

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

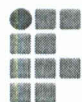


Heitor Lopes Rabelo

**Implementação de Controle de Conjugado de Motor a Relutância Variável com
Vistas A Sua Aplicação Em Tração Elétrica**

ITUMBIARA/GO

2021



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: Heitor Lopes Rabelo

Matrícula: 20151040100014

Título do Trabalho: Implementação de Controle de Conjugado de Motor a Relutância Variável com Vistas A Sua Aplicação Em Tração Elétrica

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, 06/06/2022
Local Data

Assinatura do Autor e/ou Detentor dos Direitos Autorais

Heitor Lopes Rabelo

**Implementação de Controle de Conjugado de Motor a Relutância Variável com
Vistas A Sua Aplicação Em Tração Elétrica**

Trabalho de conclusão de curso apresentado a banca avaliadora, 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: Prof. Dr. Victor Régis Bernardeli

ITUMBIARA/GO

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

R114i Rabelo, Heitor Lopes
 Implementação de controle de conjugado de motor a relutância
 variável com vistas a sua aplicação em tração elétrica. Heitor
 Lopes Rabelo. -- Itumbiara, 2022.
 74 p. : il. color.

 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. Tração elétrica 2. Controle de corrente 3. Motores. I.
 Título. II. Bernardeli, Victor Régis. III. Instituto Federal de
 Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

CDD 621.33

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás
Biblioteca Maria Gabriela Pacheco Pardey / Câmpus Itumbiara
Bibliotecário: 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

Heitor Lopes Rabelo

Implementação de Controle de Conjugado de Motor a Relutância Variável com Vistas a Sua Aplicação Em Tração Elétrica

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica 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 14 de Janeiro 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. Roberlam Gonçalves de Mendonça - Membro

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Prof. Dr. Ghunter Paulo Viajante - Membro

Instituto Federal de Goiás, Câmpus Itumbiara

Itumbiara – GO

2022

Documento assinado eletronicamente por:

- **Roberlam Goncalves de Mendonca**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 02/06/2022 10:48:01.
- **Ghunter Paulo Viajante**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 02/06/2022 10:46:41.
- **Victor Regis Bernardeli**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 02/06/2022 10:44:17.

Este documento foi emitido pelo SUAP em 02/06/2022. 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: 288544

Código de Autenticação: 1e01d2826d



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, principalmente aos meus pais
Maxione e Flávia e a minha irmã Sofia.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, primeiramente pelo dom da vida, por me proporcionar saúde e sabedoria para superar todos os obstáculos e por me sustentar em toda a minha caminhada.

Agradeço a minha mãe Flávia e ao meu pai Maxione, que mesmo diante de todas as dificuldades, sempre me incentivaram a ser cada dia melhor e que mesmo com a distância foram sempre um alicerce na minha vida. Sem eles, nada disso seria possível.

Agradeço a minha irmã Sofia por ser o meu braço direito e ser minha melhor amiga nos momentos que mais precisei.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Victor Régis Bernardeli por todo o conhecimento que me ofertou durante a graduação, pela amizade nos momentos em que mais precisei de um apoio de alguém que já estava onde eu queria chegar e pelos conselhos profissionais e pessoais.

Agradeço aos meus colegas de turmas e futuros colegas de profissão, vocês foram fundamentais nessa etapa da minha vida, sempre vou me recordar dos bons momentos que passamos na biblioteca em busca de conhecimento, obrigado a todos vocês.

Agradeço a todos os meus amigos que acreditaram no meu potencial e sempre me incentivaram, e por fim, deixo o meu agradecimento a todos que de alguma maneira me incentivaram vencer esta batalha ao longo desta minha jornada pela faculdade e passagens pelas indústrias. Que todos os referidos neste texto e em meu coração recebam em dobro todas as coisas boas que me proporcionaram!

RESUMO

Heitor Lopes Rabelo. **Implementação de Controle de Conjugado de Motor a Relutância Variável com Vistas A Sua Aplicação Em Tração Elétrica.** 74 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, 2021.

Este trabalho apresenta a implementação de uma estratégia de controle para a aplicação em um motor de relutância variável, tendo em vista sua utilização na tração elétrica. Para tal, foi utilizado os recursos do software MATLAB / SIMULINK / SIMPOWERSYSTEM®. Foi projetado um sistema de controle de histerese de corrente do tipo soft e controle de conjugado, concentrado no acionamento do motor no ângulo θ_{off} (ângulo de desmagnetização) de cada fase. Esta estratégia teve como principal objetivo a redução da oscilação do conjugado, visto que a mesma causa problemas no funcionamento do motor, como por exemplo, vibrações, ruídos sonoros e perdas na potência da máquina. Neste trabalho, foram utilizadas diversas referências atuais e uma vasta demonstração das equações que regem tanto o funcionamento do motor de relutância variável, como do controle de corrente e de conjugado evidenciados. Com os resultados obtidos, torna-se possível auferir a viabilidade desse recurso para aplicações que exigem alto rendimento e eficácia, como por exemplo, a tração elétrica.

Palavras chave: Controle de corrente, motor de relutância variável, redução de oscilações do conjugado, tração elétrica.

ABSTRACT

Rabelo, Heitor Lopes - **Implementation Control of Motor Conjugate to Variable Reluctance with Views Its Application in Electric Traction**. 74 P. Course Conclusion Work (Bachelor's Degree in Control Automation Engineering) - Federal Institute of Education, Science and Technology of Goiás - IFG, Itumbiara, 2021.

This work presents the implementation of a control strategy for the application in a variable reluctance motor, considering its use in electric traction. For this, the resources of the MATLAB / SIMULINK / SIMPOWERSYSTEM® software were used. A soft-type current hysteresis control system and torque control was designed, focusing on the motor drive at the θ_{off} angle of each phase. The main objective of this strategy was to reduce torque oscillation, since it causes problems in the engine's operation, such as vibrations, noise and losses in the machine's power. In this work, several current references were used and a vast demonstration of the equations that govern both the operation of the variable reluctance motor, as well as the current and torque control evidenced. With the results obtained, it becomes possible to assess the feasibility of this resource for applications that require high performance and efficiency, such as electric traction.

Keywords: Current control, variable reluctance motor, reduced torque swings, electric drive.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Estrutura construtiva do MRV 6x4 com destaque ao enrolamento da fase A	16
Figura 2 - Conversor de Meia Ponte Assimétrica para MRV Trifásico	18
Figura 3 - Excitação da Fase A de um MRV	19
Figura 4 - Simulação do MRV em Análise Estática dos Perfis de Indutância e Torque	20
Figura 5 - Simulação do MRV em Análise Dinâmica.....	21
Figura 6 - Correntes de um MRV Trifásico	23
Figura 7 - Diagrama de blocos de uma rede neural MPL aplicada para controle dos ângulos de chaveamento	24
Figura 8 - Diagrama de blocos do sistema de acionamento do MRV.....	24
Figura 9 - Gráfico de torque por fase e torque total produzido pelo MRV	25
Figura 10 - Fluxograma do processo do algoritmo	26
Figura 11 - Gráfico dos ângulos de comutação obtidos, sendo θ_{on} e θ_{off} , representados respectivamente	27
Figura 12 - Projeto do Controlador para um MRV	27
Figura 13 - Gráficos de Torque e Corrente obtidos por meio do controlador	28
Figura 14 - Modos de Operação do Conversor de Miller.....	29
Figura 15 - Estratégias de Controle para os Modos do Conversor de Miller	30
Figura 16 - Gráficos dos resultados obtidos pela Técnica de Controle de Subida	31
Figura 17 - Diagrama de simulação de um MRV 6X4 com operação controlada por um controlador Fuzzy.....	32
Figura 18 - Respostas do controle de velocidade submetido a carga mecânica.....	34
Figura 19 - Tensões e correntes elétricas aplicadas pelo conversor Half-Bridge no MRV	34
Figura 20 - Seção Transversal do MRV 6x4 com destaque ao enrolamento da fase A	37
Figura 21 - Perfil de Indutância de um MRV Trifásico	38
Figura 22 - Gráficos de perfil de indutância e de corrente de fase para MRV operando como gerador ou motor	39
Figura 23 - Circuito Equivalente Monofásico do MRV	39

Figura 24 - Representação Matricial da MRV.....	43
Figura 25 - Representação do conversor Half-Bridge Trifásico Operando no MRV ..	45
Figura 26 - Diagrama de blocos linearizado.....	48
Figura 27 - Parâmetros do Motor de Relutância Variável (MRV)	52
Figura 28 - Representação do sistema de acionamento do MRV em Malha Aberta usando o ambiente MATLAB/SIMULINK.....	53
Figura 29 - Correntes nas fases A, B e C.....	54
Figura 30 - Tensões nas fases A, B e C.....	54
Figura 31 - Conjugado Eletromagnético Total.....	55
Figura 32 - Conjugado Eletromagnético Total.....	55
Figura 33 - Indutâncias das Fases A, B e C.....	56
Figura 34 - Conversor Half-Bridge configurado para operação nos ângulos de chaveamento G4, G5 e G6.....	57
Figura 35 - Controle de histerese de corrente para a obtenção dos ângulos de chaveamento g4, g5 e g6.....	58
Figura 36 - Correntes nas fases A, B e C.....	58
Figura 37 - Tensões nas fases A, B e C.....	59
Figura 38 - Conjugado Eletromagnético Total.....	59
Figura 39 - Conjugado Eletromagnético Total.....	60
Figura 40 - Velocidade de Rotação em RPM	60
Figura 41 - Correntes nas fases A, B e C.....	61
Figura 42 - Conjugado Eletromagnético Total.....	62
Figura 43 - Conjugado Eletromagnético Total.....	62
Figura 44 - Velocidade de Rotação em RPM	63
Figura 45 - Correntes nas fases A, B e C.....	64
Figura 46 - Conjugado Eletromagnético Total.....	65
Figura 47 - Conjugado Eletromagnético Total.....	65
Figura 48 - Controle de conjugado e histerese de corrente para a obtenção dos ângulos de chaveamento g4, g5 e g6	66
Figura 49 - Conjugado Eletromagnético Total.....	67
Figura 50 - Conjugado Eletromagnético Total.....	67

LISTA DE ABREVIATURAS

MRV	Motor De Relutância Variável
PI	Proporcional Integral
PD	Proporcional Derivativo
PID	Proporcional Integral Derivativo
RP	Regime Permanente
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação Por Largura De Pulso)
Θ_{on}	Primeiro Instante De Chaveamento
Θ_{off}	Instante Final De Chaveamento
Nm	Newton Metro (Unidade De Medida Para Cargas)
kW	Kilo Watts (Unidade De Medida Para Potências)

SUMÁRIO

1. CAPÍTULO 1	13
INTRODUÇÃO	13
1.1 Considerações Iniciais	13
1.2 Objetivo Do Trabalho	15
1.3 Divisão Do Trabalho	15
2. CAPÍTULO 2	16
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS ESTRATÉGIAS DE REDUÇÃO DE OSCILAÇÕES DE CONJUGADO PARA TRAÇÃO ELÉTRICA.....	16
2.1 Motor De Relutância Variável	16
2.2 Conversor Estático	17
2.3 Excitação Das Fases	18
2.4 Estratégias De Controle Para Conjugado	19
2.4.1 Otimização Do Projeto Construtivo Do Mrv	19
2.4.2 Controle Dos Ângulos De Comutação	22
2.4.3 Controle De Corrente.....	28
2.5 Conclusão	35
3. CAPÍTULO 3	36
MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL.....	36
3.1 Introdução A Modelagem Matemática	36
3.2 Princípio De Funcionamento Do MRV	37
3.3 Modelo Matemático	39
3.4 Matrizes E Equações De Espaço De Estados	42
3.5 Conclusão	44
4. CAPÍTULO 4	45
PROPOSTA DE ESTRATÉGIA PARA REDUÇÃO DA OSCILAÇÃO DE CONJUGADO PARA O MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL.....	45

4.1 Introdução.....	45
4.2 Conversor Eletrônico De Potência.....	45
4.3 Controle De Corrente.....	46
4.4 Controle De Conjugado	49
4.5 Parâmetros Do Motor.....	51
4.6 Simulações Em Malha Aberta.....	52
4.7 Simulações Com A Aplicação Do Controle De Corrente	56
4.8 Simulações Com A Aplicação Do Controle De Corrente Utilizando Uma Entrada Degrau.....	61
4.9 Simulações Com A Aplicação Do Controle De Corrente Com Entrada Degrau De Carga	63
4.10 Simulações Com A Aplicação Do Controle De Conjugado E De Histerese De Corrente.....	66
4.11 Conclusão.....	68
5. CAPÍTULO 5	69
CONCLUSÕES	69
5.1 Conclusões Finais	69
5.1 Propostas Para Trabalhos Futuros	70
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	71

1. CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A partir de meados da década de 90, com o crescente uso de máquinas elétricas no setor industrial, a necessidade de estudos voltados à área de eficiência energética tornou-se necessária. Segundo a PROCEL (Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica), cerca de 35% da energia elétrica produzida no Brasil é consumida pela indústria e que desta porcentagem, 70% é utilizado por sistemas motrizes (sistemas com o uso de motores). Essas máquinas, para o setor industrial, são vistas como essenciais, afinal, estão relacionadas à tração elétrica, como por exemplo esteiras transportadoras, bombas hidráulicas, dentre outras aplicações. Como a busca por custo baixo se faz sempre presente na indústria, partindo do ponto de uma necessidade reduzida de manutenção, optou-se na maioria das empresas do setor industrial, o uso de motores de indução. Estes possuem uma vantagem muito relevante para os sistemas elétricos que se consiste em não necessitarem de inversores para partida direta [29]. Com o advento do inversor de frequência, os motores de indução passaram a operar em aplicações com velocidade variável, sendo muito utilizados, por exemplo, em carros elétricos. Porém, existem algumas aplicações que denotam ampla faixa de velocidade e que o uso do motor de indução, em certos pontos de operação, não é tão eficaz se comparado a outras máquinas.

Nesse sentido, a indústria se movimentou para desenvolver máquinas com melhor rendimento e que apresentasse uma redução significativa nas perdas. Buscando atender aos critérios anteriormente apresentados, bem como, relacionar custo com variabilidade de aplicações de técnicas de controle, apresenta-se a Máquina de Relutância Variável. A Máquina de Relutância Variável é robusta, simples de ser construída, possuindo elevada relação conjugado/volume. Não utiliza ímãs permanentes e não possui enrolamentos no rotor, tornando-a mais barata em relação a outras máquinas elétricas [3]. Esta máquina prevê tolerância a falhas em tratamento das fases, no sentido em que o controle de cada uma delas é independente [23].

Destaca-se a vantagem no uso da Máquina de Relutância Variável para trabalho com velocidades variáveis, seja elas muito elevadas, como é o caso em setores automotivos, seja elas em baixa velocidade, como é o caso no setor de energia eólica [1].

Analizando o comportamento dessa máquina no mercado, destaca-se seu uso na substituição de motores a diesel, como foi o caso apresentado pela empresa Nidec SR Drives Ltd. Em sua linha de veículos o seu maior diferencial entre as concorrentes é a utilização do MRV (Motor de Relutância Variável). Conforme a mesma cita em seu site (DRIVES, 2021) em um carro do modelo Land Rover 110 Defender substitui-se um motor a diesel por um MRV de 70 KW. O que impressionou é que devido seu alto conjugado, o motor atingiu a velocidade de 110 km/h sem a necessidade de troca de marchas.

Porém, assim como um grande benefício, o alto conjugado do MRV traz seu maior desafio que o coloca muitas vezes em desvantagem a outros motores. Dito isso, seu maior problema passa a ser a elevada oscilação de conjugado eletromagnético, que consequentemente produz vibração e ruído sonoro. As oscilações do MRV são produzidas majoritariamente na região de superposição de fases, quando a responsabilidade de geração do conjugado é transferida de uma fase para outra [1].

Como abordado anteriormente, o problema evidenciado da alta oscilação do conjugado elevou o número de trabalhos sendo desenvolvidos nesse campo, buscando atenuar essa oscilação e consequentemente apresentar soluções que sejam viáveis economicamente. Um destes trabalhos foi desenvolvido por Husain, conforme citado na referência [2] utilizando da modulação PWM para dividir o torque total entre as fases. Dessa forma, evidenciou-se uma redução de oscilação justamente nos pontos problemáticos, ou seja, na comutação entre as fases. Porém, ainda que o trabalho tenha apresentado avanços significativos, ele ainda exigia um controlador robusto para operação em amplas faixas de velocidade, tornando-o utilizável como pontapé inicial para diversas outras pesquisas no setor.

Para tentar solucionar o problema na operação em amplas faixas de velocidade, foi proposto um projeto de análise de pequenos sinais para identificação de um modelo linearizado para um controlador PI [2]. Dessa forma, o ganho PI estabelecia-se através

de resposta em frequência. Porém, ainda se mantinha um controlador robusto e a viabilidade comercial para alguns casos era descartada.

Como fica evidenciado, ainda é um desafio encontrar controladores que se consolidem no mercado e que atendam estes motores. Dessa forma, por mais que sejam extremamente vantajosos, ainda não são muito utilizados visando alto desempenho, como é o caso deste trabalho, ou seja, para a tração elétrica.

1.2 OBJETIVO DO TRABALHO

Este trabalho tem por objetivo apresentar o motor de relutância variável, bem como sua aplicação atual no mercado; levantar as estratégias comumente utilizadas para a redução de oscilação de conjugado; demonstrar a modelagem do motor em questão, bem como as suas equações de estado; apresentar uma proposta de estratégia para redução da oscilação do conjugado, bem como os resultados obtidos através da mesma; analisar a viabilidade da proposta apresentada e sugerir temas para trabalhos futuros.

1.3 DIVISÃO DO TRABALHO

Este trabalho se apresenta da seguinte forma:

O capítulo II apresenta as diversas estratégias utilizadas para a redução da oscilação do conjugado para tração elétrica. A ideia principal é demonstrar o que já está sendo utilizado para otimização, com efeito de análise e compreensão do tema.

O capítulo III apresenta a modelagem do motor e seu funcionamento dinâmico, bem como as suas equações de estado, desenvolvidas com a ferramenta MATLAB / SIMULINK. Neste capítulo, demonstra-se para efeito de simulação, o funcionamento de um MRV em malha aberta.

O capítulo IV apresenta a proposta de estratégia para redução da oscilação do conjugado. A ideia principal é introduzir, baseado nos conhecimentos abordados no capítulo II, estratégias que atendam o modelo referenciado.

O capítulo V apresenta a conclusão, baseado nos resultados obtidos pela proposta observada no capítulo IV e as possíveis melhorias que possam ser abordadas em trabalhos futuros.

2. CAPÍTULO 2

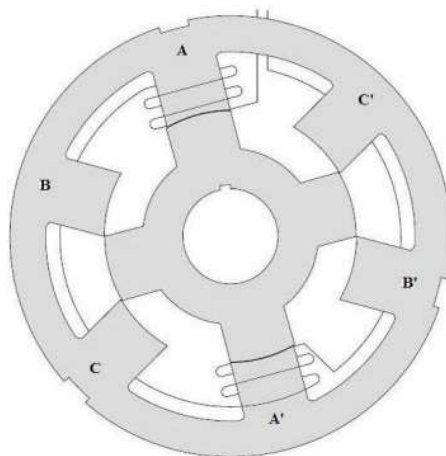
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS ESTRATÉGIAS DE REDUÇÃO DE OSCILAÇÕES DE CONJUGADO PARA TRAÇÃO ELÉTRICA

2.1 MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Antes de compreender as estratégias utilizadas, é necessário conhecer os aspectos construtivos do MRV. O MRV possui uma estrutura composta por dupla saliência, com excitação em seu estator via enrolamentos independentes. Este motor possui em cada fase, enrolamentos concentrados nas saliências do estator, enquanto o seu rotor é composto apenas por material ferromagnético laminado, ou seja, não apresentando enrolamentos ou ímãs permanentes [3].

É possível observar que as estruturas utilizadas no MRV em sua maioria, apresentam polos simétricos e igualmente espaçados. Para esse projeto, a configuração adotada, tendo como visão, atender a demanda trifásica, foi a 6/4, ou seja, 6 polos no estator e 4 polos no rotor, conforme mostra a figura 1.

Figura 1 - Estrutura construtiva do MRV 6x4 com destaque ao enrolamento da fase A



Fonte: Adaptado de (DIAS; REÁTEGUI; COSTA; FLEURY; ANDRADE; CARDOSO; NERIS; DOS SANTOS, 2016)

O funcionamento do MRV só é possível devido à presença, tanto no rotor, quanto no estator, de polos salientes. Dessa forma, quando os polos estão alinhados a indutância de fase é máxima, portanto, a relutância é mínima e consequentemente, o conjugado é nulo. Caso os polos estejam desalinhados, a relutância é máxima. Para o acionamento do motor do MRV é imprescindível conhecer a posição angular do rotor, bem como os instantes de comutação da corrente entre as fases. Caso não seja conhecido esses instantes e os mesmos forem extrapolados, é nítido a ocorrência de perdas no rendimento, dado que haverá um aumento significativo nas oscilações do conjugado.

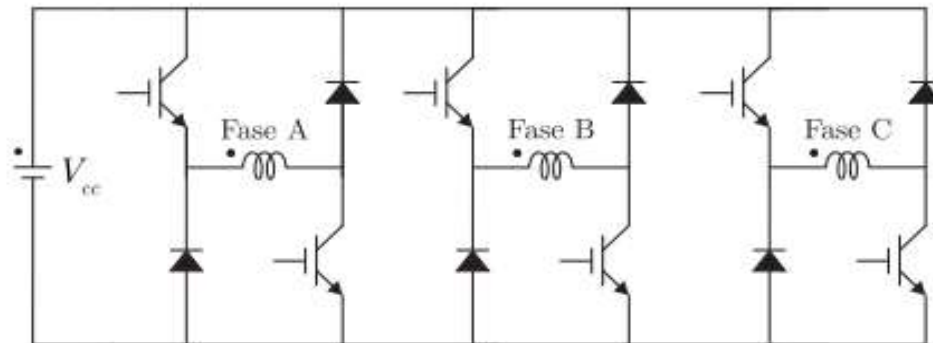
2.2 CONVERSOR ESTÁTICO

Para a operação da Máquina de Relutância Variável, seja no modo motor, seja no modo gerador, é necessário a utilização de um conversor estático. Este é importante ser ressaltado neste capítulo, pois em várias estratégias, o controle passa por sua utilização e configuração. O conversor é essencial para a aplicação do MRV, pois o mesmo possibilita a excitação das fases de modo individual, respeitando os intervalos de comutação e a posição angular do rotor, conforme observado anteriormente.

É observado que a topologia mais utilizada para acionamento do MRV é o AHB (Conversor de Meia Ponte Assimétrica). Em outras palavras, é um conversor que possui um braço contendo dois interruptores e dois diodos em série com cada fase da máquina. Este conversor trabalha com a excitação das fases de forma independente e por isso, pode ser analisado em etapas de operação, descritas como excitação, desmagnetização e roda livre.

Na Figura 2 podemos observar o conversor AHB configurado para o acionamento de um MRV trifásico.

Figura 2 - Conversor de Meia Ponte Assimétrica para MRV Trifásico



Fonte: Adaptado de (SCALCON, 2019)

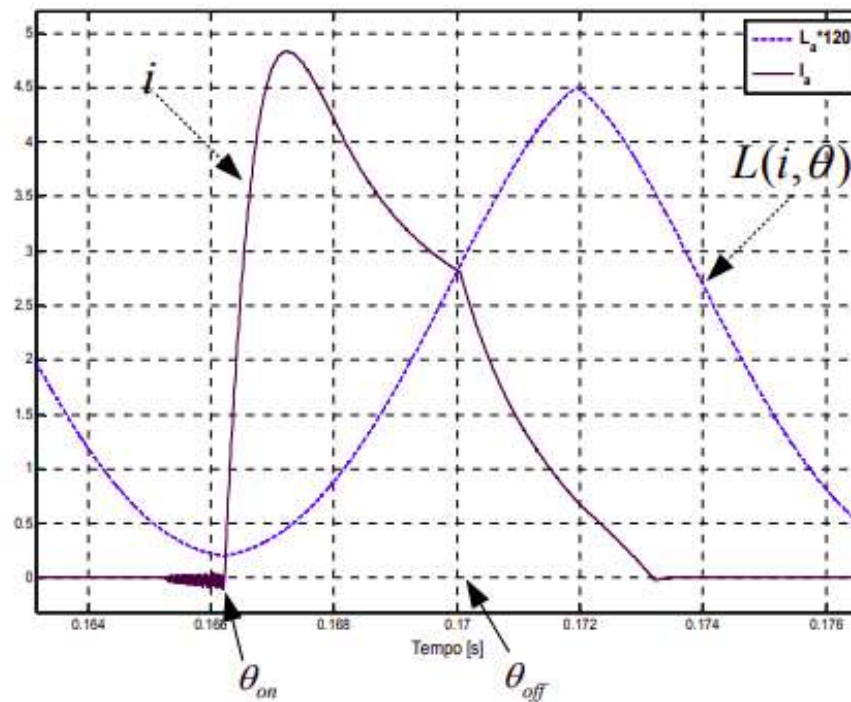
2.3 EXCITAÇÃO DAS FASES

Para qualquer estratégia de controle adaptada para o MRV é necessário entender como é realizada a excitação das fases. Conforme visto anteriormente é imprescindível conhecer as posições angulares que determinam os instantes para chaveamento das fases. Dessa forma, a excitação se dá primeiro pelo instante definido pelo ângulo θ_{on} no qual a região de indutância é mínima, o que possibilita uma taxa alta de crescimento de corrente nas fases.

A partir do início da sobreposição de polos, a corrente decresce devido à variação positiva do valor da indutância. Dessa forma, há um desligamento das fases em um instante definido pelo ângulo θ_{off} , instante este onde ocorre o decréscimo de corrente até que a mesma se torne nula [1].

A figura 3 demonstra como é feita essa excitação, tendo como destaque a fase A.

Figura 3 - Excitação da Fase A de um MRV



Fonte: Adaptado de (BERNARDELI, 2008)

2.4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA CONJUGADO

Após conhecer o funcionamento, entender a estrutura do MRV, o seu comportamento, a excitação de fases, é possível compreender melhor as estratégias que atualmente são utilizadas para a redução das oscilações de conjugado.

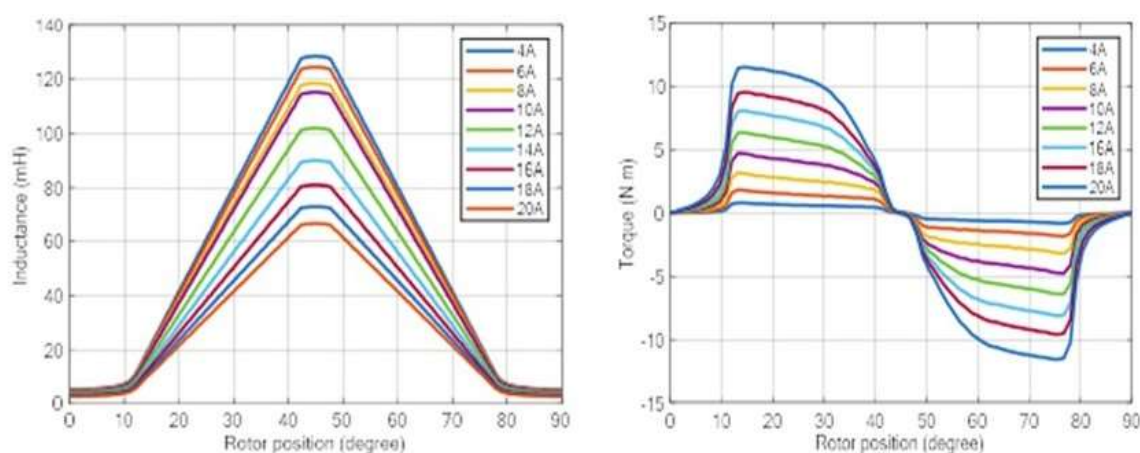
Dessa forma, encontra-se essencialmente três abordagens: otimização do projeto construtivo do MRV, controle dos ângulos de comutação (θ_{on} e θ_{off}) e controle de histerese para corrente.

2.4.1 OTIMIZAÇÃO DO PROJETO CONSTRUTIVO DO MRV

Nesse tópico a abordagem será sobre os trabalhos realizados com o sentido de realizar o controle e otimização do MRV através da alteração dos parâmetros construtivos do motor [8][9]. No primeiro estudo [8], o trabalho desenvolvido teve como enfoque a simulação de uma máquina 6X4 por método de elementos finitos.

Em um primeiro momento, os parâmetros geotérmicos foram calculados, definindo inicialmente a indução magnética máxima e a determinação do arco dos polos do rotor e do estator. A partir destes valores, foram calculados os outros parâmetros e em seguida, foram realizadas as simulações estáticas e dinâmicas para analisar o desempenho eletromagnético da mesma. Vale ressaltar, conforme mostra a figura 4, que as análises estáticas determinaram os perfis da indutância e do torque.

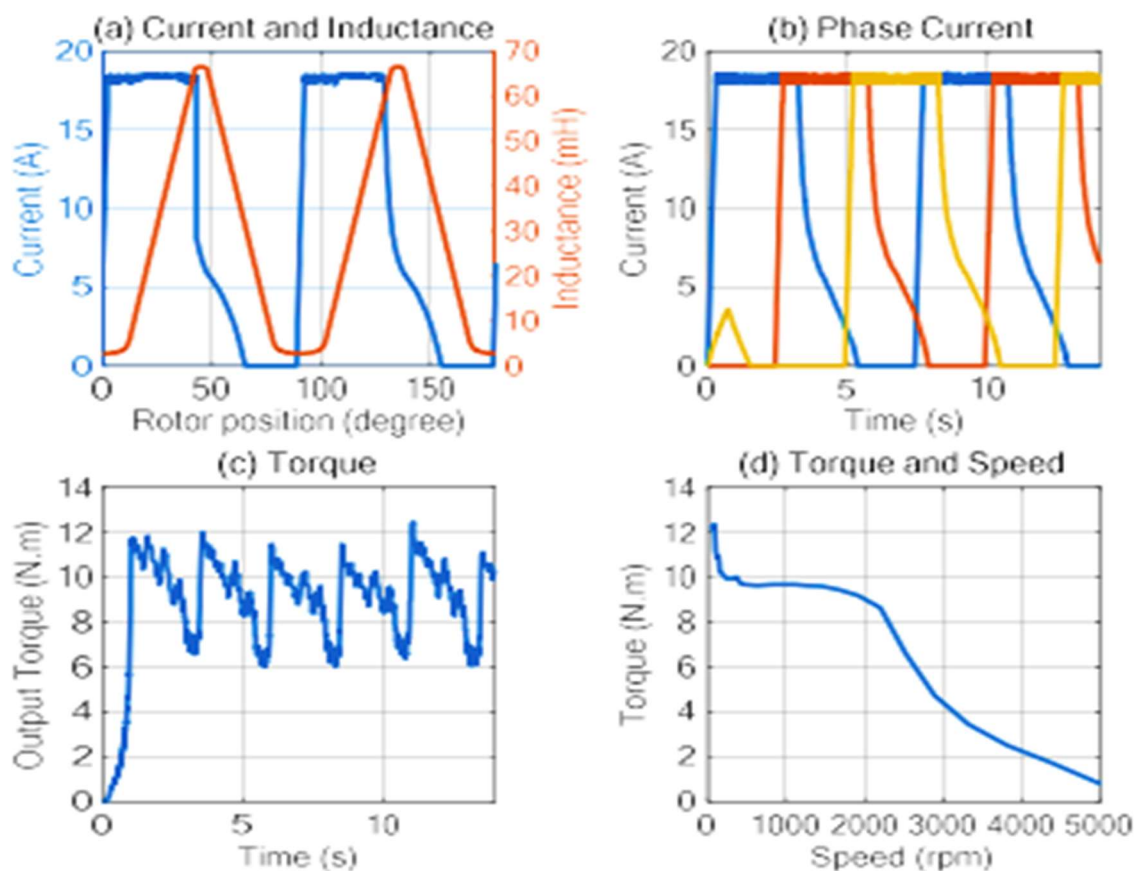
Figura 4 - Simulação do MRV em Análise Estática dos Perfis de Indutância e Torque



Fonte: Adaptado de (REIS; KIMPARA; PINTO; FAHIMI, 2019)

As simulações dinâmicas da máquina se basearam em análise dos ângulos e suas variações. Estes dados permitiram o encontro da corrente de pico e a obtenção dos gráficos do MRV em análise dinâmica. Destaca-se as técnicas já mencionadas anteriormente neste capítulo, como a superposição de fases e a aplicação de corrente nos enrolamentos nos instantes definidos pelos ângulos de gatilho e condução.

Figura 5 - Simulação do MRV em Análise Dinâmica



Fonte: Adaptado de (REIS; KIMPARA; PINTO; FAHIMI, 2019)

Outra etapa que se destaca posterior as análises estáticas e dinâmicas é o cálculo das frequências naturais e os modos de vibração. Esta etapa é obtida por meio de análise modal que consiste na observação das frequências naturais afim de determinar o comportamento do MRV quando excitado em qualquer uma dessas frequências. Essa etapa é muito importante para o sucesso deste trabalho, pois é a partir dela que se identifica as vibrações causadas por operação inadequada que podem ocasionar fadiga ou quebra estrutural [8].

Finalmente, na última etapa o MRV passa por uma análise térmica com o objetivo de investigar o aumento da temperatura interna ocasionada pelas perdas de cobre. Este trabalho contribuiu por apresentar um modelo adaptável que permite uma potência de saída de aproximadamente 2KW, torque de 9,46 Nm e eficiência equivalente a 87,8%, sendo muito interessante para modelos que exigem baixo torque e alta eficiência.

Após a análise do primeiro estudo, é pertinente abordar uma segunda referência [9] que apresenta como tema a otimização do MRV utilizando métodos determinísticos com simulações de elementos finitos estáticos e dinâmicos. Este modelo, inicialmente, faz uso de um método de design experimental para determinar um MRV que produza maior torque estático.

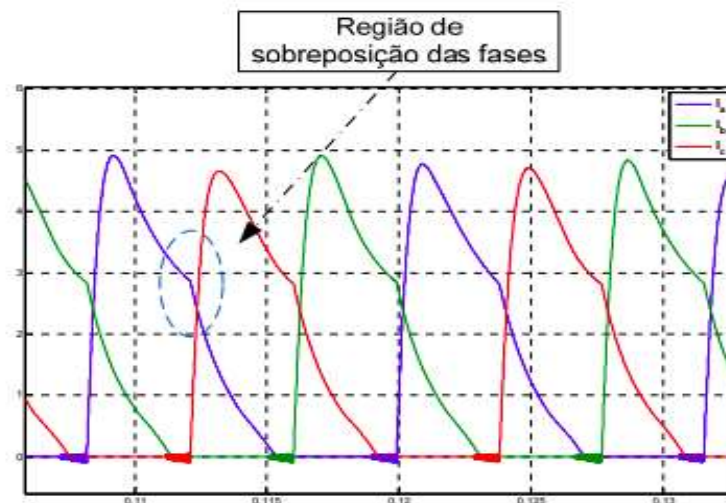
A partir deste modelo, é realizado uma série de teoremas com base a estipular uma análise além dos limites dos triângulos viáveis. Dessa forma, após evidenciados os teoremas e estipulados os limites, esses métodos determinísticos são comparados com as simulações de elementos finitos, buscando permitir um alto torque sem grandes picos. A referência ainda introduz a necessidade de demais técnicas ao realizar a análise dinâmica, baseada em sistemas não lineares, como por exemplo o método de análise de gradiente Quasi-Newton, que por utilizar a aproximação de Hessian facilita na procura dos pontos ótimos.

Por ser um modelo mais antigo, esta referência citada acima, hoje em dia é resolvida via software e apresenta melhores resultados dos que se foram observados na época. Porém, por se tratar de um método de concepção experimental e que de fato possa ser aplicado, torna-se interessante conhecê-lo, afim de enriquecer o conteúdo apresentado.

2.4.2 CONTROLE DOS ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO

Um dos problemas apresentados na utilização do MRV é a oscilação do conjugado. Esta pode ser minimizada utilizando metodologias como por exemplo o controle dos ângulos de abertura e fechamento das chaves. Isso é justificado, pois estas oscilações geralmente ocorrem na sobreposição das fases. A figura 6 evidencia a região onde ocorre estas oscilações em um demonstrativo das correntes trifásicas do MRV.

Figura 6 - Correntes de um MRV Trifásico

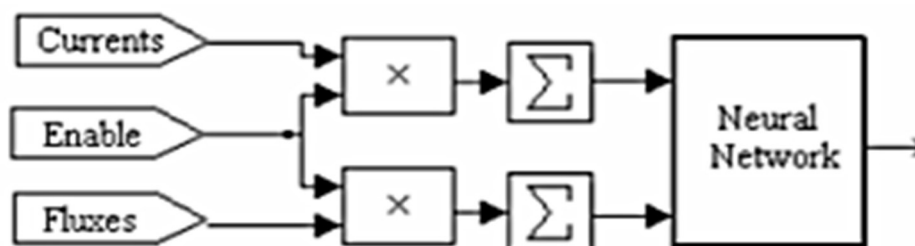


Fonte: Adaptado de (BERNARDELI, 2008)

Alguns trabalhos foram realizados com o objetivo de atenuar essas oscilações se valendo de alterações nos ângulos de abertura e fechamento das fases [10][11]. No primeiro estudo [10] o projeto em destaque utiliza de redes neurais artificiais para o controle do MRV. Este estudo utiliza o modelo MPL de redes neurais que tem como função mapear entradas de dados para saídas apropriadas e treinar o algoritmo de acordo.

Para determinar os pulsos de ativação, o algoritmo utiliza uma estimativa de posição do rotor, sendo esta realizada através da relação do fluxo das fases com a corrente por posição do rotor. Dessa forma utilizando uma rede neural por fase e um valor ótimo para cada ponto, a rede permite calcular os ângulos de chaveamento que melhor se adequam no processo. A figura 7 representa o diagrama de blocos que alimenta o sistema MPL, no qual a entrada são as correntes de cada fase, os valores que desejam ser alcançados referenciados como *enable* e os fluxos de cada fase.

Figura 7 - Diagrama de blocos de uma rede neural MPL aplicada para controle dos ângulos de chaveamento



Fonte: Adaptado de (DARIE; CEPIȘCĂ; DARIE, 2009)

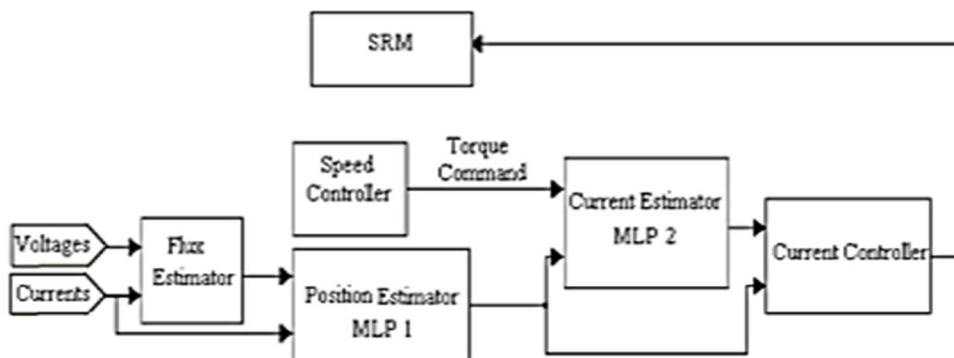
Por fim para comprovar a eficiência da rede como estimador de corrente, foi utilizada mais uma rede neural em cada fase, tendo como entradas o torque e a posição relativa do motor.

Dessa forma foi possível através de um controlador de corrente, estimar se o resultado validava a rede e conseqüentemente obter os resultados desejados através da automação dos ângulos de chaveamento.

O diagrama de blocos descrito na figura 8 traz com mais ênfase o processo completo no qual as entradas são as tensões e as correntes de cada fase, que são processadas pelo algoritmo que estima o fluxo, que se faz necessário para a etapa do algoritmo estimador de posição MLP1.

Esse é utilizado como entrada, junto a um controlador de velocidade, que por sua vez alimenta o estimador de corrente. Por fim, o resultado passa por um controlador de modo de corrente com o intuito de garantir uma pequena ondulação no torque.

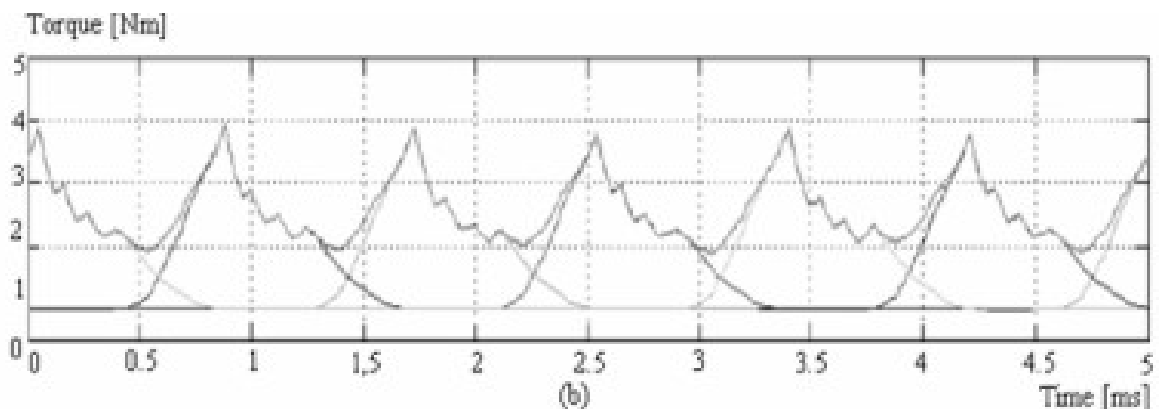
Figura 8 - Diagrama de blocos do sistema de acionamento do MRV



Fonte: Adaptado de (DARIE; CEPIȘCĂ; DARIE, 2009)

Os resultados obtidos através dessa metodologia atestam o uso das redes neurais e a demonstram que as mesmas podem ser aplicadas. O gráfico da figura 9 mostra o comportamento do torque a uma velocidade de 1000 rpm e sua demanda em 1,6 Nm. Logo esta solução se diferencia por poder ser aplicada para altas velocidades.

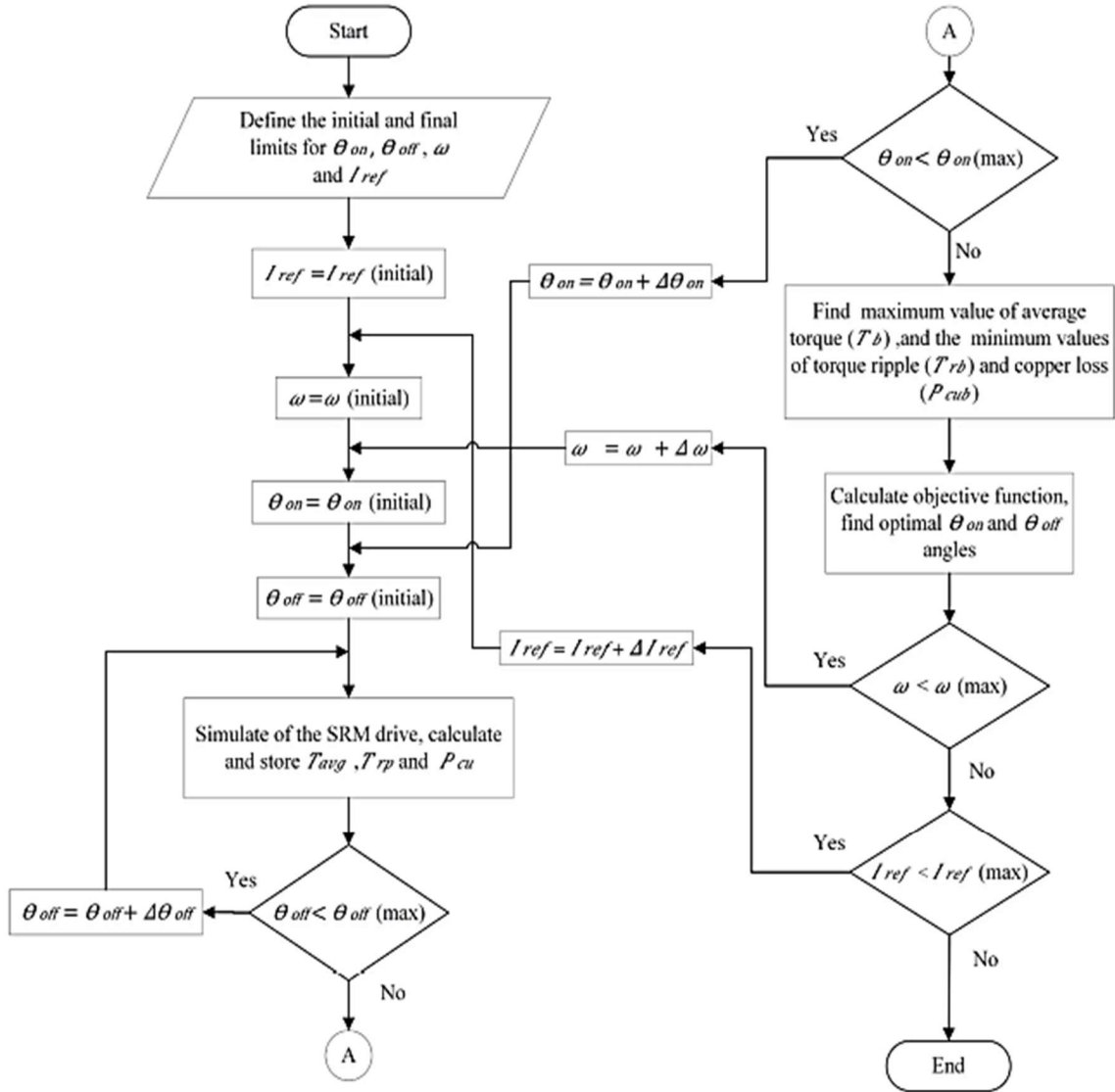
Figura 9 - Gráfico de torque por fase e torque total produzido pelo MRV



Fonte: Adaptado de (DARIE; CEPIȘCĂ; DARIE, 2009)

Um segundo estudo [11] visa o controle ideal dos ângulos de comutação do MRV para aplicações em veículos elétricos. A ideia deste projeto é utilizar uma técnica de otimização multiobjetivo afim de determinar os ângulos ideais de ativação e desativação que alcancem a combinação ideal de torque máximo com ondulação de torque e perdas de cobre mínimas [11]. Em um primeiro momento, um algoritmo de busca é desenvolvido para cada ponto operacional, afim de determinar o torque médio máximo e a ondulação de torque mínima, além das perdas de cobre. Esses dados são obtidos através de uma entrada na qual é definido a corrente e a velocidade do motor. A figura 10 descreve o processo do algoritmo.

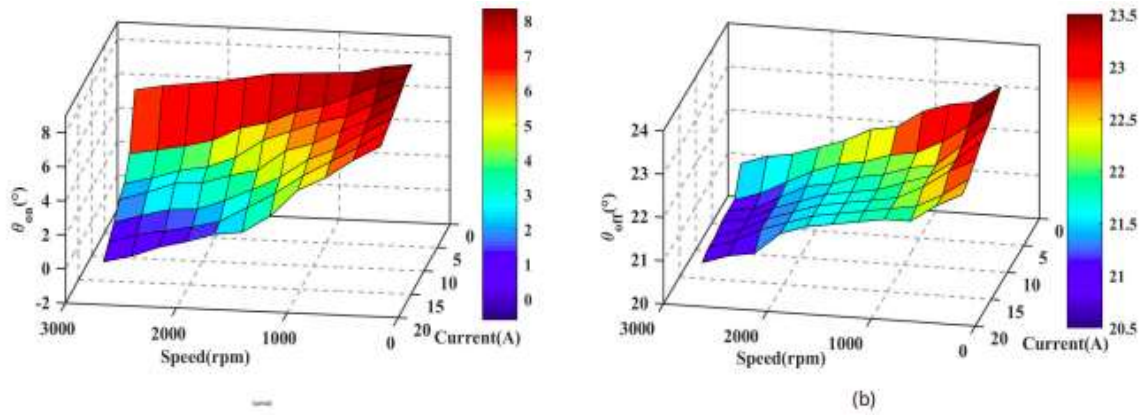
Figura 10 - Fluxograma do processo do algoritmo



Fonte: Adaptado de (QURAAN; SZAMEL; HAMOUDA, 2020)

A partir deste algoritmo, o sistema obtém dois gráficos que trazem a informação dos ângulos de chaveamento (θ_{on} e θ_{off}) em relação a velocidade rotação e a corrente. Dessa forma é possível analisar quais são os ângulos mais interessantes para se adotar de acordo com cada caso específico. A figura 11 representa o gráfico com os resultados anteriormente citados.

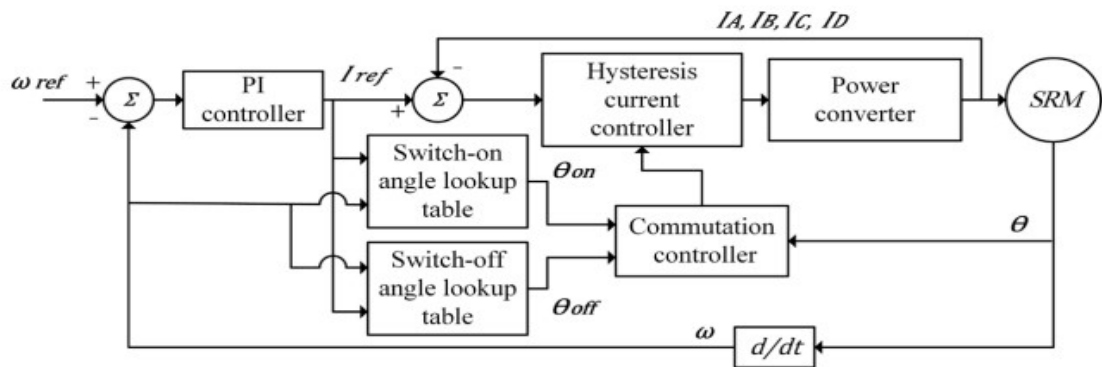
Figura 11 - Gráfico dos ângulos de comutação obtidos, sendo θ_{on} e θ_{off} , representados respectivamente



Fonte: Adaptado de (QURAAN; SZAMEL; HAMOUDA, 2020)

Ainda que os ângulos de comutação para otimização tenham sido encontrados e armazenados, se faz necessário o uso de um controlador. Este controlador está representado na figura 12.

Figura 12 - Projeto do Controlador para um MRV

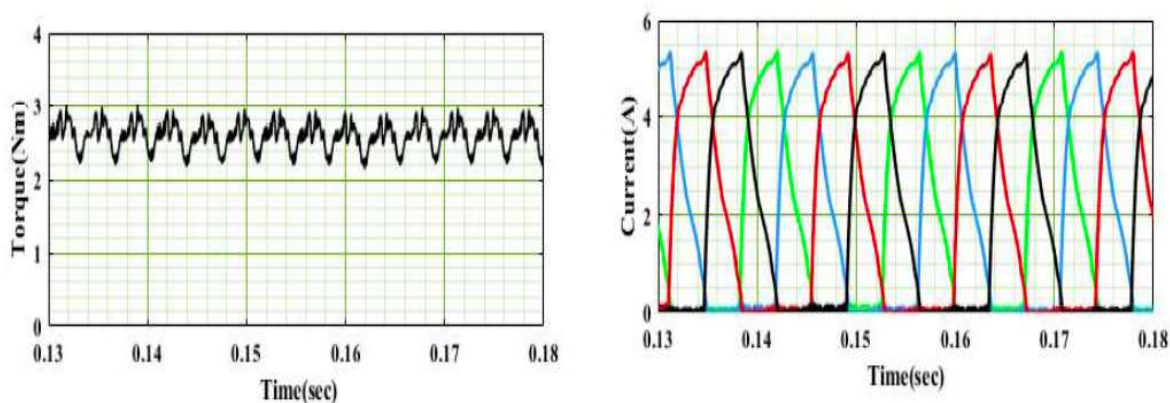


Fonte: Adaptado de (QURAAN; SZAMEL; HAMOUDA, 2020)

O erro de velocidade é processado por meio de um controlador de velocidade proporcional integral (PI) para gerar a corrente de referência. Então, o controlador de corrente de histerese e o controlador de comutação são usados para fazer com que a corrente de fase rastreie a corrente de referência dentro dos intervalos dos ângulos de comutação, que por sua vez fornecem os pulsos de acionamento para o conversor de energia [11].

Por fim, o processo é desenvolvido em simulação e de forma experimental e é obtido as respostas de torque e corrente, na qual é possível ver os resultados obtidos através do controlador proposta. A imagem 13 mostra os gráficos obtidos na simulação.

Figura 13 - Gráficos de Torque e Corrente obtidos por meio do controlador



Fonte: Adaptado de (QURAAN; SZAMEL; HAMOUDA, 2020)

Este projeto conclui demonstrando a possibilidade de utilizar o MRV com diferentes cargas e possibilita a obtenção de desempenhos do MRV em equilíbrio, ou seja, sem grandes oscilações ou perdas.

2.4.3 CONTROLE DE CORRENTE

Conforme vimos anteriormente, existem diversas técnicas para o controle do MRV. No tópico anterior demonstramos algumas que tiveram excelentes resultados operando no controle dos ângulos de chaveamento. Porém, esse controle por si só, foi insuficiente para a resolução dos problemas nos dois casos anteriores apresentados [10][11]. Para corrigir os erros e possibilitar a mínima oscilação de conjugado seja para altas velocidades [10], seja para diferentes cargas [11], foi utilizado em conjunto controladores de corrente. O motivo principal é que conforme a velocidade aumenta, o conjugado produzido pelo motor de forma não linear também aumenta, e o detalhe é que este conjugado não está diretamente ligado a corrente e a posição do motor. Por isso em algumas aplicações como a Robótica, onde se exige um alto nível de precisão é imprescindível a utilização de um controlador de corrente.

Conforme já citado anteriormente no tópico 2.2, um elemento muito importante para o controle é o conversor. No exemplo [12] é visto diversas formas de controle de corrente aplicadas a um conversor trifásico de Miller, utilizando diversas técnicas de eletrônica de potência.

Em um primeiro momento, é visto que é possível realizar o controle de corrente de forma individual, apenas combinando os modos de funcionamento do conversor.

Esse controle é realizado em pontos estratégicos e estes estão divididos em regiões conforme informado abaixo:

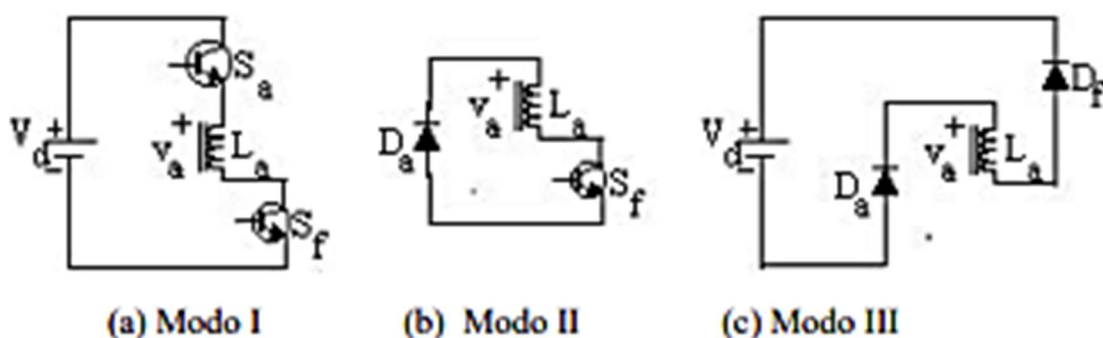
1) **Região de Subida da corrente (SC):** O Modo I ($v_a = V_d$) pode ser usado para fazer crescer a corrente no enrolamento até que ela alcance o valor de topo; uma opção é imposição do perfil da corrente, empregando o Modo I com o Modo II (Estratégia $V_d, 0, V_d$) ou com o Modo III (Estratégia $V_d, -V_d, V_d$).

2) **Região do Topo de Corrente (TC):** A corrente na região TC pode ser regulada ou pelo Modo II (Estratégia $V_d, 0, V_d$), ou pelo Modo III (Estratégia $V_d, -V_d, V_d$); O Pulso Único é o mais indicado para a região de alta velocidade, pois gera menos perdas do que as outras estratégias.

3) **Região de Descida da Corrente (DC):** A corrente pode ir para zero por aplicação da condição $V_a = -V_d$ ou por imposição de sua forma de onda.

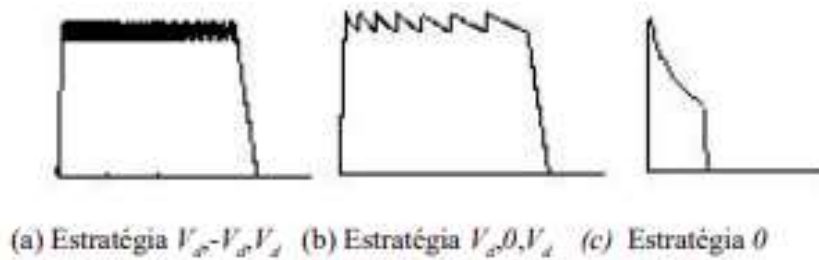
A figura 14 mostra os modos de operação e a figura 15 mostra os gráficos das estratégias adotadas de acordo com cada região.

Figura 14 - Modos de Operação do Conversor de Miller



Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA; OLIVEIRA; SILVA; LIMA; JACOBINA, 2003)

Figura 15 - Estratégias de Controle para os Modos do Conversor de Miller



Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA; OLIVEIRA; SILVA; LIMA; JACOBINA, 2003)

Estas estratégias tendem a ter resultados com aplicações mais simples. Em outros casos o ideal é optar por técnicas que otimizam por exemplo a superposição de correntes. Isso porque na aplicação das estratégias acima, o crescimento e a descida da corrente são abruptos e isso limita a operação do sistema. Para contornar isso, o mesmo autor cita três técnicas, uma conhecida como controle cossenoidal, na qual as correntes são definidas pelas seguintes fórmulas:

$$\begin{aligned} i_a^* &= \sqrt{\frac{1}{K}[1 - \cos(t - t_o)]} \\ i_b^* &= \sqrt{\frac{1}{K}[1 + \cos(t - t_o)]} \end{aligned} \quad (01)$$

Sendo i_a e i_b as correntes das fases que se sobrepõem; uma outra técnica é nessa mesma técnica, considerar como linear a indutância e o perfil de corrente nas duas fases. Essa técnica é conhecida como controle em rampa, conforme mostra a equação abaixo:

$$\begin{aligned} i_a^* &= \sqrt{\frac{2}{K_s}(1 - \frac{t - t_o}{\Delta t})} \\ i_b^* &= \sqrt{\frac{2}{K_s \Delta t}(t - t_o)} \end{aligned} \quad (02)$$

Uma outra técnica é apresentada como controle de subida, no qual se controla somente a subida de corrente. Nesse caso, a corrente i_b fica definida como:

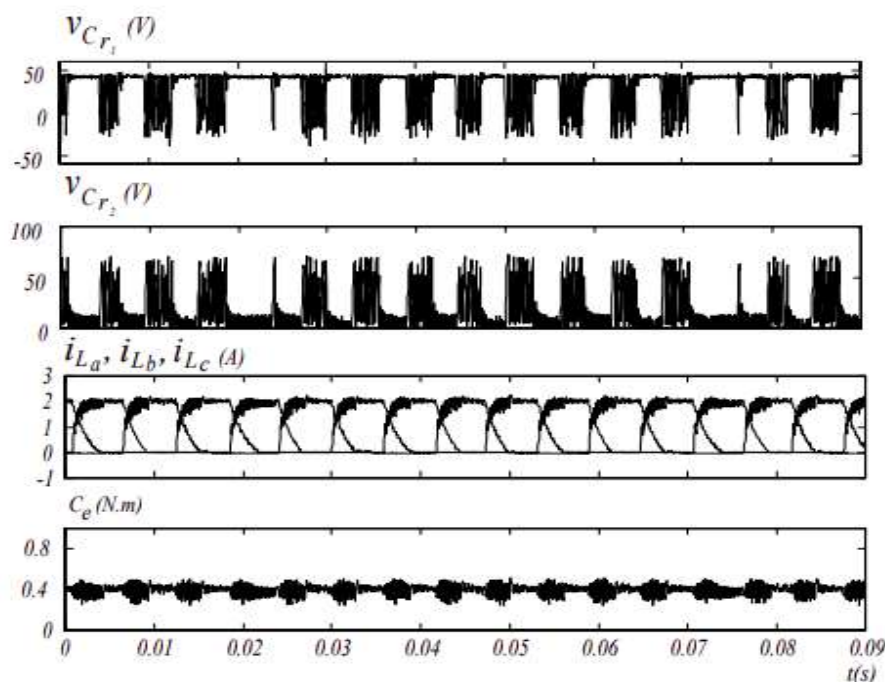
$$i_b^* = \sqrt{\frac{2T_{ref}}{K_s} - i_a^2} \quad (03)$$

A grande vantagem desse controle é que o mesmo é uma técnica simples e que não necessita de tabelas, nem de cálculo digital, nem de estimação ou medição precisa dos ângulos de comutação [12].

Os resultados obtidos na análise desses métodos demonstraram a não exigência do travamento do rotor em posições específicas. O modelo trabalhado foi um MRV 12X8 alimentado com uma frequência de 100 Hz. A única exigência é que a velocidade seja suficientemente baixa para que a posição do eixo permaneça essencialmente constante durante um ciclo da tensão senoidal de alimentação [12].

A conclusão foi que para as três técnicas outrora citadas, a que melhor apresentou reduções de oscilação no conjugado foi a de controle de subida. A figura 16 demonstra esses resultados obtidos em relação ao controle de subida.

Figura 16 - Gráficos dos resultados obtidos pela Técnica de Controle de Subida

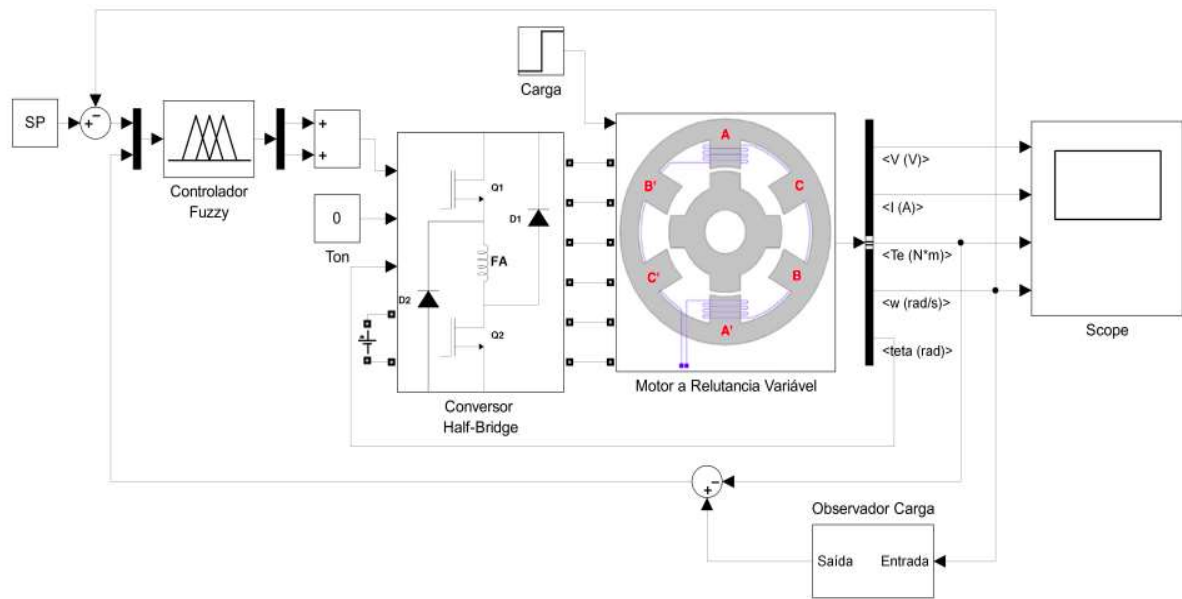


Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA; OLIVEIRA; SILVA; LIMA; JACOBINA, 2003)

Ainda falando sobre controle de corrente, o segundo estudo [13] trata de um regulador de velocidade para MRV empregando um controlador Fuzzy. Neste projeto, um MRV 6X4 com potência de 60 kW opera em malha aberta tendo em seu regime permanente uma velocidade próxima a 2163 rpm. A ideia nesse caso é controlar a corrente através do ângulo de desligamento θ_{off} de cada fase, energizando cada bobina de forma conveniente para a regulação de velocidade conforme a referência estipulada para o sistema [15].

A figura 17 mostra o diagrama de simulação adotado para este exemplo.

Figura 17 - Diagrama de simulação de um MRV 6X4 com operação controlada por um controlador Fuzzy



Fonte: Adaptado de (REIS; ARAÚJO; CALIXTO, 2015).

O controlador Fuzzy possui duas entradas, sendo o erro de velocidade e a saída do observador de carga. O observador de cargas identifica os momentos nos quais é executada a aplicação de carga mecânica ao eixo do motor. Nesse caso, esse sistema é regido por uma equação de conjugado resultando, conforme vimos abaixo.

$$T_M = -T_{EMAG} + B \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (04)$$

Onde T_m é o conjugado total, T_{mag} é o conjugado eletromagnético, B é o coeficiente de atrito viscoso, w é a velocidade no eixo e J é definido como o momento de inércia.

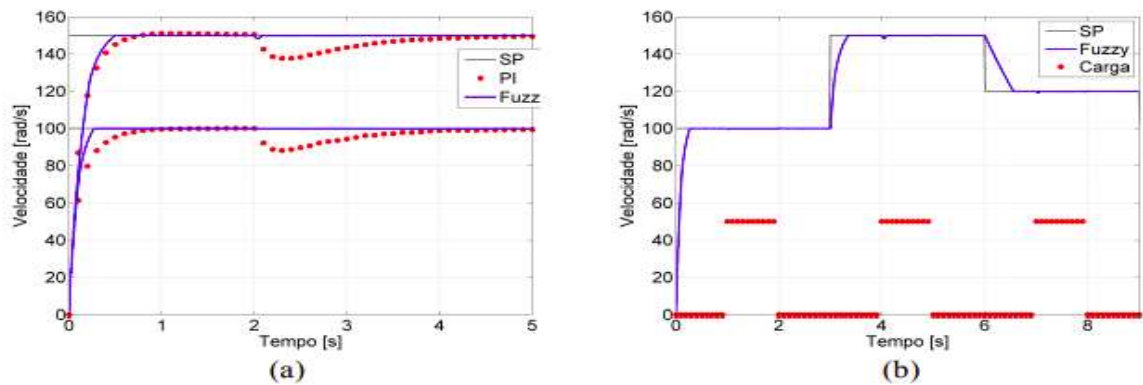
A ideia principal nesse sentido foi determinar graus de pertinência, de modo que a saída do controlador Fuzzy seja integrada por duas variáveis: o ângulo de desligamento θ_{off} das chaves do conversor de potência e um acréscimo deste ângulo, de forma que um valor incremental de ângulo possa ser aplicado ao acionamento quando uma carga mecânica é aplicada ao eixo e provoca alterações na velocidade [15].

A saída do controlador Fuzzy alimenta o conversor Half-Bridge, que realiza a função de chavear as correntes e garantir a aplicação de corrente em cada fase em seus determinados ângulos de chaveamento. Nesse caso, diferente de referências anteriores, que se é medido ou auferido as posições do rotor, a utilização de encoders acoplados no eixo da máquina se fazem necessários.

Para efeito de comparação nas respostas inseriu-se um controlador PI de forma a usá-lo como comparativo. Primeiramente foi aplicado o degrau de 150 rad/s e 100 rad/s como setpoint de velocidade nos controladores e no instante $t = 2s$ uma carga de 5 Nm é acoplada ao eixo do motor. Em seguida, simulando apenas o sistema com o controlador Fuzzy, aplicou-se um setpoint de velocidade de 100/150/120 rad/s com intervalo de 3s. A carga mecânica é acoplada ao eixo do motor 1s após as mudanças de setpoint [15].

Os resultados obtidos são apresentados nos gráficos das figuras 18 e 19. Na figura 18 é visto em (a) a resposta do controle de velocidade submetido a carga mecânica e comparação da resposta do controlador PI e Fuzzy e em (b) somente o controlador Fuzzy aplicado em vários *setpoints* e com carga mecânica variável.

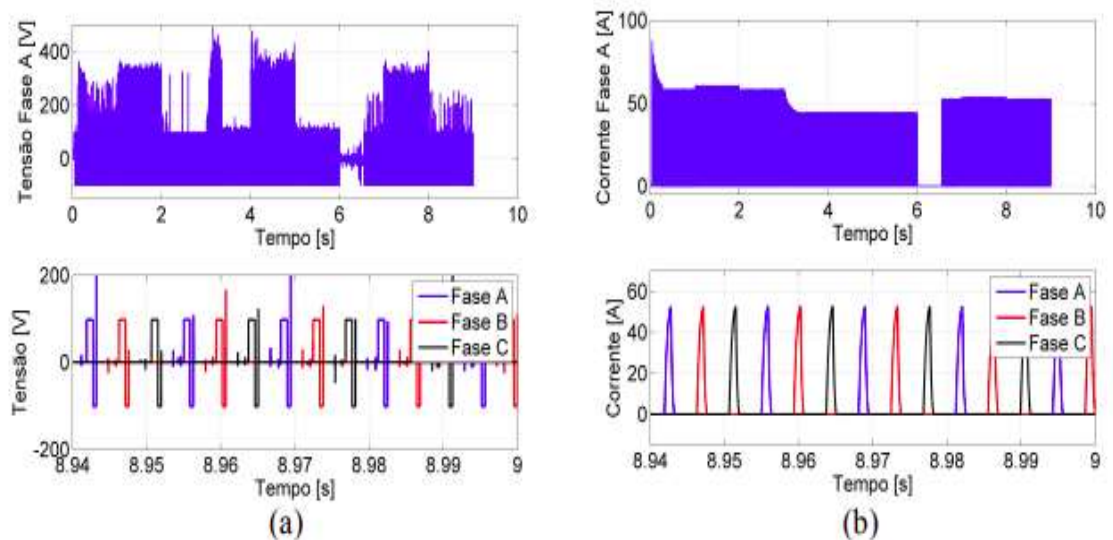
Figura 18 - Respostas do controle de velocidade submetido a carga mecânica



Fonte: Adaptado de (REIS; ARAÚJO; CALIXTO, 2015)

Já na figura 19 em (a) a tensão das fases em RP sem carga acoplada e em (b) a corrente das fases em RP sem carga acoplada. Dessa forma é possível auferir um comportamento satisfatório em relação ao controle de velocidade, visto que, a lógica fuzzy foi a que mais se aproximou do *setpoint*, como visto na figura 18 e manteve um comportamento estável para tensão e corrente, conforme visto na figura 19.

Figura 19 - Tensões e correntes elétricas aplicadas pelo conversor Half-Bridge no MRV



Fonte: Adaptado de (REIS; ARAÚJO; CALIXTO, 2015)

2.5 CONCLUSÃO

Conforme evidenciado neste capítulo, diversas estratégias foram utilizadas pela academia afim de obter resultados satisfatórios na redução da oscilação do conjugado para o MRV. Neste trabalho, a opção adotada irá seguir o norte das referências de controle de histerese de corrente e conjugado, visto que, como a máquina analisada já foi construída, fica inviável o estudo para a otimização dos aspectos construtivos. Porém, esta abordagem é indicada para trabalhos futuros no capítulo 5.

3. CAPÍTULO 3

MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

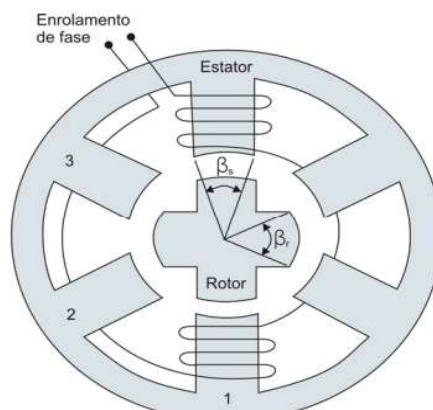
3.1 INTRODUÇÃO A MODELAGEM MATEMÁTICA

Em aspectos de funcionamento, os motores elétricos podem ser classificados pela forma em que geram conjugado. No caso do MRV, quando um enrolamento do estator é energizado, um conjugado de relutância faz com que a parte móvel do motor se mova para a posição onde o circuito magnético apresente menor relutância para o campo magnético gerado no estator [15]. O movimento do rotor e a geometria de dupla saliência, provocam variações na indutância dos enrolamentos das fases do motor [12]. Este comportamento justifica o motor ser nomeado como Motor de Relutância Variável (MRV).

Para este trabalho a opção foi por um MRV 6X4, ou seja, com seis polos no estator e quatro polos no rotor. Logo, todas as equações apresentadas foram analisadas visando atender este modelo do motor. Como cada par de polos no estator forma uma fase, esse motor pode ser considerado como um motor trifásico.

Na figura 20, é possível ver a ligação em série das bobinas de cada par de dentes opostos para a formação de cada fase respectiva. Dessa forma, a corrente que percorre as bobinas será a mesma. A imagem destaca o enrolamento na fase A, porém este segue para todas as fases. Para efeito de cálculo, toda vez que a fase A estiver em completo alinhamento, diz-se que o rotor está a zero grau de A e assim sucessivamente para cada fase.

Figura 20 - Seção Transversal do MRV 6x4 com destaque ao enrolamento da fase A



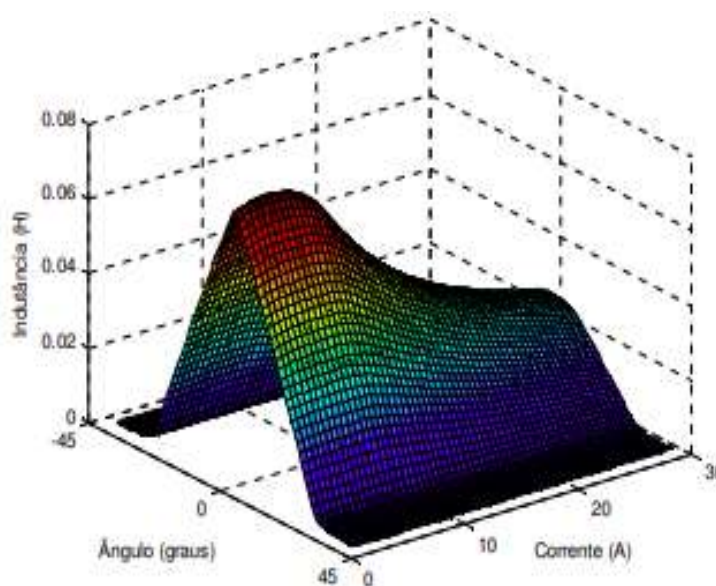
Fonte: Adaptado de (BERNADELI, 2008)

3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MRV

O MRV é um motor elétrico no qual o conjugado é produzido pela tendência de sua parte móvel se deslocar para a posição onde a indutância do enrolamento excitado é maximizada [13]. Dessa forma, quando uma fase é energizada, os polos móveis tendem a se alinhar com os polos fixos mais próximos. Uma questão que diferencia o MRV e permite seu funcionamento é que tanto seu estator quanto o rotor possuem polos salientes. Dessa forma é possível verificar uma relação inversamente proporcional entre indutância e relutância, bem como uma relação diretamente proporcional entre indutância e o alinhamento dos polos.

O sentido de circulação da corrente não influencia o sinal do conjugado, ou seja, a corrente flui no sentido que maior conveniência. A escolha por um MRV trifásico, no caso, 6x4 se dá por algumas vantagens em relação aos monofásicos. Isso fica mais evidente quando se analisa o perfil de indutância. No caso do MRV 6x4 o perfil de indutância é aproximadamente trapezoidal e possui um período de 90 graus, conforme mostra a figura 21.

Figura 21 - Perfil de Indutância de um MRV Trifásico

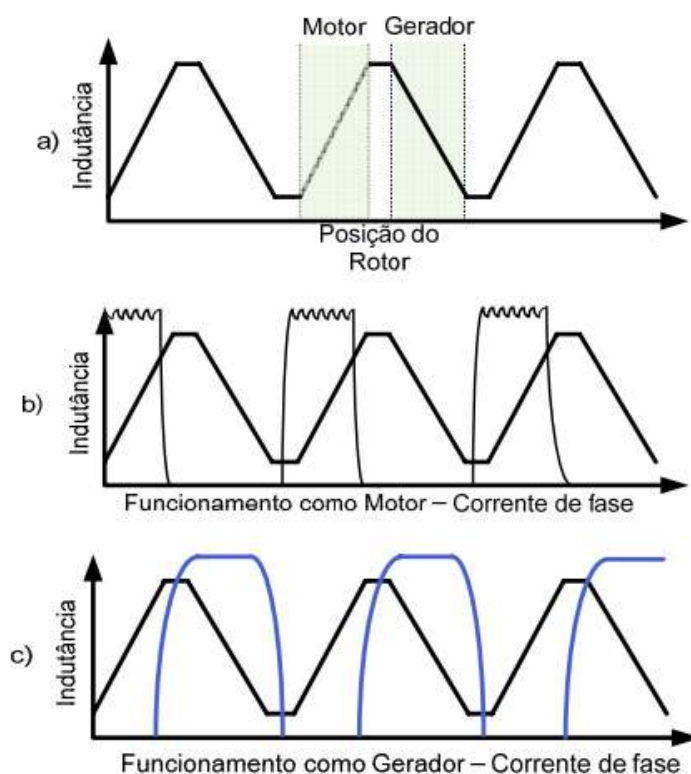


Fonte: Adaptado de (DIAS, 2011)

Para entender melhor o perfil de indutância é necessário dividi-lo em quatro regiões distintas: região de alinhamento (posição de estabilidade do sistema quando a fase se encontra energizada na qual não há produção de conjugado), região de desalinhamento (posição de instabilidade do sistema quando a fase se encontra energizada na qual não há produção de conjugado), região de crescimento da indutância (posição na qual a fase deve ser energizada para que seja produzido conjugado positivo, como por exemplo, ao partir ou acelerar o motor), região de decrescimento da indutância (posição na qual a fase produz conjugado negativo na qual pode ser desacelerado o rotor e em muitos casos é a região onde a operação da máquina de relutância variável funciona como gerador).

A figura 22 mostra o gráfico de perfil de indutância, bem como o comportamento das correntes operando como motor e gerador.

Figura 22 - Gráficos de perfil de indutância e de corrente de fase para MRV operando como gerador ou motor

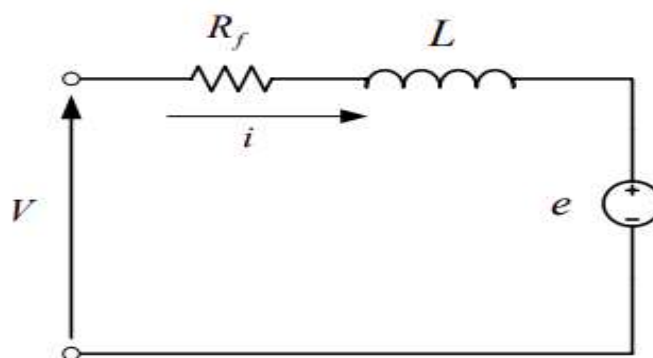


Fonte: Adaptado de (BERNADELI, 2008)

3.3 MODELO MATEMÁTICO

Para definição do modelo matemático, em um primeiro momento define-se um circuito equivalente de forma a não considerar a indutância mútua entre as fases. Dessa forma, obtém-se o seguinte circuito da figura 23.

Figura 23 - Circuito Equivalente Monofásico do MRV



Fonte: Adaptado de (BERNADELI, 2008)

Dado o circuito, verifica-se que a tensão aplicada é igual a soma da queda de tensão na resistência e a variação do fluxo enlaçado pela fase, conforme a equação abaixo:

$$V = R_f i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (05)$$

onde,

V é a tensão de fase da máquina;

R_f é a resistência do enrolamento da fase;

i é a corrente circulando nos enrolamentos da fase da máquina;

$\lambda(\theta, i)$ é o fluxo enlaçado pelo enrolamento da fase da máquina;

A fórmula do fluxo pode ser definida pela indutância (que por sua vez depende da posição angular e da corrente da fase) multiplicada pela corrente do circulante nos enrolamentos da fase.

$$\lambda = L(\theta, i)i \quad (06)$$

A indutância apresentada foi determinada através de um método analítico utilizando série de Fourier descrito na referência [20], conforme segue a equação abaixo.

$$L(\theta) = \frac{1}{G} \sum_{j=1}^m (l_{(j+1)} + l_j)(\alpha_{(j+1)} - \alpha_j) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\sum_{j=1}^m (l_{(j+1)} A_{(j,n)} - l_j B_{(j,n)}) \right) \cos(nP_r \theta) \quad (07)$$

Logo reescrevendo a fórmula acima, tem-se que a tensão aplicada por ser definida conforme a equação abaixo:

$$V = R_f i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{dt} \omega_m i \quad (08)$$

Onde o primeiro termo é a queda de tensão no resistor, o segundo termo é a queda de tensão induzida e o terceiro termo é a força contra eletromotriz (fcm) induzida.

Dessa forma, é possível calcular a potência de entrada e levando em consideração que a indutância é um termo experimentalmente complicado de conseguir, a equação o substitui pela sua derivada que é um dado mais simples de ser obtido.

$$p_e = R_f i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (09)$$

Onde p_e é a potência instantânea de entrada. Note que nesse caso o primeiro termo são as perdas resistivas no enrolamento, o segundo termo é a taxa de variação do campo magnético e o terceiro termo é a potência no entreferro.

Logo, expressando o tempo em relação a velocidade angular e a posição do rotor, tem-se que a potência no entreferro pode ser representado conforme mostra a equação:

$$p_{ent} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m \quad (10)$$

Esse dado é importante para que seja determinado o conjugado eletromagnético, afinal, conforme a equação (09) este é um dos termos diretamente proporcionais a potência no entreferro.

$$p_{ent} = \omega_m C_e \quad (11)$$

Logo, a potência no entreferro pode ser escrita como a multiplicação entre a velocidade angular do rotor pelo conjugado eletromagnético.

Dessa forma o conjugado pode ser obtido pela seguinte expressão:

$$C_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (12)$$

Por fim, é possível discorrer sobre essa fórmula e visualizá-la para as três fases, tendo em vista que o conjugado total é a soma dos conjugados de cada uma das fases, conforme mostra a equação abaixo:

$$C_e = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \quad (13)$$

Vale salientar que ainda é possível explicar a equação de conjugado mecânico, sendo este igual a soma do conjugado da carga com a parcela do conjugado de atrito viscoso e a parcela do conjugado de inércia do motor, conforme mostra a equação (12).

$$C_m = C_c + J_m \frac{d\omega}{dt} + D\omega \quad (14)$$

onde,

C_m - Conjugado produzido pelo motor (N.m)

C_c - Conjugado de carga (N.m)

J_m - Momento de inércia do motor (Kg.m²)

ω - Velocidade angular do rotor (rad / s)

D - Coeficiente de atrito viscoso (N.m.s / rad)

3.4 MATRIZES E EQUAÇÕES DE ESPAÇO DE ESTADOS

As fórmulas acima permitem sua representação em forma de matriz. Dessa forma é possível representar as equações (03), (05), (08) e (12) de forma a serem reagrupadas e escritas de maneira matricial. Dessa forma a matriz pode ser expressa conforme mostra a figura 24:

Figura 24 - Representação Matricial da MRV

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_{cg} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 & 0 \\ r_1 & r_2 & r_3 & -D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

Fonte: Adaptado de (BERNADELI, 2008)

Nas quais as resistências são definidas pelas equações abaixo:

$$r_1 = \frac{1}{2} i_a \frac{\partial L_a(\theta)}{\partial \theta}$$

$$r_2 = \frac{1}{2} i_b \frac{\partial L_b(\theta)}{\partial \theta}$$

$$r_3 = \frac{1}{2} i_c \frac{\partial L_c(\theta)}{\partial \theta}$$

Dadas as variáveis $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ e $[\dot{I}]$ as matrizes na ordem em que aparecem na imagem anterior, é possível obter:

$$[V] = [R][I] + [L][\dot{I}] \quad (15)$$

Isolando a matriz $[\dot{I}]$ na equação (14), temos a equação de estados da máquina, que é por sua vez capaz de descrever o estado de cada fase da máquina a qualquer instante. Logo para qualquer entrada $[V]$ é possível encontrar a matriz de saída $[I]$.

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad (16)$$

3.5 CONCLUSÃO

Baseado nas equações vistas no tópico 3.4 deste capítulo, torna-se possível apontar algumas considerações:

1. O conjugado é proporcional ao quadrado da corrente. Isso permite trabalhar com correntes unipolares, que por sua vez, permitem a utilização de conversores com apenas uma chave por braço;

2. Devido à natureza não linear do conjugado, não é possível estabelecer um circuito equivalente de regime permanente para o motor;

3. Por possuir um conjugado proporcional ao quadrado da corrente, fica explícito que haverá um elevado conjugado de partida;

4. Pode ser invertida a direção da rotação do motor, apenas realizando a conversão do sequenciamento de energização das fases do motor;

5. Não é possível acionar a MRV sem a presença de um conversor, ou seja, não é possível acioná-la diretamente a partir de uma fonte externa;

6. É possível realizar o controle de conjugado e corrente da MRV através do conversor.

4. CAPÍTULO 4

IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIA PARA REDUÇÃO DA OSCILAÇÃO DE CONJUGADO PARA O MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

4.1 INTRODUÇÃO

A proposta realizada foi baseada primeiramente em análise as simulações de um MRV, visando avaliar o comportamento do perfil do conjugado em diferentes condições de operação. Em um primeiro momento, será apresentada a teoria sobre o controle de corrente utilizado nessa proposta. Em um segundo momento, será apresentada a teoria do controle de conjugado. E em um terceiro momento, as simulações da máquina em diferentes modos de operação.

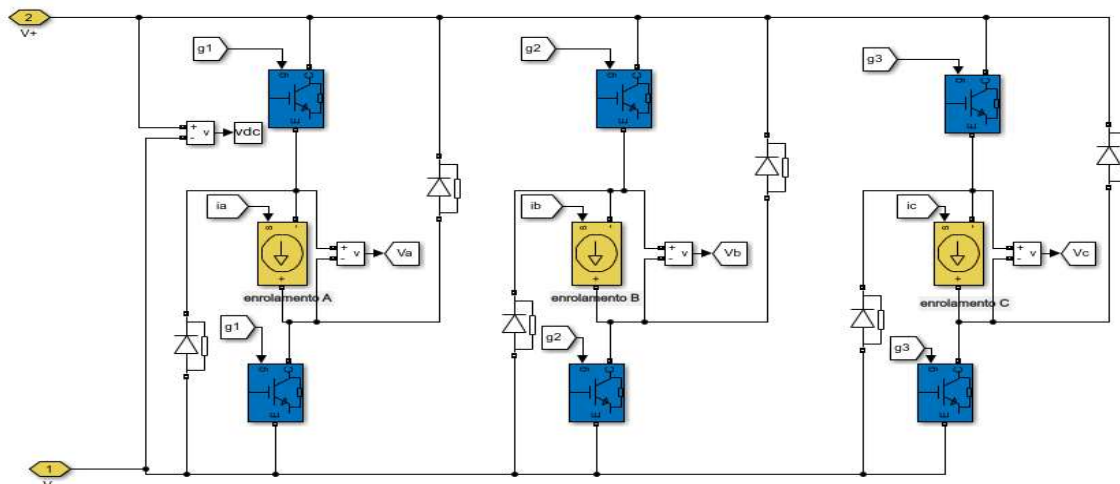
Todas as simulações contaram com a utilização do ambiente MATLAB / SIMULINK / SIMPOWERSYSTEM®.

Os parâmetros do motor utilizado estão descritos no tópico 4.5.

4.2 CONVERSOR ELETRÔNICO DE POTÊNCIA

Conforme já evidenciado no Capítulo 2, toda operação de controle realizada no MRV exige a presença de um conversor. Dessa forma, valendo-se dos conhecimentos adquiridos no Capítulo II, o conversor em questão escolhido é o *Half-Bridge* trifásico. A figura 25 representa sua composição via simulação no ambiente SIMULINK.

Figura 25 - Representação do conversor Half-Bridge Trifásico Operando no MRV



Fonte: Autor

4.3 CONTROLE DE CORRENTE

Para a proposta, utiliza-se o controlador de corrente do tipo histerese. Esse controlador é muito utilizado em controle de máquinas elétricas, mesmo que o MRV tem em sua característica as não linearidades do circuito magnético, esse controle pode ser utilizado nessa situação. O desenvolvimento de um diagrama de blocos para o MRV não é trivial como por exemplo para uma máquina CC. Porém, visto que a MRV é muito semelhante à máquina CC com excitação em série, torna-se possível prosseguir com a linearização das equações de sistema, afim de obter um modelo de pequenos sinais e um diagrama de blocos a partir das funções transferências desenvolvidas.

Para iniciar o processo de linearização e equacionamento do nosso controle, parte-se da obtenção de correntes e velocidades nominais em um ponto de operação provável. Porém, um ponto de operação é algo complicado de se localizar em aplicações do conversor estático, logo é comum considerá-lo correspondente ao conjugado na velocidade nominal da máquina.

Este modelo de pequenos sinais é derivado das equações de tensão e conjugado fornecidas abaixo:

$$V = R_s i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (17)$$

$$T_e(\theta, i) - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (18)$$

Nestas equações, o fluxo λ e o conjugado do entreferro T_e dependem da corrente de fase e da posição do rotor. A equação abaixo permite relacionar a indutância com o fluxo.

$$L(\theta, i) = \lambda(\theta, i) i \quad (19)$$

A partir desta equação é possível reescrever a equação de tensão, sendo essa descrita como:

$$V = R_s i + \frac{d[L(\theta, i)]i}{dt} = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i \quad (20)$$

Na equação (20), os três termos a direita representam a queda resistiva, a queda de tensão induzida e a força contra eletromotriz, respectivamente.

Em observação a equação (18) e (19), tendo em vista que o conjugado varia em função da posição do rotor para uma corrente de referência, a equação (18) pode ser reescrita como sendo:

$$\frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (21)$$

Em análise a essas equações, é possível notar que alguns estados são multiplicados juntos, o que resulta em um sistema não linear. Mediante a isso, a saída adotada é realizar a derivação. A indutância $L = L(\theta, i)$ é assumida como constante para fins de simplificação. A indutância é escolhida pela média entre a indutância alinhada e a indutância não alinhada na corrente nominal. A derivada da indutância também é considerada como constante e calculada entre os ângulos de condução no valor da corrente nominal [19]. Dessa forma, os novos estados e as entradas do sistema em regime estacionário, assumindo um ponto operacional qualquer em regime permanente, podem ser definidas como:

$$i = i_0 + \delta i \quad (22)$$

$$\omega_m = \omega_{m0} + \delta \omega_m \quad (23)$$

$$v = v_0 + \delta v \quad (24)$$

$$T_l = T_{l0} + \delta T_l \quad (25)$$

onde os termos das equações com o 0 indicam valores do regime estacionário e os pequenos sinais são indicados por δ precedendo as variáveis.

Logo, utilizando das equações (20) e (21) substituídas nos termos das equações (22) e (23) obtém-se:

$$\frac{d\delta i}{dt} = \left(-\frac{R_s}{L} - \frac{1}{L} \frac{dL}{d\theta} \omega_{m0} \right) \delta i - \frac{1}{L} \frac{dL}{d\theta} i_0 \delta \omega_m + \frac{\delta V}{L} \quad (26)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \left(-\frac{1}{J} \frac{dL}{d\theta} i_0 \right) \delta i - \frac{B}{J} \delta \omega_m + \frac{\delta T_l}{L} \quad (27)$$

onde alguns destes termos podem ser substituídos por:

$$R_{eq} = R_s + \frac{dL}{d\theta} \omega_{m0} \quad (28)$$

$$K_b = \frac{dL}{d\theta} i_0 \quad (29)$$

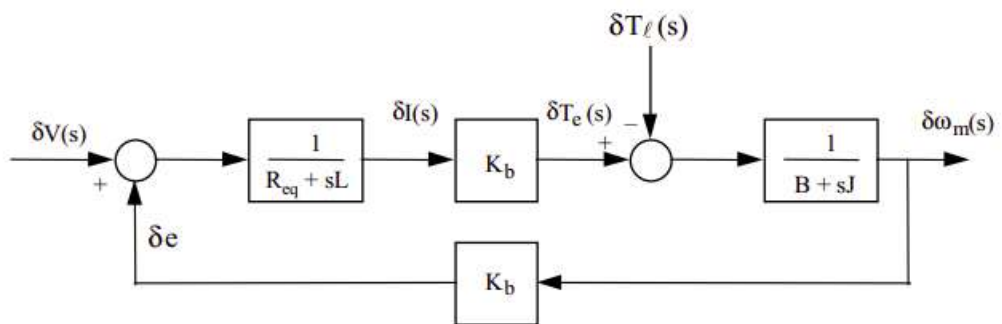
$$\delta e = \frac{dL}{d\theta} i_0 \delta \omega_m \quad (30)$$

sendo a equação (28) referente a resistência equivalente, (29) a constante da força eletromotriz e a (30) a força eletromotriz induzida.

A carga é considerada friccional, sendo assim, o conjugado da carga é tratado como componente integral do sistema.

O diagrama de blocos do sistema linearizado pode ser conferido na figura 26.

Figura 26 - Diagrama de blocos linearizado



Fonte: Adaptado de (KRISHNAN, 2001)

A linearização das equações da MRV permite o projeto de um controlador soft de corrente, utilizando o chaveamento de somente uma das chaves, tendo os estados e entradas definidas conforme o diagrama de blocos da figura 26.

Na operação do controlador de corrente, o erro de corrente é obtido usando um amplificador operacional como um somador inversor, tendo sua saída determinada pela equação:

$$i_e = K_i(i^* - i) \quad (31)$$

Onde K_i é o ganho do controlador de corrente (geralmente utilizado entre 30 e 70), i^* como a corrente de comando e i como a corrente real do enrolamento.

4.4 CONTROLE DE CONJUGADO

O controle de conjugado é precisamente regulado em todas as máquinas elétricas com o controle de corrente [19]. Logo a ideia principal é trabalhar sobre os ângulos de chaveamento e consequentemente obter resultados que reduzam a oscilação do conjugado. Para isso primeiro deve-se compreender as equações de distribuição do conjugado, nas quais é possível entender o comportamento a ser adotado.

A distribuição de conjugado é derivada com base nas correntes das fases. Logo esta abordagem pode ser facilmente aplicada ao modelo linearizado citado em 4.3 em função do fluxo, por não haver dinâmica envolvida na relação entre as correntes de fase e as ligações do fluxo. Por ser um método simples, este ignora o acoplamento mútuo entre as fases e também a saturação. Dessa forma, as indutâncias passam a depender somente da posição do rotor. X e Y representam as fases e quando acompanhados de g, referem-se a auto-indutâncias.

A equação que define o conjugado no entreferro é descrita como:

$$T_e^* = \frac{1}{2} g_x (i_x^*)^2 + \frac{1}{2} g_y (i_y^*)^2 + g_{xy} i_x^* i_y^* \cong \frac{1}{2} g_x (i_x)^2 + \frac{1}{2} g_y (i_y)^2 + g_{xy} i_x i_y = T_e \quad (32)$$

O conjugado pode ser distribuído para x e y, as duas fases condutoras da máquina, de forma que sua soma seja igual ao conjugado do entreferro. Pode ser representado como:

$$T_e = T_x + T_y \quad (33)$$

onde,

$$T_x = \frac{1}{2} g_x (i_x)^2 = f_x T_e \quad (34)$$

$$T_y = \frac{1}{2} g_y (i_y)^2 = f_y T_e \quad (35)$$

Nesta análise o termo de acoplamento mútuo é descartado, assumindo g_{xy} seja zero. As funções de conjugado devem satisfazer as seguintes restrições:

$$\begin{aligned} f_x(\theta) + f_y(\theta) &= 1 \\ 0 \leq f_x(\theta) \leq 1 \quad f_x(\theta_i) &= 1 \quad f_x(\theta_f) = 0 \quad \text{para } \theta_i \leq \theta \leq \theta_f \\ 0 \leq f_y(\theta) \leq 1 \quad f_y(\theta_i) &= 0 \quad f_y(\theta_f) = 1 \end{aligned} \quad (36)$$

sendo,

$$(\theta_i, \theta_f) \in \{(15^\circ, 45^\circ), (45^\circ, 75^\circ), (75^\circ, 15^\circ)\}$$

Para um MRV de três fases. Os ângulos θ_i e θ_f são conhecidos por serem os ângulos de chaveamento inicial e final, respectivamente.

Dessa forma é possível encontrar a relação entre o conjugado no entreferro e a corrente das fases pela equação:

$$i_x = \sqrt{\frac{2g_x T_e}{g_x^2 + g_y^2}} \quad (37)$$

$$\text{para } \theta_i \leq \theta \leq \theta_f$$

$$i_y = \sqrt{\frac{2g_y T_e}{g_x^2 + g_y^2}} \quad (38)$$

Por fim o fluxo nas fases pode ser determinado pela equação:

$$\lambda_x = L_x i_x = L_x \sqrt{\frac{2g_x T_e}{g_x^2 + g_y^2}} \quad (39)$$

para $\theta_i \leq \theta \leq \theta_f$

$$\lambda_y = L_y i_y = L_y \sqrt{\frac{2g_y T_e}{g_x^2 + g_y^2}} \quad (40)$$

Pode-se inferir a partir destas equações que é possível traçar a relação das correntes das fases e do fluxo nas fases através do conjugado e vice e versa, permitindo assim, controlar a corrente e consequentemente reduzir as oscilações no conjugado. Essa metodologia será ainda explorada na parte de simulações, na qual será visto os resultados obtidos através do controle outrora apresentado.

4.5 PARÂMETROS DO MOTOR

A modelagem matemática do motor foi desenvolvida no ambiente MATLAB. Os parâmetros utilizados para as simulações nos ambientes MATLAB / SIMULINK foram obtidos através da referência [1].

As curvas de indutância para esta máquina foram obtidas através de ensaios experimentais, todo ensaio está disponível em (BORGES,2002).

As equações de referência foram destrinchadas no capítulo 3. A figura 27 apresenta os parâmetros do motor utilizado.

Figura 27 - Parâmetros do Motor de Relutância Variável (MRV)

Potência do Motor	1 CV
Numero de polos no estator	6
Numero de polos no rotor	4
Momento de inércia	$2,8 * 10^{-3} \text{ kgm}^2$
Indutância de alinhamento	0.0360H
Indutância de desalinhamento	0.0033H
Atrito Viscoso	$2,6 * 10^{-4} \text{ N.m.s/rad}$
Resistência do Estator	0,32Ω

Fonte: Autor

4.6 SIMULAÇÕES EM MALHA ABERTA

Os resultados das simulações apresentados foram obtidos através da simulação sem a utilização do controlador de corrente.

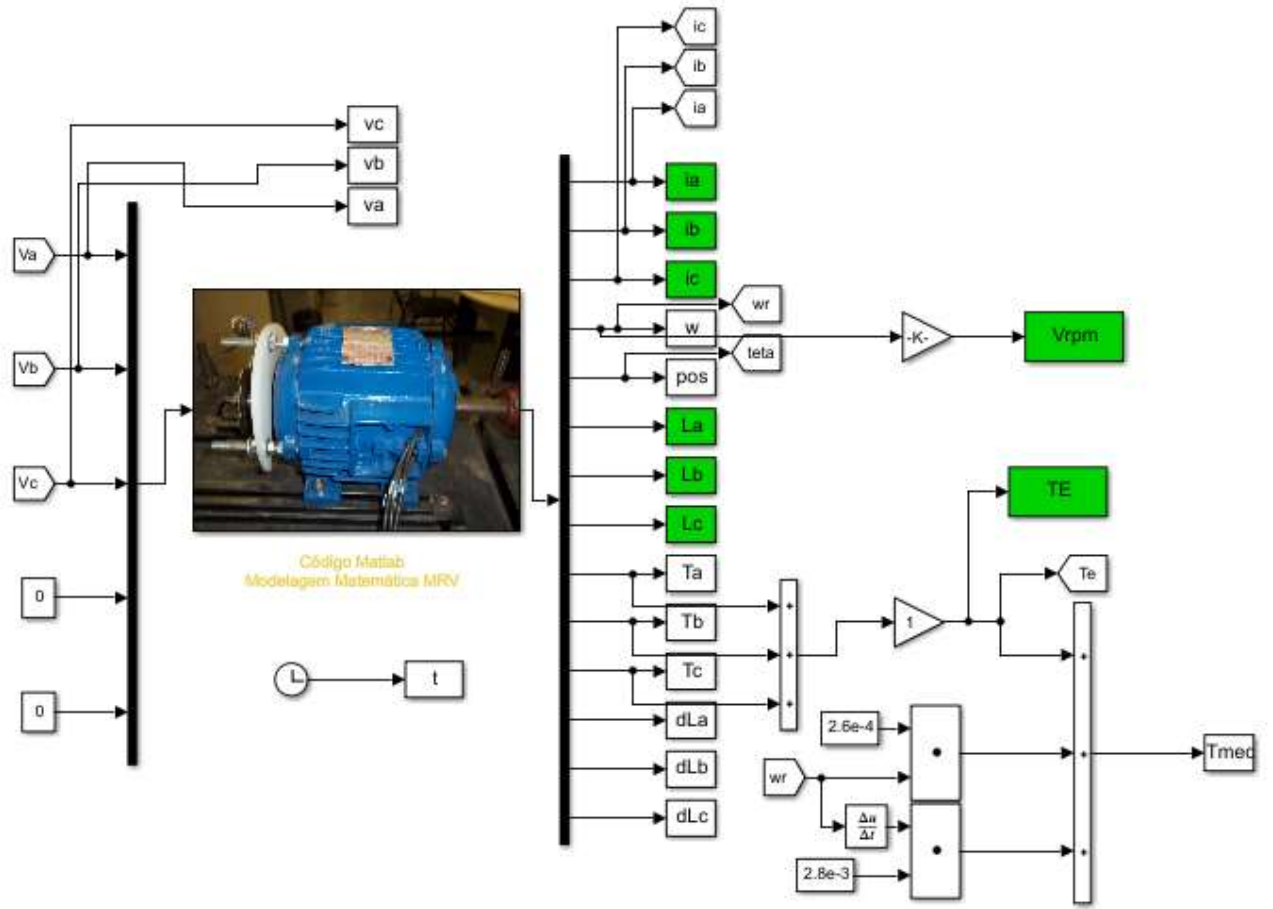
Para essa simulação, a tensão foi definida como 50V e a carga inicial como 1 N.m.

A ideia principal deste tópico é obter os gráficos de corrente e tensão nas fases A, B e C, bem como o conjugado total, as indutâncias e a velocidade em RPM do motor.

No tópico 4.7, será aplicado o controle de corrente utilizando das equações e metodologia apresentadas nos tópicos 4.4 e 4.5 e dessa forma será auferido os resultados.

Na figura 28 evidencia-se a planta utilizada no ambiente SIMULINK para a representação do acionamento do MRV.

Figura 28 - Representação do sistema de acionamento do MRV em Malha Aberta usando o ambiente MATLAB/SIMULINK



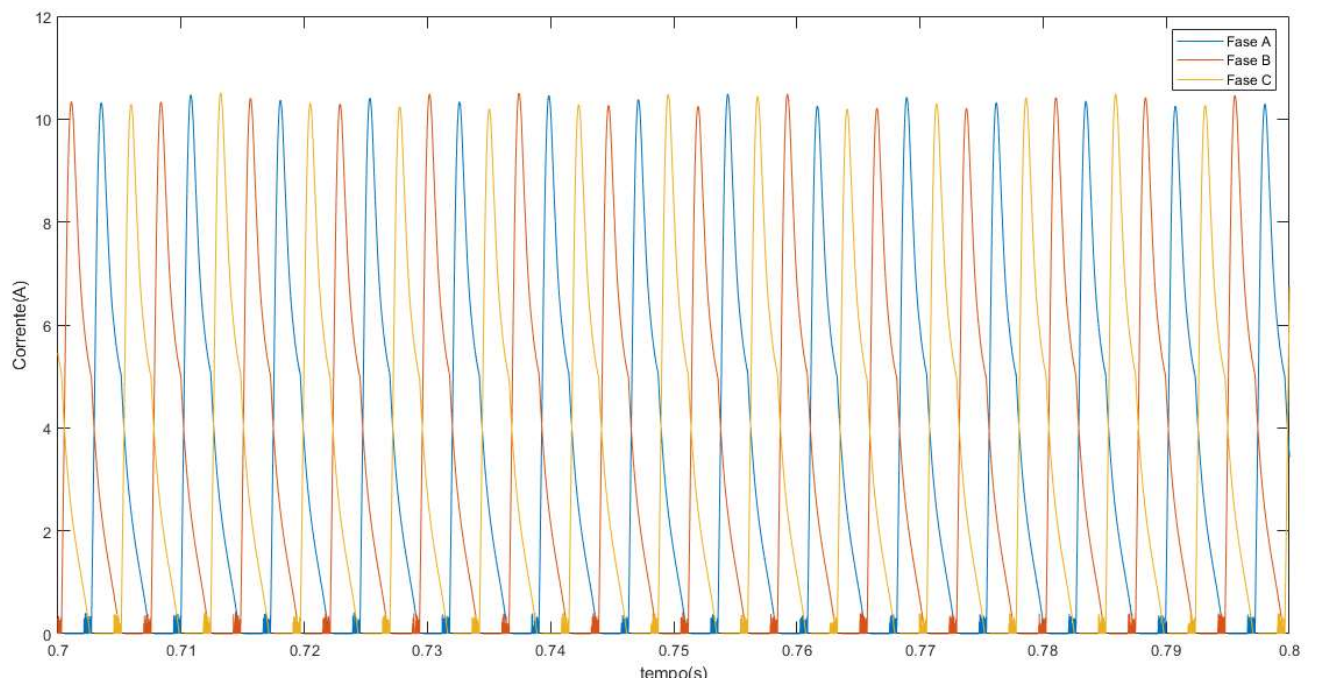
Fonte: Autor

A partir do modelo acima, foi possível determinar o perfil de corrente das fases, conforme visto na figura 29, o perfil das tensões das fases na figura 30, o conjugado total na figura 31 e 32 e a variação das indutâncias na figura 33.

Para estimar a oscilação do conjugado, utilizou-se a equação 41 obtida em (ISHIKAWA; WANG; NAITOH, 2018).

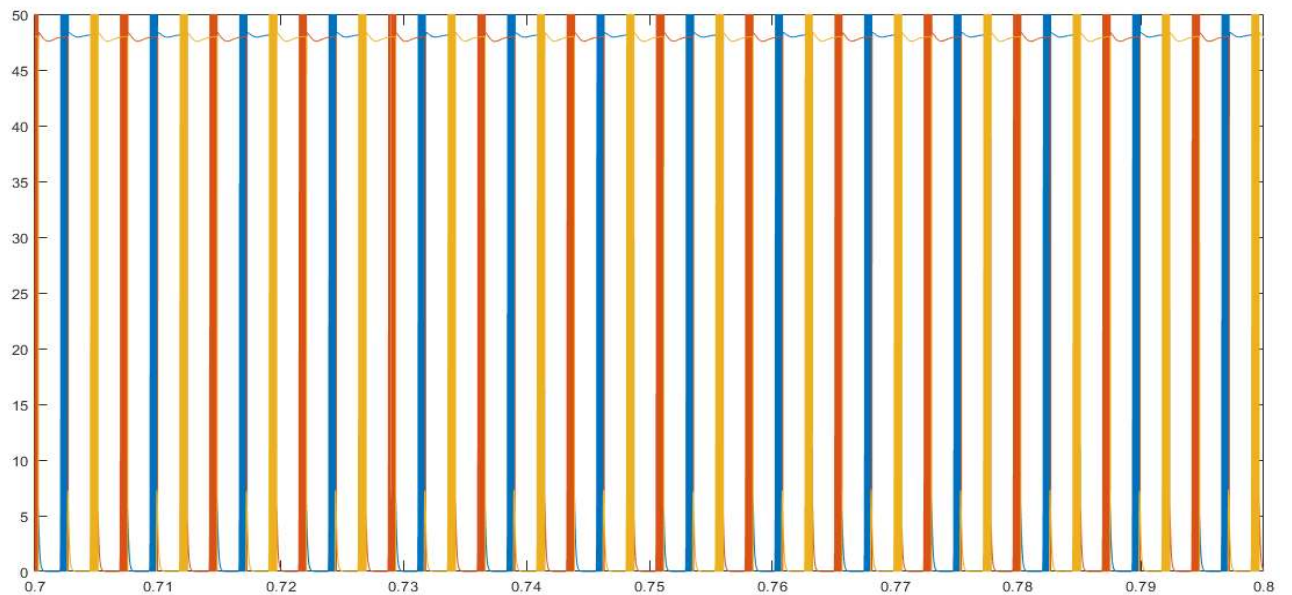
$$C_{oscilacao}(\%) = \frac{C_{m\acute{a}x} - C_{m\acute{i}n}}{C_{m\acute{e}d}} * 100 \quad (41)$$

Figura 29 - Correntes nas fases A, B e C



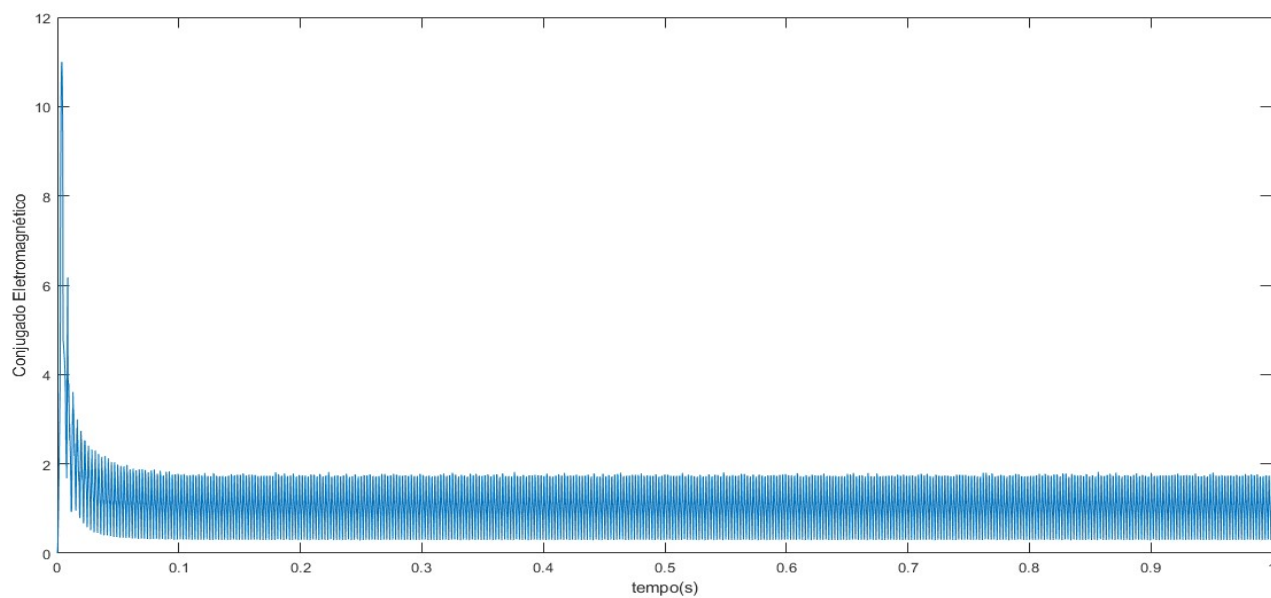
Fonte: Autor

Figura 30 - Tensões nas fases A, B e C



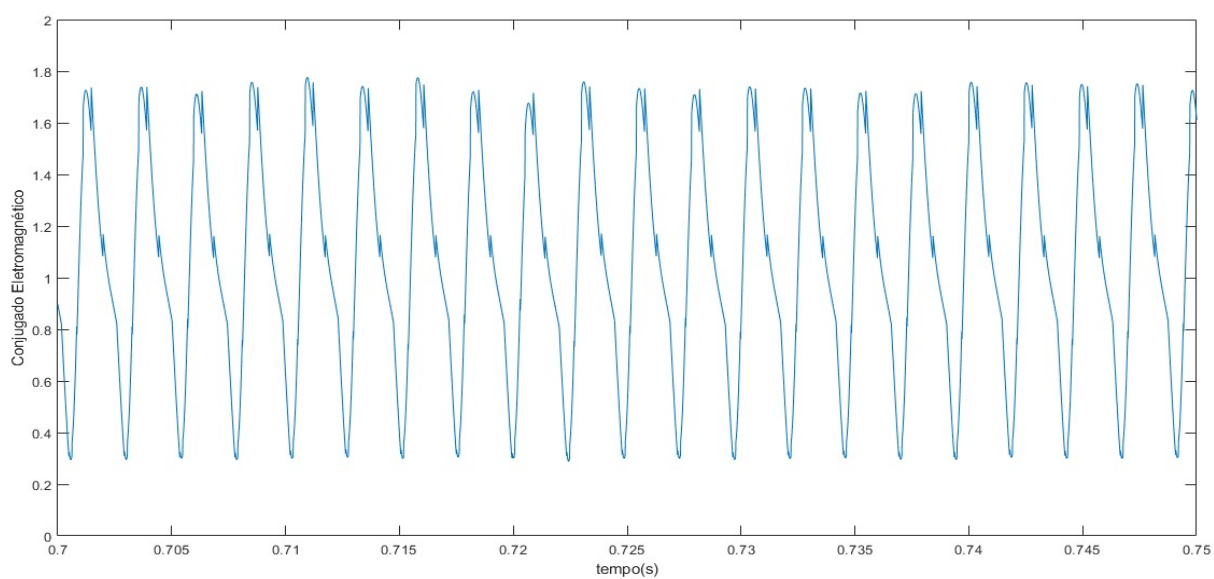
Fonte: Autor

Figura 31 - Conjugado Eletromagnético Total



Fonte: Autor

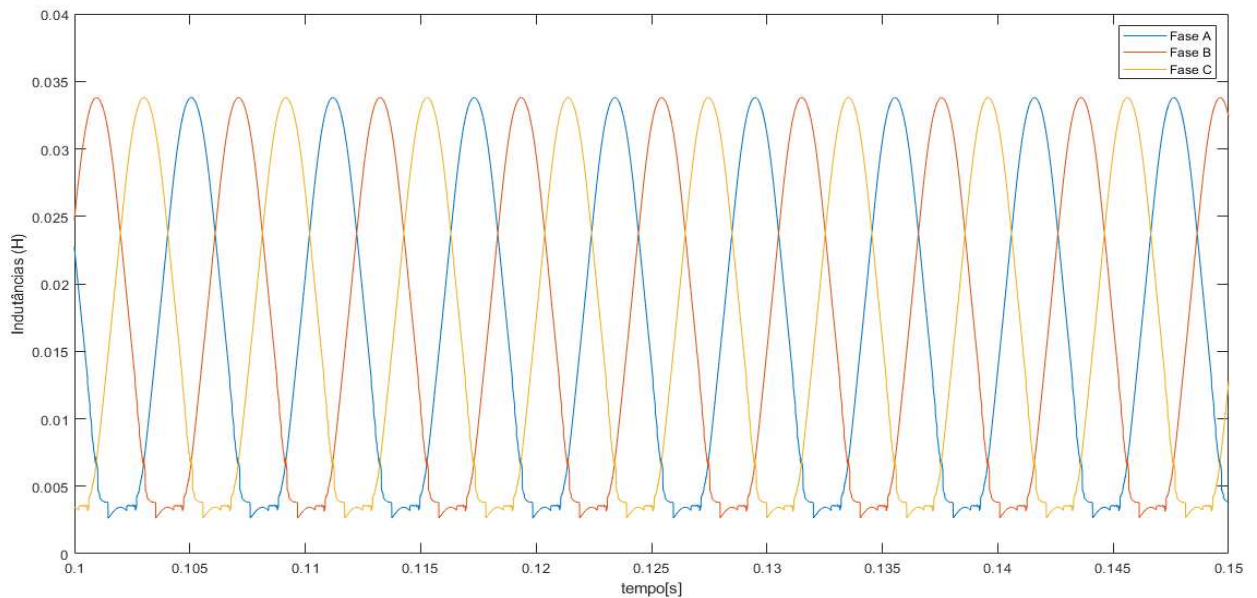
Figura 32 - Conjugado Eletromagnético Total



Fonte: Autor

Pela fórmula (41) a oscilação do conjugado em regime permanente é de aproximadamente 38,27%, conforme visto nas figuras 31 e 32.

Figura 33 - Indutâncias das Fases A, B e C



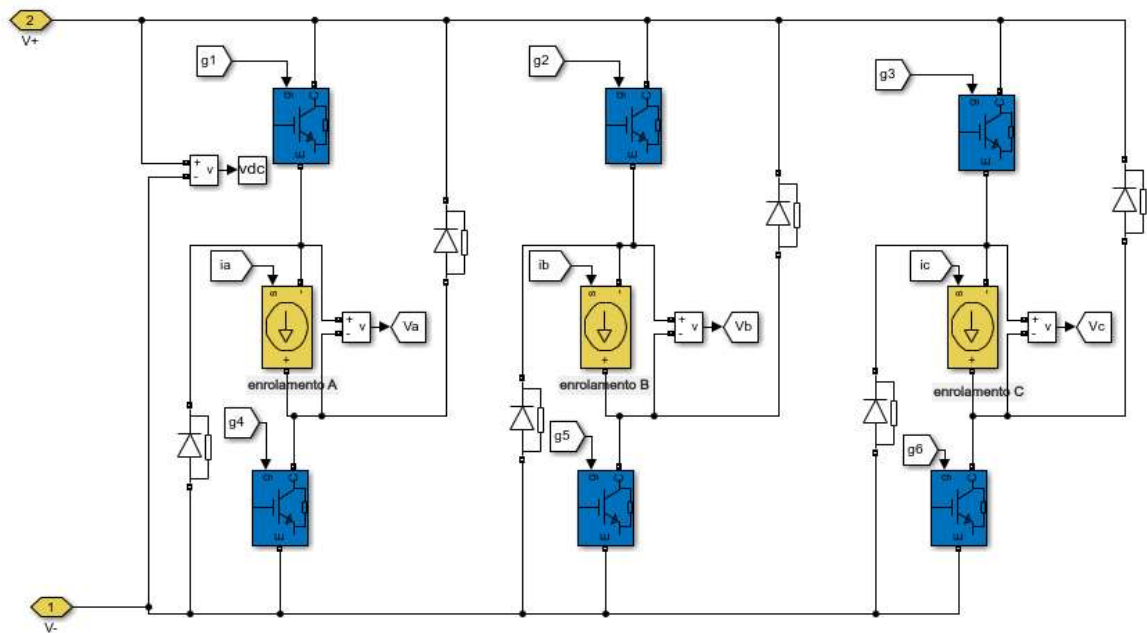
Fonte: Autor

4.7 SIMULAÇÕES COM A APLICAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE

O controle de corrente empregado baseia-se nas equações deduzidas na seção 4.3 e 4.4. Este controle é de histerese de corrente e tem por objetivo reduzir as oscilações do conjugado. Sua operação é direta nos ângulos de chaveamento representados no conversor como G4, G5 e G6, conforme mostra a figura 34.

Essa tática opera somente em um dos ângulos de chaveamento por fase, no caso o ângulo final θ_f . A ideia deste modulo é apresentar os resultados obtidos bem como a estratégia de controle utilizada.

Figura 34 - Conversor Half-Bridge configurado para operação nos ângulos de chaveamento G4, G5 e G6

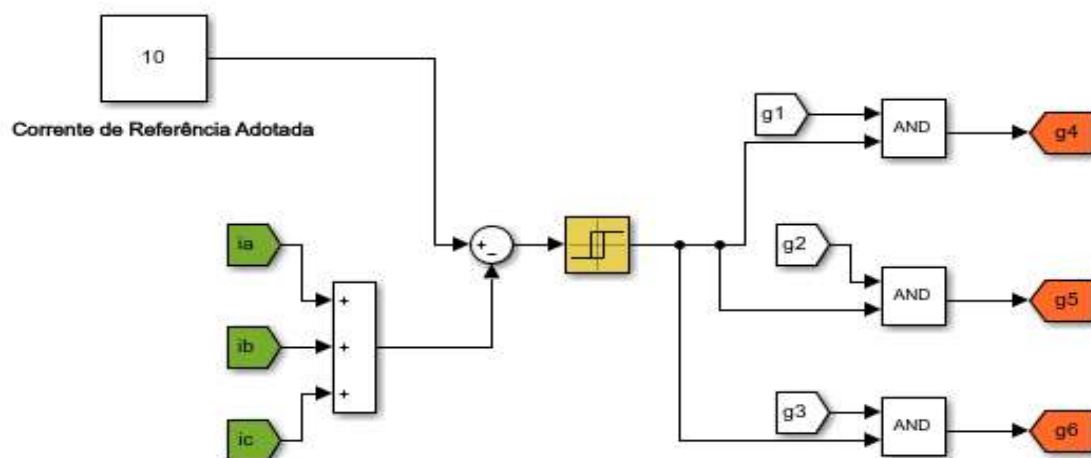


Fonte: Autor

O bloco de controle foi representado via SIMULINK. Nele é possível ver a realimentação para o comparador no qual está a soma das correntes i_a , i_b e i_c com a corrente de referência adotada (neste caso de 10 A). Esta saída passa por um relé que condiciona o sinal e a partir daí uma lógica operacional é proposta baseado na multiplicação dos ângulos iniciais g_1 , g_2 e g_3 e a saída do condicionador de sinal. O bloco está representado na figura 35.

Este controlador histerese tem como principal vantagem ser facilmente implementado, não requisitando conhecimento prévio dos parâmetros da máquina e o esforço computacional para sua implementação é baixo [1].

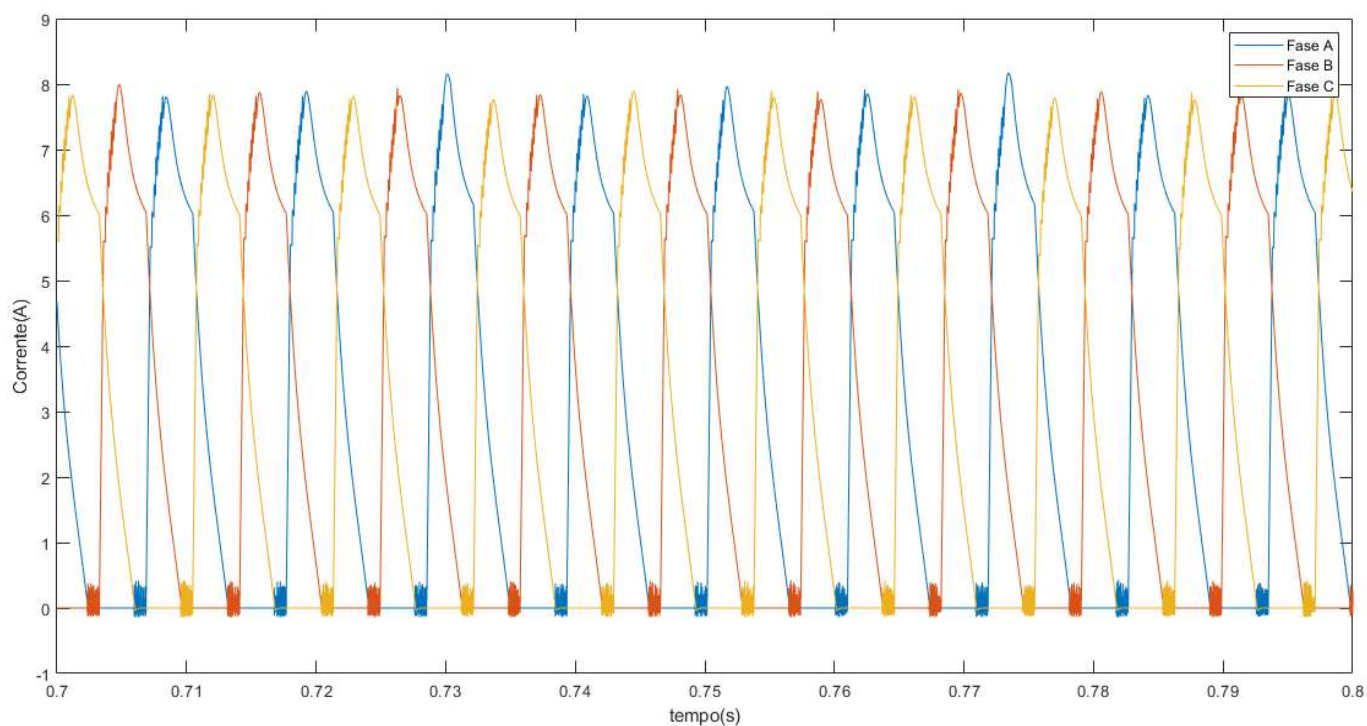
Figura 35 - Controle de histerese de corrente para a obtenção dos ângulos de chaveamento g4, g5 e g6.



Fonte: Autor

A figura 36 mostra o perfil das correntes A, B e C limitadas pela corrente de referência de 10 A.

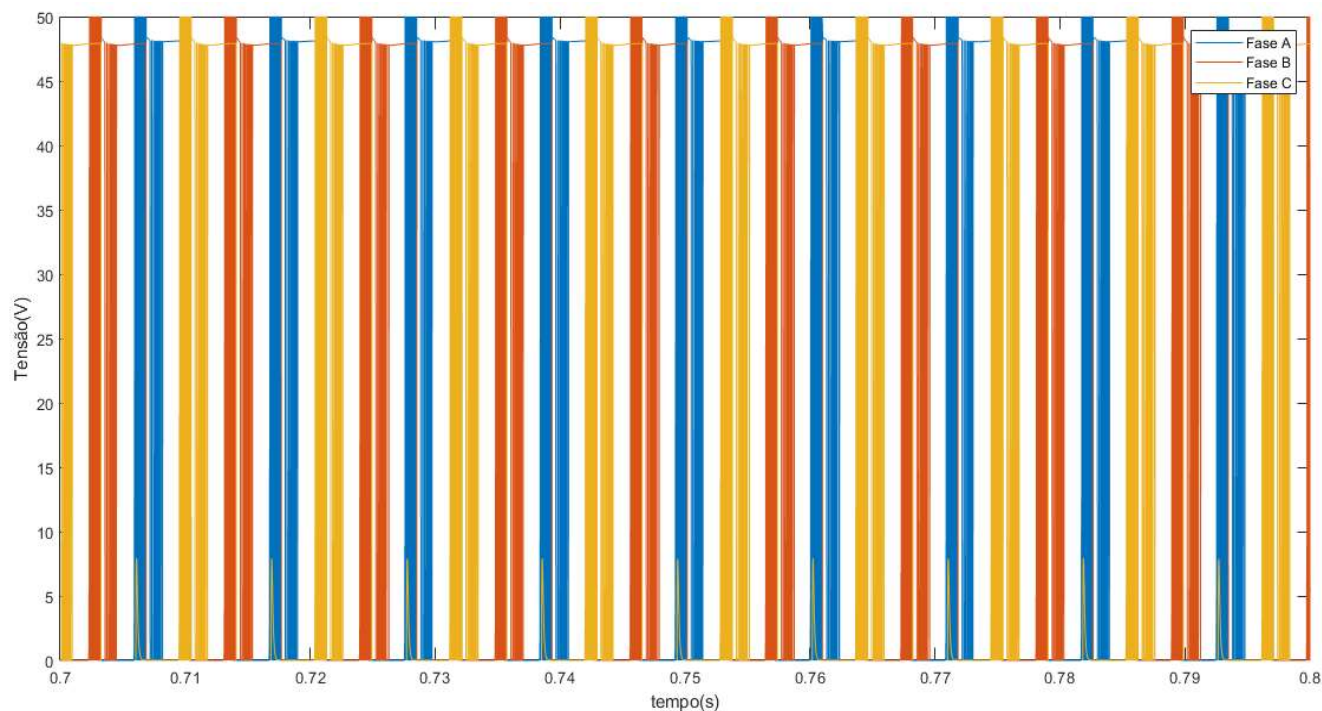
Figura 36 - Correntes nas fases A, B e C



Fonte: Autor

A figura 37 mostra o perfil das tensões no quadrante positivo das fases A, B e C, na qual pode se evidenciar a atuação dos ângulos de chaveamento.

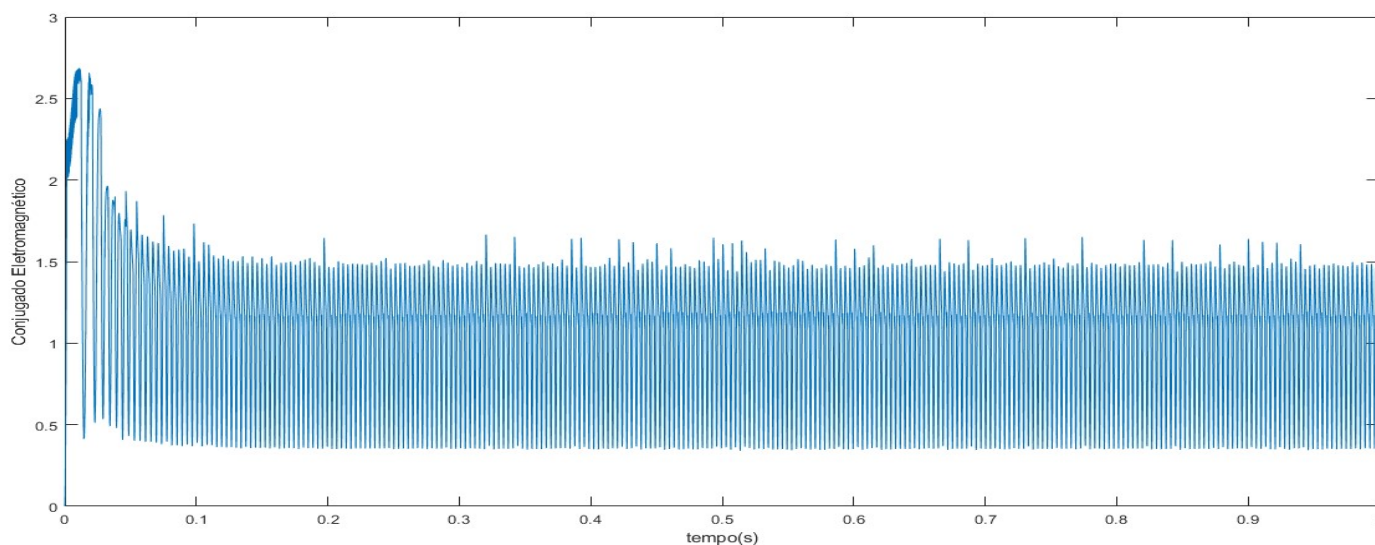
Figura 37 - Tensões nas fases A, B e C



Fonte: Autor

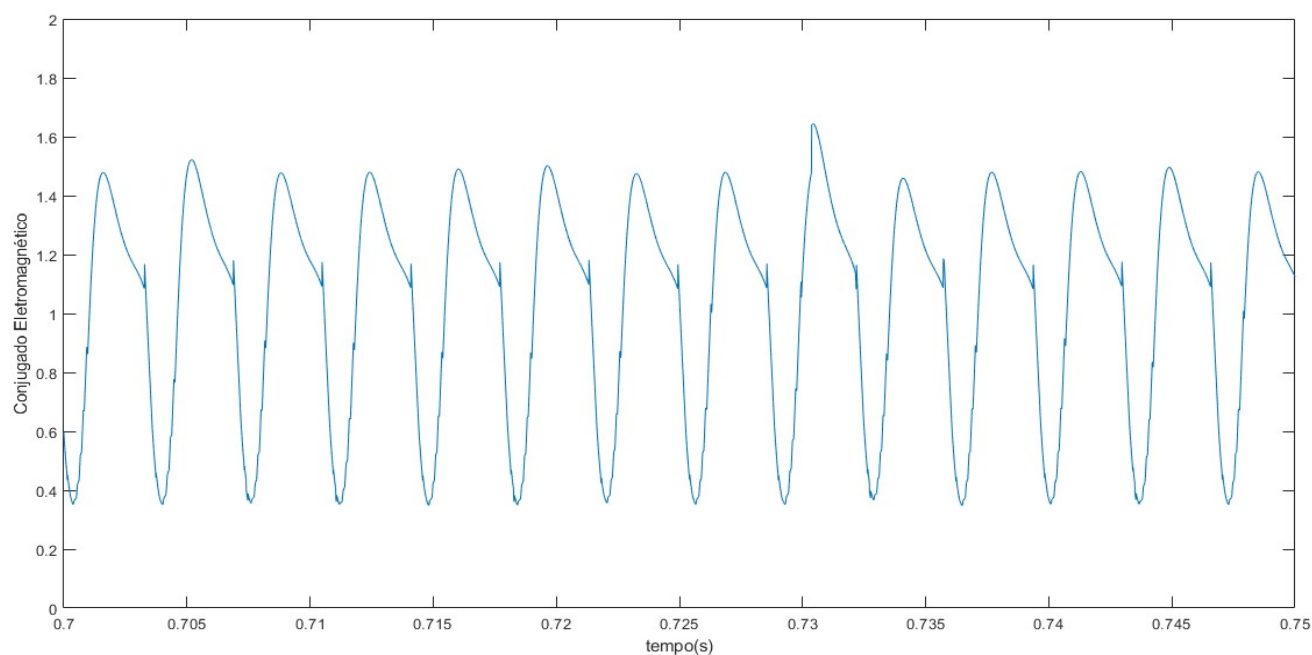
A figura 38 e 39 mostra o conjugado eletromagnético total, tendo uma oscilação em regime permanente aproximada de 28,43%, ou seja, redução de 9,84% em relação a simulação em malha aberta.

Figura 38 - Conjugado Eletromagnético Total



Fonte: Autor

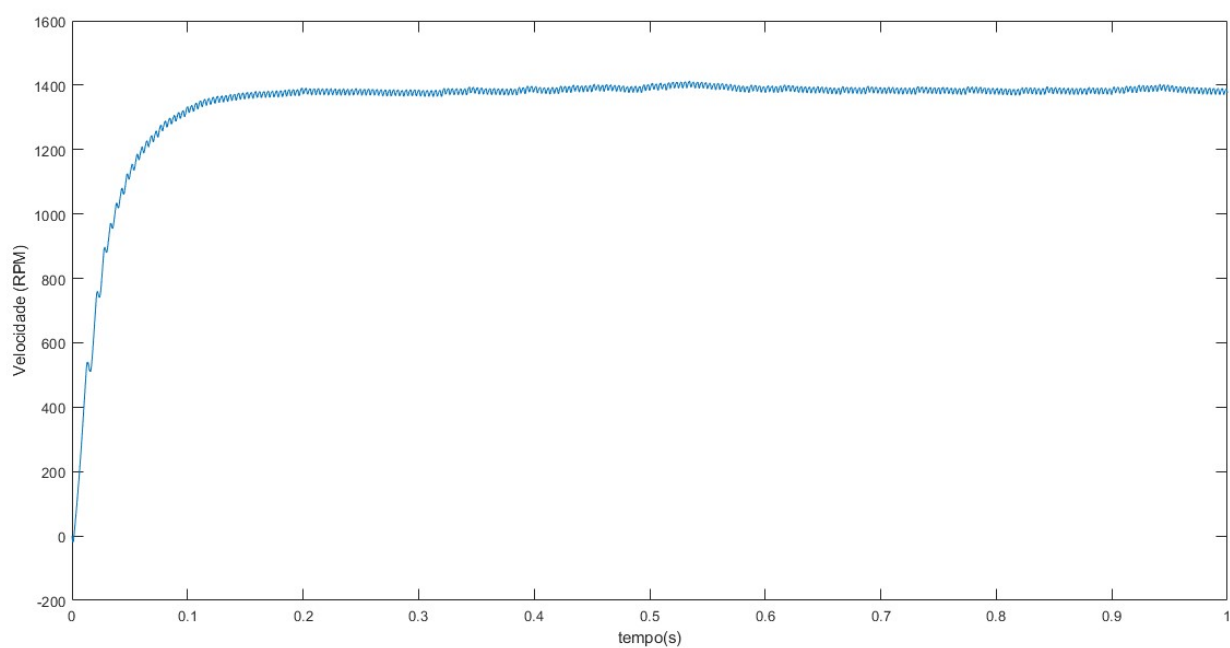
Figura 39 - Conjugado Eletromagnético Total



Fonte: Autor

Por fim, a figura 40 representa a velocidade de rotação em RPM, mantendo a velocidade aproximada de 1400 RPM em regime permanente.

Figura 40 - Velocidade de Rotação em RPM



Fonte: Autor

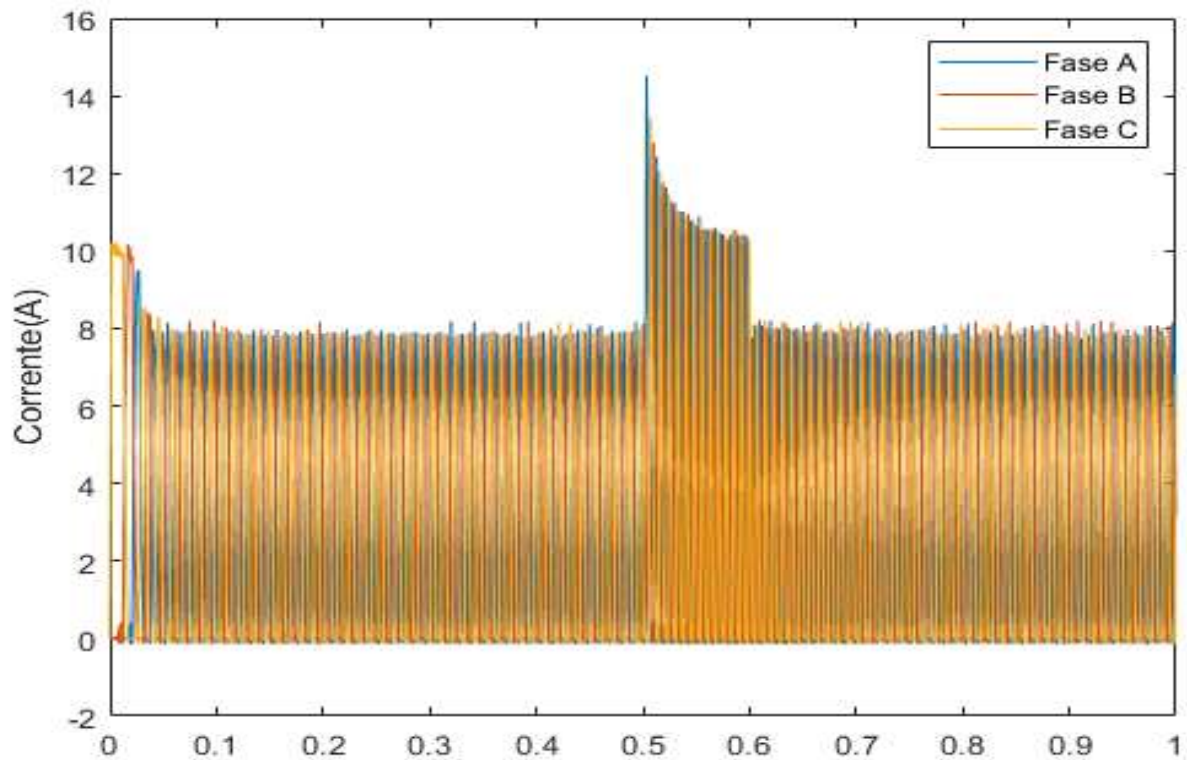
4.8 SIMULAÇÕES COM A APLICAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE UTILIZANDO UMA ENTRADA DEGRAU

Neste módulo, o controle de corrente desenvolvido, terá como referência uma entrada degrau. Essa entrada permite verificar o comportamento dos perfis de corrente e conjugado, caso haja mudança na corrente de referência.

A entrada degrau foi definida como sendo 10A até 0,5 segundos; 20A até 0,6 segundos; 10A em diante;

A figura 41 mostra o perfil das correntes A, B e C limitadas pelo degrau de corrente de referência.

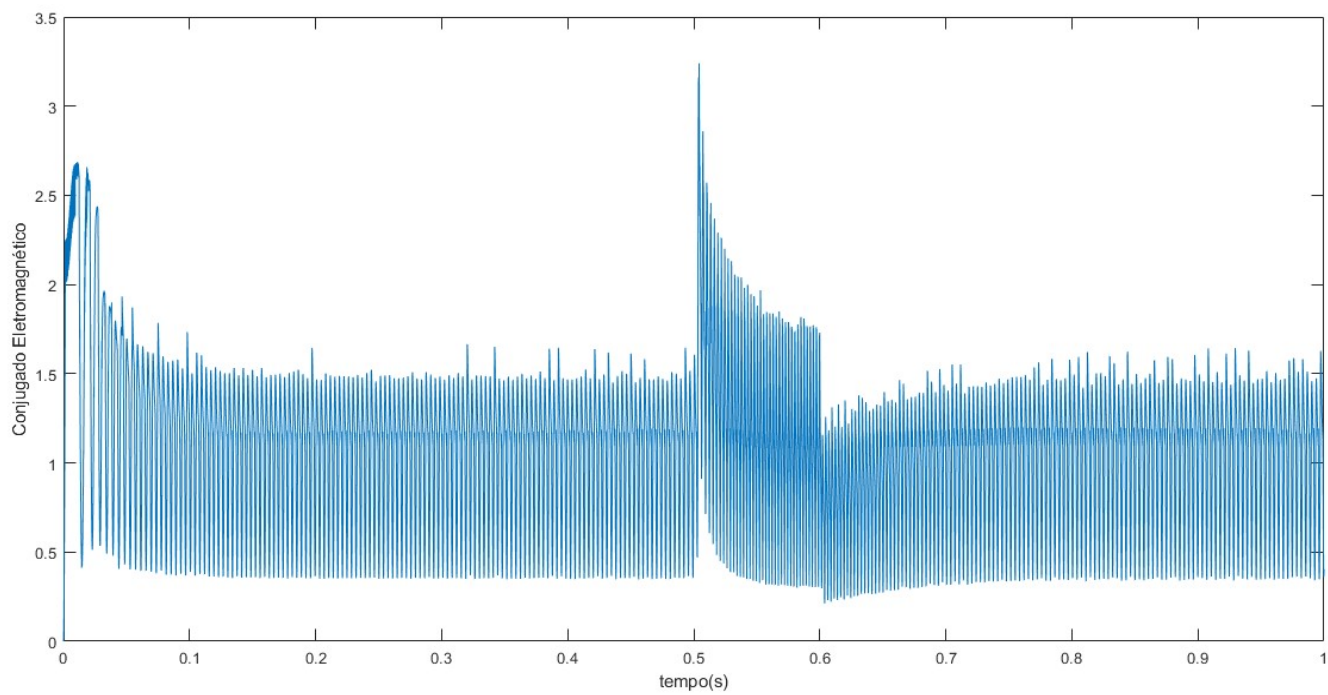
Figura 41 - Correntes nas fases A, B e C



Fonte: Autor

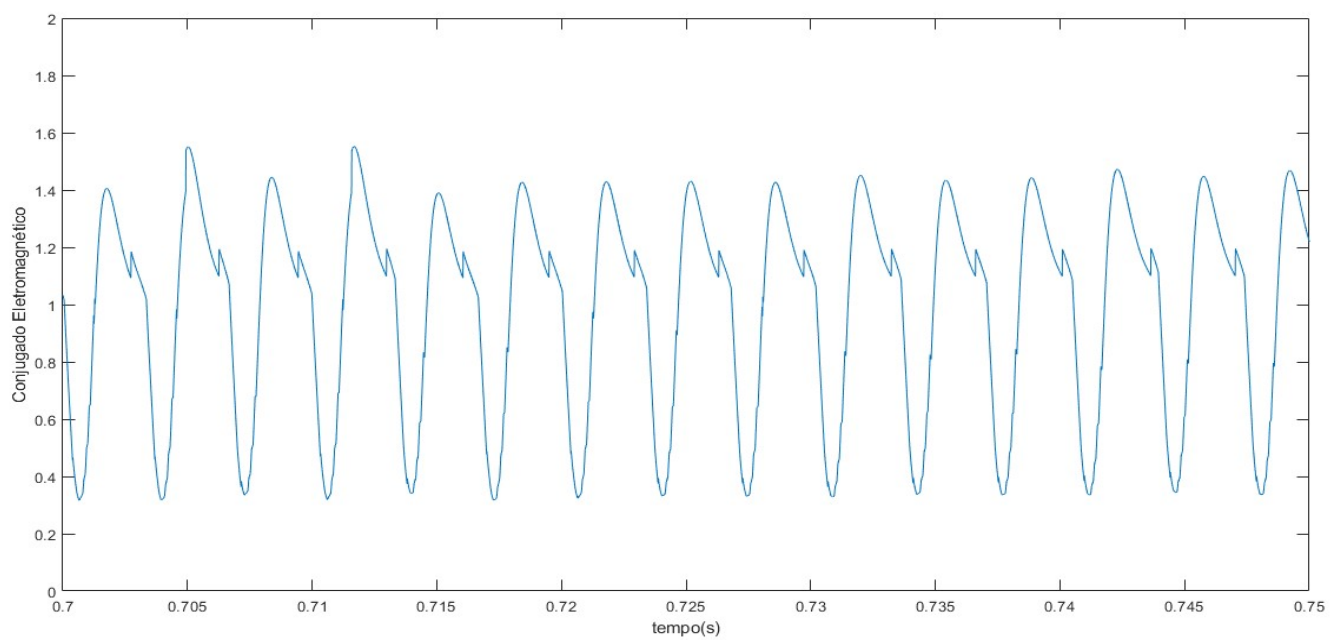
As figuras 42 e 43 mostram os gráficos do conjugado eletromagnético total, sendo evidenciada a influência da entrada degrau, com uma oscilação em regime permanente de aproximadamente 35,11%, ou seja, uma redução na oscilação do conjugado em aproximadamente 3,16% em comparação a simulação em malha aberta.

Figura 42 - Conjugado Eletromagnético Total



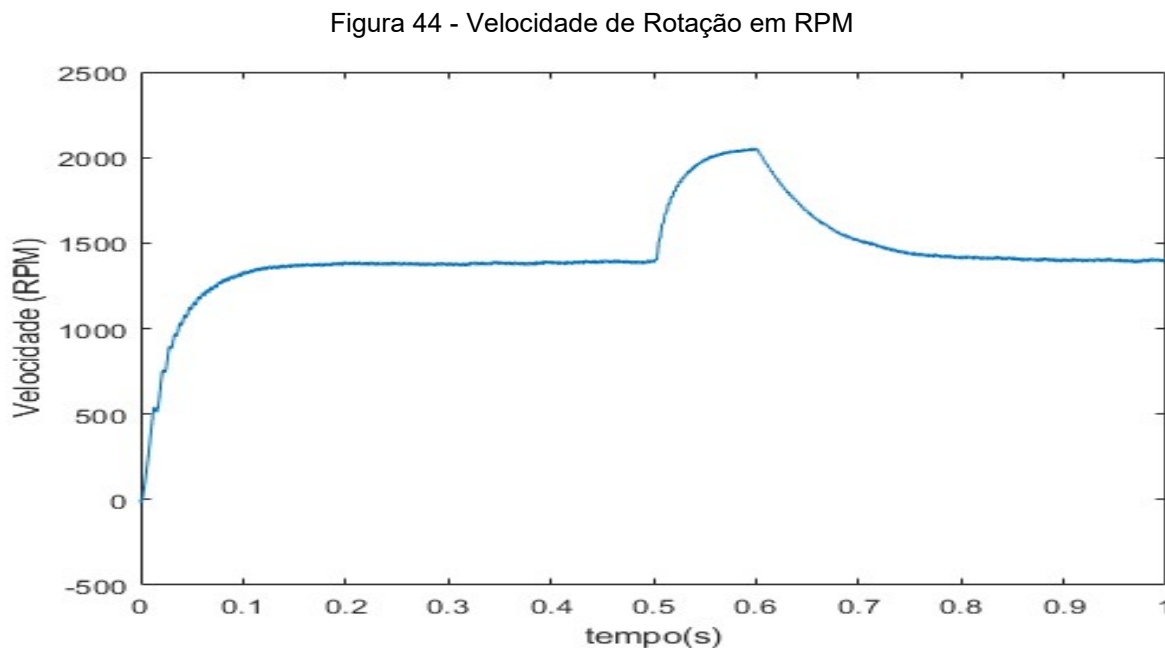
Fonte: Autor

Figura 43 - Conjugado Eletromagnético Total



Fonte: Autor

Por fim, a figura 44 representa a velocidade de rotação em RPM, sendo esta evidenciada por um perfil com corte justamente na mudança do degrau. Isso comprova a utilidade do controle para a variação da referência, pois não houve apresentação de oscilações no perfil.



Fonte: Autor

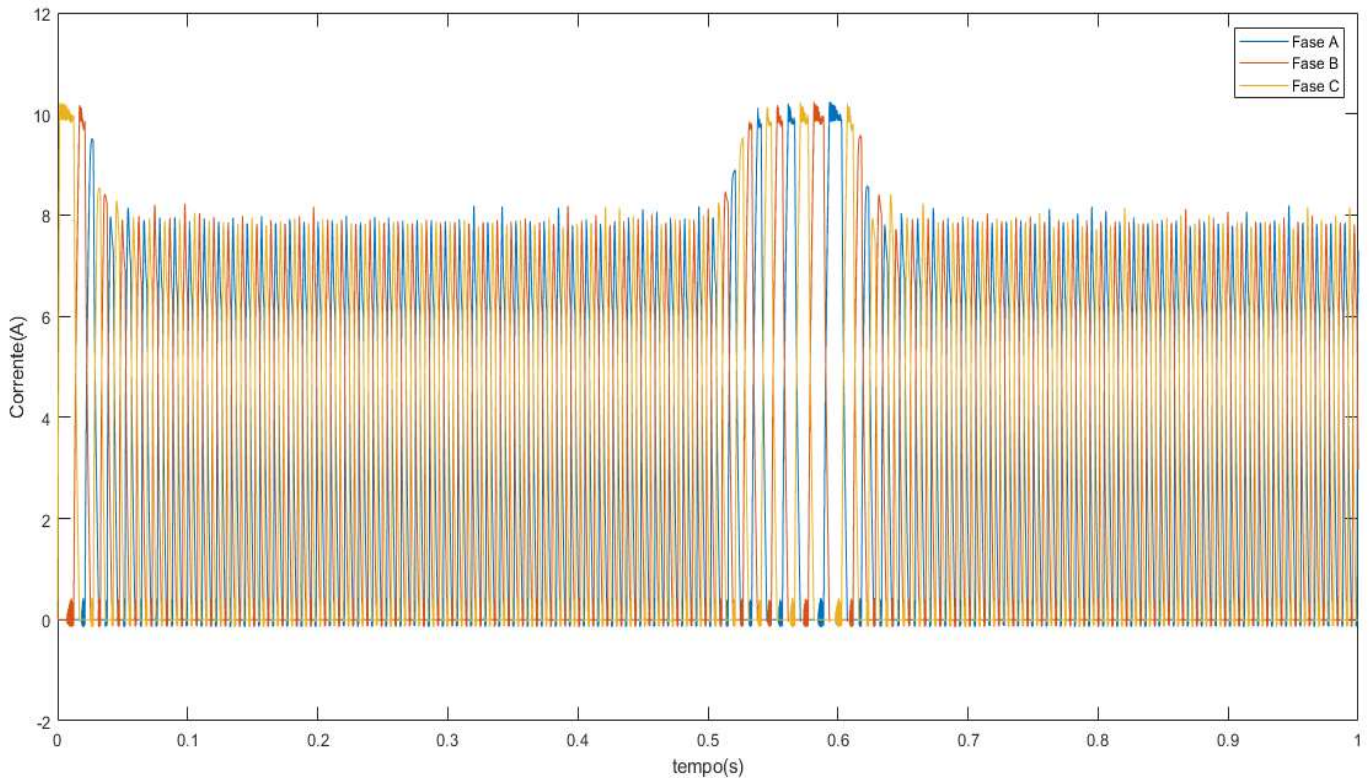
4.9 SIMULAÇÕES COM A APLICAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE COM ENTRADA DEGRAU DE CARGA

Neste módulo, o sistema de controle de corrente apresentado no tópico 4.7, terá sua carga variada (entrada degrau). Com a variação da carga, será possível identificar o comportamento das correntes, conjugado e velocidade em regimes de carga diferentes.

Em suma, a entrada da carga foi definida como sendo 1 N*m até 0,5 segundos; 2 N*m até 0,6 segundos; 1 N*m em diante.

A figura 45 mostra o perfil das correntes A, B e C com a entrada degrau de carga aplicada. Fica evidente a ação do controle, ao limitar a corrente em 10 A.

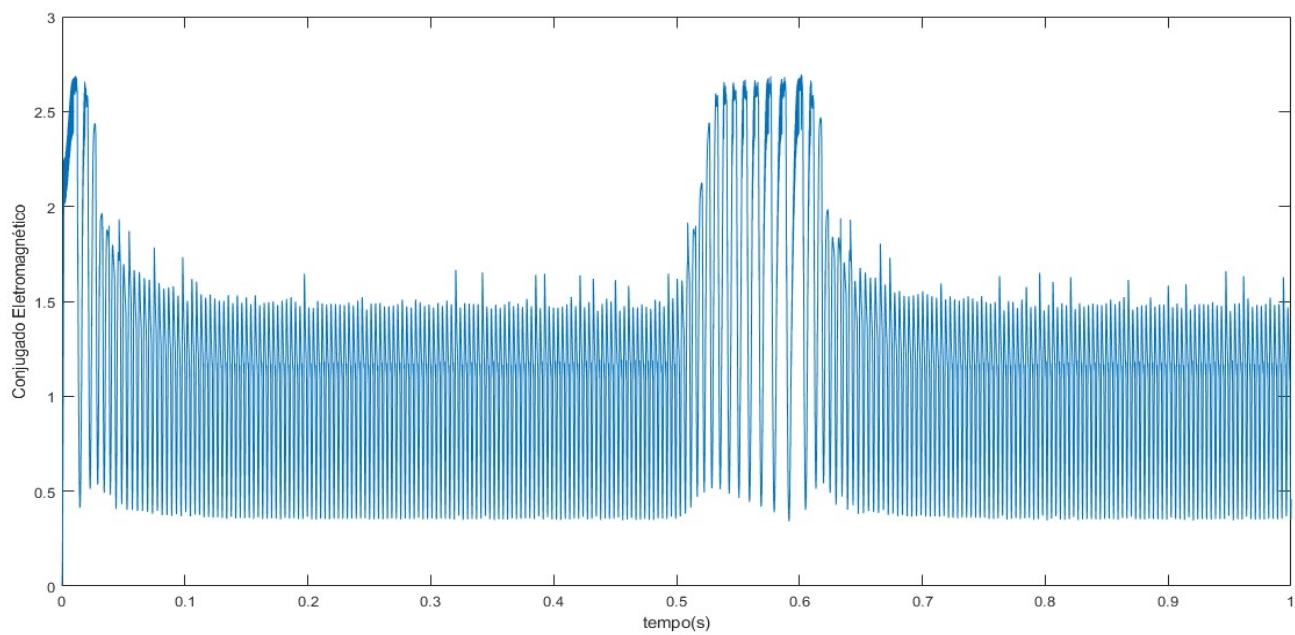
Figura 45 - Correntes nas fases A, B e C



Fonte: Autor

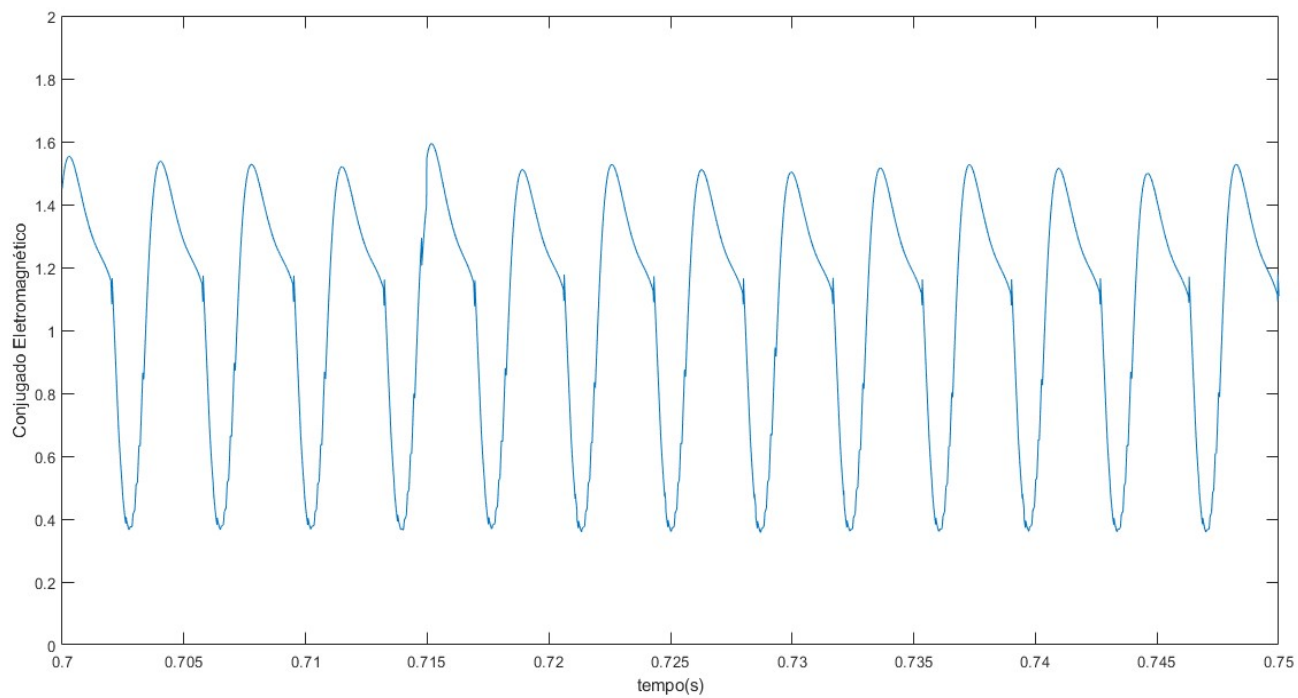
As figuras 46 e 47 mostram os gráficos do conjugado eletromagnético total com a entrada degrau de carga aplicada, tendo como oscilação em regime permanente aproximadamente 28,90%, ou seja, uma redução de oscilação do conjugado em aproximadamente 9,37% em relação a simulação de malha aberta, logo é possível inferir a possibilidade da aplicação do controle proposto para aplicações com cargas variáveis, visto que o mesmo atende o sistema.

Figura 46 - Conjugado Eletromagnético Total



Fonte: Autor

Figura 47 - Conjugado Eletromagnético Total

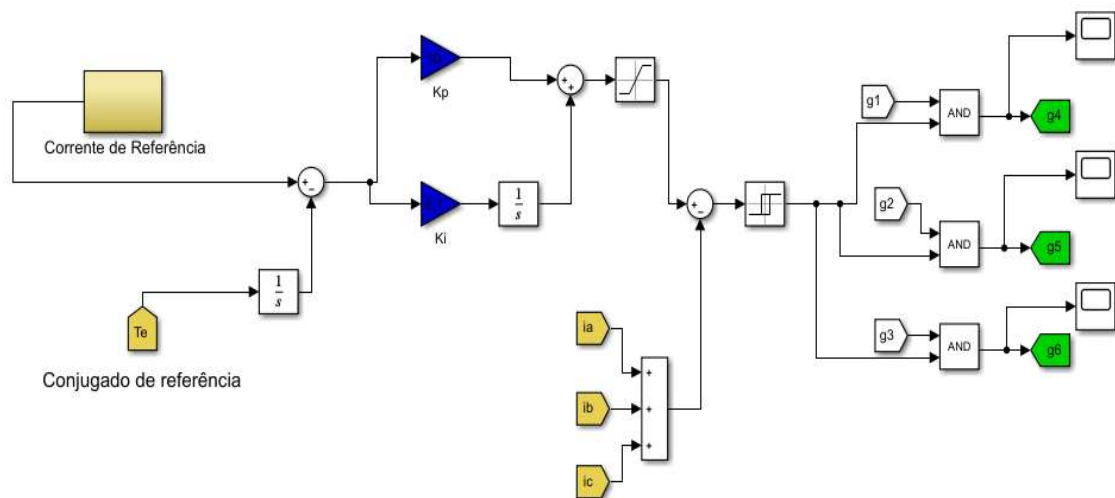


Fonte: Autor

4.10 SIMULAÇÕES COM A APLICAÇÃO DO CONTROLE DE CONJUGADO E DE HISTERESE DE CORRENTE

Para a aplicação do controle de conjugado, foi utilizada as equações apresentadas no tópico 4.4 bem como o uso de um controlador PI aplicado ao controle de corrente apresentado no tópico 4.7. Para o mesmo, utilizou-se o valor de K_p igual a 10 e K_i igual a 0,1. A figura 48 apresenta a malha fechada, com destaque as entradas de corrente e conjugado para referência, as correntes das fases ia, ib e ic e os ângulos de chaveamento g4, g5 e g6.

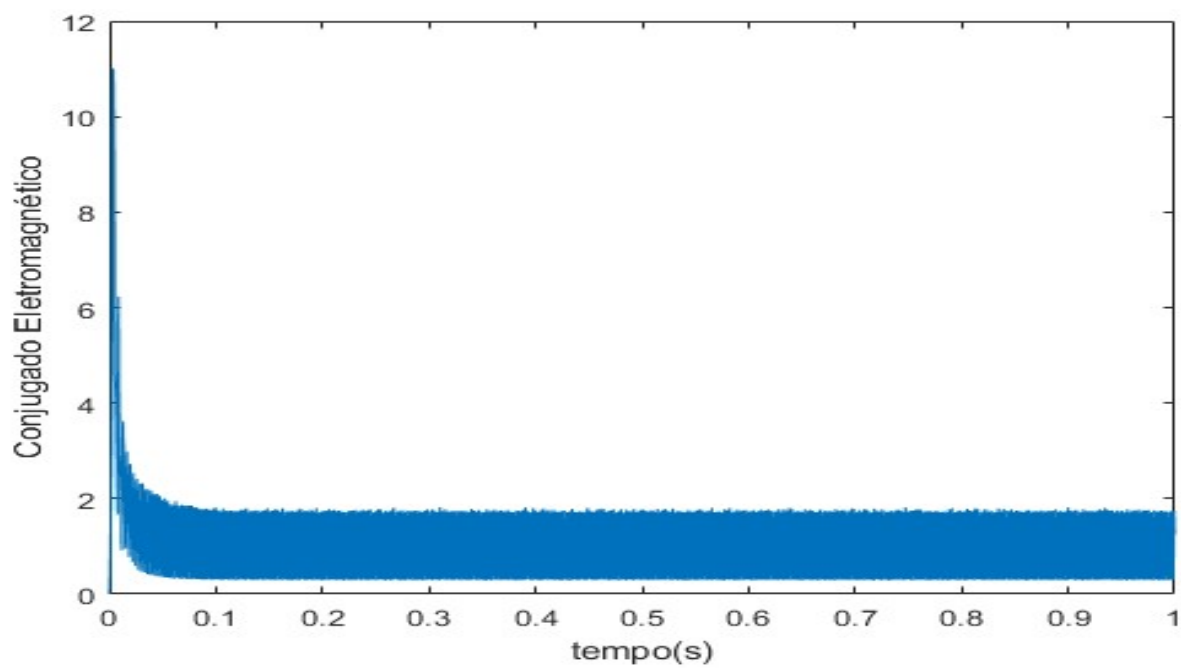
Figura 48 - Controle de conjugado e histerese de corrente para a obtenção dos ângulos de chaveamento g4, g5 e g6



Fonte: Autor

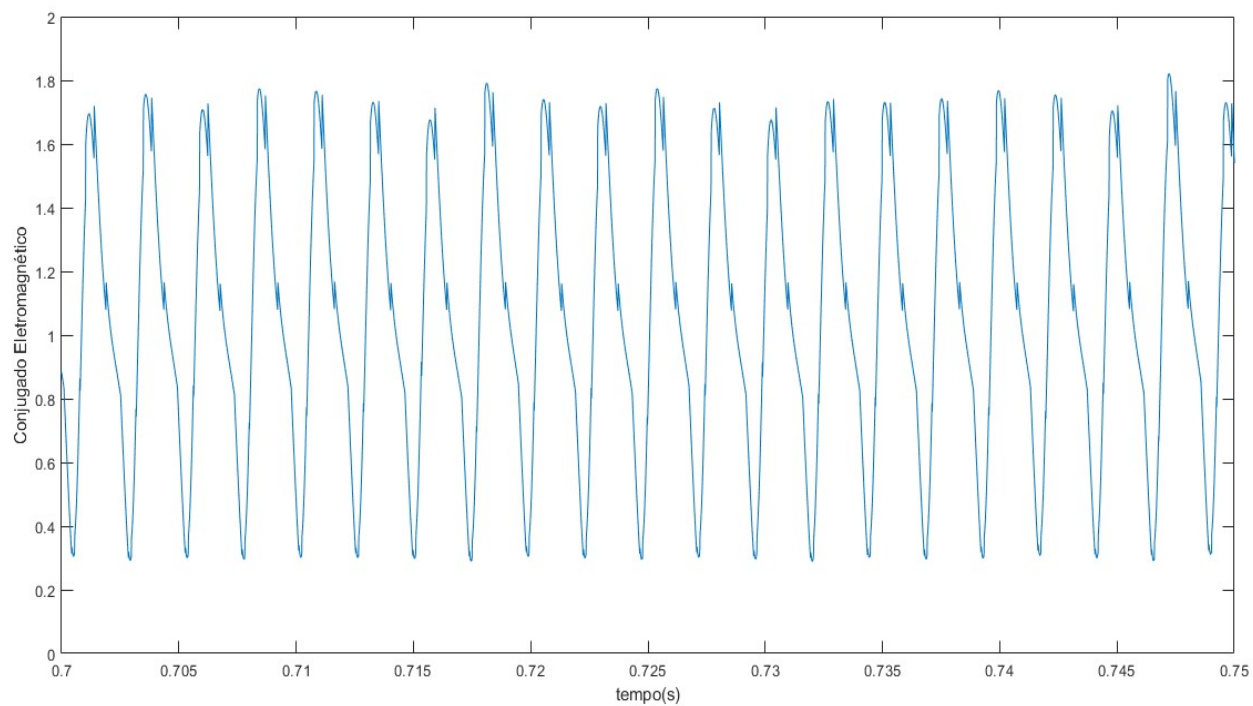
A partir deste controle foi obtido os gráficos de comportamento do conjugado conforme visto nas figuras 49 e 50. A oscilação de conjugado com a aplicação deste controle foi de aproximadamente 25,40%, ou seja, redução de 12,86% em relação a simulação de malha aberta.

Figura 49 - Conjugado Eletromagnético Total



Fonte: Autor

Figura 50 - Conjugado Eletromagnético Total



Fonte: Autor

4.11 CONCLUSÃO

Conforme evidenciado neste capítulo, a proposta de estratégia adotada foi o controle de histerese de corrente, bem como um controlador PI para o conjugado. Apresentou-se os resultados em malha aberta em contraste com os resultados obtidos com a presença do controlador de histerese de corrente. Após isso, analisou-se a viabilidade para aplicações com entradas em degrau de corrente e de carga. Por fim, aplicou-se o controlador PI para o conjugado fechando a malha do controlador de histerese de corrente e em posse dos resultados, verificou-se uma considerável redução das oscilações do conjugado para os motores de relutância variável, tema central deste trabalho.

5. CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

5.1 CONCLUSÕES FINAIS

O trabalho desenvolvido teve como questão realizar um estudo sobre o perfil de conjugado de um motor de relutância variável, de modo específico, o modelo 6X4 trifásico. Em um primeiro momento foi introduzido o tema e apresentado a problemática em questão, que neste caso foi, algumas aplicações não suportarem as oscilações de conjugado produzido pelo motor.

Após esta análise, apresentou-se as referências para o estado da arte, buscando um melhor entendimento do tema e o que já foi desenvolvido pela Academia para a otimização desse problema. Foram citadas diversas referências divididas em tópicos como estratégias baseadas no projeto mecânico do motor, estratégias de controle dos ângulos de comutação e estratégias de controle do perfil de corrente.

Apresentou-se em seguida uma análise voltada ao funcionamento do MRV bem como as equações que governam o seu funcionamento, bem como sua representação em espaço de estados.

Adicionalmente foi desenvolvido um projeto visando a redução da oscilação de conjugado, utilizando um controlador de corrente por histerese, operando em modo soft, sendo este aplicado para chavear somente um dos ângulos por fase. Este modo mostrou-se ser de fácil implementação e correspondeu ao propósito de reduzir as oscilações do conjugado. Todo o sistema foi desenvolvido com o auxílio da ferramenta MATLAB / SIMULINK / SIMPOWERSYSTEM®.

Ainda foi possível observar seu comportamento perante a uma variação na corrente de referência, utilizando de uma entrada degrau, bem como seu comportamento com cargas variáveis, simuladas a partir de uma entrada degrau de carga. Foi possível verificar a curva de conjugado a partir da implementação de um

controlador PI para o controle de conjugado, reduzindo significativamente as oscilações, e consequentemente, atendendo a proposta deste trabalho.

Este trabalho conclui a possibilidade de controlar a corrente e o conjugado de um motor de relutância variável e vislumbra a possibilidade do seu uso para tração elétrica, sendo esta, uma aplicação que exige alto desempenho.

5.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Baseado no que foi desenvolvido nesse projeto, algumas propostas de trabalhos futuros podem ser evidenciadas.

- I. Desenvolver um controle de histerese de corrente, realizando o controle em cada fase;
- II. Estimar a otimização do projeto construtivo do motor afim de atenuar as oscilações e atender aplicações sem a necessidade de controladores robustos;
- III. Utilizar inteligência artificial para a criação de métodos de predição de corretores para as oscilações;
- IV. Realizar o estudo experimental deste trabalho, aplicando-o em uma bancada de testes e comparando com os resultados obtidos com esse em questão;
- V. Utilizar a solução de derivadas de indutância por diferenças finitas;
- VI. Desenvolver um controlador Fuzzy e Modos Deslizantes.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] BERNARDELI, V. R – **Controle de Conjugado em Motores à Relutância Variável Multifásicos**, Uberlândia, UFU, 2008
- [02] SCALCON, F. P - **Contribuições ao acionamento e controle dos motores de relutância variável e síncrono de relutância**, Uberlândia, UFU, 2019
- [03] R. KRISHNAN – *Switched Reluctance Motor Drives – Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*, CRC Press LLC, 2001, ISBN 0-8493-0838-0.
- [04] KAVANAUGH, R. C. MURPHY, J. M. D., EGAN M., *Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Drives using Self-Learning Techniques*, Proc. Of IECON'91, pp. 289- 294, Vol. 1, Japão, 1991.
- [05] B. FAHIMI, R. SEPE, JR. – **Driven to Excel**, Motion Control, October / November, 2001, Pub 2551-02.
- [06] 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.
- [07] COSTA, ROGÉRIO S. – **Estudo da Melhoria de Desempenho de Acionamentos Elétricos Utilizando MRCs Monofásicos** – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia – Outubro / 2004.
- [08] REZENDE REIS, RENATA & KIMPARA, MARCIO & PINTO, JOÃO & FAHIMI, BABAK - **Multi-Physics Simulation Of 6/4 Switched Reluctance Motor By Finite Element Method**. *Eletrônica de Potência*. 26. 1-11. 10.18618/REP.2021.1.0004.

- [09] S. BRISSET AND P. BROCHET - **Optimization of switched reluctance motors using deterministic methods with static and dynamic finite element simulations**, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 34, no. 5, pp. 2853-2856, Sept. 1998, doi: 10.1109/20.717664.
- [10] DARIE, ELEONORA & CEPISCA, COSTIN & DARIE, EMANUEL. (2009). **Artificial neural networks applied to sensorless control in a switched reluctance motor**. 152-155.
- [11] AL QURAAN, L.; SZAMEL, L.; HAMOUDA, M. **Optimum Switching Angles Control of SRM for Electric Vehicle Applications**. Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, [S. l.], v. 65, n. 4, p. 394–403, 2021.
- [12] L. P. B. DE OLIVEIRA, A. C. OLIVEIRA, E. R. C. DA SILVA, A. M. N. LIMA E C. B. JACOBINA - **Acionamento Eletrônico de Motor a Relutância: Determinação do Perfil da Indutância, Controle do Conjugado e Comutação Suave**, Eletrônica de Potência, Vol. 8, No. 1., 2003.
- [13] N. RADIMOV, N. BEN-HAIL, R. RABINOVICI - **Switched Reluctance Machines as Three-Phase AC Autonomous Generator**, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no. 11, pp. 3760-3764, November 2006.
- [14] TOMCZEWSKI K, WROBEL K, RATAJ D, TRZMIEL G. - **A Switched Reluctance Motor Drive Controller Based on an FPGA Device with a Complex PID Regulator**, Energies. April 2021
- [15] REIS, MARCIO & ARAUJO, WANDERSON & CALIXTO, WESLEY - **Regulação de velocidade do motor a relutância chaveado empregando controlador fuzzy**, 2015.
- [16] LAN, YUANFENG, YASSINE BENOMAR, KRITIKA DEEPAK, AHMET AKSOZ, MOHAMED E. BAGHDADI, EMINE BOSTANCI, AND OMAR HEGAZY. **Switched Reluctance Motors and Drive Systems for Electric Vehicle Powertrains: State of the Art Analysis and Future Trends Energies**, no. 8: 2079.

- [17] S. KOCAN, P. RAFAJDUS. **Dynamic Model of High Speed Switched Reluctance Motor for Automotive Applications**, May 2019.
- [18] OLIVEIRA, A. C. **Acionamento de máquinas à relutância variável**. 2003. 275 f. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal de Campina Grande – Paraíba Brasil, 2003.
- [19] NASAR, S.A., D.C.- **Switched Reluctance Motor**, In **Proceedings Of The Institution Of Electrical Engineers**, Vol. 116, No. 6, June 1969, pp. 1048.
- [20] BERNARDELI, V. R., **Estudo Sobre O Comportamento Do Gerador A Relutância Variável Operando Em Modo Autoexcitado**, Uberlândia, UFU, 2014.
- [21] PELLEGRINO, G. et al. **The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors**. [S.l.: s.n.], 2016.
- [22] PILLAY, P.; KRISHNAN, R. **Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. i. the permanent-magnet synchronous motor drive**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 25, n. 2, p. 265–273, March 1989. ISSN 0093-9994.
- [23] POLLOCK, C.; WU, C.-Y. **Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 33, n. 2, p. 477–484, March 1997. ISSN 0093-9994.
- [24] RAHMAN, K. M. et al. **Advantages Of Switched Reluctance Motor Applications To Ev And Hev: Design And Control Issues**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 36, n. 1, p. 111–121, Jan 2000. ISSN 0093-9994.
- [25] RAHMAN, S. **Green Power: What Is It And Where Can We Find It?** IEEE Power And Energy Magazine, v. 99, n. 1, p. 30–37, Jan 2003. ISSN 1540-7977.

- [26] SALMASI, F. R.; FAHIMI, B. **Modeling Switched-Reluctance Machines By Decomposition Of Double Magnetic Saliencies**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 40, n. 3, p. 1556– 1561, May 2004. ISSN 0018-9464.
- [27] SENJYU, T. et al. **High efficiency control of synchronous reluctance motors using extended kalman filter**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 50, n. 4, p. 726–732, Aug 2003. ISSN 0278-0046.
- [28] STATON, D. A.; MILLER, T. J. E.; WOOD, S. E. **Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor**. IEE Proceedings B - Electric Power Applications, v. 140, n. 4, p. 249–259, July 1993. ISSN 0143-7038.
- [29] SU, Z. et al. **Research on switched reluctance motor speed control system based on robust control**. In: IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [S.l.: s.n.], 2017. p. 6229–6232.
- [30] TAKIGUCHI, M. et al. **Acoustic noise and vibration reduction of srm by elimination of third harmonic component in sum of radial forces**. IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 30, n. 3, p. 883–891, Sep. 2015. ISSN 0885-8969.
- [31] BORGES, T.B. **O Motor de Relutância Chaveado com Lógica Fuzzy e Detecção Indireta de Posição**. 2002. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia.
- [32] ELETROBRAS. **Relatório de resultados do Procel 2021: ano base 2020**. Rio de Janeiro: PROCEL, 2021.
- [33] ISHIKAWA, HIROKI & WANG, DAOHONG & NAITOH, HARUO. **A new switched reluctance motor drive circuit for torque ripple reduction**. 2. 683 - 688 vol.2. 10.1109/PCC.2002.997601. OSAKA, 2006.