assim, suas características são:

- Amplitude: [1000 2000 1000]
- Time: [0 1 2]

Figura 27 - Bloco Speed Reference



5.2 SIMULAÇÃO SEM A INSERÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE

5.2.1 VERIFICAÇÃO DO COMPORTAMENTO DA CORRENTE (A) E DO CONJUGADO EM (N.m)

Realizando as análises iniciais como consta na Tabela 4, foram feitas ao todo 6 simulações variando a carga (Nm) do motor para analisar este caso. Dessa forma, conclui-se que a velocidade nominal do motor de 3500 RPM é aproximadamente alcançada quando o motor está operando com 6 N.m. E com essa mesma carga é notório que o conjugado é maior quando comparada as demais variações da carga.

Tabela 4 - Variação da carga (N.m)

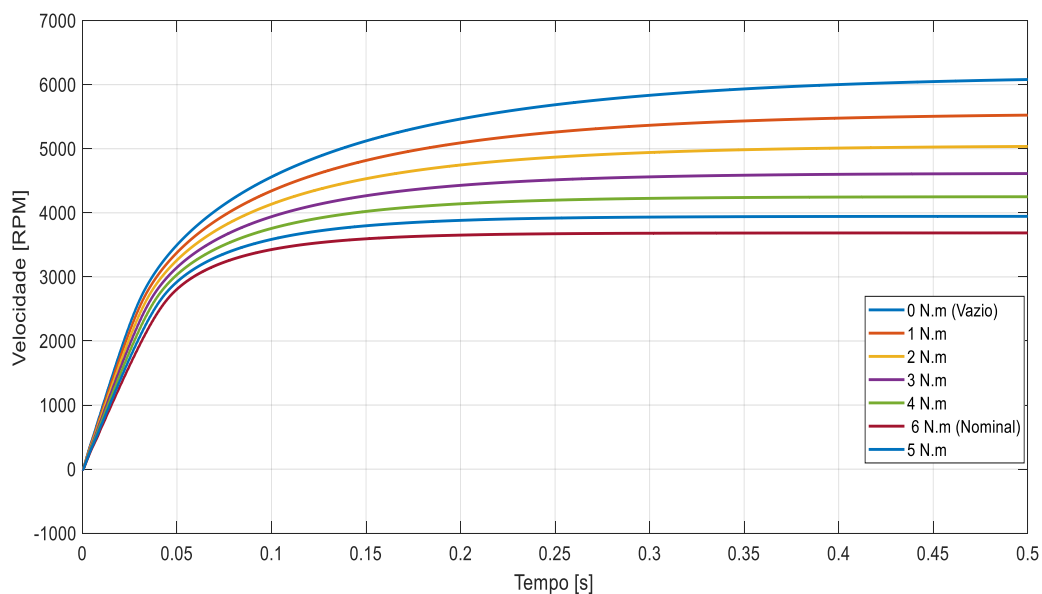
Constant Value (N.m)	Rendimento	Conjugado	Velocidade
0	92.4	2974	6080
1	88.96	3020	5525
2	84.85	3073	5036
3	81.21	3134	4613
4	80.34	3202	4251
5	73.13	3276	3945
6	72.48	3357	3686

Autor: Fonte própria

Foi-se utilizado uma referência de corrente de 20 A, justamente pelo fato de ter sido utilizado um controlador de histerese, uma vez que, os MRV's possuem uma alta corrente de partida. O limitador, evitará essas correntes, e se caso não fosse utilizado poderia haver correntes na ordem 100 Amperes de pico. O ganho utilizado com valor constante de 9.54, é responsável por converter a velocidade em rad/s para RPM.

O rendimento encontrado está em torno de 80%, para o tamanho da máquina em questão, este resultado é factível. Já que quanto maior a máquina, menores serão as perdas (joules) devido a resistência da armadura ser menor. Além disso, cabe destacar que, esse rendimento é do tipo regime permanente, pois na partida esse resultado é interferido devido ao $jd\omega dt$, ou seja, a variação de velocidade e a inercia da máquina. O comportamento característico dos MRV's é apresentado na Figura 28.

Figura 28 - Curva de Velocidade (rpm) Versus Tempo (s)

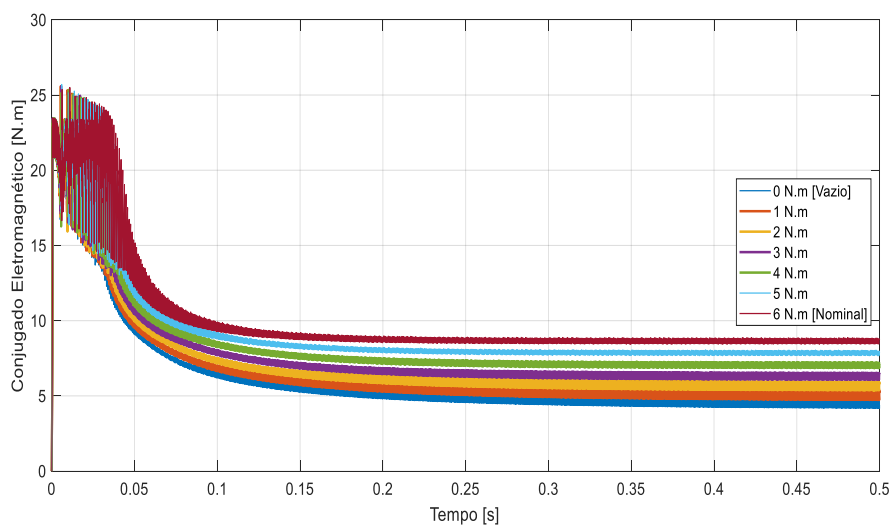


Autor: Fonte própria

Como nota-se na Figura 29 e com o zoom da Figura 30, há a presença de oscilações no conjugado eletromagnético. Essas oscilações são refletidas em ruídos e em vibrações. Sendo assim, um dos desafios deste trabalho é realizar a minimização dessas oscilações.

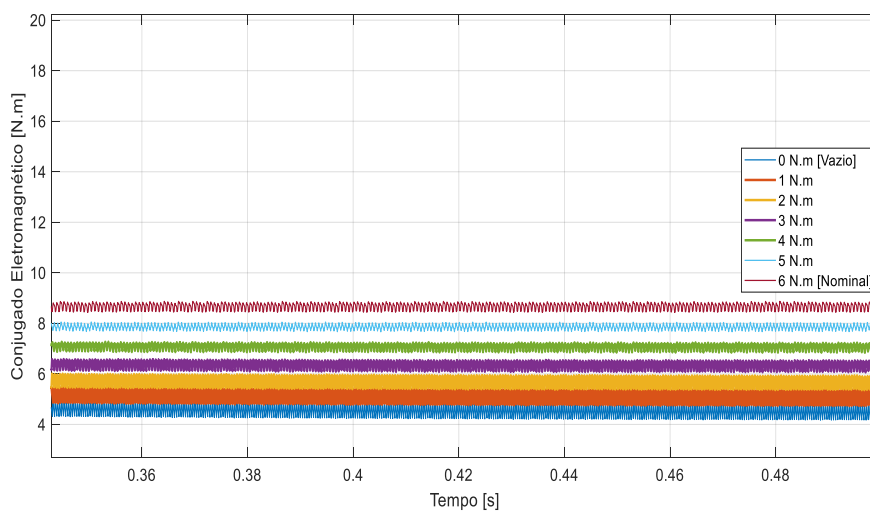
Essas oscilações poderiam ser facilmente minimizadas realizando o aumento do número de polos juntamente com o aumento da largura dos polos, assim como aplicando a estratégia de comutação [16].

Figura 29 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s)



Autor: Fonte própria

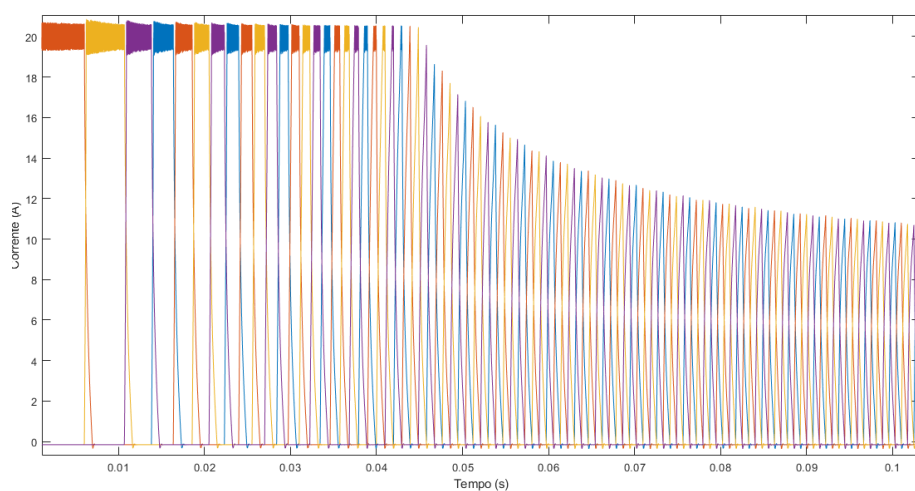
Figura 30 - Zoom da Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s)



Autor: Fonte própria

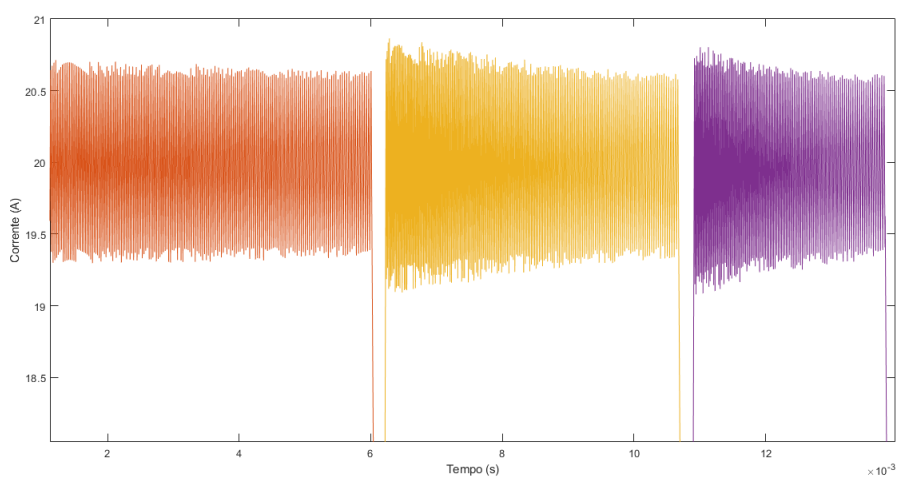
Através das Figuras 31, 32 e 33, é possível notar o efeito da presença da histerese obedecendo a corrente que foi imposta de 20 A. A faixa de histerese utilizada foi de -0,5 a 0,5. Cabe lembrar que, quanto menor for a banda maior será a largura de banda. Ou seja, mais achatada será a curva.

Figura 31 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S)



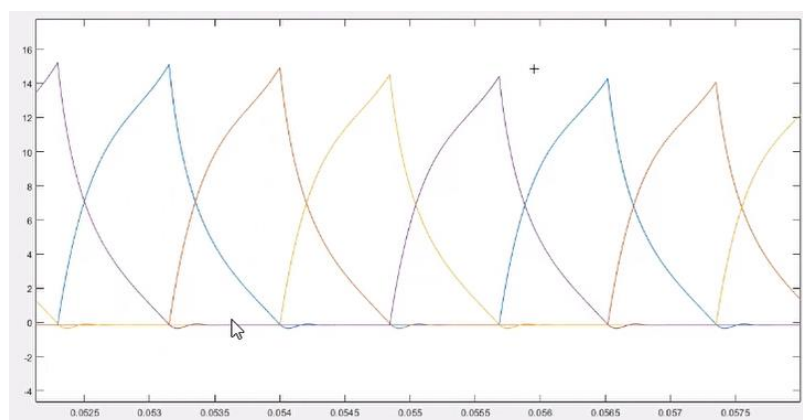
Autor: Fonte própria

Figura 32 – Zoom da Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S)



Autor: Fonte própria

Figura 33 - Zoom 2x da Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S)



Autor: Fonte própria

5.2.2 COMPORTAMENTO MEDIANTE VARIAÇÃO DOS ÂNGULOS θ_{on}

E θ_{off}

O que é refletido nessa oscilação são os ângulos, sendo assim, a escolha dos ângulos de chaveamento (θ_{on} e θ_{off}) são elementos influenciadores em relação a definição do perfil e nível de conjugado. A faixa de valor utilizada θ_{on} e θ_{off} é de, respectivamente, 36.5° a 51.5°. É possível fixar o θ_{on} e variar o θ_{off} e vice-versa, de modo a verificar a alteração no rendimento. Por exemplo, deixando θ_{off} com 35° o rendimento e o conjugado serão influenciados e sofrerão alterações. Essa alteração promoverá a diminuição da faixa para 16°, gerando uma redução do período de magnetização da máquina.

A Tabela 5 descreve os resultados obtidos por meio da variação do θ_{off} , já a Tabela 6 refere-se à variação do θ_{on} . Por fim, a Tabela 7 traz a combinação dos melhores valores de θ_{on} e θ_{off} encontrados no quesito rendimento para a máquina operando com 6 N.m.

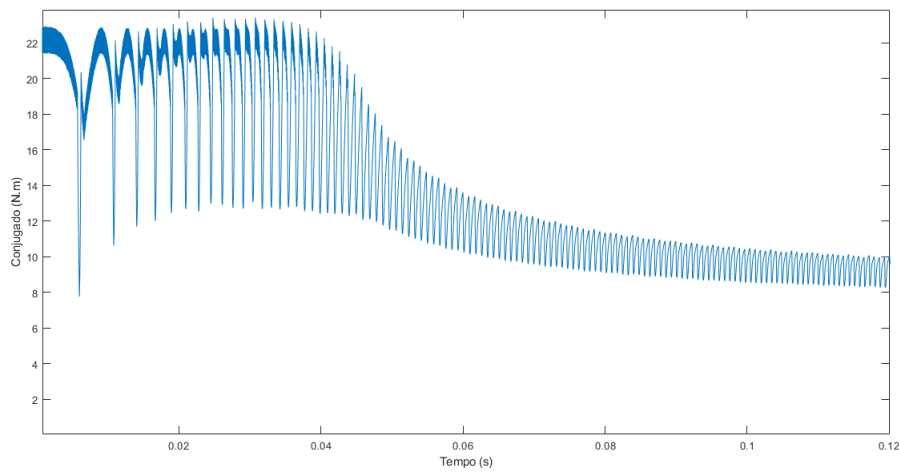
A partir da Tabela 5, o que se percebe é que os ângulos que proporcionam um rendimento mais elevado, são $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$. As Figuras 34 e 35 trazem a resposta gráfica obtida através da aplicação desses ângulos.

Tabela 5 - Variação do θ_{off}

Simulação	θ_{on}	θ_{off}	Rendimento	Conjugado
1	36.5°	51.7°	70.97	3373
2	36.5°	51.6°	71.03	3365
3	36.5°	51.5°	72.48	3357
4	36.5°	51.4°	71.79	3348
5	36.5°	51.3°	71.43	3338
6	36.5°	51.2°	71.58	3328
7	36.5°	51.1°	71.56	3318
8	36.5°	51.0°	69.88	3307
9	36.5°	50.9°	73.08	3296
10	36.5°	50.8°	72.17	3284
11	36.5°	50.7°	71.84	3272

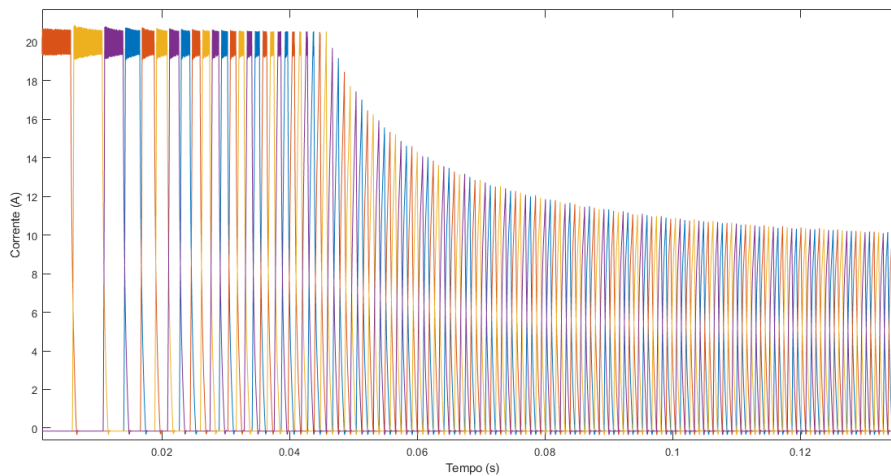
Autor: Fonte própria

Figura 34 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$



Autor: Fonte própria

Figura 35 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$



Autor: Fonte própria

A partir da Tabela 6, o que se percebe é que os ângulos que proporcionam um rendimento mais elevado, são $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$. As Figuras 36 e 37 trazem a resposta gráfica obtida através da aplicação desses ângulos.

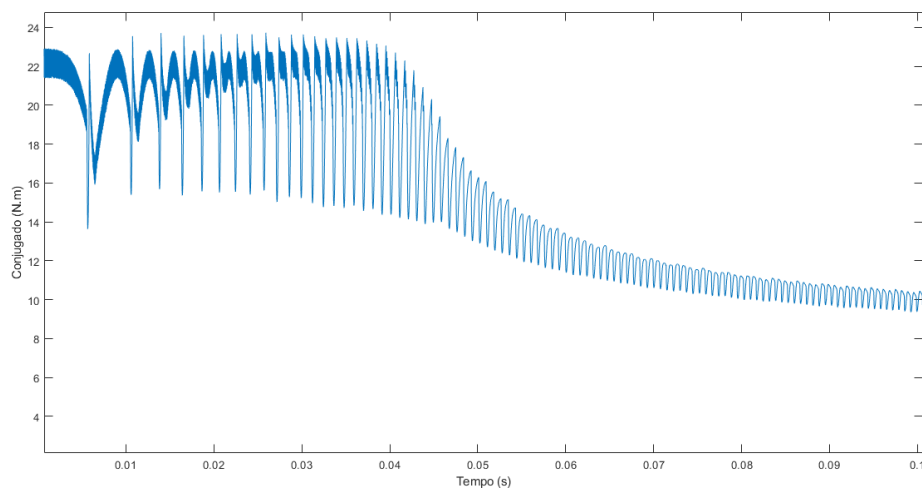
Tabela 6 - Variação do θ_{on}

Simulação	θ_{on}	θ_{off}	Rendimento	Conjugado
1	36.7°	51.5°	71.89	3259
2	36.6°	51.5°	72.69	3308
3	36.5°	51.5°	72.48	3357
4	36.4°	51.5°	72.21	3406
5	36.3°	51.5°	72.97	3457
6	36.2°	51.5°	72.71	3507

7	36.1°	51.5°	71.83	3558
8	36.0°	51.5°	74.64	3610
9	35.9°	51.5°	75.15	3663
10	35.8°	51.5°	74.50	3716
11	35.7°	51.5°	75.95	3770

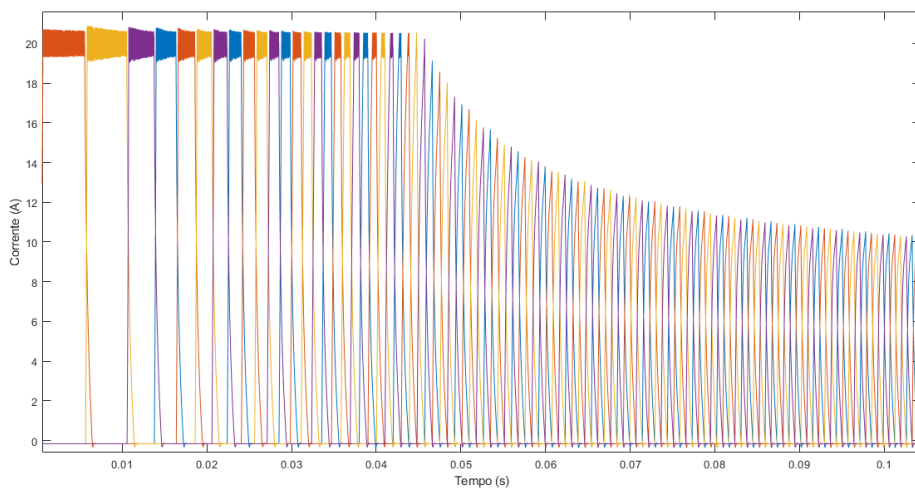
Autor: Fonte própria

Figura 36 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$



Autor: Fonte própria

Figura 37 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$



Autor: Fonte própria

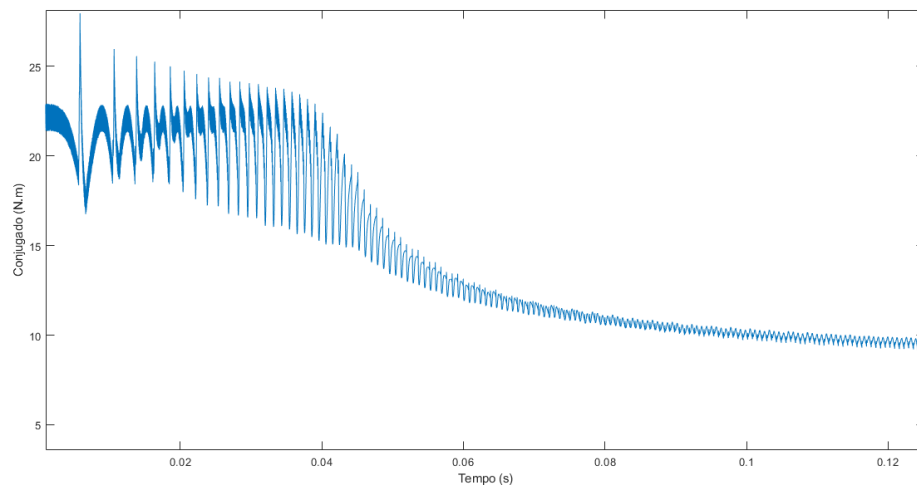
Por fim, a fim de obter um resultado mais preciso, a Tabela 7, apresenta a combinação dos valores de θ_{on} e de θ_{off} que quando variados, proporcionaram um melhor rendimento. As Figuras 38 e 39 trazem a resposta gráfica obtida através da aplicação desses ângulos.

Tabela 7- Combinando os valores do θ_{on} e θ_{off} que apresentaram os maiores rendimentos

Simulação	θ_{on}	θ_{off}	Rendimento	Conjugado
1	35.7°	50.9°	76.06	3715

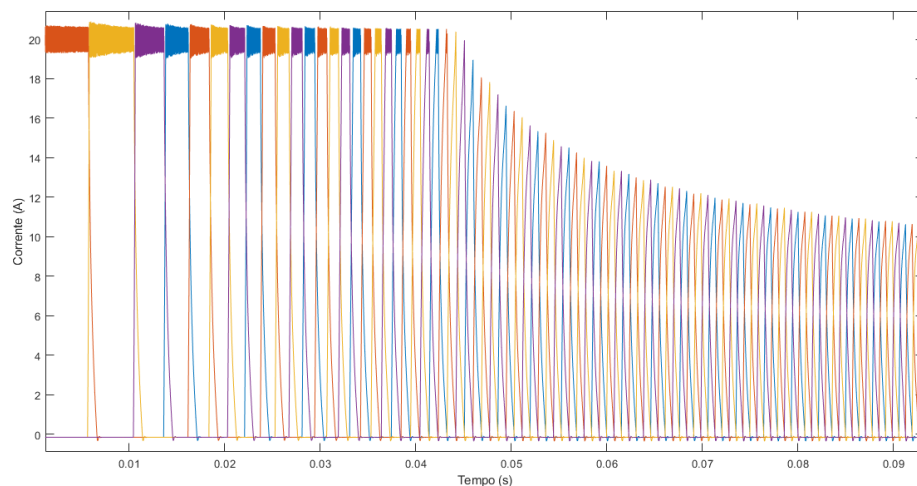
Autor: Fonte própria

Figura 38 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$



Autor: Fonte própria

Figura 39 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 35.7^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$



Autor: Fonte própria

5.3 SIMULAÇÃO COM A INSERÇÃO DAS MALHAS DE CONTROLE

5.3.1 VERIFICAÇÃO DO COMPORTAMENTO DA CORRENTE (A) E DO CONJUGADO EM (N.m)

Tendo em vista o exposto no item 6.2, a proposta baseia-se em estabelecer uma malha externa de conjugado de modo a obter um conjugado de referência para as cargas.

A modelagem matemática do MRV é dificultada por ele possuir uma alta não-linearidade magnética [16] e [47]. O sistema de controle da Figura 20, é composto por uma malha interna, que possui a função de garantir que o motor não ultrapasse a referência de corrente estabelecida pela malha externa, denominada controlador de conjugado, sendo este do tipo histerese.

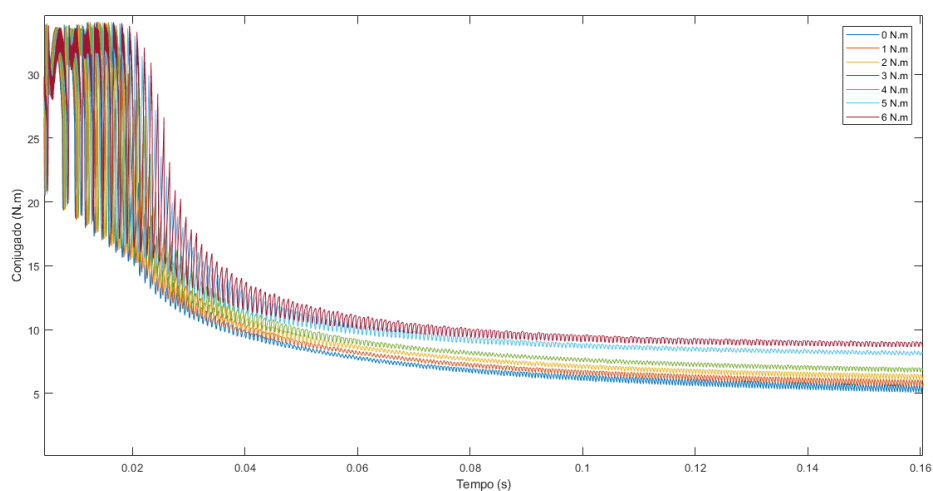
Já a malha externa, denominado controle de conjugado, será responsável por garantir a redução de oscilações de conjugado no eixo do motor, de modo com que se tenha uma referência para as cargas. Neste caso, diferentemente do apresentado no item 6.2, foi-se utilizado uma referência de corrente de 30 A. De modo a representar os resultados presentes na Tabela 8, as Figuras 40 a 47, trazem o resultado obtido após a aplicação do sistema de controle na simulação, mostrando de modo geral a melhoria já obtida nos resultados anteriormente encontrados.

Tabela 8 - Resultados obtidos na simulação

Constant Value (N.m)	Rendimento	Conjugado (N.m)	Velocidade
0	91.87	2895	6152
1	87.65	2949	5559
2	85.04	3014	5051
3	80.20	3089	4618
4	77.83	3172	4253
5	74.78	3263	3945
6	70.66	3362	3688

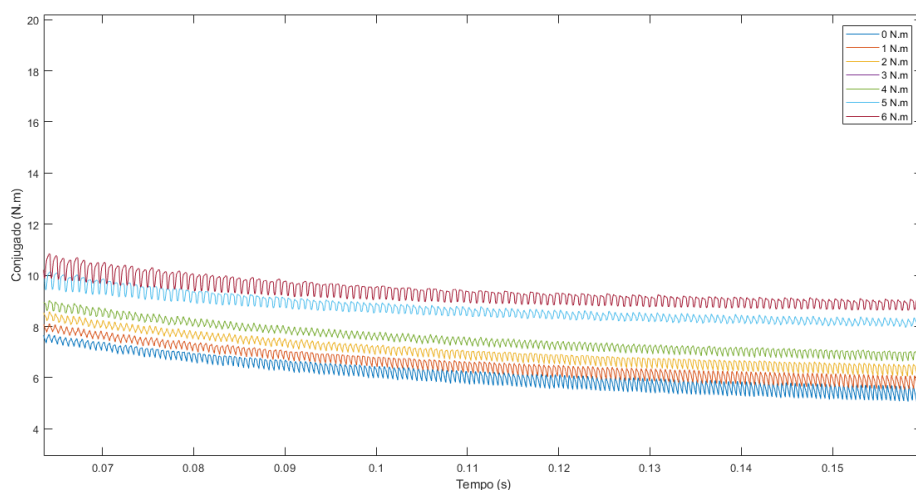
Autor: Fonte própria

Figura 40 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s)



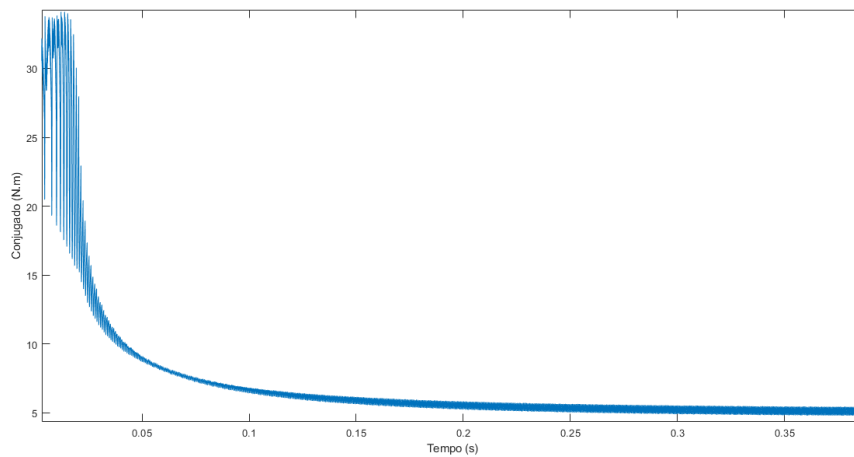
Autor: Fonte própria

Figura 41 - Zoom 2x da Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s)



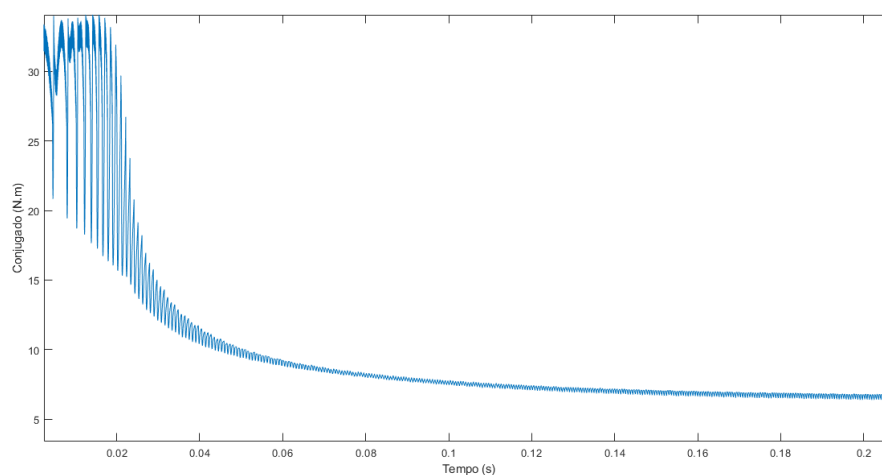
Autor: Fonte própria

Figura 42 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para 1 N.m



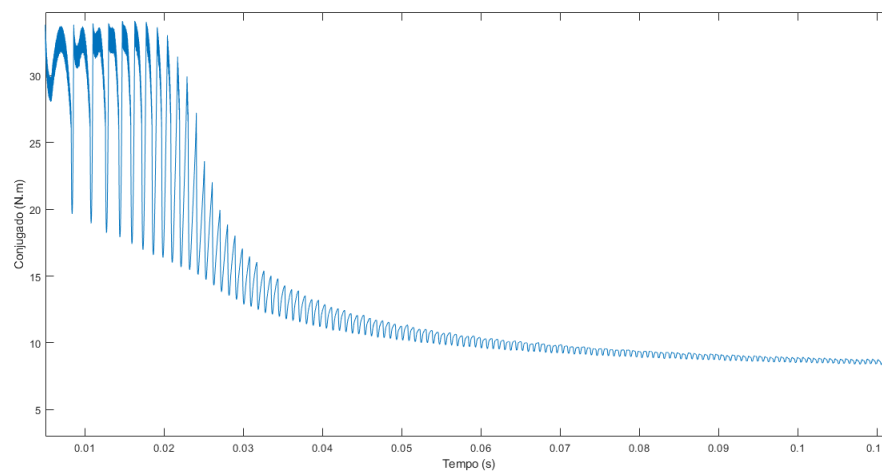
Autor: Fonte própria

Figura 43 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para 3 N.m



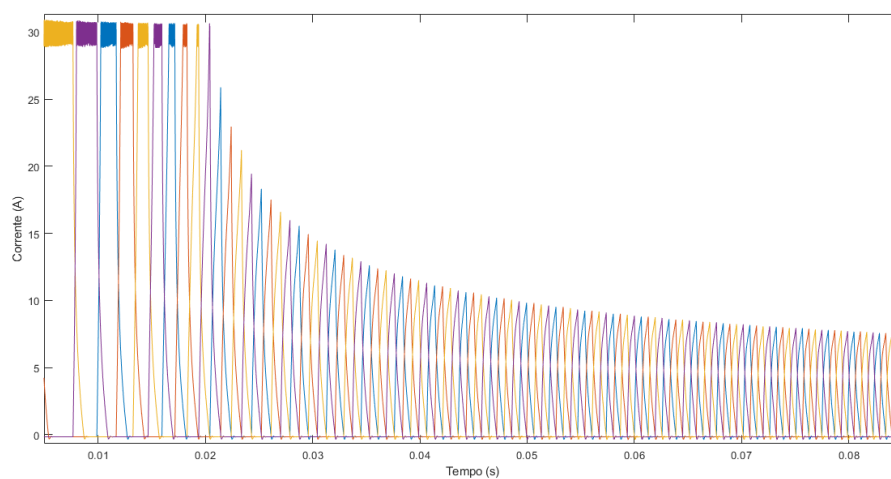
Autor: Fonte própria

Figura 44 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para 5 N.m



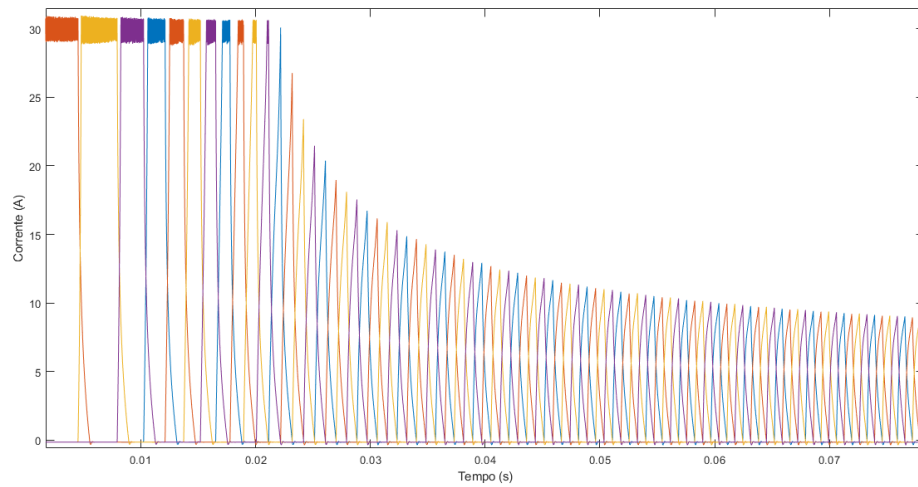
Autor: Fonte própria

Figura 45 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para 1 N.m



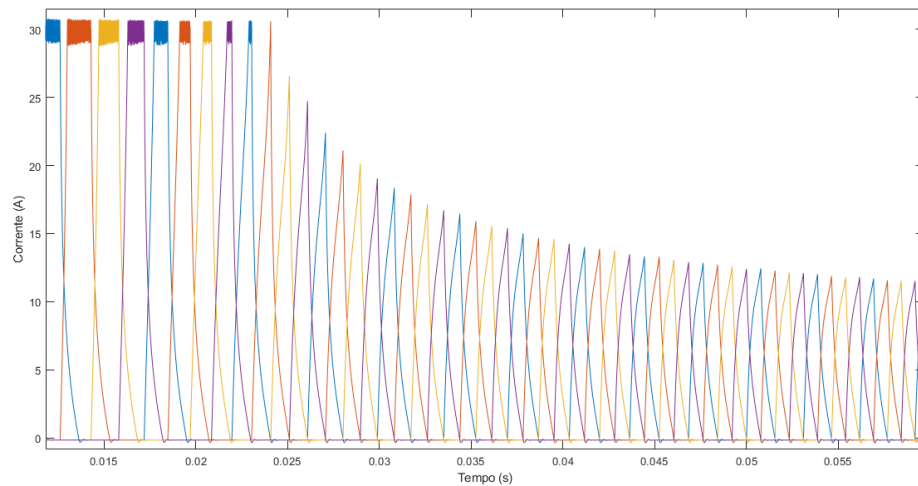
Autor: Fonte própria

Figura 46 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para 3 N.m



Autor: Fonte própria

Figura 47 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para 5 N.m



Autor: Fonte própria

5.3.2 COMPORTAMENTO MEDIANTE VARIAÇÃO DOS ÂNGULOS θ_{on} E θ_{off}

A Tabela 9 descreve os resultados obtidos por meio da variação do θ_{off} , já a Tabela 10 refere-se à variação do θ_{on} . Por fim a Tabela 11 traz a combinação dos melhores valores de θ_{on} e θ_{off} , encontrados no quesito rendimento para a máquina operando com 6 N.m. A partir da Tabela 9, com a variação do θ_{off} , nota-

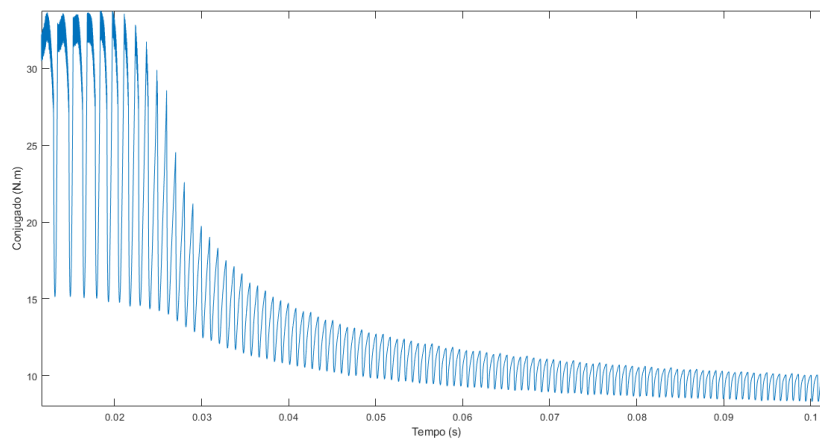
se os ângulos capazes de proporcionarem um rendimento mais elevado, são $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$. As Figuras 48 e 49 trazem a resposta gráfica obtida através da aplicação desses ângulos.

Tabela 9 - Variação do θ_{off}

Simulação	θ_{on}	θ_{off}	Rendimento	Conjugado
1	36.5°	51.7°	71.75	3376
2	36.5°	51.6°	71.95	3369
3	36.5°	51.5°	70.66	3362
4	36.5°	51.4°	71.57	3354
5	36.5°	51.3°	71.47	3346
6	36.5°	51.2°	71.52	3337
7	36.5°	51.1°	70.37	3328
8	36.5°	51.0°	73.43	3318
9	36.5°	50.9°	73.63	3308
10	36.5°	50.8°	70.62	3297
11	36.5°	50.7°	68.74	3287

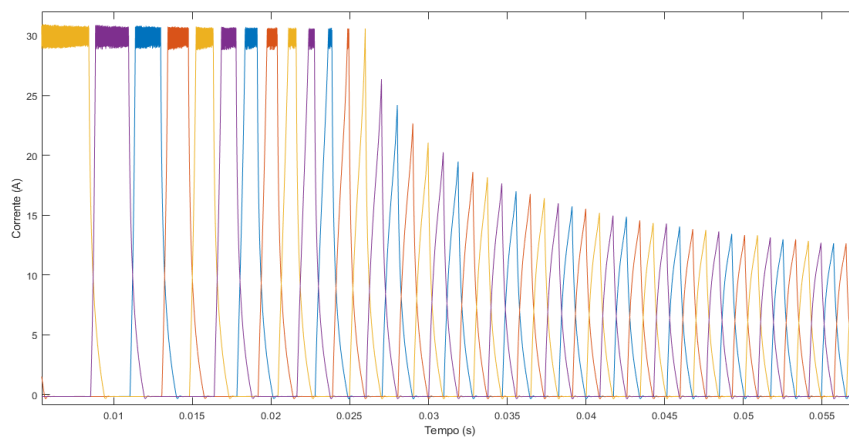
Autor: Fonte própria

Figura 48 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (s) para $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$



Autor: Fonte própria

Figura 49 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para $\theta_{on} = 36.5^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$



Autor: Fonte própria

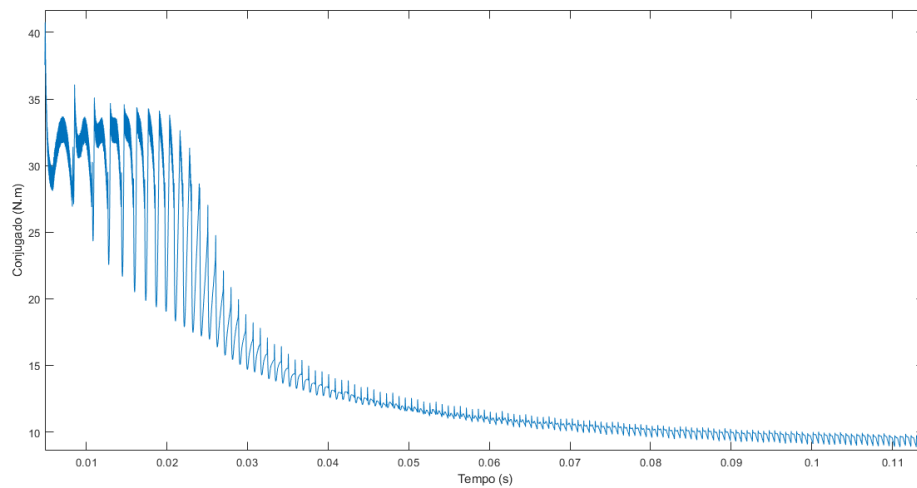
A partir da Tabela 10, com a variação do θ_{on} , nota-se os ângulos capazes de proporcionarem um rendimento mais elevado, são $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$. As Figuras 50 e 51 trazem a resposta gráfica obtida através da aplicação desses ângulos.

Tabela 10 - Variação do θ_{on}

Simulação	θ_{on}	θ_{off}	Rendimento	Conjugado
1	36.7°	51.5°	72.14	3266
2	36.6°	51.5°	69.76	3314
3	36.5°	51.5°	70.66	3362
4	36.4°	51.5°	71.86	3411
5	36.3°	51.5°	72.96	3461
6	36.2°	51.5°	72.02	3511
7	36.1°	51.5°	74.02	3561
8	36.0°	51.5°	75.71	3613
9	35.9°	51.5°	74.02	3685
10	35.8°	51.5°	74.70	3717
11	35.7°	51.5°	74.47	3771

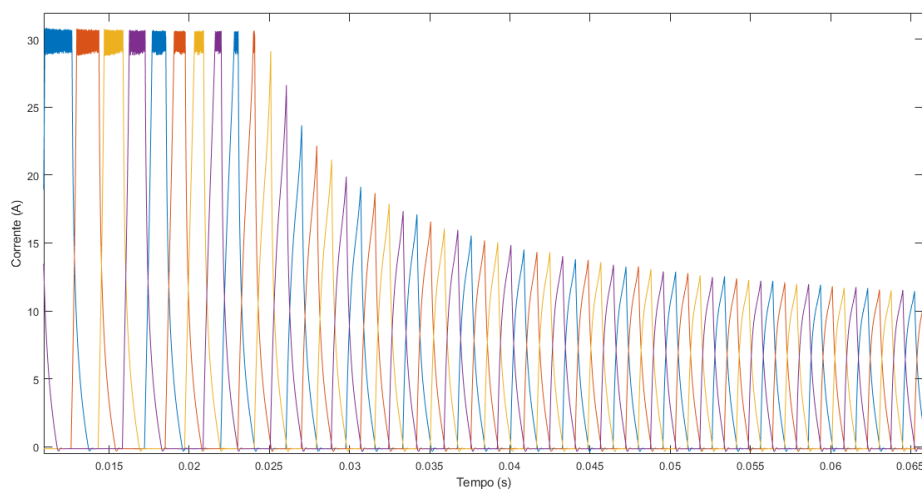
Autor: Fonte própria

Figura 50 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$



Autor: Fonte própria

Figura 51 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 51.5^\circ$



Autor: Fonte própria

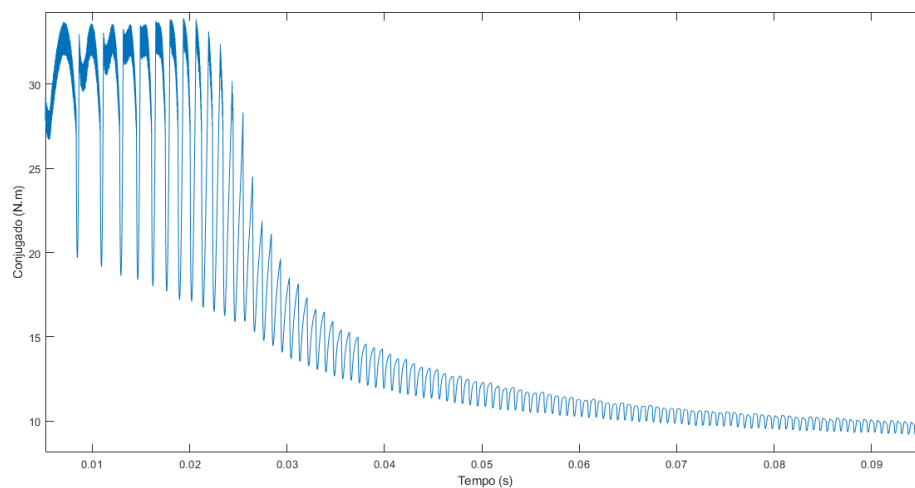
Por fim, a fim de obter um resultado mais preciso, a Tabela 11, apresenta a combinação dos valores de θ_{on} e de θ_{off} que quando variados, proporcionaram um melhor rendimento. As Figuras 52 e 53 trazem a resposta gráfica obtida através da aplicação desses ângulos.

Tabela 11 - Combinando os valores do θ_{on} e θ_{off} que apresentaram os maiores rendimentos

Simulação	θ_{on}	θ_{off}	Rendimento	Conjugado
1	36.0°	50.9°	75.56	3563

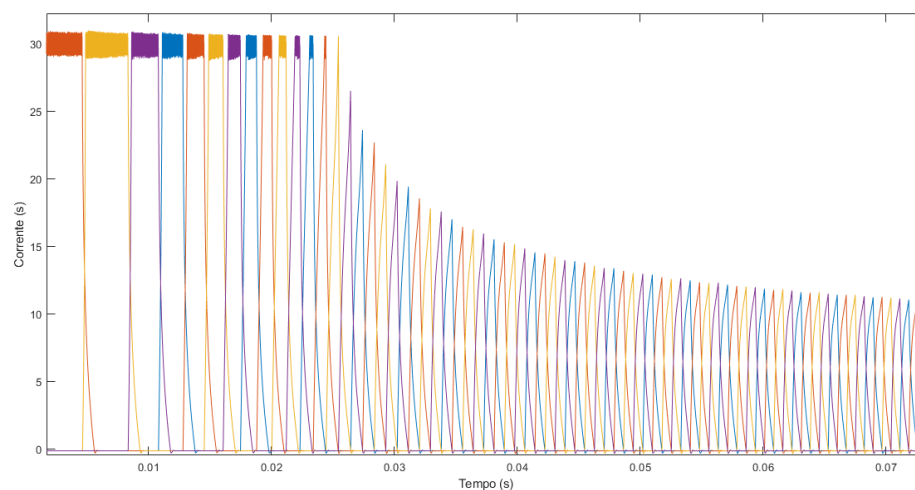
Autor: Fonte própria

Figura 52 - Curva de Conjugado (N.m) Versus Tempo (S) para $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$



Autor: Fonte própria

Figura 53 - Curva de Corrente (A) Versus Tempo (s) para $\theta_{on} = 36.0^\circ$ e $\theta_{off} = 50.9^\circ$



Autor: Fonte própria

A partir da aplicação das malhas de controle, foi possível obter rendimentos mais elevados e com conjugados menores.

5.4 COMPARATIVO DO RESULTADO DE CONJUGADO ENTRE MALHA ABERTA E MALHA FECHADA

Utilizando os ângulos fixos de θ_{on} e de θ_{off} , respectivamente 36.5° e 51.5° e uma carga de 6 N.m, a fim de trazer um comparativo acerca da estimativa de

conjugado com a inserção da malha aberta e com a inserção da malha fechada, a Tabela 12 traz os resultados obtidos a partir da análise gráfica. Em que,

$C_{M\acute{a}x}$ – Conjugado máximo

C_{Min} – Conjugado mínimo

$C_{M\acute{e}dio}$ – Conjugado médio

Tabela 12 - Comparativo entre malha aberta e malha de fechada

	Com Malha Aberta	Com Malha Fechada
$C_{M\acute{a}x}$	9.1	6.81
C_{Min}	8.43	6.55
$C_{M\acute{e}dio}$	8.60	6.71

Autor: Fonte própria

A fim de se realizar tal estimativa utilizou – se a equação 5.4 descrita por [51]:

$$C_{oscila\c{c}\tilde{a}o}(\%) = \frac{C_{M\acute{a}x} - C_{Min}}{C_{M\acute{e}dio}} * 100 \quad \text{Eq. 5.4}$$

Tabela 13 - Estimativa de conjugado

	Malha Aberta	Malha Fechada
$C_{oscila\c{c}\tilde{a}o}(\%)$	7.80%	4.32%

Autor: Fonte própria

Conforme os resultados apresentados pela Tabela 13, o que se percebe é que com a inserção da malha fechada foi possível haver redução nas oscilações de conjugado.

6. CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES FINAIS

O presente trabalho foi voltado ao estudo do perfil dos motores de relutância variável, especificamente dos motores 8X6. Inicialmente, foi exposto o tema a partir de uma contextualização histórica apresentando de modo geral os primeiros passos dados a partir do emprego dos MRV's, incluindo a utilização deles nos HEV's. Além disso, a partir do levantamento bibliográfico, foram citadas diversas referencias, no qual foi exposto onde as aplicações tradicionais de controles são encontradas e a maneira pela qual é organizada as regiões de operação do motor bem como suas características gerais, vantagens e desvantagens.

Posteriormente, foi feita uma análise mais aprofundada dos MRV's de modo a envolver o comportamento, aspectos construtivos, princípio de funcionamento e equacionamento. Sendo a respectiva modelagem matemática dos motores 8X6 baseada no protótipo desenvolvido por [40], cabe ressaltar que o motor em estudo está presente no Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás (IFG – Campus Itumbiara).

Em seguida, a fim de fornecer uma ideia central acerca dos conceitos que envolvem os sistemas de controle foram levantados os temas considerados essenciais para a compreensão e aplicação das técnicas de controle a exemplo disso está: a função transferência, compensadores, controlador PID, método do lugar geométrico das raízes e análise no domínio da frequência. Sendo este estudo tomado como base a partir de referências de autores como: [32], [34], [37] e [38].

A partir da construção e organização do conhecimento acerca dos MRV's como um todo, do controle essencial, e do conhecimento acerca da eletrônica de potência foi desenvolvido a montagem em ambiente *MATLAB/SIMULINK* das malhas necessárias para a realização do controle do sistema, assim como foram feitas as modificações necessárias do protótipo utilizado. Foram realizados dois tipos de simulações, sendo a primeira objetivando ratificar o comportamento esperado desse tipo de motor e a segunda empregando a estratégia para o controle do conjugado. Desse modo, cumprindo a ideia proposta inicial, a partir

dos resultados obtidos verificou-se que é possível haver a redução das oscilações de conjugado por meio da aplicação de técnicas de controle.

Em relação a variação dos ângulos θ_{on} e de θ_{off} , a melhor estratégia para θ_{on} , é tentar adiantar para que a derivada da indutância em relação a posição seja nula. Já para θ_{off} , a melhor estratégia é desligar o ângulo de chaveamento antes que a derivada da indutância seja negativa para não gerar conjugado negativo para o motor.

Além disso, espera – se que a partir desse trabalho outros alunos possam dar continuidade e aprofunde os estudos de modo com que seja aplicável a simulação em uma bancada experimental, afim de checar na prática se os resultados são próximos ou divergentes da simulação computacional.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] E. BOSTANCI; M. MOALLEM; A. PARSAPOUR; B. FAHIMI, **“Opportunities and challenges of switched reluctance motor drives for electric propulsion: A comparative study”**. IEEE Trans. Transport. Electrific. vol. 3, no. 1, pp. 58–75, Mar. 2017.

[2] R. M. PINDORIYA; B. S. RAJPUROHIT; R. KUMAR; K. N. SRIVASTAVA. **“Comparative Analysis of Permanent Magnet Motors and Switched Reluctance Motors Capabilities for Electric and Hybrid Electric Vehicles”**. IEEE Transactions on Industrial Electronics. ISBN eletrônico: 978-1-5386-1138-8. Índia, 2018.

[3] S. R. PATEL; N. GANDHI; N. CHAITHANYA; B. N. CHAUDHARI; A. NIRGUDE. **“Design and Development of Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle Application”**. IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). Trivandrum, 2016.

[4] A.SILVEIRA. **Controle de tensão na carga para motor/ gerador a relutância variável de tres fases**. 2012. Tese (Doutorado) – Curso bacharelado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia 2012. Disponível em: <https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/14299>. Acesso em 18/03/2021.

[5] R. KRISHNAN. **“Switched Reluctance Motor Drives – Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications”**. CRC Press LLC, 2001, ISBN 0-8493-0838-0.

[6] R.C. KAVANAG; J. M. D MURPHY; M. EGAN, **“Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Drives using Self-Learning Techniques”**. Proc. Of IECON91, pp. 289-294, Vol. 1, Japão, 1991.

[7] B. FAHIMI; R. SEPE, Jr. **“Driven to Excel”**. Motion Control, October / November, 2001, Pub 2551-02

[8] J. REINERT; R. INDERKA; M. MENNE; R. W. DONCKER . **“Optimizing Performance in Switched-Reluctance Drives”** – IEEE Industry Applications Magazine, July / August 2000, Volume 6, Number 4, p.p.- 63 – 70.

[9] R. S. COSTA. **“Estudo da Melhoria de Desempenho de Acionamentos Elétricos Utilizando MRCs Monofásicos”**. 2004. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia.

[10] C. POLLOCK; A. MICHAELIDES – **“Switched Reluctance Drives: a comparative evaluation”**. Power Engineering Journal, December, 1995, p.p.- 257 – 266

[11] D. S. SCHRAMM; B. W. WILLIAMS; T. C. GREEN. **“Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors by PWM phase Current optimal Profiling”**, PESC 92, pp. 857-860, 1992

[12] J. C MOREIRA. **“Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Via bi-cubic Spline Interpolation”**, PESC 92 pp. 851-856, 1992

[13] Electrical and Computer Engineering. Northwestern University. Disponível em: <http://www.ece.northwestern.edu/local-apps/matlabhelp/toolbox/simulink/slref/relay.html>>. Acesso em 22/ 02/ 2022.

[14] T. T.BORGES. **“Motor a Relutância Chaveado com Controle Fuzzy e Detecção Indireta de Posição”** . 2002. Tese (Doutorado). Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia – Julho / 2002.

[15] J.L. DOMINGO. **“Projeto, Construção e Proposta de Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado”**. 2003. Tese (Doutorado). Universidade Federal de Uberlândia – Fevereiro, 2003.

[16] G. R. HWANG. **“Modelagem da Máquina à Relutância Chaveada Incluindo a Saturação Magnética”**. 2002. Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de Uberlândia – Outubro / 2002

[17] I. HUSAIN. **“Minimization of Torque Ripple in SRM Drives.”** IEEE Transaction on Industrial Electronics, V. 49 n. 1, pp. 28-39, fev. 2002.

[18] J. V. BYRNE; M. F. MCMULLIN; J. B. ODWYER. **“A High performance variable reluctance drive: a new brushless servo”**. Proc. MotorCon, pp. 147-160, Out 1985.

[19] A. V. RADUN. **“Design Considerations for the Switched Reluctance Motor”**. IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 31 no5 Set/Out 1995 pp: 1079-1087

[20] L. O. A. P. HENRIQUES. **“Implementação de Estratégia de Minimização de Oscilações de Torque e Remoção do Sensor de Posição para um Acionamento de Relutância Variável Usando Técnica Neuro-Fuzzy”**. 2004. Tese (Doutorado). Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro – Agosto, 2004.

[21] A. M. OMEKANDA. **“Robust Torque and Torque-per-Inertia Optimization of a Switched Reluctance Motor using the Taguchi Methods”**. IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 42 n. 2 March/April 2006 pp: 473-478.

[22] A. G. JACK; B. C. MECROW; J. A. HAYLOCK. **"A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications"**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 4, pp. 889-895, Jul/Aug 1996.

[23] B. FAHIMI; A. EMADI; R. B. SEPE. **"Four-quadrant position sensorless control in SRM drives over the entire speed range"**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 1, pp. 154-163, Jan. 2005.

[24] J. SUN; S. WANG; Z. KUANG; H. WU. **"Torque ripple comparison of short-pitched and fully-pitched winding switched reluctance machine,"** Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012 15th International Conference on, Sapporo, 2012, pp. 1-6.

[25] N. Abu; B. CAKIR; N. INANC; A. B. YILDIZ; M. Z. Bilgin. **"Switched reluctance motor drive by using fuzzy controller"**. Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No. 97CH36066). IEEE, 1997. (Vol. 1, pp. 348-353).

[26] L. O. HENRIQUES; L. G. ROLIM; W. I. SUEMITSU; P. J. BRANCO; J. A. DENTE. **"Torque ripple minimization in a switched reluctance drive by neuro-fuzzy compensation"**. IEEE Transactions on magnetics, v. 36, n. 5, p. 3592-3594, 2000.

[27] F. FACCIN. **"Abordagem inovadora no projeto de controladores PID"**. 2004.

[28] FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY JR.; Charles, UMANS, Stephen D. Máquinas elétricas: com introdução a eletrônica de potência. 6° ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.

[29] José I. Perat, BENAVIDES. **“Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados”**. Catalunya, UPC, 2006.

[30] N. M. F. PINTO. **Desenvolvimento do Enrolamento Estatórico de um Motor de Relutância Variável**. Covilhã, Universidade da Beira Interior, 2010.

[31] Zhi Yang; Fei Shang; Ian P. Brown; Mahesh Krishnamurthy. **“Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction and Switched reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications”**. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 1, Ed. 3, 2015.

[32] Richard C. Dorf; Robert H, Bishop. **Sistemas de controle modernos**. Rio de Janeiro: LTC, 2014.

[33] Miller, T.J.E.,. **Eletronic Controlo of Switched Reluctance Machines**, Edited by T J E Miller, Newness Power Engineering Series, 2001, livro, 272 pp..

[34] NORMAN S. NISE. **Engenharia De Sistemas De Controle**. Rio de Janeiro: LTC, 2013.

[35] **Conversor de topologia Meia-Ponte (Half-Bridge)**. All Electronics Group, 2020. Disponível em: < <https://allelectronicsgr.com.br/conversor-de-topologia-meia-ponte-half-bridge/>>. Acesso em 20/ 06/ 2022.

[36] F. R. Lemes, L. S. C. Silva. **Conversor pré-regulador do fator de potência (PFP) Boost com controle de corrente por histerese**. Jataí, IFG, 2015.

[37] Farid Golnaraghi; Benjamin C. Kuo. **Sistemas de controle Automático**. São Paulo: LTC, 2012.

[38] Ogata, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

[39] Bosch, R. GmbH. ***Automotive Electrics and Automotive Electronics***, 5th ed. John Wiley & Sons Ltd., UK, 2007.

[40] MORAES FILHO, M. J. **Desenvolvimento de plataforma de acionamento digital para motor a relutância variável 8/6**. Uberlândia, UFU, 2017.

[41] C. F. Carvalho, M. H. A. Signorelli. **Princípio De Funcionamento E Acionamento Do Motor A Relutância Variável**, UFU.

[42] ARRABAÇA, D. A.; GIMENEZ, S. P. **Eletrônica de Potência Conversor de Energia CA/CC Teoria, Prática e Simulação**. São Paulo: Érica, 2011.

[43] J. A. Pomilio, **Eletrônica de potência**. Campinas, Unicamp, 1998.

[44] V. R. Bernardeli, D. A. Andrade, L. C. Gomes, A. W. F. V. Silveira, G. P. Viajante, A. B. Fernande – **Modeling of Switched Reluctance Machine Including Core Magnetic Saturation - The Operated Mode Self-Excited SRG as Example Application**. S, Uberlândia, UFU, 2017.

[45] BERNARDELI, V. R – **Controle de Conjugado em Motores à Relutância Variável Multifásicos**, Uberlândia, UFU, 2008.

[46] FARIA, V. H. C. – **Desenvolvimento De Plataforma De Instrumentação Virtual Para O Acionamento, Controle E Monitoramento De Um Motor A Relutância Variável 8/6**. Uberlândia, UFU, 2022.

[47] HENRIQUES, L. O. A. P. – “**Compensação das Oscilações de torque de um Acionamento de Relutância Chaveado Utilizando Técnicas de Controle Neuro-Fuzzy**”. Rio de Janeiro, UFRJ, 1999.

[48] SILVEIRA, A. F. V. – “**Modelagem, construção, testes e análises de desempenho de um gerador a relutância chaveado**”. Uberlândia, UFU, 2008.

[49] AHMED, Ashfaq. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2006

[50] UMANS, S. D. Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley. 7° ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.

[51] RABELO, L. H. “**Implementação de Controle de Conjugado de Motor a Relutância Variável com Vistas a sua Aplicação em Tração Elétrica**”. Itumbiara, IFG, 2021.

[52] CAVALLI, L.; ROBL, N. D.; MELO, P. Z.; GODY, T. M. **“Os impactos ambientais da revolução industrial: mudanças econômicas e sociais”**. Unijuí – Campus Ijuí, 2022.

[53] BESKOW, E.; METTEI, L. **Notas sobre a trajetória da questão ambiental e principais temas em debate na Conferência Rio +20**. Revista Necat, Publicação Eletrônica Semestral do Núcleo de Estudos de Economia Catarinense. 2020.

[54] 05 de junho – Dia mundial do meio ambiente. Clube Jundiaense, 2017. Disponível em: <<https://clubejundiaense.com.br/2017/06/05-de-junho-dia-mundial-do-meio-ambiente/>>. Acesso em 08/ 04/ 2021.

[55] Sobre a camada de ozônio. Protocolo de Montreal, 2017. Disponível em: < <https://www.protocolodemontreal.org.br/site/quem-somos/camada-de-ozonio>>. Acesso em 08/ 04/ 2021.

[56] MARTINS, E. C; SILVA, M. V. **Evolução da Automação nas Indústrias Automobilística do Brasil**.

[57] A evolução do automóvel. H2 Brasil, 2011. Disponível em: < <http://www.h2brasil.com/parte-1.php>>. Acesso em: 08/04/2021.

[58] ANTONI, R.; FOFONKA, L. Impactos Ambientais Negativos na Sociedade Contemporânea. Revista Educação Ambiental, 2018. Disponível em: < <https://www.revistaea.org/artigo.php?idartigo=1557>>. Acesso em: 08/ 04/ 2021.

[59] SANTOS, E.T. A. **“Educação Ambiental na Escola: Conscientização da Necessidade de Proteção da Camada de Ozônio”**. Santa Maria, UFSM, 2007.

[60] PAZ, E. M. S. M.; BOCH, E. E.; ORTEGA, G. P.; CAMPOS, N. A. S. Revolução Industrial e meio ambiente: Questões para refletir. Ensino médio em

diálogo. Disponível em: <<http://www.emdialogo.uff.br/content/revolucao-industrial-e-meio-ambiente-questoes-para-refletir>>. Acesso em 15/ 04/ 2022.

[61] ARAÚJO, R. E.; CAMACHO, J.R. **“Modelling and Control of Switched Reluctance Machines”**. Londres, Reino Unido: IntechOpen, 2020.

[62] Switched reluctance motors power electric Land Rovers. Drives e control, 2013. Disponível em: <https://drivesncontrols.com/news/fullstory.php/aid/3872/Switched_reluctance_motors_power_electric_Land_Rovers.html>. Acesso em 10/ 05/ 2022.

[63] What is a PID Controller: Working & Its Applications. ElProCus (Eletronics, Projects e Focus). Disponível em: <<https://www.elprocus.com/the-working-of-a-pid-controller/>>. Acesso em 20/ 05/ 2022.

[64] Água coloca a Gestão de Recursos Hídricos como o problema do século. Plurale, 2014. Disponível em: <<https://www.plurale.com.br/site/noticias-detallhes.php?cod=13795&codSecao=2>>. Acesso em 20/ 05/ 2022.

[65] O que é Controle PID? Entenda o funcionamento e veja exemplos. West Control Solutions, 2012. Disponível em: <<https://www.west-cs.com.br/blog/o-que-e-controle-pid/>>. Acesso em 23/ 05/ 2022.

ANEXO

1 – CONCEITOS FUNDAMENTAIS ENVOLVENDO SISTEMAS DE CONTROLE

1.1 FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA

De acordo com [37],

“A função de transferência de um sistema linear invariante no tempo é definida como a transformada de Laplace da resposta ao impulso, com todas as condições iniciais consideradas nulas”.

Complementando, [34] afirma que,

“A função de transferência é definida como $G(s) = C(s)/R(s)$, ou a razão entre a transformada de Laplace da saída e a transformada de Laplace da entrada. Esta relação é algébrica e também se adapta à modelagem de subsistemas interconectados.”

Segundo [38],

“A função de transferência inclui as unidades necessárias para relacionar a entrada a saída; entretanto, não fornece nenhuma informação relativa à estrutura física do sistema”.

Por fim, como apontado por [32],

“A função de transferência de um sistema (ou elemento) representa a relação descrevendo a dinâmica do sistema sendo considerado.”

1.2 COMPENSADORES

A função primordial da compensação se resume a promover a compensação de um sistema que não apresenta o comportamento desejado [38]. Para [38],

“Ajustar o ganho é o primeiro passo no ajuste do sistema para um desempenho satisfatório”.

Ainda segundo [38], em alguns casos o ajuste advindo apenas do ganho é capaz de lapidar o comportamento em regime estacionário. Já em outros, esse ajuste pode acarretar uma certa instabilidade. Com isso, surge então a necessidade de alterar a estrutura ou adicionar compensadores no sistema.

Nesse sentido, [34] aponta que,

“Os compensadores não são utilizados apenas para melhorar a resposta transitória de um sistema; eles também são utilizados independentemente para melhorar as características de erro em regime permanente”.

De acordo com [34], os compensadores ideais, são aqueles no qual fazem uso da integração pura para melhorar o erro em regime permanente ou derivação pura para aprimorar a resposta transitória. E mediante a sua aplicação, é possível fazer com que o erro em regime permanente seja reduzido a zero.

1.3 CONTROLADOR PID

Com o avanço das tecnologias alavancadas por novas descobertas e aprimoramentos foi possível obter o desenvolvimento na área dos sistemas de controle, mais especificamente no início do século XX, alcançando-se a condução automática de navios. E associada a essa descoberta foi concebido o que hoje chamamos de controladores Proporcional Integral e Derivado (PID) [34]. O primeiro controlador PID foi projetado por Elmer Sperry em 1911 [63].

Segundo [63], cerca de 95% das operações em malha fechada do setor de automação industrial utilizam este tipo de controlador. Os controladores PID são utilizados para realizar o controle de variáveis de processos industriais como: pressão, vazão, velocidade e entre outros.

De acordo com [34],

“Caso projetemos um controlador PD ativo seguido de um controlador PI ativo, o compensador resultante é chamado de controlador proporcional, integral e derivativo (PID)”.

Ainda de acordo com [34],

“Os nomes associados aos compensadores proveem do método de implementação do compensador ou das características do compensador. Os sistemas que alimentam o erro adiante para a planta são chamados de sistemas de controle proporcional. Os sistemas que alimentam a integral do erro para a planta são chamados de sistemas de controle integral. Finalmente, os sistemas que alimentam a derivada do erro para a planta são chamados de sistemas de controle derivativo”.

Para [32],

“Para se implementar o controlador PID, três parâmetros devem ser determinados, o ganho proporcional denotado por K_p , o ganho integral, denotado por K_I e o ganho derivativo, denotado por K_D ”.

Complementando, [32] afirma que,

“Muitos processos industriais são controlados usando controladores PID. A popularidade dos controladores PID pode ser atribuída parcialmente ao seu bom desempenho em uma vasta gama de condições de operação e parcialmente a sua simplicidade funcional que permite aos engenheiros operá-los de uma forma simples e direta.”

Ou seja, de modo geral pode-se afirmar que o PID, prevê a eliminação erros de desvio de controle e o gerenciamento de movimentos rápidos do processo [65]. Objetivando, um sistema de compensação de oscilação de torque pelo acionamento, o PID foi aplicado no controle de velocidade e no controle de conjugado. Segundo [27], este tipo de controlador é o mais utilizado industrialmente, além de ser o mais estudado. Uma vez que ele possui versatilidade, simplicidade e capacidade de executar precisamente os processos industriais nos quais é empregado.

1.4 MÉTODO DO LUGAR GEOMÉTRICO DAS RAÍZES (LGR)

O sistema com realimentação cujos parâmetros variavam sobre uma faixa específica de valores, conhecido hoje como método das raízes foi desenvolvido por Walter R. Evans em 1948 [34].

Esse método fornece uma representação gráfica da estabilidade do sistema, já que é possível localizar as raízes correspondentes no gráfico. Além disso, ele é capaz de indicar o modo pelo qual os polos e os zeros de malha aberta devem sofrer modificações [34]. Esse método, foi aplicado para ajustar os compensadores PID. Como aponta [38], os lugares das raízes são simétricos ao eixo real do plano s , devido os polos complexos e zeros complexos se concentrarem apenas em pares conjugados. Segundo [34],

“O lugar geométrico das raízes pode ser utilizado para descrever qualitativamente o desempenho de um sistema à medida que diversos parâmetros são alterados. Por exemplo, o efeito da variação do ganho sobre a ultrapassagem percentual, o tempo de acomodação e o instante de pico pode ser mostrado vividamente. A descrição qualitativa pode então ser verificada através de uma análise quantitativa”.

Já [38] afirma que,

“Utilizando o método do lugar das raízes, o projetista pode prever quais os efeitos da variação do ganho ou da adição de polos de malha aberta e/ou zeros de malha aberta sobre a localização dos polos de malha fechada”.

Complementando, para [37],

“A construção do lugar geométrico das raízes é, basicamente, um problema gráfico, embora algumas propriedades sejam deduzidas analiticamente. A construção gráfica do LGR é baseada no conhecimento dos polos e zeros da função $G(s)H(s)$. Em outras palavras, $G(s)H(s)$ tem de ser inicialmente escrita como $G(s)H(s) = KG_1(s)H_1(s) = \frac{k(s+z_1)(s+z_2)\dots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\dots(s+p_n)}$ Eq. 1.4.1

Em que os zeros e polos de $G(s)H(s)$ são reais ou pares complexos conjugados”.

Nesse sentido, [32] destaca que,

“O lugar geométrico das raízes é o caminho percorrido pelas raízes da equação característica traçada no plano s à medida que um parâmetro do sistema varia de zero a infinito”.

Como aponta [38], as regras existentes para a construção do lugar das raízes são:

1. Identificar os polos e zeros de $G(s)H(s)$ no plano s , por meio da forma fatorada da função transferência de malha aberta.

2. Determinar os trechos do lugar das raízes. Para o eixo real, essa determinação se dá através dos polos e zeros de malha aberta, enquanto que polos e zeros complexos conjugados de malha aberta não oferecem influência sobre os trechos do lugar das raízes.

3. Estabelecer as assíntotas dos lugares das raízes.

4. Estabelecer os pontos tanto de chegada quanto os de partida ao eixo real. Sendo que os pontos de partida estão localizados no eixo real, enquanto que os de chegada podem estar também localizados no eixo real ou até mesmo em pares complexos conjugados.

5. Estabelecer o ângulo de partida de um polo complexo.

6. Localizar os pontos no qual o lugar das raízes poderá cruzar o eixo imaginário.

7. Realizar o esboço do lugar das raízes a partir da obtenção de pontos de teste na região de origem do plano s .

8. Estabelecer os polos de malha fechada.

1.5 ANÁLISE NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Os métodos de resposta em frequência, foram elaborados por Nyquist e Bode, Nichols e outros estudiosos na década de 1930 e 1940 [38]. Segundo [38],

“O termo resposta em frequência significa a resposta em regime permanente de um sistema a uma entrada senoidal. Nos métodos de resposta em frequência, variamos a frequência do sinal de entrada dentro de certo intervalo e estudamos a resposta resultante”.

De acordo com [38],

“...os métodos de resposta em frequência são dos mais poderosos na teoria de controle convencional. Também são indispensáveis na teoria de controle robusto”.

Para [32],

“Uma vantagem do método da resposta em frequência é a pronta disponibilidade de sinais de teste senoidais para várias faixas de frequências e amplitudes.”

Como aponta [38], a partir do critério de estabilidade de Nyquist é possível determinar a estabilidade absoluta e relativa dos sistemas lineares de malha fechada. Para [34], a aplicação desse método apresenta mais vantagem quando:

- As funções de transferência são modeladas a partir de dados físicos;
- Os compensadores de avanço de fase são projetados com objetivo de atender a um requisito de erro em regime permanente e a um requisito de resposta transitória;
- A estabilidade de sistemas não lineares é estudada.

Complementando, [32] destaca que,

“A desvantagem básica do método da resposta em frequência para análise e projeto é a conexão indireta entre o domínio da frequência e o domínio de tempo”.

De acordo com [34],

“No regime permanente, entradas senoidais aplicadas a sistemas lineares geram respostas senoidais de mesma frequência. Embora essas respostas tenham a mesma frequência das entradas, elas diferem em amplitude e em fase. Essas diferenças são funções da frequência”.