



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

VINÍCIUS ALEXANDRE DE MESQUITA

**SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UMA MÁQUINA
DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL TIPO 6/4**

FORTALEZA

2017

VINÍCIUS ALEXANDRE DE MESQUITA

SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UMA MÁQUINA
DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL TIPO 6/4

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Automação e controle, Conversão de energia.

Orientador: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia.
Coorientadora: Prof. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira do Reis.

FORTALEZA

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

M546s Mesquita, Vinícius Alexandre de.
Simulação e controle de uma máquina de relutância variável tipo 6/4 / Vinícius Alexandre de Mesquita. –
2017.
83 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia,
Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2017.

Orientação: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia.

Coorientação: Profa. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira do Reis.

1. Engenharia Elétrica. 2. Máquinas Elétricas. 3. Simulação. 4. Controle Digital. I. Título.

CDD 621.3

VINÍCIUS ALEXANDRE DE MESQUITA

SIMULAÇÃO E CONTROLE DE UMA MÁQUINA
DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL TIPO 6/4

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Automação e controle, Conversão de energia.

Orientador: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia.
Coorientadora: Prof. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira do Reis.

Aprovada em: ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis (Coorientadora)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Ing. Sérgio Daher
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Wellington Assunção da Silva
Faculdade Nordeste (Fanor)

Dedico este trabalho a Deus.

Aos meus pais, Brilhoso e Lucileide.

À minha irmã Juliana.

Aos meus familiares.

Aos meus amigos do grupo Gábirus.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, a Deus, por ter possibilitado a realização deste trabalho com saúde.

À minha família, que sempre acreditou em meu potencial e me incentivou nos momentos tão difíceis.

Aos meus familiares que me apoiaram em todas as minhas decisões.

Aos meus orientadores Dr. Wilkley, que sempre me ensinou o melhor caminho para a concretização deste trabalho e Dra. Laurinda, pela sua estima e amizade e que possibilitou o aprendizado por meio da bolsa de iniciação científica que resultou neste trabalho.

Ao Prof. Dr. Wellington, pela paciência que teve logo no início do aprendizado deste trabalho e sempre esteve presente quando solicitado.

Aos professores Tobias, que não só ministrou as disciplinas de máquinas que tanto me fascinou, mas me deu uma visão panorâmica das atribuições de um engenheiro e que pretendo ser em minha vida; Sérgio Daher, que sempre foi muito solícito quando necessitei e que permitiu o aprendizado mais aprofundado da máquina deste trabalho, com muita dedicação; Fabrício Gonzalez e Bismark, que me ajudaram a aprender esse conteúdo fantástico que é o controle de sistemas dinâmicos e discretos e que hoje tenho muita admiração; Fernando Antunes e Ruth, que me deram uma visão da postura e comportamento de um engenheiro.

Aos meus amigos Allan Gomes, Filipe Marques, Hallison Aguiar, Jucelino Taleires, Mateus Pinheiro, Rafael Sousa e Raimundo Jackson, pertencentes ao grupo Gabirus, que me proporcionaram momentos de muita descontração e alegria, essenciais para enfrentar as dificuldades do curso. Não menos importante, aos amigos e colegas Adailton e Marcus Davi, dentre outros.

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um simulador para uma máquina de relutância variável (MRV) 6/4 utilizada em laboratório. Esta máquina foi totalmente projetada por professores e alunos da universidade, e percebeu-se a necessidade de um simulador considerando os parâmetros e não linearidades desta máquina em particular. Para isto, foi realizada a modelagem matemática, a caracterização dos parâmetros mecânicos e a definição do perfil de indutâncias para a implementação de uma *lookup table* a partir de trabalhos passados, a elaboração do circuito de acionamento baseado no conversor de meia ponte assimétrico, o estudo e aplicação de lógicas de acionamento para o controle de corrente, comutação suave e brusca da fase, assim como o acionamento em altas velocidade com o controle por pulso único. Há ainda a possibilidade de se aplicar diferentes tipos de cargas à máquina, tendo característica constante, linear e quadrática, bem como operar como máquina primária de um gerador de corrente contínua que está acoplado ao eixo da MRV e que alimenta um banco de resistência variável. Um outro tipo de perturbação implementada é a falta de fase, podendo ser aplicada em um determinado momento para qualquer fase. Para validar o simulador implementado, foram desenvolvidos dois controladores de velocidade com desempenho esperado distintos e analisada a robustez de cada um. Por fim, com o intuito de testar a eficácia do simulador, foram aplicados os dois controladores de velocidade no simulador na condição de aplicação de carga no gerador CC e falta de fase e, em seguida, na máquina real sob as mesmas condições. Os resultados experimentais de velocidade permaneceram dentro dos valores observados no simulador, enquanto a corrente de referência gerada pelo controlador do simulador apresentou valores próximos quando operava em torno do ponto de identificação da planta. A comparação dos dados comprovou a eficiência do simulador.

Palavras-chave: Máquina de relutância variável. Simulador. Controle de velocidade. Controle digital.

ABSTRACT

This work presents the development of a simulator for a 6/4 switched reluctance machine (SRM) used in the laboratory. This machine was totally designed and built by professors and university students, and it was realized the necessity of a simulator considering the parameters and non-linearities of this particular machine. For this, the mathematical modeling, the characterization of the mechanical parameters and the definition of the inductance profile for the implementation of a lookup table from past works, the elaboration of the drive circuit based on the asymmetric half-bridge converter, the study and application of drive logic for current control, soft and hard switching of the phase, as well as high speed drive with single pulse control. There is also the possibility of applying different types of loads to the machine, having a constant linear and quadratic characteristic, as well as operating as a primary machine of a DC generator that is coupled to the SRM axis and which feeds a variable resistance bank. Another type of perturbation implemented is the lack of phase, and can be applied at any given time for any phase. To validate the implemented simulator, two speed controllers with different expected performance were developed and the robustness of each was analyzed. Finally, in order to test the effectiveness of the simulator, the two speed controllers were applied in the simulator in the condition of application of load in the generator DC and phase failure and then in the real machine under the same conditions. The experimental results of velocity remained within the values observed in the simulator, while the reference current generated by the controller of simulator presented close values when operating around the point of identification of the plant. The comparison of the data proved the efficiency of the simulator.

Keywords: Switched Reluctance Motor. Simulator. Speed Control. Digital Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Gráfico do levantamento de trabalhos de pesquisa sobre a MRV	16
Figura 2 – Interface gráfica do simulador desenvolvido em <i>Matlab</i> para a MRV	17
Figura 3 – Vista 3D simplificada de uma MRV 6/4	20
Figura 4 – Sequência de acionamento de fases de uma MRV 6/4	21
Figura 5 – Gráfico do perfil de indutâncias de cada fase pela posição angular do rotor	22
Figura 6 – Gráfico de fluxo concatenado λ versus corrente de fase i para uma MRV com comportamento magnético linear	23
Figura 7 – Indutância, a variação de indutância e o conjugado produzido na fase b pela MRV	24
Figura 8 – Gráfico de indutância e conjugado de uma MRV com sapatas polares de estator e rotor de dimensões distintas	25
Figura 9 – Gráfico de fluxo concatenado λ versus corrente de fase i para uma MRV com comportamento magnético não linear	26
Figura 10 – Perfil de indutâncias de uma fase para diferentes níveis de corrente de uma MRV com característica não linear	27
Figura 11 – Circuito equivalente de uma fase da MRV	28
Figura 12 – Conjugado ideal produzido por cada fase da MRV em regime contínuo	31
Figura 13 – Ângulos de chaveamento	31
Figura 14 – Conversor meia ponte assimétrico	32
Figura 15 – Estados de condução das chaves e diodos em uma fase do conversor de meia ponte assimétrico	33
Figura 16 – Controle de corrente por histerese	34
Figura 17 – Perfil de indutância (azul), tensão (verde) e corrente (vermelho) de fase operando no modo de comutação brusca	36
Figura 18 – Gráfico de indutância (azul), tensão aplicada na bobina (verde) e corrente na fase (vermelho)	37
Figura 19 – Perfis de indutâncias a partir do método de determinação da impedância com tensão alternada	38
Figura 20 – Perfil de indutância linear das três fases da MRV	39
Figura 21 – Identificação da constante de tempo mecânica	40
Figura 22 – Bloco de processamento do circuito de uma fase da MRV	43

Figura 23 – Blocos de perfis de indutâncias (esquerda) e perfis de taxa de variação de indutância com relação ao ângulo (direita) não lineares.....	44
Figura 24 – Blocos de perfis de indutâncias (esquerda) e perfis de taxa de variação de indutância com relação ao ângulo (direita) lineares	44
Figura 25 – Bloco de cálculo do conjugado eletromagnético da MRV	45
Figura 26 – Módulo conversor de meia ponte assimétrico	45
Figura 27 – Módulo de acionamento	46
Figura 28 – Módulo de cargas.....	47
Figura 29 – Módulo de velocidade.....	48
Figura 30 – Módulo de controle de velocidade.....	48
Figura 31 – Diagrama do sistema de controle de velocidade da MRV	49
Figura 32 – Resposta do sistema ao degrau	50
Figura 33 – Topologia RST do controlador digital	51
Figura 34 – Resposta do sistema para cada controlador projetado	53
Figura 35 – Margens de ganho, fase e módulo	54
Figura 36 – Resposta em frequência da função de sensibilidade S_{yp}	55
Figura 37 – Análise do gráfico de bode para a função de sensibilidade e do sistema em malha fechada do controlador I	56
Figura 38 – Análise do gráfico de bode para a função de sensibilidade e do sistema em malha fechada do controlador II.....	56
Figura 39 – MRV montada em bancada com o gerador CC acoplado ao eixo da máquina como carga.....	57
Figura 40 – Gráfico de resultados obtidos para a velocidade e corrente para o controlador I com aplicação de carga resistiva ao gerador CC acoplado à MRV	58
Figura 41 – Gráfico de resultados obtidos para a velocidade e corrente para o controlador I com aplicação de falta de fase à MRV	60
Figura 42 – Corrente de uma fase medida em osciloscópio para o controlador I após a falta de fase.....	61
Figura 43 – Simulação da corrente em cada fase da máquina em operação normal.....	61
Figura 44 – Perfil de indutâncias da simulação	62
Figura 45 – Derivadas das indutâncias pelo ângulo.....	62
Figura 46 – Gráficos da corrente na fonte (superior) e em cada chave e diodo (inferior) no modo de comutação suave.....	63

Figura 47 – Gráfico da corrente, tensão e indutância na fase A no modo de comutação suave em escala diferente na simulação	64
Figura 48 – Conjugado resultante no modo de comutação suave da máquina em simulação	64
Figura 49 – Gráfico de resultados obtidos para a velocidade e corrente para o controlador II com aplicação de carga resistiva ao gerador CC acoplado à MRV	65
Figura 50 – Gráfico de resultados obtidos para a velocidade e corrente para o controlador II com aplicação de falta de fase à MRV	66
Figura 51 – Corrente de uma fase medida em osciloscópio para o controlador II.....	67
Figura 52 – Corrente de uma fase no simulador	68
Figura 53 – Gráficos da corrente na fonte (superior) e em cada chave e diodo (inferior) no modo de comutação brusca.....	69
Figura 54 – Gráfico da corrente (marrom), tensão (vermelho) e indutância (azul) na fase A no modo de comutação brusca em escala diferente na simulação.....	69
Figura 55 – Conjugado resultante no modo de comutação brusca da máquina em simulação	70
Figura 56 – Velocidade de rotação da máquina no modo pulso único.....	70
Figura 57 – Gráfico da corrente (verde), tensão (vermelho), força contraeletromotriz (rosa) e indutância (azul) na fase A no modo de pulso único em escala diferente na simulação	71
Figura 58 – Conjugado produzido por uma fase da máquina operando em vazio com acionamento por pulso único	72
Figura 59 – Gráfico de fluxo concatenado por corrente.....	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela verdade para estados das chaves e diodos da fase A.....	33
Tabela 2 – Principais características elétricas e mecânicas da MRV	37
Tabela 3 – Condições de desempenho para a malha de velocidade	51
Tabela 4 – Parâmetros do controlador de velocidade.....	52
Tabela 5 – Valores típicos das margens de estabilidade no projeto do controlador robusto ..	54
Tabela 6 – Margens de ganho, fase e módulo para os controladores projetados para cada condição	54
Tabela 7 – Erro quadrático médio absoluto de velocidade e corrente para o controlador I em condição de carga.....	59
Tabela 8 – Erro quadrático médio absoluto de velocidade e corrente para o controlador I em condição de falta	60
Tabela 9 – Erro quadrático médio absoluto de velocidade e corrente para o controlador II em condição de carga.....	66
Tabela 10 – Erro quadrático médio absoluto de velocidade e corrente para o controlador II em condição de falta	67

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Justificativa	16
1.2	Objetivo	18
1.3	Organização do texto	19
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DA MRV	20
2.1	Princípio de operação	21
2.2	Análise linear	23
2.3	Análise não linear	26
2.4	Modelagem da MRV	28
2.4.1	<i>Circuito equivalente</i>	28
2.5	Sistema de acionamento	30
2.5.1	<i>Características de acionamento</i>	30
2.5.2	<i>Conversor meia ponte assimétrico</i>	32
2.5.3	<i>Controle de corrente por histerese</i>	34
2.5.4	<i>Comutação suave</i>	35
2.5.5	<i>Comutação brusca</i>	35
2.5.6	<i>Controle por pulso único</i>	36
2.6	Características da MRV utilizada em bancada	37
2.6.1	<i>Identificação dos perfis de indutância</i>	38
2.6.2	<i>Identificação dos parâmetros mecânicos</i>	39
2.6.2.1	<i>Coefficiente de amortecimento</i>	40
2.6.2.2	<i>Momento de inércia</i>	41
2.7	Considerações finais	41
3	SIMULADOR	42
3.1	MRV	43
3.1.1	<i>Circuito de fase da MRV</i>	43
3.1.2	<i>Perfil de indutâncias e taxa de variação com relação ao ângulo</i>	44
3.1.3	<i>Conjugado eletromagnético instantâneo</i>	45
3.2	Conversor	45
3.3	Acionamento	46
3.4	Cargas	47
3.5	Velocidade	48

3.6	Controlador de velocidade.....	48
4	CONTROLADOR DE VELOCIDADE	49
4.1	Identificação da malha de velocidade.....	49
4.1.1	<i>Função de transferência no tempo contínuo</i>	<i>49</i>
4.1.2	<i>Função de transferência no tempo discreto</i>	<i>50</i>
4.2	Projeto do controlador de velocidade	51
4.2.1	<i>Especificação do desempenho desejado</i>	<i>51</i>
4.2.2	<i>Estimação dos parâmetros do controlador</i>	<i>52</i>
4.2.3	<i>Análise da robustez dos controladores</i>	<i>53</i>
5	IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES E RESULTADOS	57
5.1	Resultados experimentais para o controlador I.....	58
5.2	Resultados experimentais para o controlador II	65
5.3	Resultados de simulação para outras condições.....	68
5.3.1	<i>Simulação do acionamento no modo de comutação brusca.....</i>	<i>68</i>
5.3.2	<i>Simulação do acionamento no modo pulso único</i>	<i>70</i>
5.3.3	<i>Análise da curva do fluxo concatenado (λ) por corrente (i).....</i>	<i>72</i>
6	CONCLUSÕES	74
	REFERÊNCIAS	76
	APÊNDICE A– VISÃO GERAL DO SIMULADOR IMPLEMENTADO NO PSIM.....	78
	APÊNDICE B– ALGORITMO UTILIZADO NO <i>MATLAB</i> PARA DETERMINAÇÃO DOS CONTROLADORES DE VELOCIDADE	79

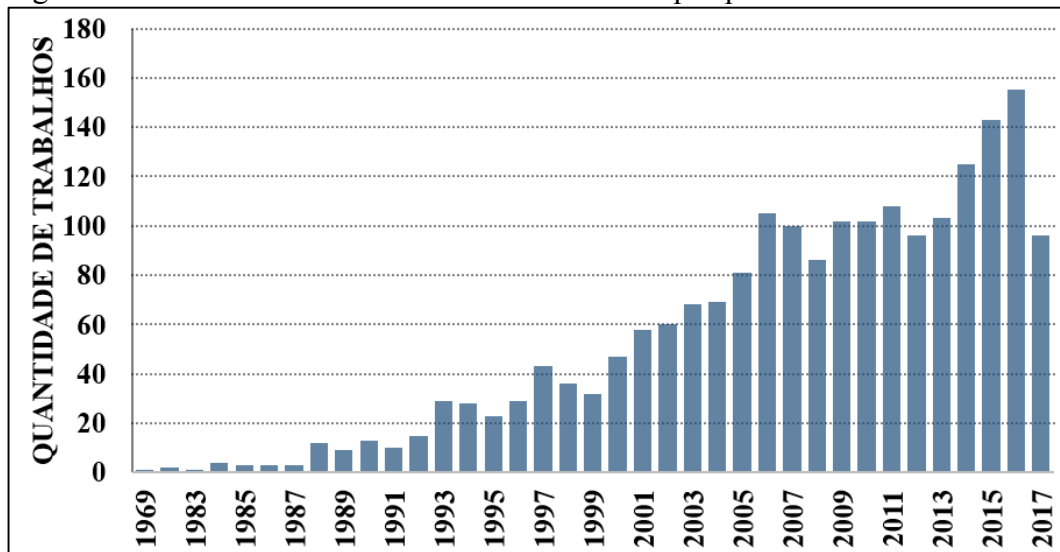
1 INTRODUÇÃO

A máquina de relutância variável (MRV) é uma máquina elétrica de simples construção e uma das primeiras a ser utilizada na indústria. O interesse industrial pela MRV acontece desde 1850 (KRISHNAN, 2001), tendo sua utilização diminuída devido à complexidade de acionamento para a tecnologia da época. Com o avanço da engenharia dos materiais e da microeletrônica, novas técnicas de acionamento e controle de dispositivos elétricos surgiram, tornando possível a utilização de máquinas elétricas que outrora era limitada.

As principais vantagens da MRV são sua simples construção, pois possui apenas os enrolamentos do estator, elevada robustez, baixo custo de produção e dispensa o uso de materiais magnéticos (SILVA, 2017). Sua tolerância a falhas a distingue de outras máquinas elétricas, principalmente devido à continuidade de operação em caso de falta de fase. As desvantagens são excessivo ruído durante a operação, ondulação no conjugado eletromagnético produzido, necessidade da informação de posição (sensor acoplado ao eixo do rotor) e alta complexidade de acionamento de cada fase. O surgimento de máquinas de ímãs permanentes e de indução que possuem baixa ondulação de conjugado e produzem ruídos em níveis aceitáveis contribuíram para a restrição da MRV a aplicações especiais (MILLER, 2001). Tais aplicações vão desde compressores e ventiladores de alta velocidade, atuadores aeroespaciais, industriais e atualmente em veículos elétricos.

Um breve levantamento foi realizado no acervo eletrônico no site da *IEEE Xplore Digital Library* sobre a quantidade de trabalhos tais como artigos, publicações em congressos, livros e cursos relacionados à MRV, desde de 1969 até 2017, resultando no gráfico da Figura 1. Revela-se o interesse crescente da comunidade acadêmica em estudar novos conversores para a máquina (ANAND e SINGH, 2016), redução do ruído para motores de alta eficiência (KAWA, KIYOTA, *et al.*, 2017), utilização na geração de energia (NASSEREDDINE, RIZK e NAGRIAL, 2009), medidas para diminuição da oscilação do conjugado (DENG, MECROW, *et al.*, 2017), projeto de MRVs que possuem alta relação de conjugado e peso para veículos elétricos (ZHU, CHENG, *et al.*, 2017), dentre outros. O crescente interesse no aprimoramento do desempenho da MRV para veículos elétricos está relacionado com a simplicidade na construção desta máquina e, principalmente, pela independência de materiais magnéticos no rotor da mesma, uma vez que os atuais motores utilizam tais materiais, onerando a produção destes veículos. Isto também garante uma independência econômica de países que detêm a tecnologia de produção dos materiais magnéticos, também chamados de ímãs de terras raras.

Figura 1 – Gráfico do levantamento de trabalhos de pesquisa sobre a MRV



Fonte: Página de pesquisa do site da *IEEEXplore Digital Library*¹.

1.1 Justificativa

A MRV estudada neste trabalho foi resultado da dissertação de mestrado de Teixeira (2008), que desenvolveu uma ferramenta computacional para a análise do circuito magnético da máquina e a partir dos dados obtidos projetou o protótipo.

Por conseguinte, diversos trabalhos foram desenvolvidos utilizando o protótipo desenvolvido e fornecido aos laboratórios do Grupo de Pesquisa de Automação e Robótica (GPAR) e Laboratório de Eficiência Energética e Máquinas Motrizes (LAMOTRIZ), como a caracterização eletromecânica estática e dinâmica da máquina (OLIVEIRA, 2008), controlador de corrente baseado no controlador de variância mínima (REIS, COELHO, *et al.*, 2007), controlador de velocidade tipo PI em uma estrutura de autossintonia (SOBREIRA, 2008), controle preditivo de velocidade (SILVA, REIS, *et al.*, 2013), dentre outros.

Este trabalho é derivado de uma tese de doutorado em que foi analisado e implementado o controle da MRV em situações de falta (SILVA, 2017). Para isto, foi necessária a análise por simulação dos resultados esperados da máquina, antes e após a perturbação. Um simulador foi desenvolvido em linhas de código do *Matlab* e a análise foi realizada com sucesso. No entanto, a modificação de parâmetros inerentes à operação real acontecia por meio da alteração das linhas de código, tornando o processo de simulação demorado. Como parte de um projeto de iniciação científica, foi proposto ao autor a criação de uma interface gráfica

¹ Acesso em: 17 de novembro de 2017. Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=Switched%20Reluctance%20Motors>

baseada em *Matlab* para a edição dos parâmetros da MRV, resultando em um artigo (MESQUITA, SILVA, *et al.*, 2017). A Figura 2 mostra a janela de edição dos parâmetros na interface gráfica desenvolvida para o *Matlab*.

Figura 2 – Interface gráfica do simulador desenvolvido em *Matlab* para a MRV

The figure displays a graphical user interface for a MATLAB-based MRV simulator. The interface is organized into several panels:

- PARÂMETROS DO MOTOR:** Includes input fields for resistance (R: 0.48 Ohm), inductances (Lu: 4 mH, La: 16 mH), moment of inertia (J: 0.0003508000000000 kg.m²), and damping (B: 0.00011599898515 N.m.s). A checkbox for "Dados de ensaio" is checked. A radio button group allows selection between "Linear" and "Não linear" (selected).
- TENSÃO DA FONTE:** A single input field for "Tensão" is set to 100 V.
- DADOS DA CARGA:** Includes input fields for load resistance (Ra: 0.133 Ohm), load constant (KB: 0.054257), and load inductance (RL: 2.75 Ohm). A "Ponderação de Torque" field is set to 2, with a slider below it ranging from 1 to 1.
- SIMULAÇÃO:** Input fields for "Tempo de Simulação" (10 s) and "Tempo de amostragem" (40 us).
- ÂNGULOS DE CHAVEAMENTO:** A table for setting ON and OFF angles for three phases:

	ON	OFF
Fase 1	7	7
Fase 2	7	7
Fase 3	7	7
- CONTROLADOR DE VELOCIDADE:** A radio button group selects between "GPC Antiwindup" and "PI" (selected). The PI controller parameters are:

b0	0.031700966599987
polo	0.9000000000000000
c1	-1.8000000000000000
c2	0.8100000000000000
kr	1.987321105849996
KT	0.2018865885
KP	5.0471647133
z1	0.9600000000
- CONTROLADOR DE CORRENTE:** A radio button group selects between "ON / OFF" (selected) and "OUTRO CONTROLADOR".

Fonte: Elaborada pelo autor.

O seguinte trabalho é uma extensão do que foi desenvolvido durante a iniciação científica, pois viu-se a necessidade de desenvolver a plataforma de simulação em um *software* voltado para circuitos elétricos e eletrônicos, uma vez que o *Matlab* tem um foco maior em realizar cálculos numéricos.

Para isso, um *software* bastante utilizado para desenvolver e analisar circuitos elétricos é o *PowerSIM* (PSIM), que tem uma interface simplificada e também permite a implementação do controle de sistemas dinâmicos.

A biblioteca de elementos e componentes do PSIM possui dois modelos de MRVs, linear e não linear, que podem ser configuradas e utilizadas em simulações. No entanto, são poucas as informações fornecidas durante a simulação e possui um comportamento não desejado em determinadas aplicações como, por exemplo, a partida e permanência da rotação do rotor da MRV 6/4 quando submetida a energização com apenas uma fase.

1.2 Objetivo

Tendo como base a necessidade de um simulador para prever o comportamento da máquina sob determinadas situações, este trabalho se propõe a desenvolver uma plataforma de simulação, baseada na modelagem matemática, com o intuito de analisar a dinâmica da velocidade de rotação, a corrente e tensão em cada fase, a corrente na fonte, o comportamento do conjugado da máquina quando submetida à cargas constantes, proporcionais à velocidade e ao quadrado desta, bem como a observância da MRV operando como máquina primária de um gerador de corrente contínua (CC) que alimenta um banco de resistências. Para isso, faz-se necessária a pesquisa em trabalhos anteriores para a identificação dos perfis de indutância da máquina utilizada no laboratório.

Como modo de validar a plataforma de simulação, propõe-se também desenvolver e implementar dois controladores de velocidade na topologia RST com determinados desempenhos desejados, aplicá-los na simulação e na máquina do laboratório e comparar os resultados obtidos. Para a aplicação na simulação, verifica-se a necessidade de desenvolver um módulo de controle de velocidade, além dos outros já propostos acima.

A robustez dos controladores desenvolvidos também deverá ser verificada por meio de análises dos limites de tolerâncias estabelecidos em literatura, assim como a averiguação prática quando aplicado na MRV.

1.3 Organização do texto

O capítulo 1 consiste em definir a MRV, citando as principais vantagens e desvantagens, as possíveis aplicações e situar como as pesquisas relacionadas estão em crescente interesse da comunidade acadêmica. Também explica a máquina que é objeto de estudo deste trabalho, citando a sua origem e os diversos trabalhos publicados oriundos dela.

O capítulo 2 concentra-se em reunir as equações matemáticas necessárias para a modelagem da máquina, que são a base do simulador. A topologia do conversor utilizado e demais técnicas de acionamento são discutidas para serem implementadas no simulador. Ainda resume as principais características técnicas e matemáticas da máquina utilizada em bancada.

As principais características do simulador são explanadas no capítulo 3, em que são apresentados os módulos de cálculo e acionamento que compõem o simulador, as equações que estão inseridas em cada um deles e a interação que ocorre entre os blocos de simulação.

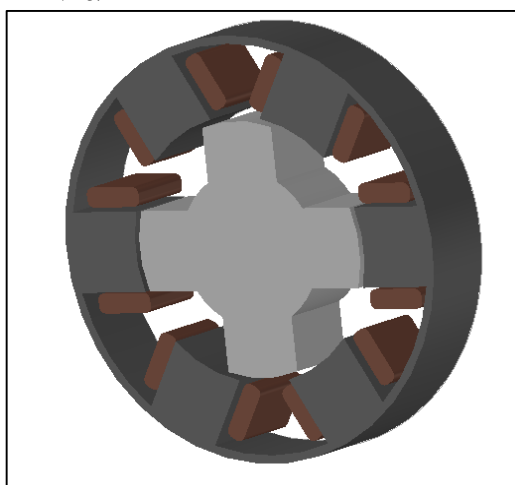
Os controladores de velocidade utilizados na simulação e no experimento prático estão explicados no capítulo 4, que detalha a metodologia utilizada na identificação do sistema a ser controlado, a definição do desempenho desejado, o desenvolvimento matemático para se chegar até os valores dos parâmetros utilizados, assim como a análise da robustez de cada controlador usado.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DA MRV

A máquina de relutância é uma máquina elétrica em que o conjugado é produzido pela tendência do rotor de se mover para uma posição onde a indutância do enrolamento energizado será maximizada (MILLER, 2001). Sob outra perspectiva, quando há a excitação do enrolamento, a relutância do circuito magnético tenderá a ser mínima.

As principais características construtivas da MRV são que possui apenas os enrolamentos do estator e o rotor é composto apenas por material ferromagnético, dispensando ímãs permanentes. Isto confere à máquina a vantagem das perdas ôhmicas se concentrarem apenas no estator, onde o resfriamento pode ocorrer de maneira mais eficaz. A MRV é dita duplamente saliente quando possui polos salientes no estator e rotor (FITZGERALD, KINGSLEY e D, 2014). Um esquema simplificado está apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Vista 3D simplificada de uma MRV 6/4



Fonte: Elaborada pelo autor.

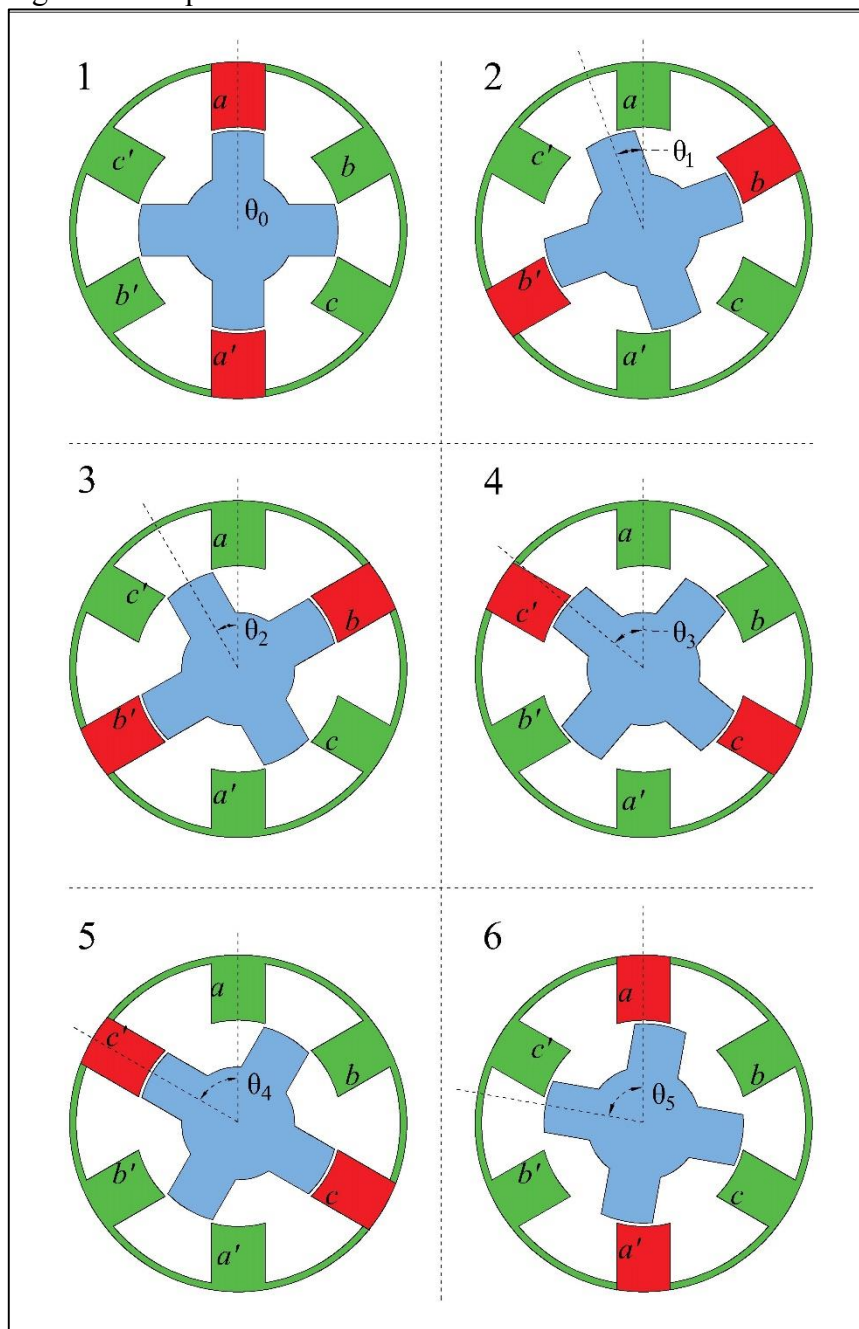
A MRV pode ser descrita pelo número de polos no estator e rotor, separadas por uma barra. No caso da Figura 3 trata-se de uma MRV 6/4, ou seja, possui 6 polos no estator e 4 polos no rotor. Outro exemplo é o MRV 8/6, com 8 polos no estator e 6 no rotor.

Para que o acionamento ocorra na posição correta, normalmente faz-se necessário a informação constante da posição do eixo do rotor, realizada através de um sensor de posição, embora atualmente haja aplicações que dispensem o uso do sensor (*sensorless*).

2.1 Princípio de operação

A MRV tem como princípio de funcionamento a variação de indutância a partir da posição do eixo do rotor para produção de conjugado eletromagnético que, por sua vez, colocará o rotor em movimento circular. Para que isso ocorra, o acionamento da fase deve ocorrer em uma posição onde o eixo do rotor esteja desalinhado do eixo magnético do polo do estator. A Figura 4 mostra uma sequência de acionamento de fases para movimentação do rotor.

Figura 4 – Sequência de acionamento de fases de uma MRV 6/4



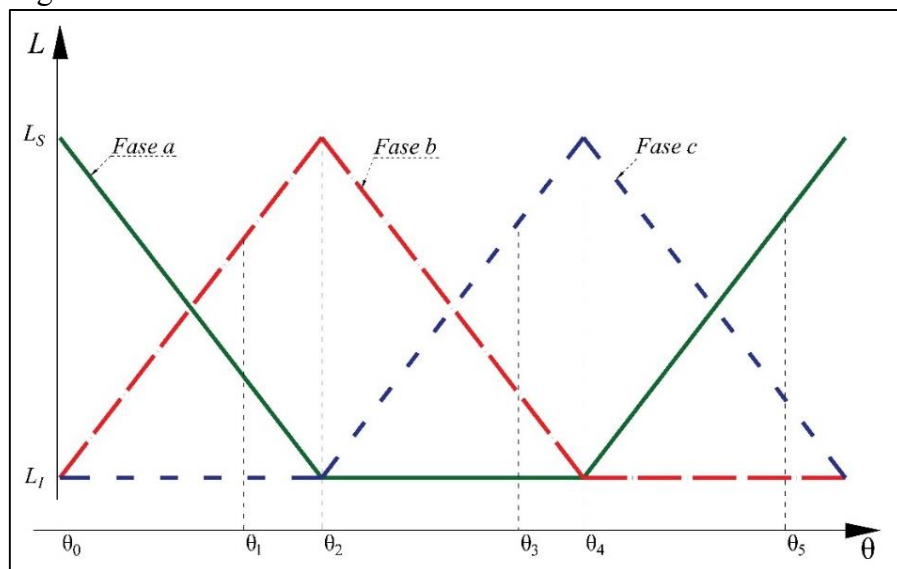
Fonte: Elaborada pelo autor.

Inicialmente na condição 1, o eixo do rotor e o eixo magnético do estator da fase *a* estão alinhados. Nesta situação, a indutância do enrolamento da fase *a* é máxima. O ângulo θ_0 indica a posição inicial do eixo do rotor. Percebe-se que o eixo do rotor está desalinhado dos eixos magnéticos dos enrolamentos da fase *b* e *c*, caracterizando a condição de indutância mínima destes enrolamentos. Para que se inicie o movimento no sentido anti-horário, faz-se necessária a energização da fase *b*.

Na condição 2, houve o deslocamento do ângulo de θ_0 para θ_1 , evidenciando a rotação do eixo do rotor e a tendência ao alinhamento com o polo da fase *b*. Nesta situação, houve o decréscimo da indutância da fase *a* devido ao desalinhamento do eixo do rotor com relação ao polo dessa fase. O alinhamento completo do eixo do rotor com o polo da fase *b* ocorre na situação 3, configurando a condição de indutância máxima para esse enrolamento e a de indutância mínima para as fases *a* e *c*.

As condições 4 e 5 objetivam o alinhamento do eixo do rotor com o polo da fase *c*, mantendo-se a rotação do rotor da MRV. Um fato interessante da configuração 6/4 observado na Figura 4 é que o acionamento das bobinas ocorre no sentido horário, enquanto a rotação do rotor no sentido anti-horário.

Figura 5 – Gráfico do perfil de indutâncias de cada fase pela posição angular do rotor



Fonte: Elaborada pelo autor.

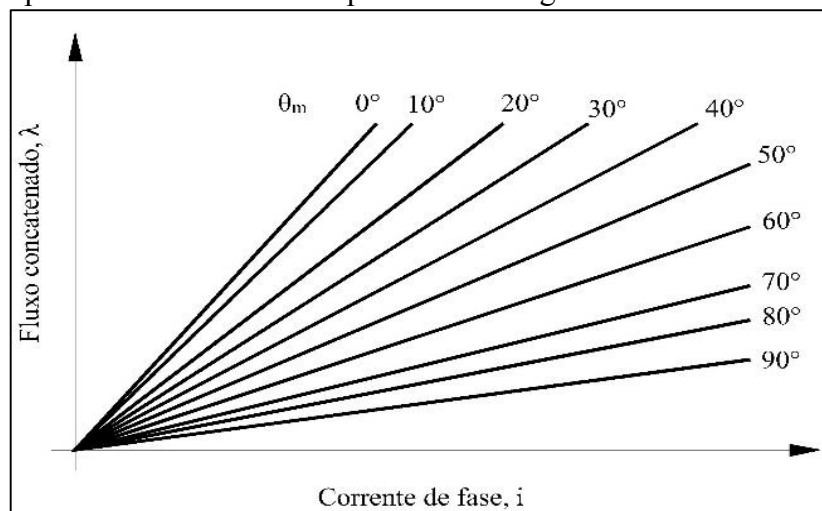
A Figura 5 representa o perfil de indutâncias de cada fase para a condição analisada na Figura 4. As variáveis L_S e L_I correspondem à indutância máxima e mínima, respectivamente. A partir do gráfico pode-se inferir que na posição angular do rotor θ_0 os valores das indutâncias das bobinas da fase *b* e *c* são mínimas, enquanto da fase *a* é máxima. Conforme o rotor muda

de posição, o valor da indutância da bobina a decresce, enquanto o da bobina b aumenta e da bobina c permanece mínimo. Tal efeito pode ser corroborado pela Figura 4, uma vez que o rotor está desalinhando do polo da fase a e está em direção ao eixo magnético do polo da fase b .

2.2 Análise linear

O perfil de indutâncias mostrado na Figura 5 baseia-se na análise linear do circuito magnético de cada fase, desprezando os efeitos da magnitude da corrente sobre o fluxo magnético concatenado para uma determinada posição angular. A Figura 6 representa os perfis de fluxo magnético linear *versus* corrente para determinadas posições angulares rotor. Este gráfico leva em consideração a permeabilidade magnética constante e sem saturação magnética.

Figura 6 – Gráfico de fluxo concatenado λ *versus* corrente de fase i para uma MRV com comportamento magnético linear



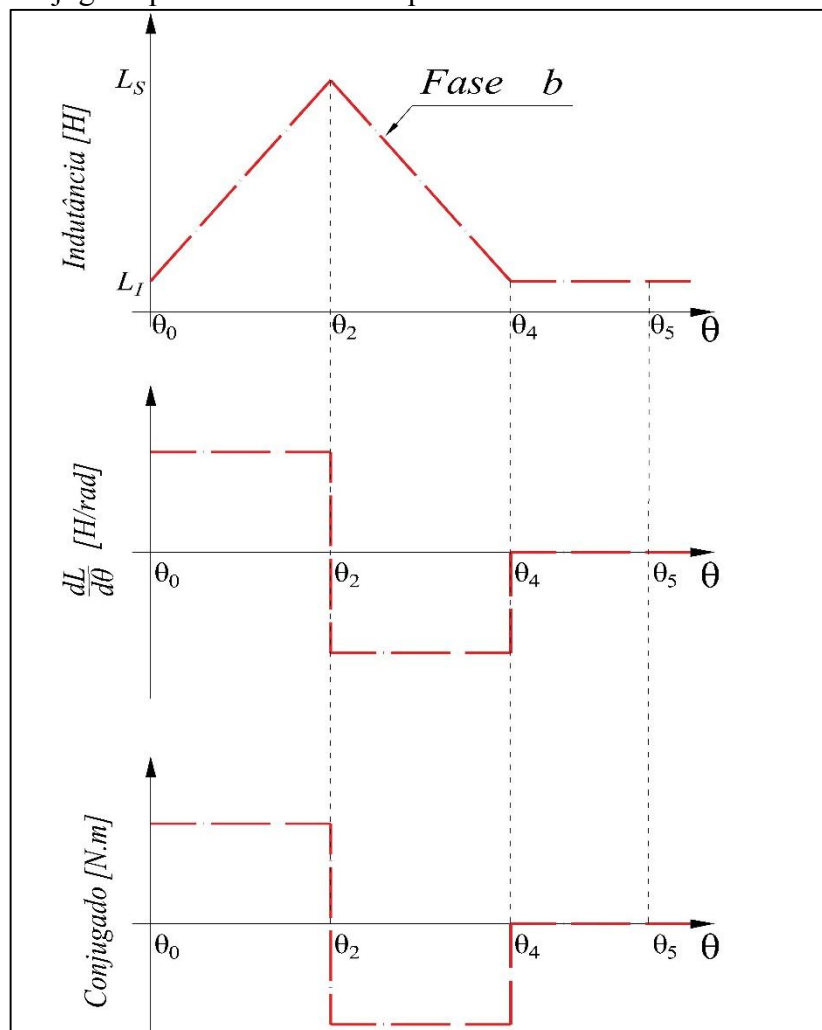
Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY e D, 2014).

Considerando que a bobina do estator conduz uma corrente constante, um conjugado positivo é produzido somente quando a indutância está aumentando com o alinhamento do eixo do polo rotor no sentido do eixo do polo do estator. Caso o rotor continue a rotação, após o ponto de máxima indutância, a força de atração entre os polos do rotor e estator que estão se distanciando produz um conjugado para que o rotor retorne à posição de máxima indutância, isso significa um conjugado negativo (MILLER, 2001). Em resumo, se o eixo do rotor completar o giro, o somatório dos conjugados positivo e negativo será nulo. Por este motivo é recomendável que não haja corrente circulando no estator na região de conjugado negativo, sendo necessário o desligamento da fase. Na região em que não há variação de

indutância, ou seja, quando as faces do polo rotor e do estator não estão sobrepostas, não há produção de conjugado pela máquina.

A Figura 7 apresenta a indutância, a variação de indutância e o conjugado produzido na fase *b* pela MRV da Figura 4. Supondo-se que a fase *b* esteja energizada e com corrente constante e as outras fases permanecem desligadas, ficam evidenciados os comportamentos da variação de indutância e do conjugado produzido pela MRV quando há rotação do eixo do rotor. Entre os ângulos θ_0 e θ_2 , a indutância está aumentando linearmente, o que caracteriza uma variação de indutância positiva e constante, assim como um conjugado positivo constante. Entre os ângulos θ_2 e θ_4 , a indutância está diminuindo linearmente, configurando uma variação de indutância negativa e constante, e o conjugado negativo constante. Na região entre os ângulos θ_4 e θ_5 não há variação de indutância e, portanto, não há produção de conjugado eletromagnético.

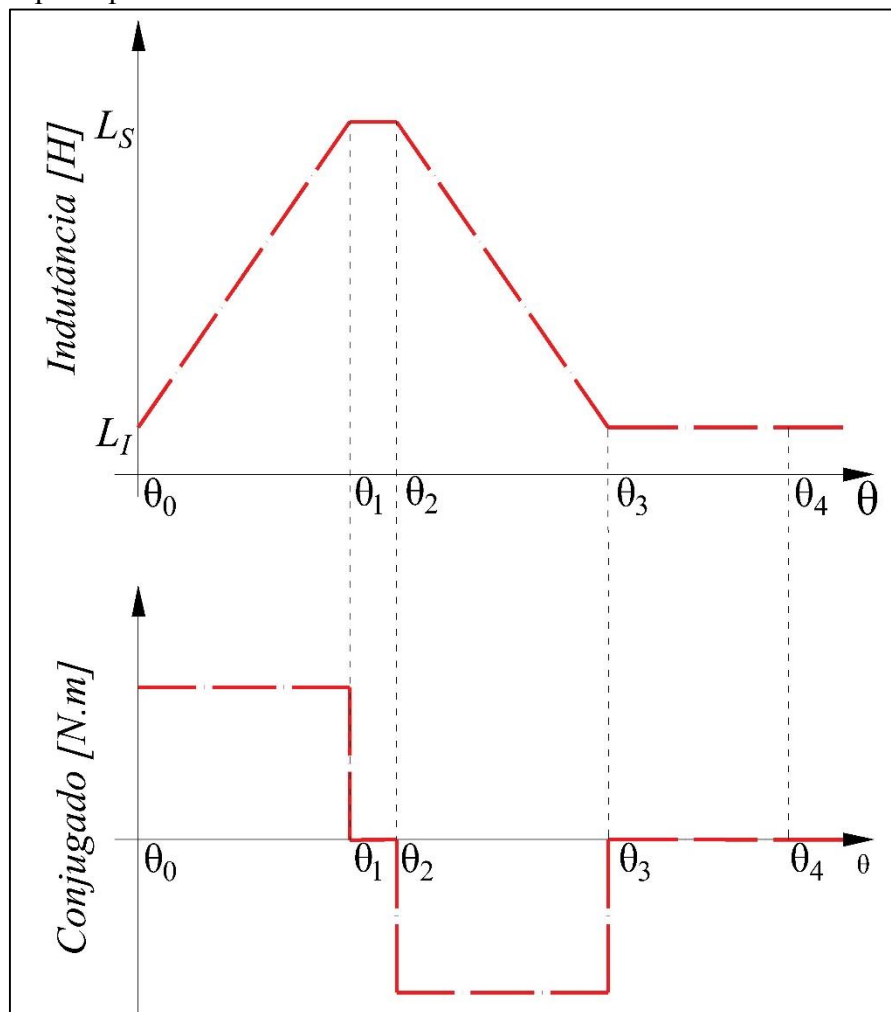
Figura 7 – Gráfico da indutância, variação de indutância e conjugado produzido na fase *b* pela MRV



Fonte: Elaborada pelo autor.

É válido salientar que o perfil de indutâncias traçado na Figura 7 leva em conta que as sapatas polares do rotor e do estator possuem as mesmas dimensões, em que o gráfico da indutância tem a forma triangular. Uma outra configuração da MRV consiste nas dimensões das sapatas polares do estator e do rotor serem diferentes, resultando numa região onde umas das faces das sapatas polares permaneça sobreposta à outra numa pequena faixa angular. Isso significa que haverá uma região de máxima indutância constante, também conhecida como indutância alinhada (KRISHNAN, 2001).

Figura 8 – Gráfico de indutância e conjugado de uma MRV com sapatas polares de estator e rotor de dimensões distintas



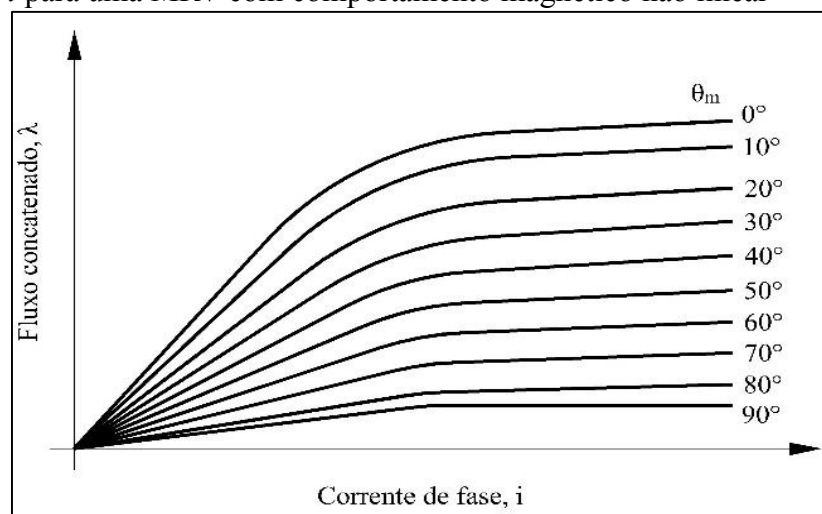
Fonte: Elaborada pelo autor.

Entre os ângulos θ_1 e θ_2 da Figura 8 é possível perceber a região de indutância alinhada. Pode-se notar que o conjugado nessa região é nulo, embora a indutância seja máxima. Esta característica é interessante quando se deseja proporcionar um tempo adicional para que a corrente de fase seja desligada antes da região de produção negativa de conjugado (FITZGERALD, KINGSLEY e D, 2014).

2.3 Análise não linear

As MRVs utilizam materiais ferromagnéticos para que os campos magnéticos da máquina tenham direção e forma, assim como aumentar a densidade de fluxo magnético obtida para determinada amplitude de corrente. Neste sentido, a MRV opera com elevada densidade de fluxo para que o material magnético esteja em saturação quando em funcionamento normal (FITZGERALD, KINGSLEY e D, 2014). A análise linear da indutância e sua variação com o ângulo, realizada no item 2.2, leva em consideração que o material magnético da MRV tem permeabilidade magnética constante, ou seja, a indutância depende apenas da variação do entreferro e a corrente que circula no estator se mantém constante. Esta característica ideal é praticamente inalcançável devido à saturação da MRV, que causa uma curvatura próxima ao ponto de indutância máxima (KRISHNAN, 2001).

Figura 9 – Gráfico de fluxo concatenado λ versus corrente de fase i para uma MRV com comportamento magnético não linear



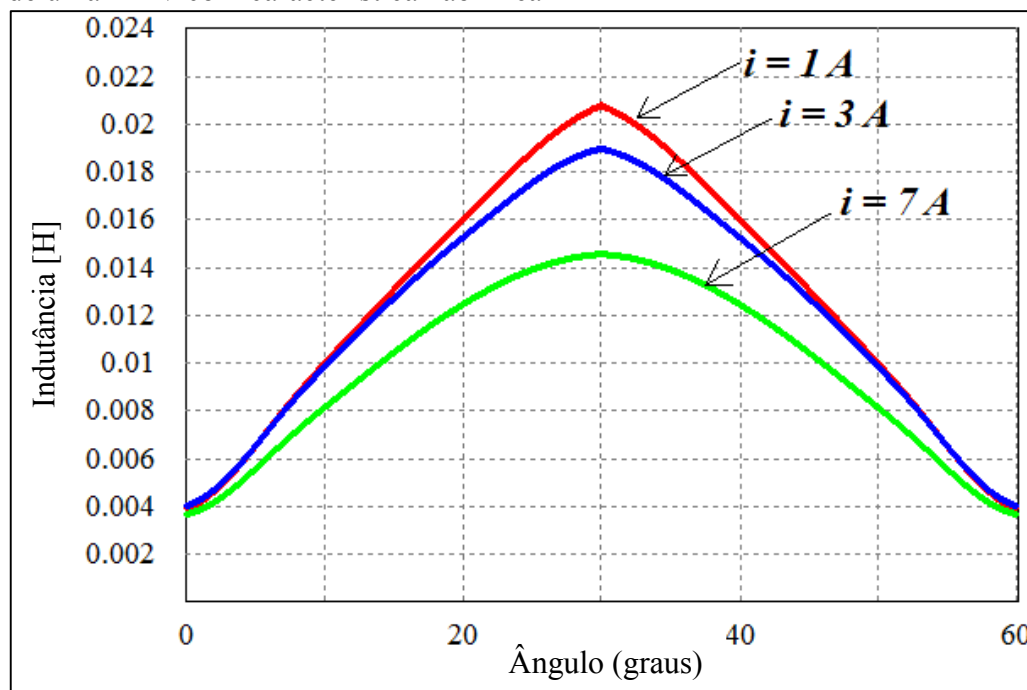
Fonte: Adaptado de Fitzgerald (2014).

A Figura 9 representa o gráfico do fluxo concatenado *versus* corrente para variados ângulos de uma MRV com características magnéticas não lineares. Percebe-se que para baixas amplitudes de corrente as curvas têm características lineares, correspondentes à análise realizada em 2.2. No entanto, para níveis elevados de corrente, a saturação ocorre e as curvas sofrem mudanças de inclinação, tendendo a serem paralelas ao eixo da corrente. Em outras palavras, o fluxo concatenado passa a não sofrer variação significativa a partir de determinada amplitude de corrente. Pode-se inferir também que os valores do fluxo concatenado são mais elevados para posição em 0° , ou seja, quando os eixos magnéticos dos polos do rotor e estator estão completamente alinhados, evidenciando a condição de indutância máxima. À medida que

os eixos magnéticos dos polos do estator e rotor se desalinham, o fluxo concatenado passa a ser menor (FITZGERALD, KINGSLEY e D, 2014).

É válido salientar que, devido à característica não linear da MRV, a variação de indutância observada na Figura 7 não possui característica linear, pois esta dependerá da indutância, que também depende do nível de corrente que circula e da posição.

Figura 10 – Perfil de indutâncias de uma fase para diferentes níveis de corrente de uma MRV com característica não linear



Fonte: Elaborada pelo autor.

Outra perspectiva pode ser obtida por meio da Figura 10, em que foi obtido o gráfico da indutância de uma fase para diferentes níveis de corrente de uma MRV com característica não linear. Para fins de análise, foi observada apenas a faixa entre 0° e 60° . Percebe-se que, para níveis baixos de corrente, o perfil triangular demonstrado em uma das fases da Figura 5 é aproximado devido à característica linear da curva para esse nível de corrente. No entanto, para correntes mais elevadas, a região de máxima indutância possui uma curvatura mais acentuada devido à saturação do material magnético. Outro fato observado na Figura 10 é a indutância máxima para diferentes níveis de corrente. Verifica-se que para correntes mais elevadas a indutância máxima é menor. Com a saturação do material magnético, o fluxo concatenado praticamente não se altera, enquanto a corrente pode continuar aumentando até o limite permitido para a máquina. Portanto, como a indutância é a relação entre o fluxo concatenado e a corrente que circula na bobina do estator, o valor da indutância máxima passa a ser menor para correntes mais elevadas.

2.4 Modelagem da MRV

A modelagem matemática do circuito da MRV, assim como a produção do conjugado total serão a base teórica do simulador, necessária para o correto funcionamento do mesmo e, a partir disso, refletir o comportamento real da máquina quando submetido a diversas condições.

2.4.1 Circuito equivalente

O circuito de uma fase da MRV pode ser considerado como a igualdade entre a tensão v aplicada aos terminais e a soma da queda da tensão na resistência interna R com a variação do fluxo concatenado λ no tempo (KRISHNAN, 2001), como segue na equação (2.1):

$$v = Ri + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (2.1)$$

em que o fluxo concatenado é dado por:

$$\lambda = L(\theta, i) \cdot i \quad (2.2)$$

sendo a indutância L uma variável que depende da corrente i e da posição angular θ do rotor.

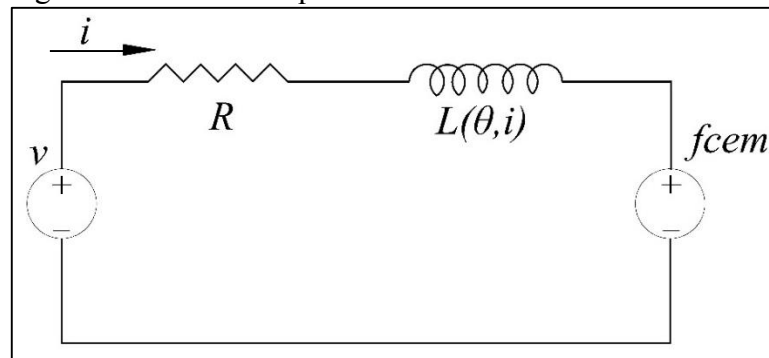
Substituindo a equação (2.2) em (2.1), desenvolve-se:

$$v = Ri + \frac{d[L(\theta, i) \cdot i]}{dt} = Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{dL(\theta, i)}{d\theta},$$

$$v = Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \omega_m i \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2.3)$$

sendo ω_m a velocidade angular do eixo do rotor da máquina, dada em rad/s. A equação (2.3) pode ser representada pelo circuito da Figura 11,

Figura 11 – Circuito equivalente de uma fase da MRV



Fonte: Elaborada pelo autor.

em que a parcela Ri é a queda de tensão sobre a resistência interna, $L(\theta, i) \frac{di}{dt}$ é a queda de tensão sobre um indutor. A última parcela pode ser descrita pela força contraeletromotriz (MILLER, 2001) e tem uma relação direta com a velocidade do rotor, descrito na equação (2.4).

$$f_{cem} = \omega_m i \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}. \quad (2.4)$$

A potência elétrica instantânea de entrada de uma fase pode ser obtida multiplicando-se todos os termos da equação (2.3) pela corrente, mostrada na equação (2.5):

$$p_i = vi = Ri^2 + \omega_m i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} + L(\theta, i) i \frac{di}{dt} = Ri^2 + i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} + L(\theta, i) i \frac{di}{dt}. \quad (2.5)$$

Para Krishnan (2001), o último termo da equação (2.5) precisa ser desenvolvido de modo a se obter variáveis conhecidas. Desta maneira, a variação da energia armazenada no campo magnético é descrita pela equação (2.6).

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) \cdot i^2 \right) = L(\theta, i) i \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt}. \quad (2.6)$$

Substituindo-se a equação (2.6) em (2.5), obtém-se a equação (2.7):

$$p_i = Ri^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) \cdot i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt}. \quad (2.7)$$

Portanto, a potência instantânea de entrada de uma fase é a soma das perdas ôhmicas Ri^2 , a variação da energia armazenada no campo magnético e a potência que flui no entreferro, responsável pela conversão eletromecânica, representada pelo último termo da equação (2.7). Essa parcela pode ser representada como exposta na equação (2.8).

$$p_{conv} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{d\theta}{dt} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} = \frac{1}{2} i^2 \omega_m \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}. \quad (2.8)$$

A potência mecânica convertida p_{conv} é igual a potência de entrada p_i menos as perdas resistivas Ri^2 e a derivada da energia armazenada no campo magnético (MILLER, 2001). A potência na ponta do eixo do rotor é igual a potência mecânica desenvolvida pela MRV, descrita pela equação (2.9).

$$p_{conv} = \omega_m T_{em}. \quad (2.9)$$

Logo, a equação do conjugado eletromagnético T_{em} desenvolvido por uma fase da MRV pode ser encontrada pela equivalência das equações (2.8) e (2.9), obtendo-se a equação (2.10).

$$T_{em} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}. \quad (2.10)$$

A partir da equação (2.10), fica evidente que para que haja conjugado eletromagnético no eixo do MRV, deve-se circular corrente no enrolamento do estator, assim como haver variação da indutância. Pode-se inferir também que o conjugado é proporcional ao quadrado da corrente, demonstrando que independe do sentido da corrente.

Para uma máquina que possui n fases, o conjugado eletromagnético total será expresso pela equação (2.11):

$$T_{em_{total}} = \sum_1^n \frac{1}{2} i_n^2 \frac{dL_n(\theta, i)}{d\theta}. \quad (2.11)$$

2.5 Sistema de acionamento

Nesta seção serão apresentados os tipos de acionamentos que servirão como base para a implementação do simulador. Desta forma, as características do circuito de acionamento, a topologia do conversor utilizado, os tipos de controle de chaveamento de cada fase para diferentes velocidades serão estudados.

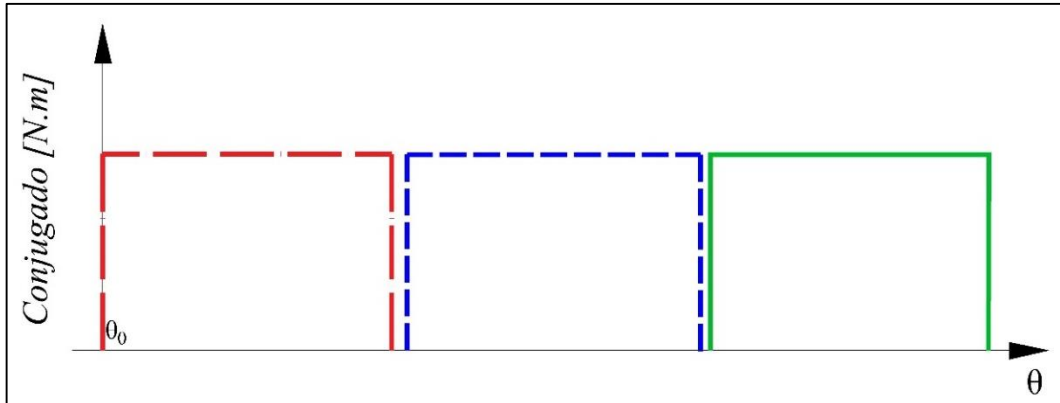
2.5.1 Características de acionamento

A análise realizada em 2.2 leva em conta que no instante inicial da variação positiva de indutância na fase, a chave é acionada, permitindo a circulação de corrente instantânea e, conseqüentemente, produção de conjugado eletromagnético pela fase da máquina. Isto ocorre porque é interessante que haja conjugado pleno no momento inicial da variação positiva de indutância e a rejeição de conjugado negativo para cada fase, pois esta condição aproxima o conjugado total produzido de uma condição linear. A Figura 12 mostra a condição ideal de produção de conjugado.

No entanto, esta condição é impraticável, pois no instante em que a chave é acionada, a natureza indutiva do circuito não permite a mudança súbita de corrente, sendo necessárias medidas para contornar esta situação. Assim, é recomendável que haja corrente circulando antes da variação positiva de indutância da fase a ser acionada, assim como a extinção da corrente na região de conjugado negativo.

Portanto, o correto funcionamento da MRV depende da energização das fases em posições angulares específicas, uma vez que tal característica influencia no desempenho da máquina (SILVA, 2017).

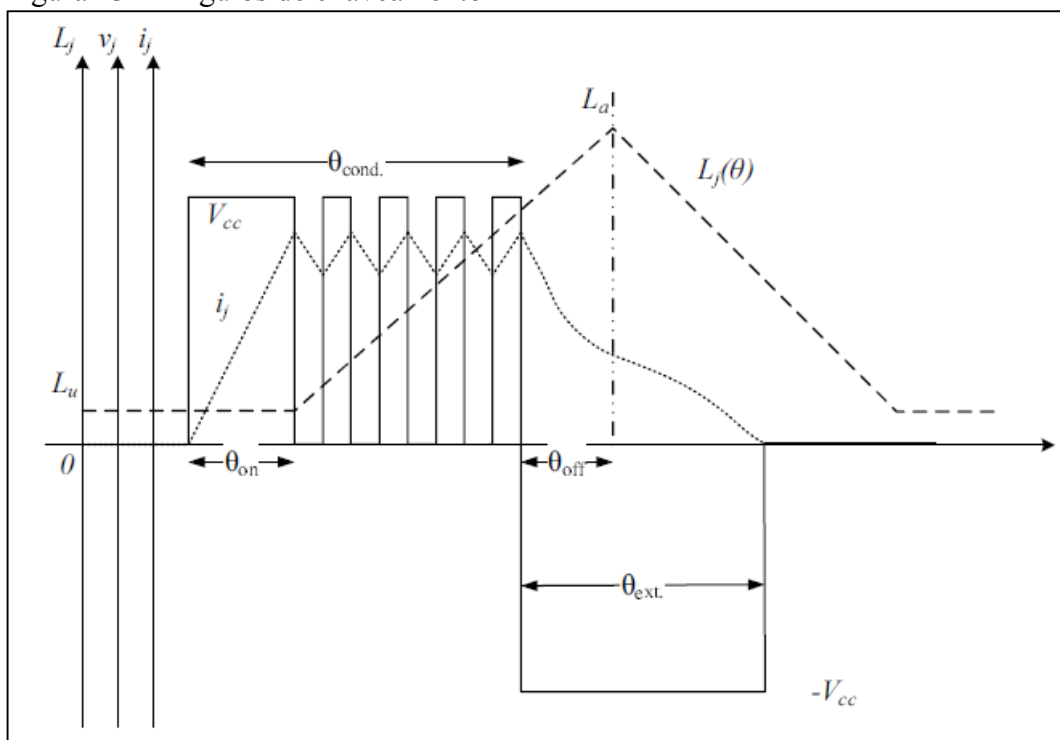
Figura 12 – Conjugado ideal produzido por cada fase da MRV em regime contínuo



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 13 mostra a influência dos ângulos de chaveamento sobre o funcionamento normal em uma fase da máquina. Para simplificação da análise, considera-se o perfil de indutâncias com características lineares, sem saturação do material magnético. Observa-se que a energização da fase ocorre antes do início da região ascendente da indutância.

Figura 13 – Ângulos de chaveamento



Fonte: (SILVA, 2017).

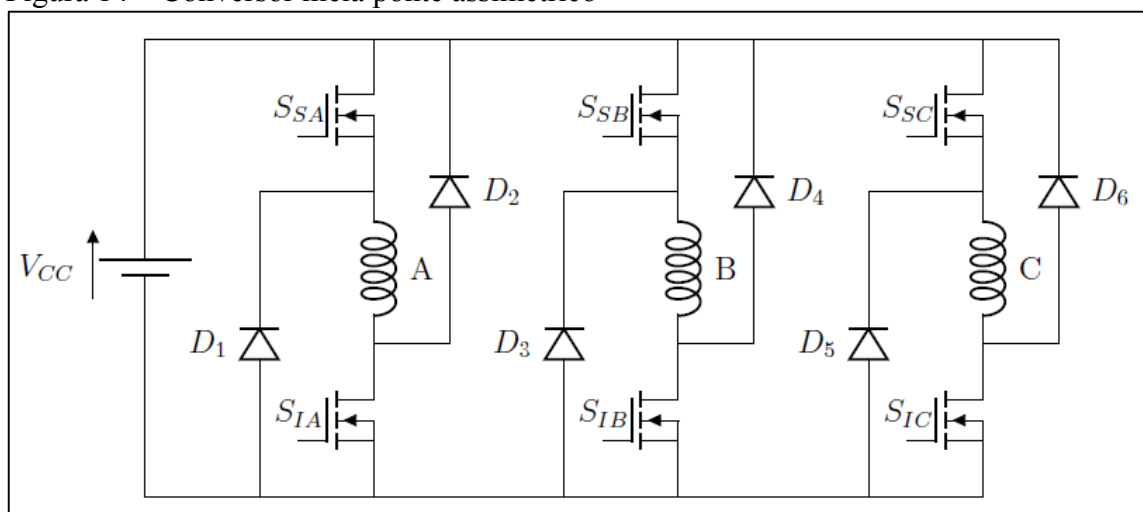
A corrente possui uma dinâmica que depende da tensão aplicada à bobina, ciclo de trabalho ditado pelas chaves da fase e das características físicas do enrolamento. O ângulo de chaveamento que liga a fase θ_{on} determina a medida, em graus, entre o instante de energização da fase e o início da região ascendente da indutância L_j . O ângulo de desligamento da fase θ_{off} define a medida angular entre o instante de desenergização da fase e o completo alinhamento dos polos do rotor e estator (posição da indutância L_a), também caracterizado pelo início da região decrescente da indutância. O ângulo θ_{cond} indica a faixa em que a fase completa é ligada e desligada e θ_{ext} determina a medida, em graus, que a corrente leva para ir à zero após o desligamento total da fase (SILVA, 2017). Também é caracterizado pela aplicação de tensão reversa sobre a chave. Percebe-se também que durante a condição de energização de fase, a corrente assume um valor médio por meio do acionamento de uma chave.

Para que este método de controle seja utilizado, é de suma importância a medição da corrente na fase, realizada por meio de um sensor de corrente.

2.5.2 Conversor meia ponte assimétrico

O acionamento de MRV mais comumente utilizado é o conversor meia ponte assimétrico. Esta topologia possibilita o controle da corrente, a recuperação da energia armazenada no campo magnético, a aplicação de tensão reversa na bobina da fase para rápida descarga de corrente, possui simples construção e confere uma independência entre as fases. A Figura 14 mostra um conversor meia ponte assimétrico para uma MRV trifásica.

Figura 14 – Conversor meia ponte assimétrico



Fonte: (SILVA, 2017).

Para demonstrar o acionamento de uma fase, a Tabela 1 descreve o comportamento da tensão V_{LA} na bobina para determinados estados de operação das chaves superior e inferior e do diodos apresentados na fase A da Figura 14.

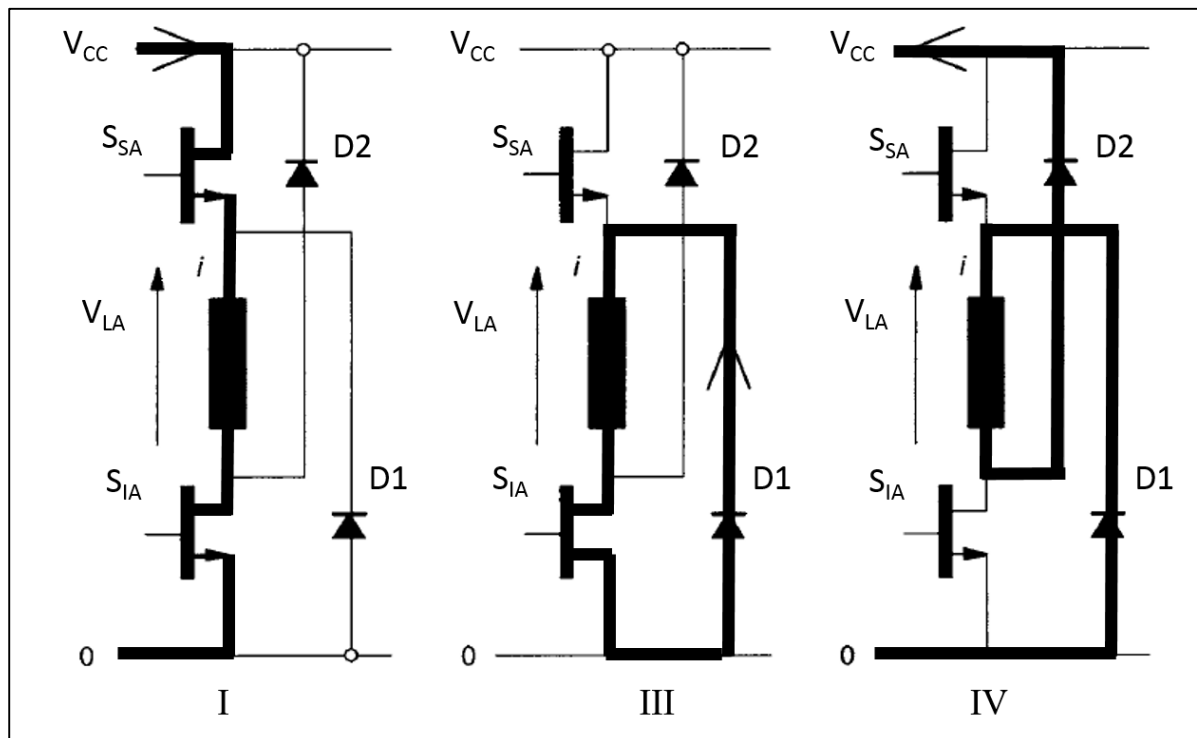
Tabela 1 – Tabela verdade para estados das chaves e diodos da fase A

Estado	S_{SA}	S_{IA}	D1	D2	V_{LA}
I	1	1	0	0	V_{CC}
II	1	0	1	0	0
III	0	1	0	1	0
IV	0	0	1	1	$-V_{CC}$

Fonte: Adaptado de Miller (2001).

No estado I, as chaves S_{SA} e S_{IA} são acionadas, aplicando tensão V_{CC} na bobina. Os diodos não conduzem. Supondo que já haja circulação de corrente na fase, os estados II e III se caracterizam pelo desligamento de uma das chaves e a permanência da circulação de corrente em um dos diodos de roda livre. Nestes estados não há recuperação da energia armazenada no campo, uma vez que a corrente não retorna para a fonte.

Figura 15 – Estados de condução das chaves e diodos em uma fase do conversor de meia ponte assimétrico



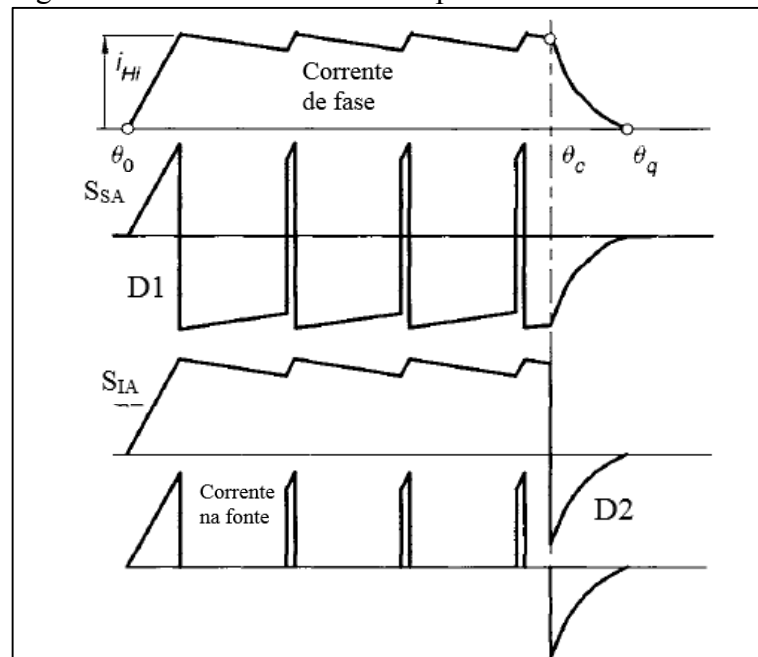
Fonte: Adaptado de Miller (2001).

No estado IV, ainda supondo que há circulação de corrente, ambas as chaves são desligadas, permitindo que a corrente retorne à fonte pelos diodos D1 e D2. A tensão na bobina V_{LA} é a tensão reversa da fonte $-V_{CC}$. Isto contribui para a rápida descarga da corrente da fase. A Figura 15 mostra 3 dos estados apresentados na Tabela 1.

2.5.3 Controle de corrente por histerese

No controle de corrente por histerese, pelo menos uma das chaves da fase é desligada quando a corrente que circula na bobina excede um valor determinado. Devido à descarga, a corrente diminui até atingir um valor abaixo do determinado, habilitando a chave ser ligada novamente, repetindo-se esse ciclo em torno do valor ajustado de corrente. A Figura 16 mostra o funcionamento a partir do circuito apresentado na Figura 15. As chaves S_{SA} e S_{IA} são ligadas e a corrente aumenta linearmente até atingir o ponto estabelecido, quando a chave S_{SA} é desligada. A corrente passa a ser descarregada pelo diodo D1. Percebe-se também que a fonte não fornece nem recupera corrente neste instante de descarga. O ciclo se repete até as duas chaves serem desligadas (região delimitada pela linha tracejada, em θ_c), o que equivale ao estado IV da Tabela 1. Neste instante a corrente retorna à fonte até que ocorre a extinção em θ_q .

Figura 16 – Controle de corrente por histerese



Fonte: Adaptado de Miller (2001).

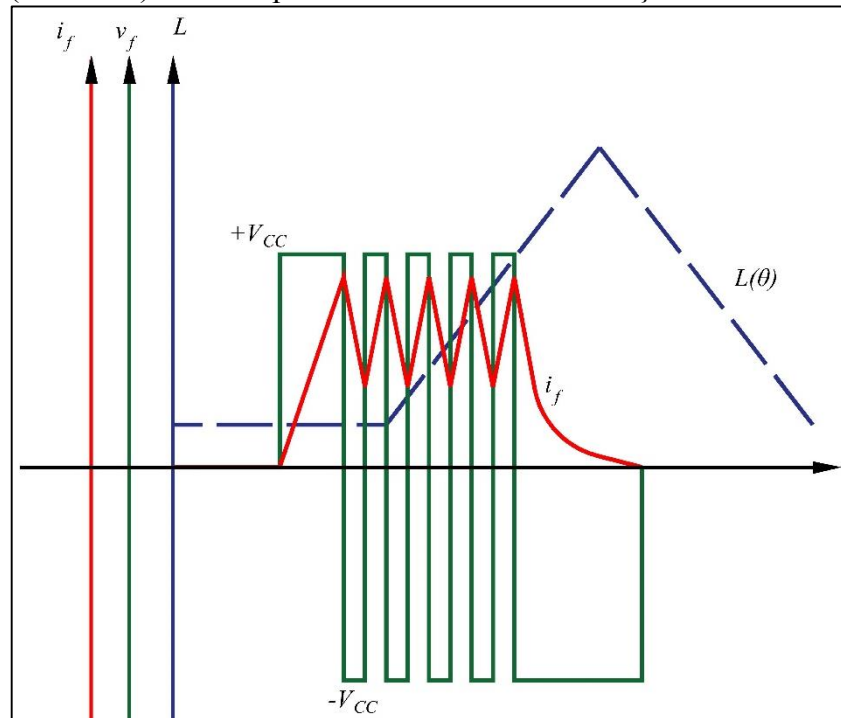
2.5.4 Comutação suave

Para médias e baixas rotações da MRV operando como motor, a velocidade pode ser controlada pelo chaveamento da corrente. O método de acionamento por comutação suave (também chamado de *soft switching* ou *soft chopping*) corresponde a um chaveamento em que apenas uma chave é acionada para controlar a corrente. A outra chave permanece ligada e é denominada chave de comutação devido à sua função de apenas conduzir durante o início e fim do período de condução da fase (MILLER, 2001). Com isso, as perdas nas chaves são reduzidas. A Figura 13 exemplifica a comutação suave, em que o controle da corrente ocorre apenas com uma chave. A partir da Tabela 1, infere-se que os estados utilizados são: I, período em que aplica-se tensão sobre o enrolamento da fase e a corrente alcança um valor apreciável no início da região ascendente da indutância; II ou III, em que uma das chaves é desligada e a outra permanece ligada, permitindo a condução de corrente pelo diodo de roda livre e a tensão da fonte não é aplicada à bobina; e finalmente IV, quando as duas chaves são desligadas e a condução de corrente ocorre pelos diodos de roda livre, aplicando tensão reversa à bobina e devolvendo a energia armazenada no campo magnético à fonte. Com isso, a ondulação de corrente durante o controle da corrente é reduzida, pois a tensão aplicada à bobina oscila entre 0 e a tensão da fonte. Os estados de condução I, III e IV do modo de comutação suave estão mostrados na Figura 15.

2.5.5 Comutação brusca

O modo de comutação brusca (também denominado de *hard switching* ou *hard chopping*) determina uma operação mais agressiva das chaves para o funcionamento da MRV, ocorrendo quando o controle de corrente no período de condução tem as chaves superior e inferior ligadas e desligadas simultaneamente, equivalendo aos estados I e IV da Tabela 1. Assim, a tensão aplicada à bobina oscila entre $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$, aumentando a ondulação de corrente e produzindo mais ruído acústico e elétrico durante a operação (MILLER, 2001). A Figura 17 ilustra o comportamento da corrente de uma fase sendo acionada no modo de comutação brusca. É perceptível que a ondulação da corrente é mais acentuada quando comparada com a suave.

Figura 17 – Perfil de indutância (azul), tensão (verde) e corrente (vermelho) de fase operando no modo de comutação brusca



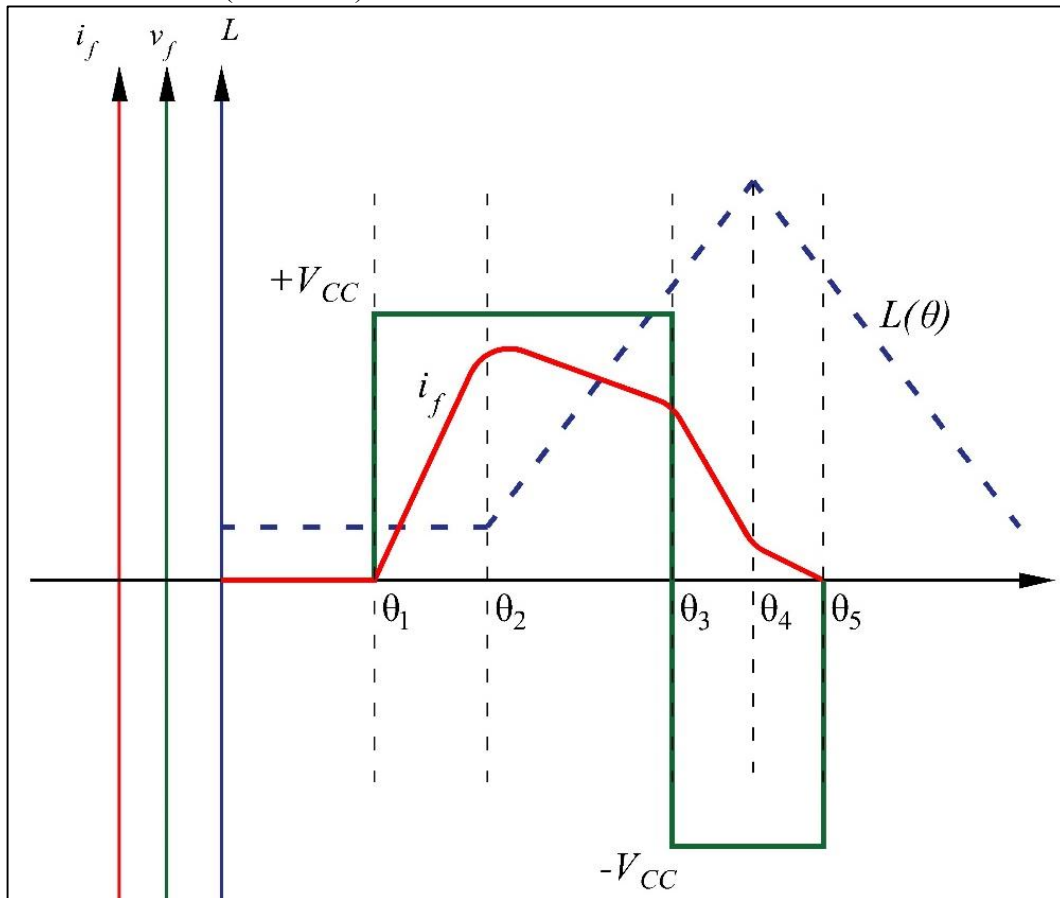
Fonte: Adaptado de Silva (2017).

2.5.6 Controle por pulso único

O controle da corrente e do conjugado discutidos nos itens 2.5.4 e 2.5.5 são eficientes para baixas velocidades. Em altas rotações, a força contraeletromotriz aumenta consideravelmente, tornando a tensão da fonte insuficiente para manter a corrente constante. O conjugado pode ser controlado pela variação do ângulo de condução de um pulso único de corrente (MILLER, 2001). É válido salientar que a malha de corrente está aberta. A Figura 18 mostra em um mesmo gráfico a indutância, a tensão aplicada na bobina e a corrente na fase.

No instante que a tensão é aplicada na bobina em θ_1 , a corrente i_f cresce linearmente até θ_2 , região ascendente da indutância. Neste momento, surge bruscamente a força contraeletromotriz, diminuindo a taxa de variação de corrente superando a tensão da fonte e forçando esta taxa a ser negativa, fazendo a corrente diminuir, podendo ser observado entre θ_2 e θ_3 (MILLER, 2001). No desligamento da chave em θ_3 , a tensão aplicada na bobina é invertida, diminuindo bruscamente o valor da corrente. Logo após o ponto de indutância alinhada, em θ_4 , ocorre a reversão da força contraeletromotriz devido à região decrescente da indutância, diminuindo a taxa de variação da corrente que circula na bobina. É válido salientar que na região entre θ_4 e θ_5 há produção de conjugado negativo, embora seja reduzido pela baixa corrente que circula na fase. Em θ_5 , há a extinção da corrente.

Figura 18 – Gráfico de indutância (azul), tensão aplicada na bobina (verde) e corrente na fase (vermelho)



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.6 Características da MRV utilizada em bancada

A MRV utilizada em ensaios experimentais possui configuração 6/4 (seis polos no estator e 4 polos no rotor), trifásica, tensão nominal de 120 V_{CC} e corrente nominal de 10 A (OLIVEIRA, 2008). As principais características elétricas e mecânicas da máquina estão descritas na Tabela 2.

Tabela 2 – Principais características elétricas e mecânicas da MRV

Parâmetros	Valores
Potência nominal (cv)	1
Tensão nominal de fase (V _{CC})	120
Corrente nominal de fase (A)	10
Resistência média de fase (Ω)	0,45
Número de fases	3
Velocidade nominal (rpm)	2000
Número de polos do estator	6
Número de polos do rotor	4

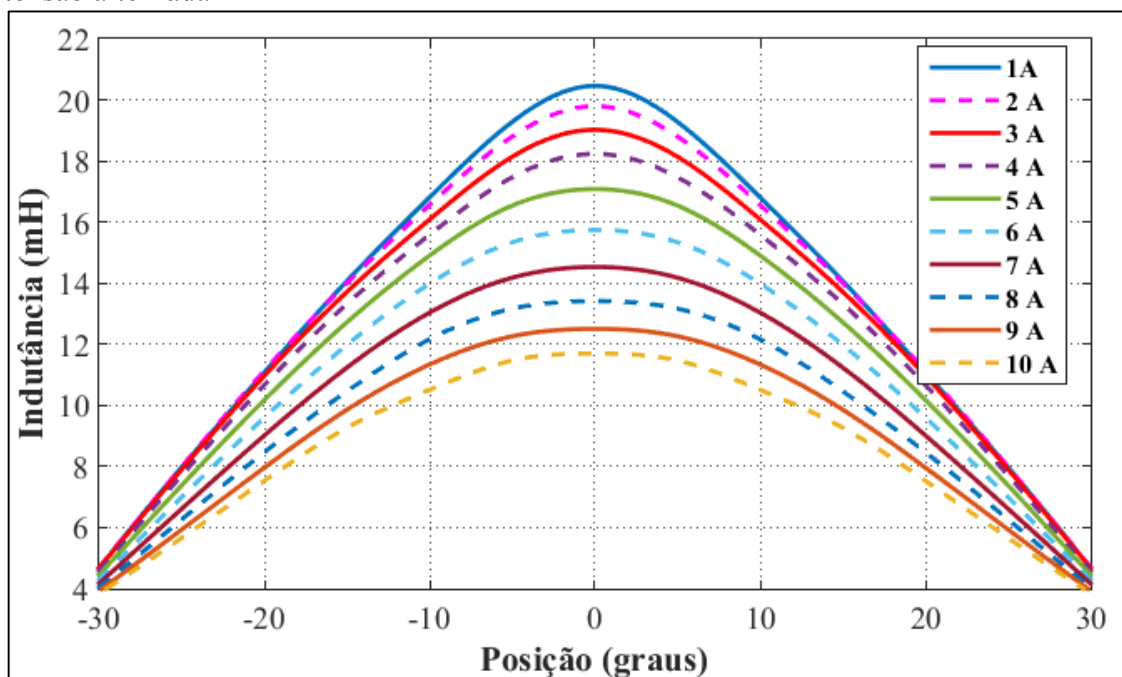
Fonte: (OLIVEIRA, 2008).

2.6.1 Identificação dos perfis de indutância

Para obtenção dos perfis de indutância não lineares da máquina, Oliveira (2008) utilizou o método de determinação da impedância com tensão alternada, que consiste em aplicar um sinal senoidal de tensão e corrente no enrolamento da fase. A natureza do circuito indutivo configura uma carga RL, havendo uma defasagem entre os ângulos dos fasores da tensão e corrente e permitindo a medição da indutância a partir dos dados adquiridos no ensaio.

Primeiramente o rotor é fixado em determinada posição angular e, em seguida, aplica-se diferentes níveis de tensão na bobina para obtenção da impedância da fase daquele ângulo. Posteriormente o mesmo ensaio é realizado para outra posição. A elevada quantidade de medidas num curto período pode aquecer a máquina, modificando os valores da resistência dos enrolamentos e levando a incertezas de medição. Intervalos de tempo prolongados entre as medidas diminui o risco de imprecisões. Instrumentos de medição com tecnologia de RMS verdadeiro também reduz os erros (SILVA, 2017). Este método foi o utilizado para a definição dos perfis de indutâncias para análise no simulador. A Figura 19 apresenta os perfis de indutâncias obtidos a partir do método determinação com tensão alternada para diferentes níveis de corrente.

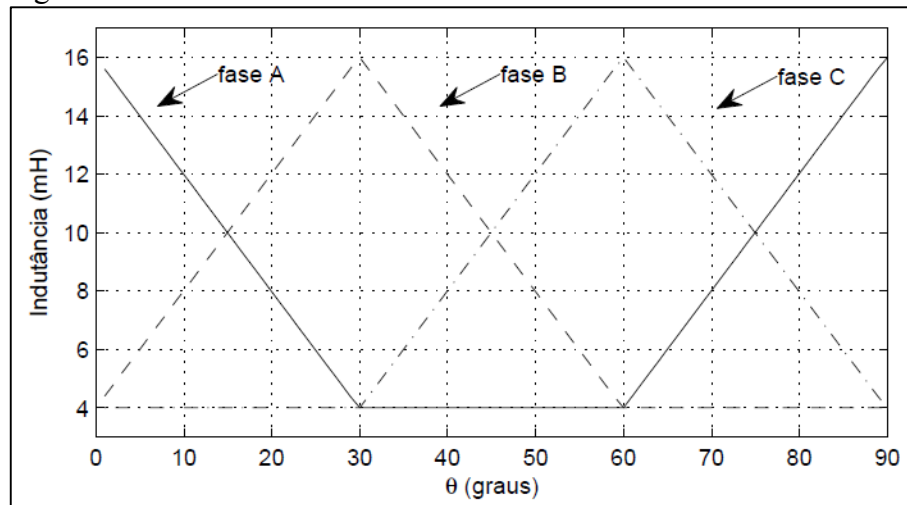
Figura 19 – Perfis de indutâncias a partir do método de determinação da impedância com tensão alternada



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com base nos resultados expostos na Figura 19, Silva (2017) infere que o perfil de indutância trifásico linear da máquina pode ser definido a partir dos valores médios das indutâncias alinhada e desalinhada obtidos no perfil não linear. Logo, a indutância alinhada L_a possui um valor médio de 16 mH em $\theta=0^\circ$ e a indutância desalinhada L_u possui um valor médio de 4 mH em $\theta=-30^\circ$. Portanto, traçou-se as curvas do perfil de indutância linear médio para as três fases da máquina na Figura 20, desprezando a saturação.

Figura 20 – Perfil de indutância linear das três fases da MRV



Fonte: (SILVA, 2017).

Ao se examinar os valores das indutâncias do perfil linear, pode-se determinar a taxa de variação de indutância com relação à posição angular do rotor, definida por (2.12):

$$\kappa_L = \frac{dL}{d\theta} = 23 \text{ mH/rad.} \quad (2.12)$$

2.6.2 Identificação dos parâmetros mecânicos

A determinação dos parâmetros mecânicos é fundamental para estabelecer o comportamento da velocidade da máquina mediante a aplicação de cargas ao eixo. Em Krause (2013), define-se a relação de conjugado e velocidade pela equação (2.13):

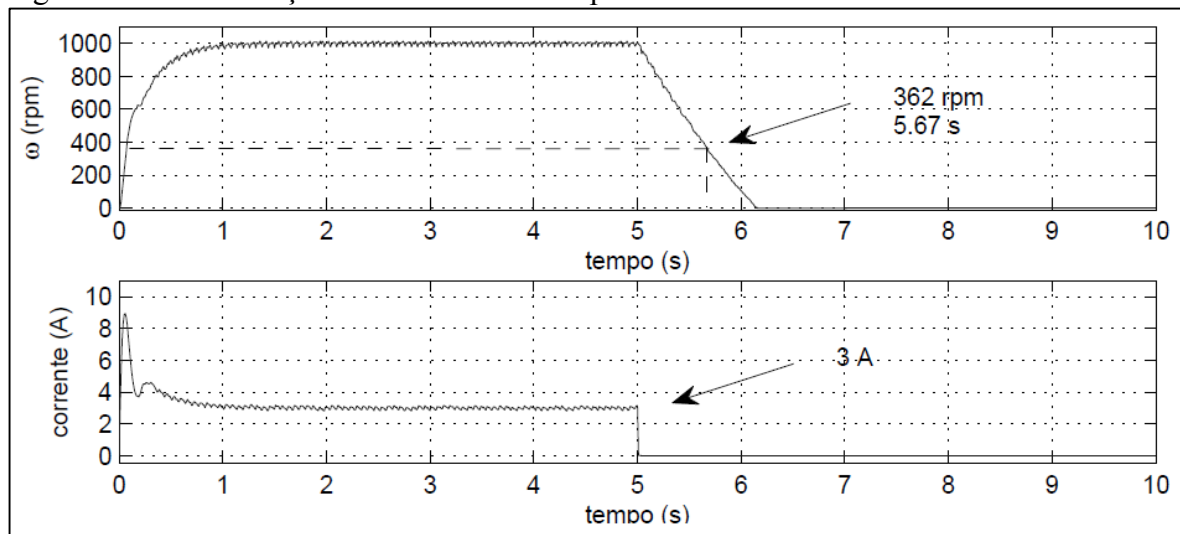
$$T_{em} - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (2.13)$$

em que T_{em} é o conjugado eletromagnético produzido pela máquina, em N.m, calculado na equação (2.10), T_L é o conjugado da carga nesta mesma unidade, J é o momento de inércia do

rotor e da carga acoplado ao eixo em kg.m^2 , B é o coeficiente de amortecimento em N.m.s , ω é a velocidade angular do rotor em rad/s e $d\omega/dt$ é a taxa de variação da velocidade.

Em Silva (2017), a identificação dos parâmetros J e B baseou-se na seguinte metodologia: acionou-se a máquina em vazio até alcançar a velocidade de 1000 rpm (104,7 rad/s). Após estabelecer-se o regime permanente, a máquina foi desligada e verificou-se o comportamento dinâmico da mesma. A Figura 21 apresenta os resultados obtidos após o ensaio.

Figura 21 – Identificação da constante de tempo mecânica



Fonte: (SILVA, 2017).

2.6.2.1 Coeficiente de amortecimento

O coeficiente de amortecimento B é calculado com a máquina funcionando em regime permanente, caracterizada pela taxa de variação de velocidade $d\omega/dt$ nula, e sem carga (SILVA, 2017). Logo, a equação (2.13) simplifica-se à equação (2.14):

$$T_{em} = B\omega. \quad (2.14)$$

Conhecendo-se o valor da corrente em regime permanente a partir da Figura 21, e tendo posse da taxa de variação de indutância com relação à posição angular, κ_L , obtida pela equação (2.12), calcula-se o conjugado eletromagnético já referido em (2.10):

$$T_{em} = \frac{1}{2} i^2 \kappa_L = \frac{1}{2} \cdot 3^2 \cdot 23 \cdot 10^{-3} = 0,1 \text{ N.m.} \quad (2.15)$$

Aplicando o valor da equação (2.15) em (2.14), e com posse da velocidade angular do ensaio, obtém-se o valor do coeficiente de amortecimento $B = 0,98 \cdot 10^{-3} \text{ N.m.s}$.

2.6.2.2 Momento de inércia

É possível observar que no instante 5 s, a máquina foi desenergizada e levou 0,67 s para sair da velocidade de 1000 rpm para 362 rpm (equivalente a redução de 63,2%), correspondente à sua constante de tempo mecânica $\tau = 0,67$ s. Com base na Figura 21, a máquina não mais produz conjugado eletromagnético a partir da desenergização e a equação (2.13) resume-se a equação (2.16):

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = 0 \quad (2.16)$$

em que a solução será a equação (2.17):

$$\omega = \omega_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.17)$$

sendo τ a relação entre J e B . Portanto, a equação (2.18) define o valor de J :

$$J = \tau B = 0,67 \cdot 0,98 \cdot 10^{-3} = 0,66 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2. \quad (2.18)$$

2.7 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados o princípio de funcionamento da MRV e as análises dos perfis de indutâncias e acionamentos associados à máquina. A importância deste estudo reside na sustentação teórica para os próximos capítulos que discorrerão sobre as simulações implementadas e comparação dos resultados obtidos dos controladores de velocidade aplicado à máquina.

Pela observação dos aspectos analisados, é fundamental um estudo preliminar do comportamento da máquina para que se estabeleça um panorama teórico que embase a simulação proposta, tendo em vista o desempenho real da máquina quando submetido às condições de carga previstas.

3 SIMULADOR

O *software* utilizado para desenvolver o simulador foi o *PowerSIM* (PSIM), programa voltado para o projeto de circuitos elétricos e eletrônicos, permitindo a implementação de controladores analógicos e digitais. É uma poderosa ferramenta de simulação de circuito que permite a verificação do projeto de maneira rápida e fácil, possuindo um ambiente de desenvolvimento intuitivo e uma vasta biblioteca de componentes (CHANG e CHENG, 2011).

Uma das características mais convenientes para utilizar-se o PSIM é sua capacidade de modularização de circuitos, acionamento e controle, permitindo maior flexibilidade e interação entre as partes do simulador e subdividindo o processamento de variáveis. No caso particular de elementos que não existem na biblioteca do *software*, pode-se implementar um personalizado a partir de linguagem C, com o bloco C (*C block*)

A divisão dos módulos consiste em: conversor, responsável pelo circuito do conversor de meia ponte assimétrico, discutido em detalhes na seção 2.5.2; MRV, que comporta o processamento das variáveis pertinentes a máquina, tais como cálculo de indutância linear ou não linear, corrente e tensão em cada fase, conjugado eletromagnético de cada fase; acionamento, contendo os controles de acionamentos relatadas em 2.5.3, 2.5.4, 2.5.5 e 2.5.6; cargas, responsável por aplicar cargas na ponta do eixo da máquina com características constante, linear e quadrática e um gerador de corrente contínua, que fornece energia para um banco de resistores e, como resultado, gera um conjugado resistente à MRV; controlador de velocidade, tomando os valores de velocidade na ponta do eixo e gerando o sinal de controle de corrente de referência; finalmente, o cálculo de velocidade, tendo como entrada o conjugado resultante e saída as velocidades em rad/s e rpm, assim como a posição. Cada módulo é subdividido em outros blocos de processamento, que serão discutidos adiante.

Existe um bloco de Parâmetros gerais no simulador que comporta os tempos de amostragem do controlador de corrente e velocidade. Estes parâmetros são diferentes do tempo de amostragem do próprio PSIM (*Time step*), que é definido para o tempo de cada iteração realizada pelo *software*. Recomenda-se usar 10 μ s no tempo de amostragem do PSIM (não exceder o tempo de amostragem da corrente, 40 μ s).

A disposição dos módulos de processamento do simulador pode ser encontrada no APÊNDICE A.

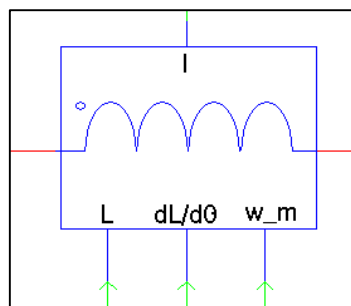
3.1 MRV

Este módulo é responsável pelo cálculo das variáveis relacionados à MRV. Possui um bloco de parâmetros em que são especificados os valores da resistência interna de cada fase, indutâncias mínimas e máximas para determinação do perfil de indutâncias linear, assim como definição dos valores de coeficiente de amortecimento (B) e momento de inércia (J), calculados em 2.6.2.1 e 2.6.2.2, respectivamente. Também foi inserido um fator de ponderação nas características mecânicas, prevendo possíveis alterações do J e B inerentes ao processo de envelhecimento da máquina. O módulo é subdividido em blocos de processamento que serão discutidos a seguir.

3.1.1 Circuito de fase da MRV

Para criar um ambiente com interface direta com os elementos de circuitos próprios do *software*, o circuito da fase da máquina foi construído com base na análise apresentada em 2.4.1. O bloco tem como sinais de entrada a indutância da fase, a taxa de variação de indutância com relação à posição angular ($dL/d\theta$), velocidade angular e como sinais de saída a corrente daquela fase, podendo ainda ser conectado ao circuito de potência.

Figura 22 – Bloco de processamento do circuito de uma fase da MRV



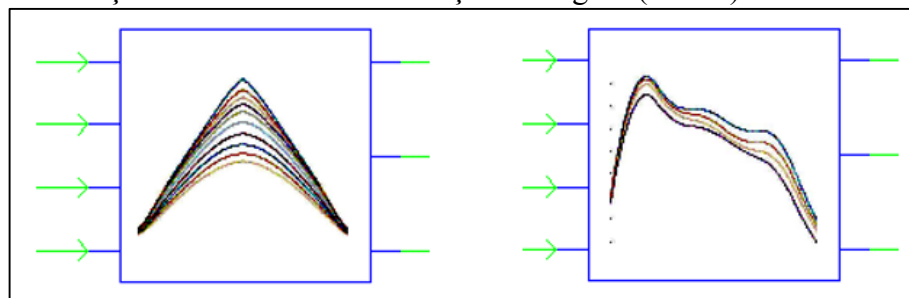
Fonte: Elaborada pelo autor.

Percebe-se pela Figura 22 que o bloco indica os sinais de controle de entrada e saída pelas linhas de cor verde, e os sinais do circuito de potência por linhas vermelhas, indicado como os terminais do indutor desenhado no bloco. A polaridade é identificada pelo ponto ao lado da bobina. O indutor foi modelado e implementado para alterar o parâmetro de indutância conforme o ângulo, tendo em vista que o PSIM não possui em sua biblioteca um elemento de circuito que permita a modificação do valor a cada iteração.

3.1.2 Perfil de indutâncias e taxa de variação com relação ao ângulo

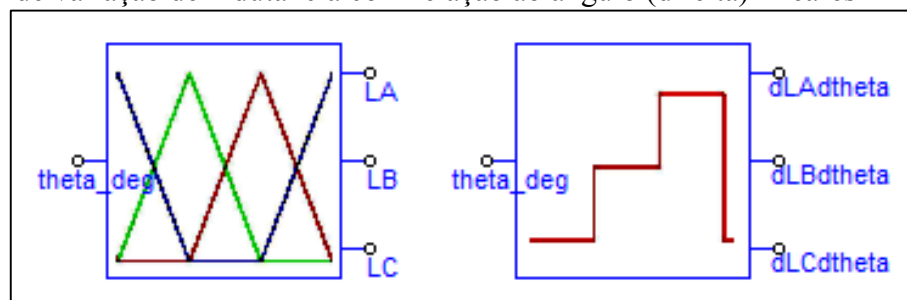
Partindo do exposto em Chang e Cheng (2011), utilizou-se a seguinte metodologia para o cálculo instantâneo da indutância não linear e sua derivada com relação ao ângulo: primeiramente obteve-se os valores da indutância para cada valor de corrente e posição angular pré-determinados, depois processou-se no *software Matlab* uma interpolação a partir dos valores do passo anterior para aquisição de dados numéricos mais refinados, isto é, maior resolução. Inicialmente, mediram-se os valores experimentais para 8 níveis de corrente e 38 posições angulares, utilizados em 2.6.1, gerando-se uma matriz de 8x38 (OLIVEIRA, 2008). Após o processamento de interpolação, resultou-se em uma matriz de 200x1000. Estes dados serviram de base para um componente do PSIM (*lookup table*) que toma os valores da corrente e ângulo de uma fase em uma iteração da simulação, e calcula o valor da indutância e sua derivada a partir dos dados de base fornecidos pela interpolação. Para a determinação dos perfis de indutância lineares e suas derivadas, foi utilizada uma função em linguagem C, tendo como entrada somente a posição angular. As Figura 23 e Figura 24 ilustra os blocos de perfis de indutância e de taxa de variação de indutância com relação ao ângulo não lineares e lineares, respectivamente.

Figura 23 – Blocos de perfis de indutâncias (esquerda) e perfis de taxa de variação de indutância com relação ao ângulo (direita) não lineares



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 24 – Blocos de perfis de indutâncias (esquerda) e perfis de taxa de variação de indutância com relação ao ângulo (direita) lineares

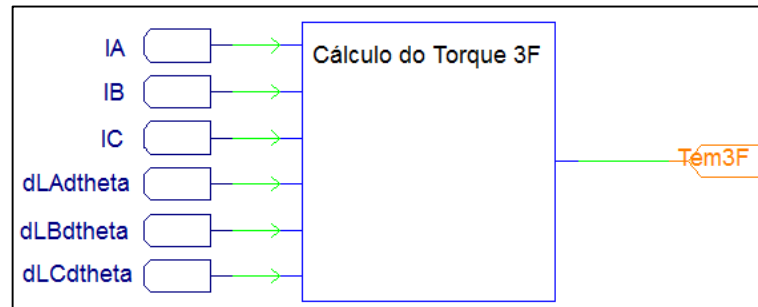


Fonte: Elaborada pelo autor.

3.1.3 Conjugado eletromagnético instantâneo

O conjugado eletromagnético produzido em uma fase da máquina é calculado a partir da equação (2.10), e foi implementado utilizando um elemento de cálculo do PSIM. Os parâmetros de entrada são corrente e derivada da indutância com relação ao eixo de cada fase, somando-se as três. A Figura 25 apresenta o bloco de cálculo do conjugado da máquina.

Figura 25 – Bloco de cálculo do conjugado eletromagnético da MRV

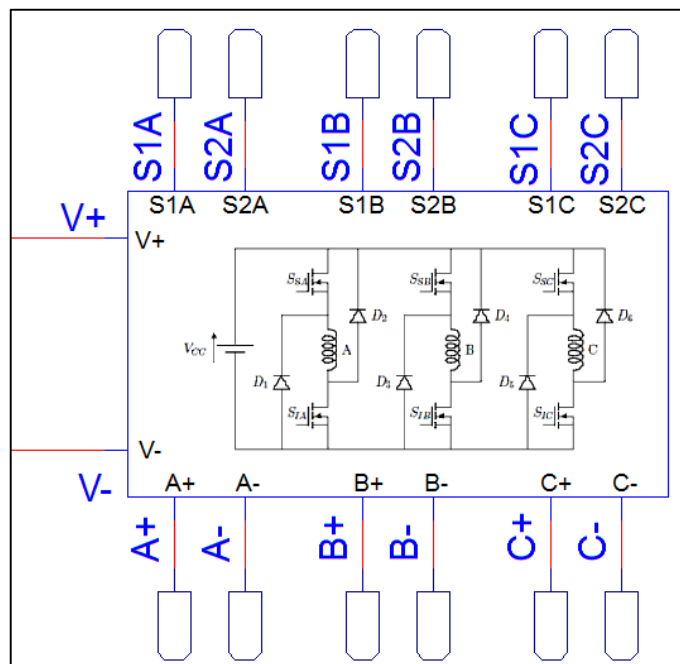


Fonte: Elaborada pelo autor.

3.2 Conversor

Discutido em 2.5.2, implementou-se o conversor de meia ponte assimétrico. A Figura 26 apresenta o módulo utilizado para o conversor no simulador.

Figura 26 – Módulo conversor de meia ponte assimétrico



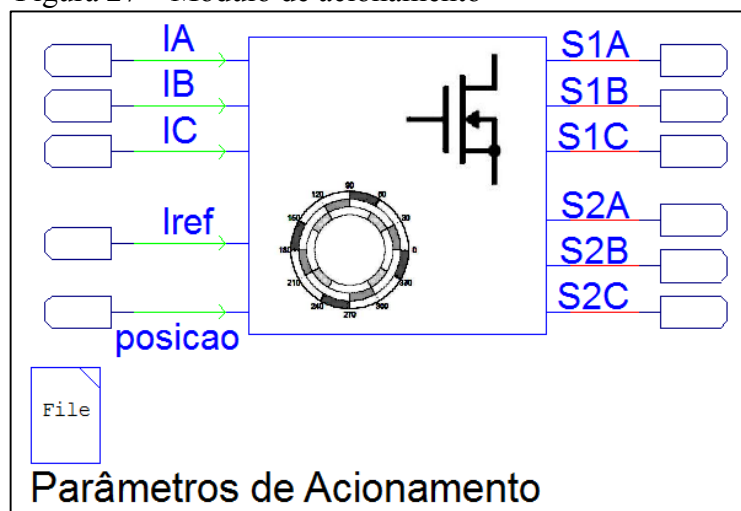
Fonte: Elaborada pelo autor.

O PSIM permite que possa se realizar um estudo sobre a as perdas nas chaves, inserindo parâmetros dos componentes reais nas chaves. No entanto, utilizou-se o IGBT ideal como chave. O bloco tem como sinais de entrada a fonte da máquina e chaveamento, e os sinais de saída são a alimentação de cada bobina da MRV.

3.3 Acionamento

O módulo de acionamento contém as lógicas de sequenciamento de fase e de controle por histerese da máquina, discutidos em 2.5. Tais comandos foram implementados em linguagem C e permitem a comutação suave, brusca e o controle por pulso único. O sequenciamento de fase ocorre na faixa de ângulo em que a chave é acionada para produção de conjugado. Também é possível escolher o adiantamento dos ângulos de ligamento e desligamento da fase. Estes parâmetros são editáveis por meio do bloco disponível ao lado do módulo de processamento. Pode-se ainda optar por um limitador de corrente, que está implementado na bancada para não sobrecarregar a fonte da máquina. O módulo possui como sinais de entrada as correntes de cada fase, a corrente de referência para o controle por histerese, a posição angular, e possui como sinal de saída os sinais de chaveamento que chegam no módulo conversor. Neste módulo inseriu-se a lógica para condição de falta para cada fase. A Figura 27 ilustra o módulo de acionamento.

Figura 27 – Módulo de acionamento



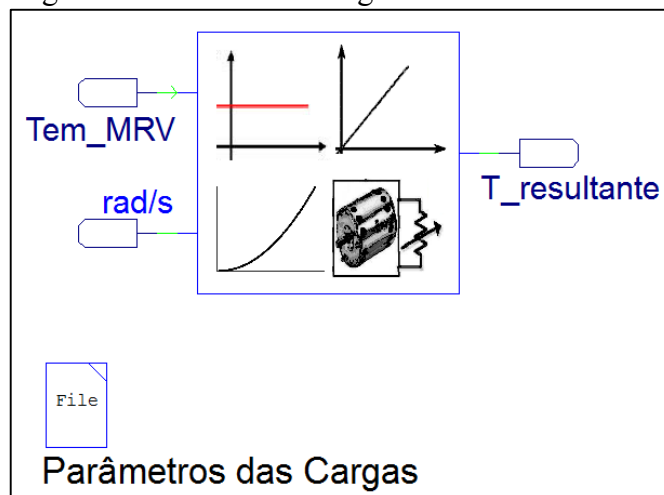
Fonte: Elaborada pelo autor.

A lógica de sequenciamento de fases consiste em ligar as chaves inferiores somente na região ascendente da indutância. O controle da corrente é basicamente verificar se a corrente na fase é superior à referência para desligamento da chave, ou inferior para o ligamento.

3.4 Cargas

Tendo como sinais de entrada o conjugado eletromagnético da máquina e a velocidade angular, o módulo de cargas aplica diferentes tipos de carga à ponta do eixo da máquina, sendo possível utilizar cargas com características: constante, não possuindo relação com a velocidade; linear, sendo diretamente proporcional à velocidade; quadrática, em que é proporcional ao quadrado da velocidade; ou um gerador de corrente contínua que alimenta um banco de resistências, em que essa produz um conjugado resistivo na ponta do eixo da MRV. Este módulo é uma representação particular da parcela esquerda da equação (2.13). A Figura 28 apresenta o módulo de cargas utilizado no simulador. Nela é possível observar o bloco lateral dos parâmetros de carga, onde são editadas as características das cargas, assim como o instante da aplicação destas. O instante em que ocorre a falta é editado pela por meio deste bloco, pois é interpretado como uma perturbação à máquina.

Figura 28 – Módulo de cargas



Fonte: Elaborada pelo autor.

O conjugado produzido pelo gerador CC pode ser definido por (3.1):

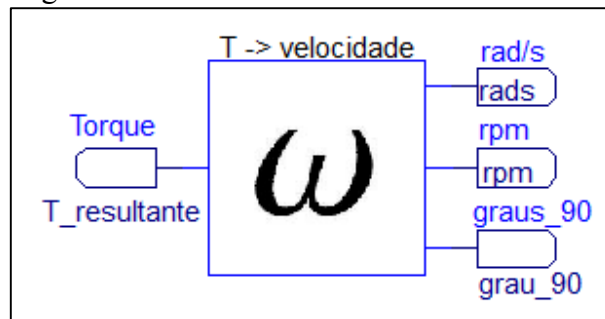
$$T_{cc} = \frac{\omega_m (K_a \phi_d)^2}{(R_a + R_L)} \quad (3.1)$$

em que T_{cc} é o conjugado da máquina CC, ω_m é a velocidade de rotação do rotor, K_a uma constante determinada pelo projeto do enrolamento, ϕ_d é o fluxo de eixo direto por polo no entreferro, R_a a resistência de armadura e R_L é a resistência de carga (FITZGERALD, KINGSLEY e D, 2014). O produto $K_a \phi_d$ vale 0,054257 V/(rad/s), R_a vale 0,133 Ω e R_L varia de 0,6 Ω a 5 Ω . Os valores foram obtidos em ensaio.

3.5 Velocidade

Nele é calculada a velocidade angular da máquina, em rad/s e em rpm, desenvolvido em linguagem C. Baseia-se na equação (2.13) e tem como entrada o conjugado resultante, discutido em 3.4. Os parâmetros de momento de inércia e coeficiente de amortecimento da máquina informados em 3.1 são utilizados aqui. Também foi implementada a opção de conversão de velocidade angular para posição angular a partir da integração, variando apenas entre 0° e 90° , para simplificação do processamento de outros módulos, como perfil de indutância e sequenciamento de fases. A Figura 29 ilustra o módulo de velocidade.

Figura 29 – Módulo de velocidade

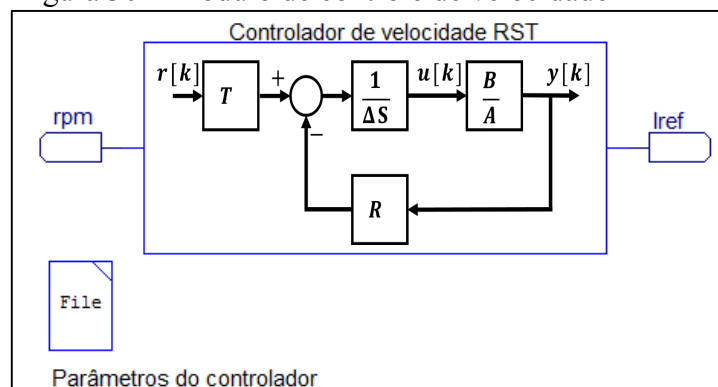


Fonte: Elaborada pelo autor.

3.6 Controlador de velocidade

Este módulo é responsável por receber o sinal de velocidade como entrada, realizar os cálculos a partir de um controlador em tempo discreto e fornecer como sinal de saída a corrente de referência para o controle de histerese. O controlador foi implementado em linguagem C. Os parâmetros do controlador, velocidade de referência e seus incrementos em determinados instantes são definidos no bloco à esquerda do módulo, ilustrado pela Figura 30.

Figura 30 – Módulo de controle de velocidade

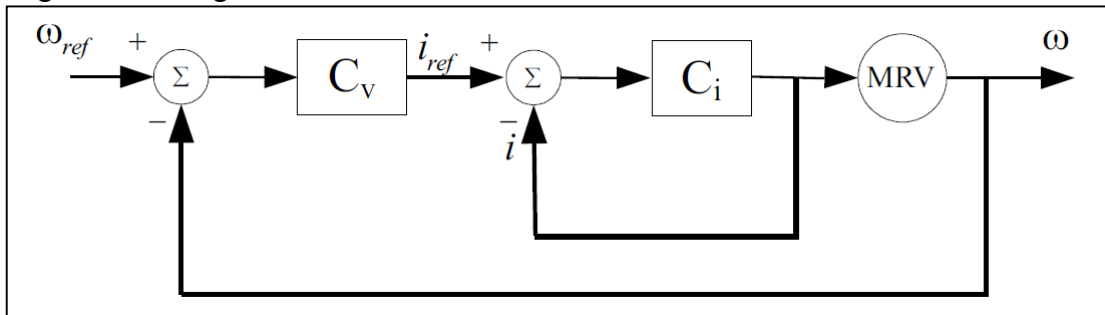


Fonte: Elaborada pelo autor.

4 CONTROLADOR DE VELOCIDADE

O controle da velocidade da MRV é um modo de testar o modelo desenvolvido e elaborado no simulador, tendo em vista a sua aplicação na máquina real. Neste sentido, fez-se necessária a identificação da malha de velocidade no tempo contínuo a partir da simulação, a discretização da malha, a determinação do desempenho esperado, o projeto do controlador e a sua implementação na simulação. Um modelo genérico da planta da MRV é apresentado na Figura 31. Observa-se a presença da malha de controle de corrente (C_i) e de velocidade (C_v), possuindo um tempo de amostragem, respectivamente, de $40 \mu\text{s}$ e 10ms (SILVA, 2017). O controle da corrente não foi objeto de estudo, uma vez que se controla por histerese, discutido em 2.5.3.

Figura 31 – Diagrama do sistema de controle de velocidade da MRV



Fonte: (SILVA, 2017).

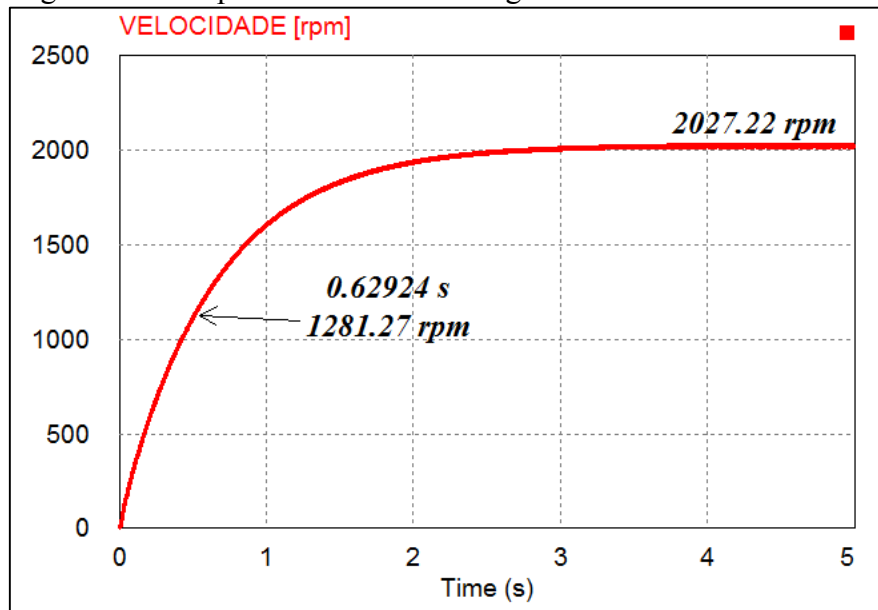
4.1 Identificação da malha de velocidade

Segundo Coelho (2004), a modelagem e identificação compreende a definição do modelo matemático de um sistema que representa os seus aspectos essenciais adequados para uma utilização particular, como, por exemplo, o controle. Neste sentido, a equação matemática é usada para resolver questões sem a realização de experimentações, prevendo o comportamento do sistema sob determinadas condições de operação.

4.1.1 Função de transferência no tempo contínuo

Para determinar a função de transferência da malha, aplicou-se um degrau de 4A no controlador de corrente e observou-se o comportamento da máquina referente à velocidade no simulador. Para obter-se um resultado mais aproximado do real, selecionou-se o modo não linear e a comutação suave das chaves. Os ângulos de ligamento e desligamento de cada fase foram adiantados $2,5^\circ$ e nenhuma carga foi aplicada.

Figura 32 – Resposta do sistema ao degrau



Fonte: Elaborada pelo autor.

A resposta obtida está mostrada na Figura 32. Com base nos resultados, infere-se que a malha de velocidade se comporta como um sistema de primeira ordem, em que a velocidade se estabiliza em 2027,22 rpm. A constante de tempo τ vale 0,62924s, instante no qual a rotação atinge 1281,27 rpm, equivalente a 63,2% da velocidade de regime permanente. Para fins práticos, o sinal de saída do controlador foi multiplicado por cem devido ao *hardware* usado em bancada gerar o esforço de controle de corrente em números inteiros, aumentando a resolução do sinal. Portanto, pela equação (4.1), tem-se:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{5,06805}{0,62924s + 1} \quad (4.1)$$

em que K estabelece a relação entre os sinais de saída e entrada no regime permanente.

4.1.2 Função de transferência no tempo discreto

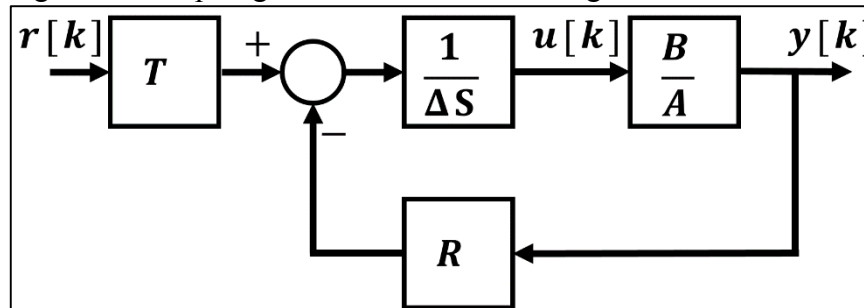
A partir da equação (4.1), utilizou-se o *software Matlab* para realizar a transformação do sistema do tempo contínuo para o discreto, pelo método do segurador de ordem zero (*ZOH - zero order holder*), com tempo de amostragem de 10 ms. Na equação (4.2), o termo H_{OL} representa a função de transferência em malha aberta.

$$H_{OL}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{0,07993 \cdot z^{-1}}{1 - 0,98423 \cdot z^{-1}} \quad (4.2)$$

4.2 Projeto do controlador de velocidade

Foram projetados 2 controladores com respostas diferentes para testar o simulador e aplicá-los na máquina em bancada. Segundo Landau e Zito (2006), o projeto de um controlador digital PID consiste nos seguintes passos: definição do sistema a ser controlado no tempo discreto, realizado em 4.1.2; especificação do desempenho desejado; estimação dos parâmetros do controlador; e verificação da robustez do controlador com relação às margens de tolerância e às funções de sensibilidade. A topologia canônica para o controlador digital é a estrutura RST, apresentada na Figura 33.

Figura 33 – Topologia RST do controlador digital



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2.1 Especificação do desempenho desejado

O desempenho esperado pela malha de velocidade foi especificado baseado no tempo de subida (intervalo que a velocidade leva para sair de 10% a 90%) e na máxima ultrapassagem percentual. Foram estipuladas duas condições, apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Condições de desempenho para a malha de velocidade

Condições	Tempo de subida (s)	Máxima ultrapassagem percentual (%)
I	0,3	0,01
II	0,5	0,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

As condições supracitadas resultam nas seguintes funções de transferência:

$$G_{desI}(s) = \frac{106,4}{s^2 + 19,34s + 106,4} \quad (4.3)$$

$$G_{desII}(s) = \frac{38,31}{s^2 + 11,61s + 38,31} \quad (4.4)$$

Segundo Åström e Wittenmark (1997), os polos do sistema desejado no tempo discreto podem ser descritos pela equação característica (4.5):

$$1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} = 0 \quad (4.5)$$

em que:

$$p_1 = -2e^{\zeta\omega_0 T_s} \cos\left(\omega_0 T_s \sqrt{1 - \zeta^2}\right) \quad (4.6)$$

$$p_2 = e^{-2\zeta\omega_0 T_s} \quad (4.7)$$

sendo ω_0 e ζ , respectivamente, a frequência natural e o coeficiente de amortecimento da função de transferência para o desempenho desejado; T_s é o tempo de amostragem. A partir das equações (4.6) e (4.7), calcula-se os polinômios característicos para estimação dos parâmetros do controlador, conforme as equações (4.8) e (4.9).

$$P_{DES_I}(z^{-1}) = 1 - 1,81447z^{-1} + 0,82413z^{-1}, \quad (4.8)$$

$$P_{DES_{II}}(z^{-1}) = 1 - 1,88681z^{-1} + 0,89043z^{-1}. \quad (4.9)$$

4.2.2 Estimação dos parâmetros do controlador

A determinação dos valores dos parâmetros foi adquirida por meio de um algoritmo do *Matlab*, disponibilizado no APÊNDICE B, que resolve um sistema de equações envolvendo os parâmetros do controlador e os polinômios característicos encontrados em 4.2.1.

Após a execução do algoritmo, obteve-se os parâmetros da Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros do controlador de velocidade

Condição	R		S		T
	r ₀	r ₁	s ₀	s ₁	t ₀
I	2,21132	-2,09038	1	-1	0,12094
II	1,24478	-1,19954	1	-1	0,04523

Fonte: Elaborada pelo autor.

Portanto, exemplificando para a condição I, a equação de diferenças é da forma:

$$u[k] = u[k - 1] + 0,12094 \cdot x[k] - (2,21132 \cdot y[k] - 2,09038 \cdot y[k - 1]). \quad (4.10)$$

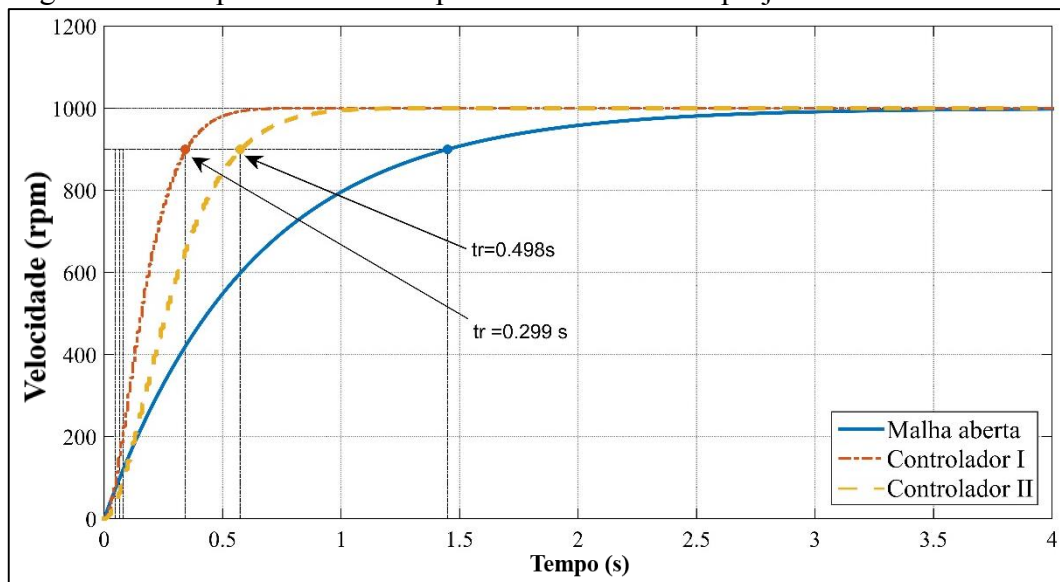
Na equação (4.10), $u[k]$ é a corrente de referência do controlador de corrente, $x[k]$ é a velocidade de referência e $y[k]$ é a velocidade da máquina. A função de transferência de malha fechada em tempo discreto fica, portanto:

$$H_{CL_I} = \frac{0,009667z^{-1}}{1 - 1,814z^{-1} + 0,8241z^{-2}}, \quad (4.11)$$

$$H_{CL_{II}} = \frac{0,003616z^{-1}}{1 - 1,887z^{-1} + 0,8904z^{-2}}. \quad (4.12)$$

A Figura 34 mostra a resposta do sistema em malha fechada para cada condição comparada à malha aberta. Percebe-se que os controladores atenderam aos requisitos do desempenho desejado.

Figura 34 – Resposta do sistema para cada controlador projetado



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2.3 Análise da robustez dos controladores

Conforme Landau e Zito (2006), a robustez de um sistema em malha fechada está relacionada com a distância mínima entre o ponto crítico $(-1, j0)$ e a representação da planta no diagrama de Nyquist, assim como as características em frequência do módulo da função de sensibilidade. Tais aspectos medem o grau de estabilidade do sistema. Alguns elementos auxiliam na avaliação da robustez, como: margem de ganho ΔG , equivalente ao inverso do módulo da função de transferência para a fase de -180° ; margem de fase $\Delta\phi$, é o quanto a fase deve se deslocar para alcançar o ponto crítico quando o módulo da função é unitário; margem

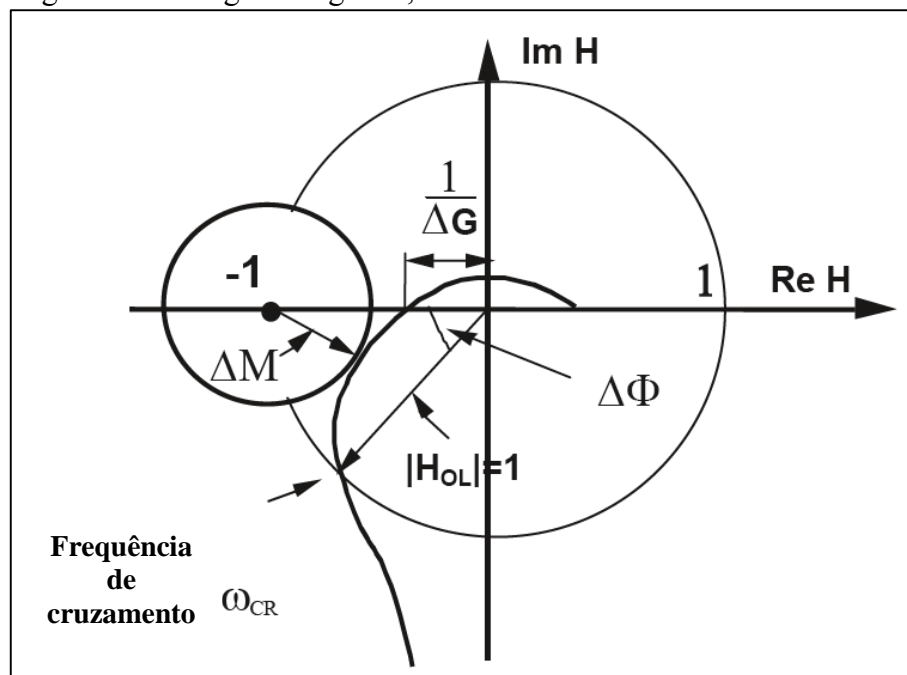
de atraso $\Delta\tau$, é o incremento máximo permitido de um atraso no sistema em malha aberta sem que o sistema em malha fechada se torne instável; e margem de módulo ΔM , que corresponde ao raio de um círculo centrado no ponto crítico e o ponto que tangencia o sistema no diagrama de Nyquist. A Tabela 5 mostra valores típicos adotados para analisar a estabilidade de um controlador considerado robusto. A Figura 35 mostra as margens de fase, ganho e módulo.

Tabela 5 – Valores típicos das margens de estabilidade no projeto do controlador robusto

Parâmetros	Valores típicos adotados	Valores Mínimos
Margem de ganho	$\Delta G \geq 2$ (6 dB)	1,6 (4 dB)
Margem de fase	$30^\circ \leq \Delta\phi \leq 60^\circ$	
Margem de atraso	$\Delta\tau \geq T_s$	$0,75 \cdot T_s$
Margem de módulo	$\Delta M \geq 0,5$ (-6 dB)	0,4 (-8 dB)

Fonte: Adaptado de Landau e Zito (2006).

Figura 35 – Margens de ganho, fase e módulo



Fonte: (LANDAU e ZITO, 2006).

A Tabela 6 resume as margens de ganho, fase e módulo dos dois controladores adotados para o controle da velocidade, comprovando a robustez destes.

Tabela 6 – Margens de ganho, fase e módulo para os controladores projetados para cada condição

Condição	Margem de ganho	Margem de fase	Margem de módulo
I	12,03 (21,61 dB)	$71,68^\circ$	0,917 (-0,754 dB)
II	20,75 (26,34 dB)	$75,57^\circ$	0,952 (-0,428 dB)

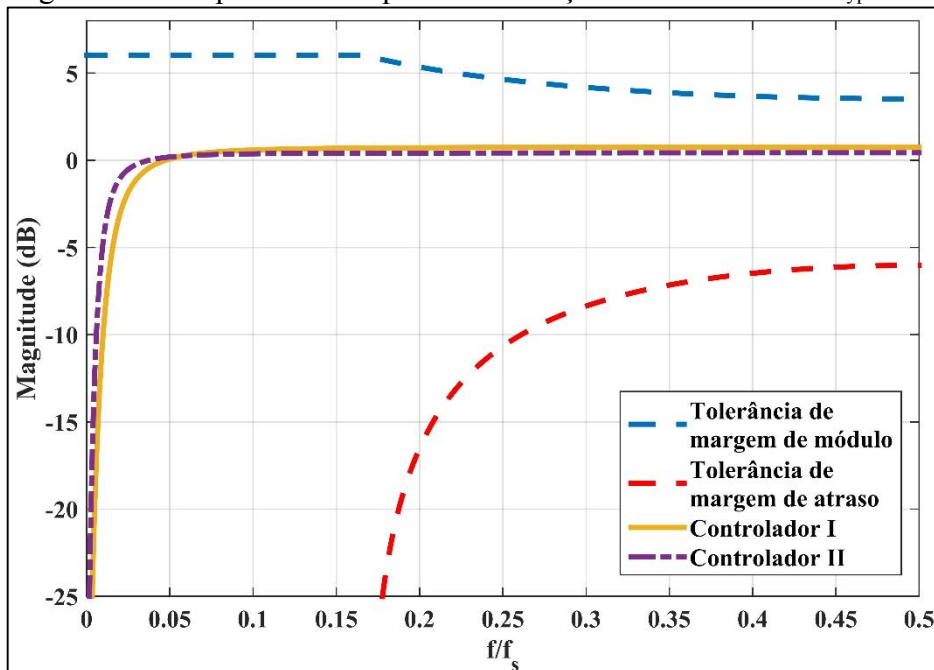
Fonte: Elaborada pelo autor.

A função de transferência entre a perturbação e a saída é definida pela função de sensibilidade:

$$S_{yp}(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})S(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})}. \quad (4.13)$$

A equação (4.13) é um indicador importante para as propriedades de rejeição de perturbação e robustez do sistema em malha fechada (LANDAU e ZITO, 2006). A Figura 36 ilustra a resposta em frequência (f) da equação (4.13) pela frequência de amostragem (f_s), em que tem como limites de tolerância: a margem de módulo, representada pela linha superior azul tracejada e horizontal (até a relação de frequência f/f_s 0,16); e a margem de atraso, representada pela linha vermelha curva tracejada inferior e parte da linha azul curva tracejada superior (que se inicia na relação de frequência f/f_s 0,16 e vai até 0,5). Para que o controlador seja considerado robusto, recomenda-se que a função de sensibilidade permaneça dentro dos limites de tolerância especificados pelas linhas tracejadas da Figura 36.

Figura 36 – Resposta em frequência da função de sensibilidade S_{yp}

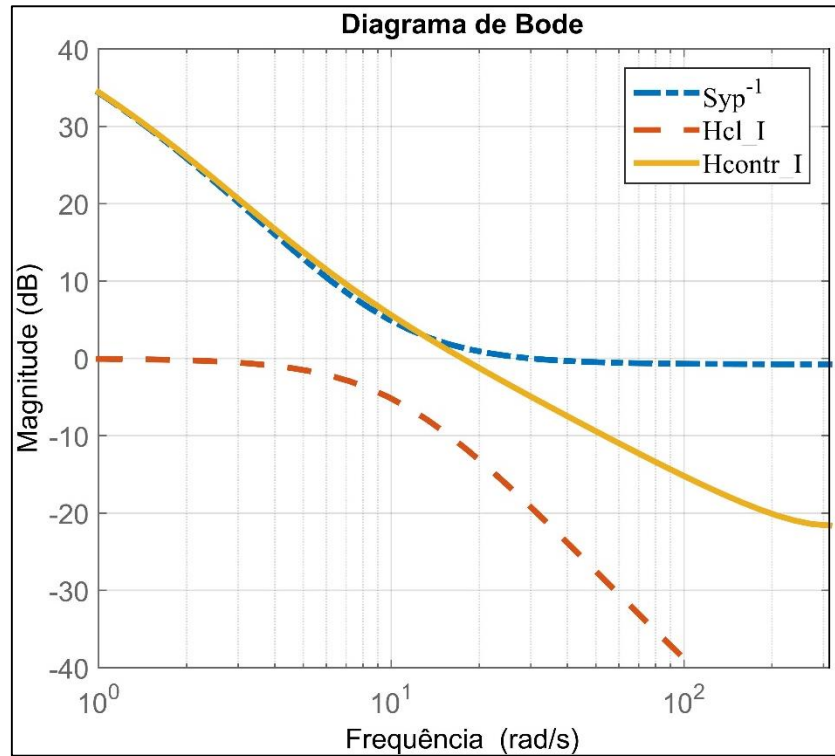


Fonte: Elaborada pelo autor.

Uma outra representação da robustez do controlador pode ser encontrada na Figura 37, que mostra a distância entre a inversa da função da sensibilidade e o sistema em malha fechada, sendo S_{yp}^{-1} o inverso da equação (4.13), H_{CL} é definido em (4.11) e (4.12), e H_{CONTR} :

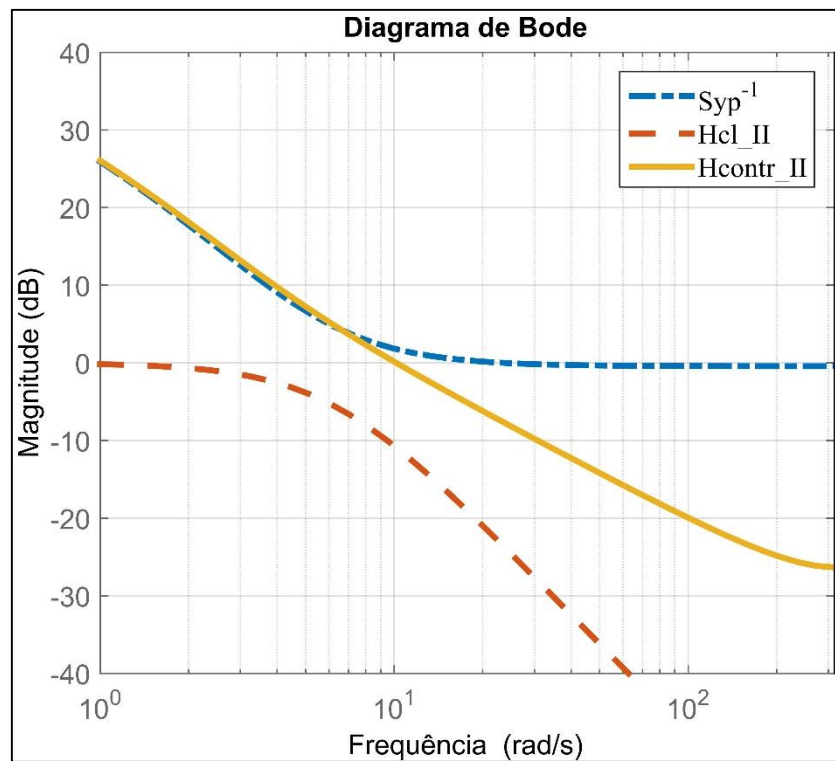
$$H_{CONTR}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1})}. \quad (4.14)$$

Figura 37 – Análise do gráfico de bode para a função de sensibilidade e do sistema em malha fechada do controlador I



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 38 – Análise do gráfico de bode para a função de sensibilidade e do sistema em malha fechada do controlador II



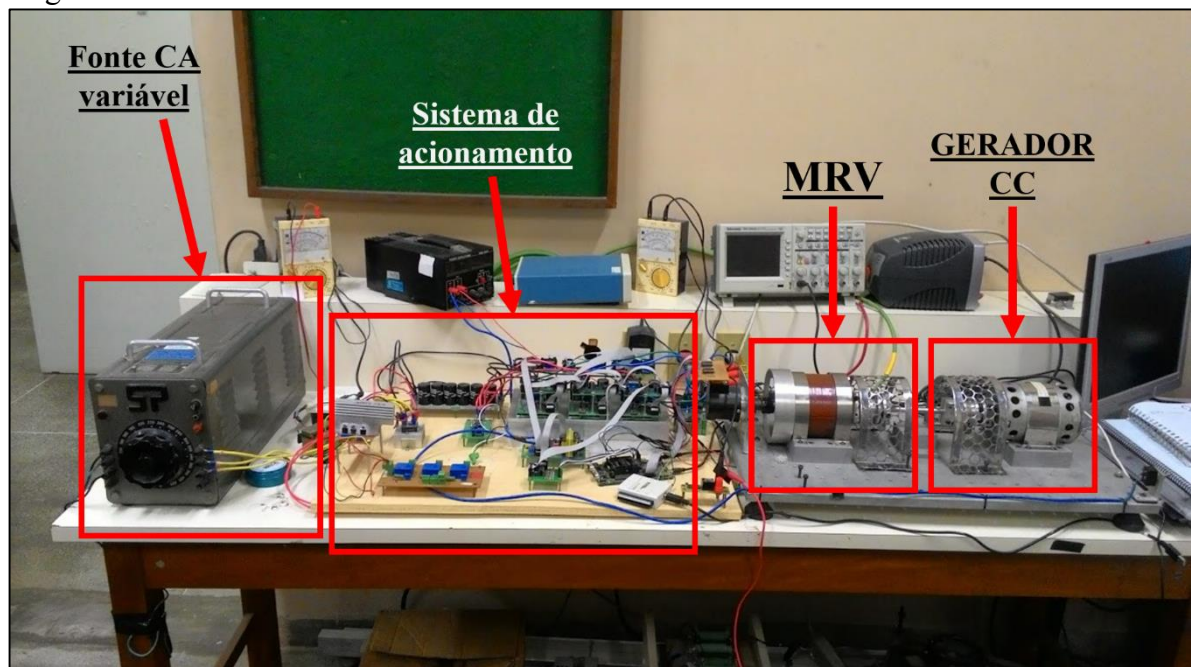
Fonte: Elaborada pelo autor.

5 IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES E RESULTADOS

O processamento dos sinais envolvidos na implementação prática são efetuados pelo controlador digital de sinais (*Digital Signal Controller* - DSC) TMS320F28335. O sensoriamento da posição é realizado pelo encoder tipo absoluto *gray Allen-Bradley 845GM-F1GSHC1024R* de 10 bits. O sensor de corrente utilizado para cada fase foi o modelo LEM LA25-NP, com capacidade máxima de 25 A. O circuito de aplicação de carga no gerador CC estava inoperante, sendo necessária o acionamento manual da carga.

A Figura 39 apresenta a MRV montada em bancada utilizada para os experimentos.

Figura 39 – MRV montada em bancada com o gerador CC acoplado ao eixo da máquina como carga



Fonte: Elaborada pelo autor.

Inicialmente aplicou-se controladores de velocidade definidos em 4.2 no simulador, tendo como base a análise não linear e, em seguida, na MRV montada em bancada e observou-se o comportamento da velocidade e corrente de referência para o controlador de corrente. Utilizou-se na simulação um ângulo de adiantamento de ligamento e desligamento da fase de $2,5^\circ$, adequando-se à condição real. A comutação suave foi escolhida para chaveamento das fases. Antes de acionar a máquina, ajusta-se a fonte de tensão variável para que o barramento CC esteja com tensão nominal de 100 V. É válido salientar que a corrente máxima suportada pelo barramento CC é 10 A. Para o circuito de alimentação na simulação utilizou-se apenas uma fonte de tensão contínua ideal. No início do experimento, é realizado o alinhamento do

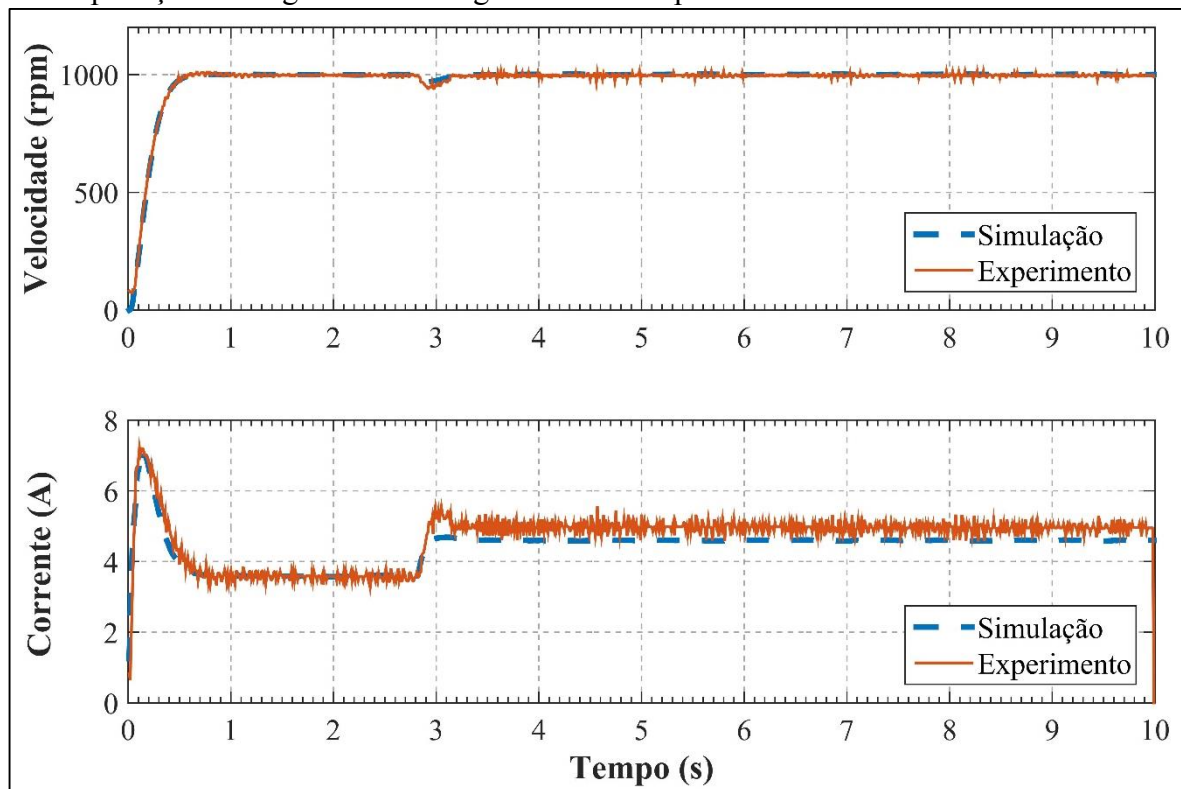
eixo com os polos por meio da energização de uma fase. Tal característica é perceptível nos gráficos de velocidade dos resultados, uma vez que há uma aceleração brusca durante o alinhamento no início do experimento.

Inicialmente foi implementado o controlador de velocidade I e observado seu comportamento mediante a aplicação de perturbações de carga e falta. Nesta seção serão analisados os dados de simulação e práticos com maiores detalhes, tendo em vista os gráficos de corrente na fase, indutância e sua derivada, conjugado da máquina, acionamento da fase, relacionando os resultados obtidos com a teoria apresentada em 2.

5.1 Resultados experimentais para o controlador I

Implementou-se o controlador no simulador para o controlador I da Tabela 3, e obteve-se os resultados de velocidade e corrente de referência mostrados na Figura 40. Em 2,98 segundos após o acionamento, aplicou-se uma carga de resistência 3Ω no gerador CC.

Figura 40 – Gráfico de resultados obtidos para a velocidade e corrente para o controlador I com aplicação de carga resistiva ao gerador CC acoplado à MRV



Fonte: Elaborada pelo autor.

Percebe-se que o gráfico da simulação da velocidade se mantém bem próximo ao aplicado na máquina real, uma vez que estão sobrepostos em praticamente toda sua extensão, assim como a corrente de referência. O erro quadrático médio absoluto foi calculado para medir a diferença entre os dados simulados e real, desprezando o regime transitório. Desta maneira, a Tabela 7 resume os erros de velocidade e corrente durante o período de operação à vazio e após a aplicação da carga. Para a velocidade, mediu-se o erro tanto entre o real e a referência como entre o real e o simulado, e para a corrente entre o real e o simulado.

Tabela 7 – Erro quadrático médio absoluto de velocidade e corrente para o controlador I em condição de carga

Perturbação	Velocidade (rpm)		Corrente (A) Real e simulado
	Real e referência	Real e simulado	
Operando à vazio	5,80	5,63	0,13
Operando com carga de 3 Ω no gerador CC	8,05	8,35	0,39

Fonte: Elaborada pelo autor.

Infere-se a partir da Tabela 7 que os erros entre o real e a referência e o real e o simulado da velocidade se mantém bem baixos, visto que a velocidade de referência é 1000 rpm. A corrente de referência também permanece bem próxima da prática, mesmo após a aplicação de cargas. Para diminuir o erro medido, um ajuste fino deveria ser realizado no controlador para que se elimine o erro de referência apresentado.

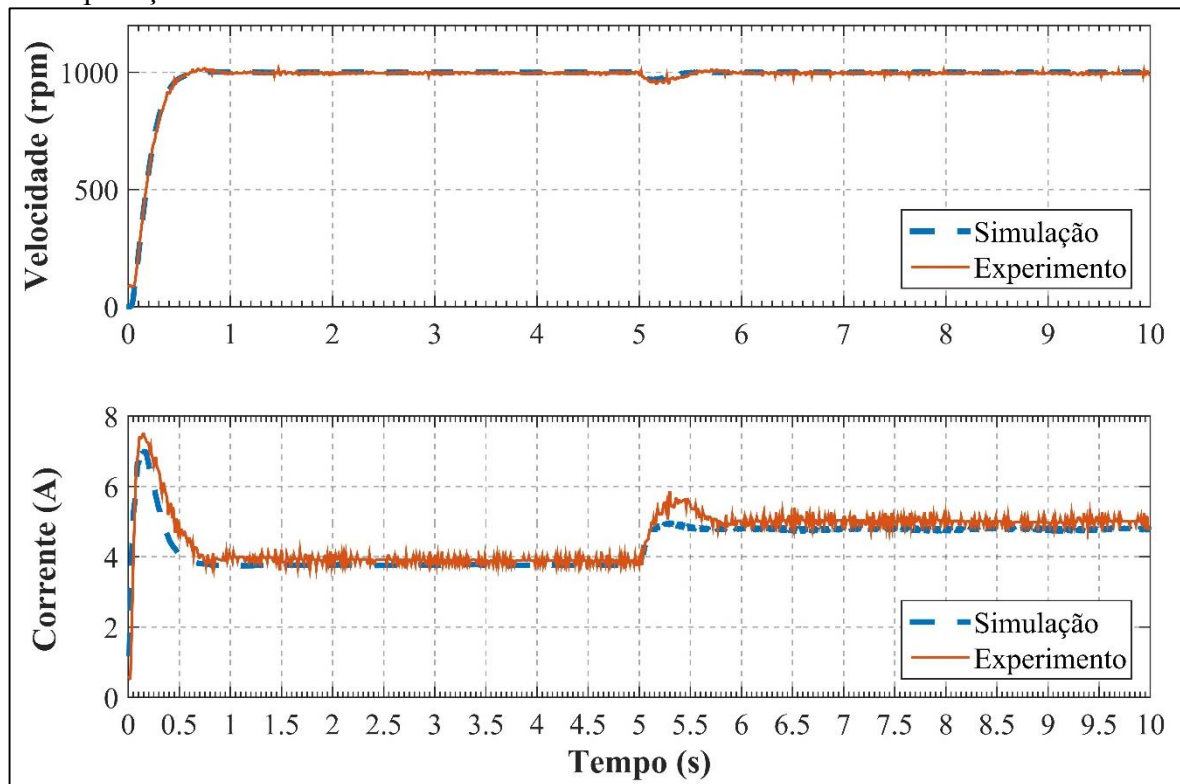
O segundo experimento consistiu em acionar a máquina com o mesmo controlador I e, após cinco segundos, aplicar uma falta de fase e observar o comportamento da velocidade e corrente de referência. A Figura 41 ilustra os resultados obtidos em comparação à simulação sob as mesmas condições.

Observa-se novamente pelo gráfico que os dados de simulação e práticos permaneceram dentro de valores satisfatórios, salvo nos regimes transitórios em que o real diferiu em pequena proporção do simulado. Quando submetido à falta, o desempenho da máquina é prejudicado por possuir apenas 2 fases em operação, sendo necessário o incremento da corrente de referência da máquina, observada a partir da falta.

Calculou-se novamente o erro quadrático médio absoluto para verificar o quanto os dados de simulação e prático se distanciaram entre si e da referência proposta, resumido na Tabela 8, utilizando a mesma metodologia supracitada.

Percebe-se que a perturbação da falta de fase tem o erro de velocidade e corrente menor quando comparado com a carga do gerador CC, sendo possível observar um comportamento mais estável da máquina quando submetido à falta de fase.

Figura 41 – Gráfico de resultados obtidos para a velocidade e corrente para o controlador I com aplicação de falta de fase à MRV



Fonte: Elaborada pelo autor.

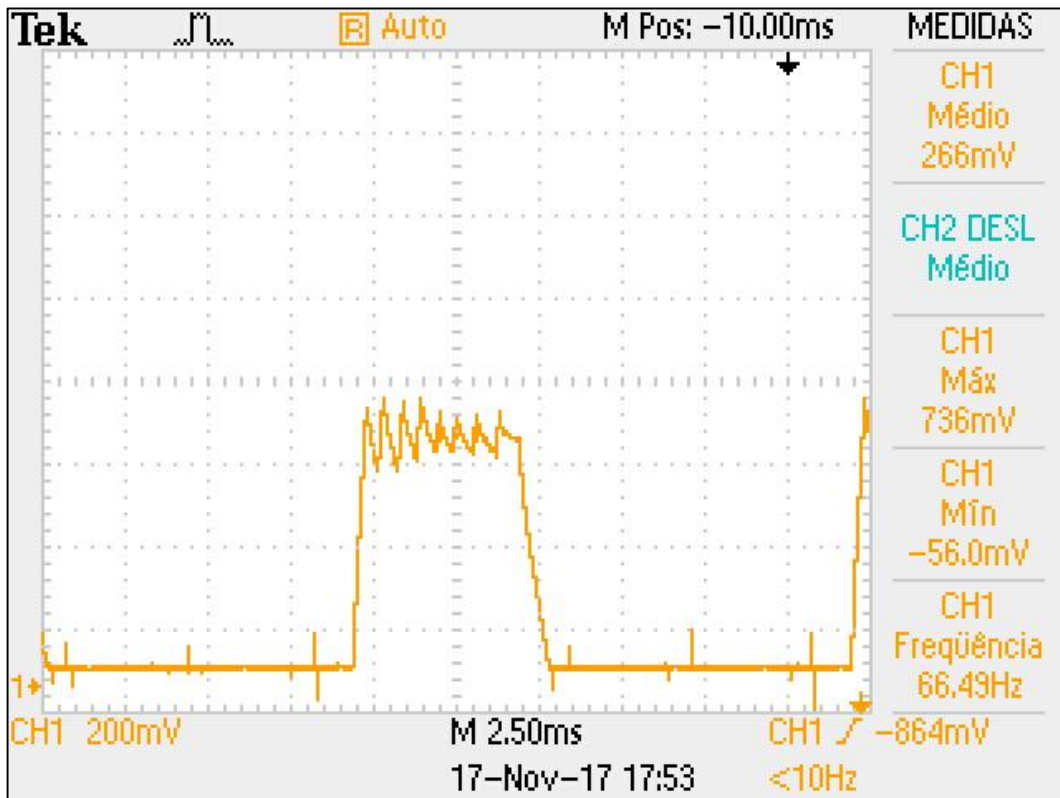
Tabela 8 – Erro quadrático médio absoluto de velocidade e corrente para o controlador I em condição de falta

Perturbação	Velocidade (rpm)		Corrente (A) Real e simulado
	Real e referência	Real e simulado	
Operando à vazio	5,62	5,71	0,13
Operando com uma falta de fase	6,32	6,73	0,18

Fonte: Elaborada pelo autor.

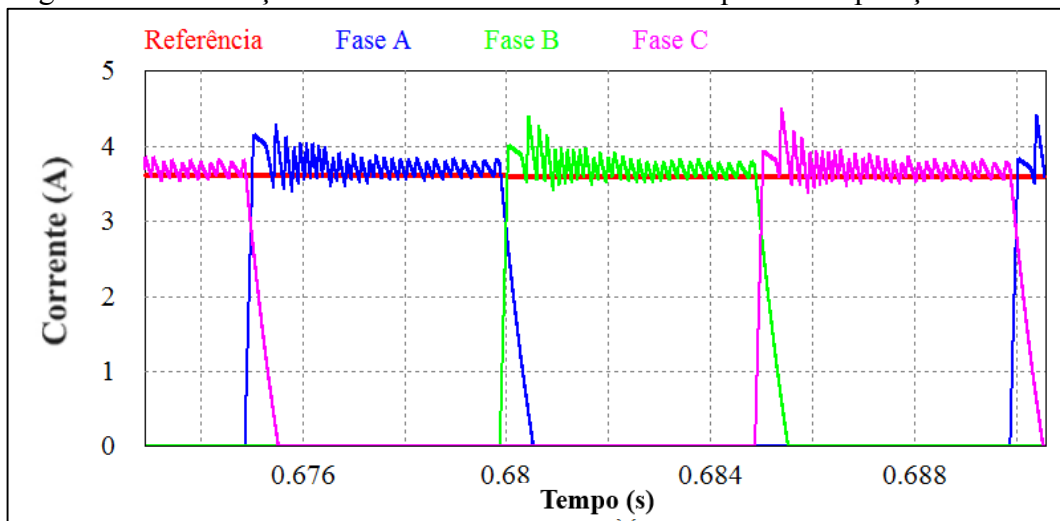
Os gráficos das correntes real e simulada também foram adquiridos e estão expostos nas Figura 43 e Figura 42. Foi utilizada uma ponteira de medição com relação de 100 mV/A. Percebe-se que a oscilação da corrente é condizente com a comutação suave, exposta em 2.5.4. O gráfico da corrente obtida em osciloscópio foi obtido de uma fase operante após a condição de falta.

Figura 42 – Corrente de uma fase medida em osciloscópio para o controlador I após a falta de fase



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 43 – Simulação da corrente em cada fase da máquina em operação normal

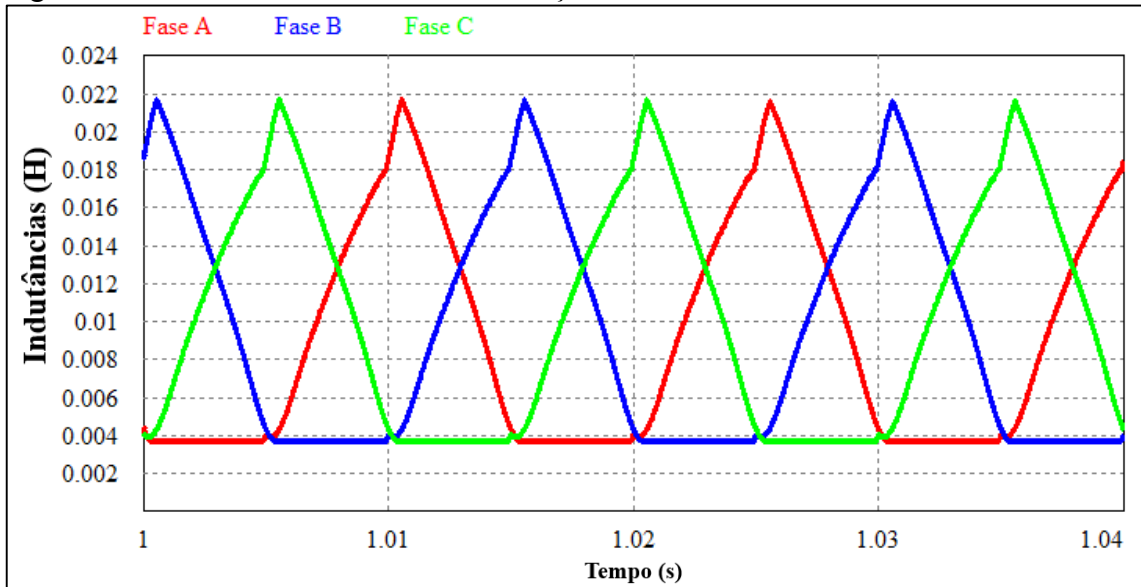


Fonte: Elaborada pelo autor.

Outros gráficos podem ser gerados pela simulação, como o perfil de indutâncias observado na Figura 44. Verifica-se que os valores permaneceram dentro do estimado em 2.6.1, seção que identificou os perfis de indutância da máquina real. É também possível notar um alongamento do ponto máximo de indutância para cada fase devido ao decréscimo brusco da

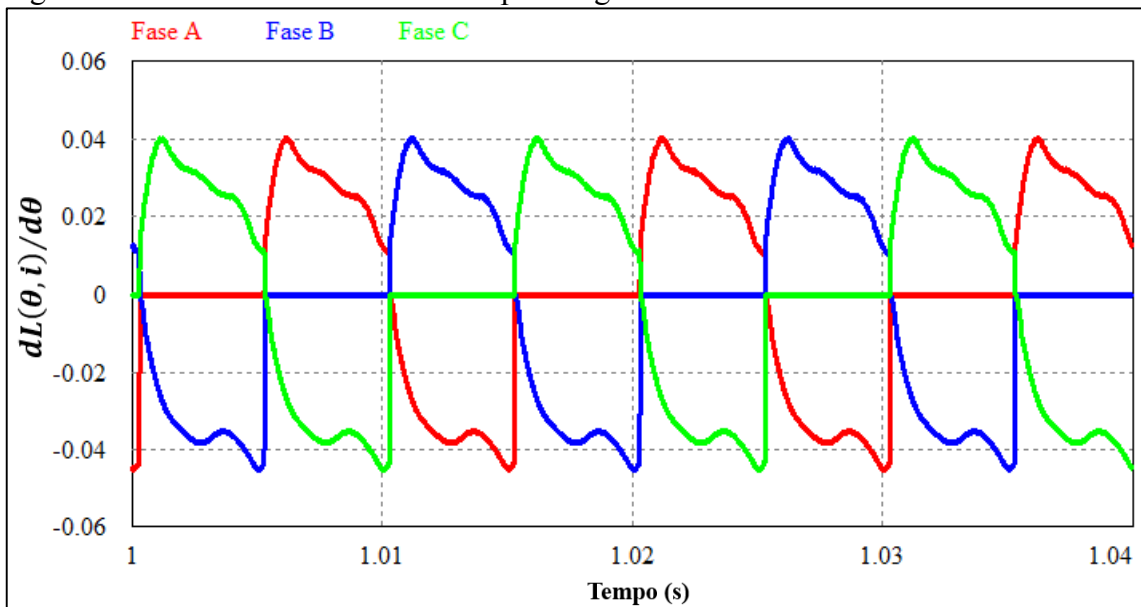
corrente pelo desligamento da fase, levando a indutância para um perfil de corrente menor conforme verificado na Figura 19, em que foram determinados os perfis de indutância para cada nível de corrente.

Figura 44 – Perfil de indutâncias da simulação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 45 – Derivadas das indutâncias pelo ângulo



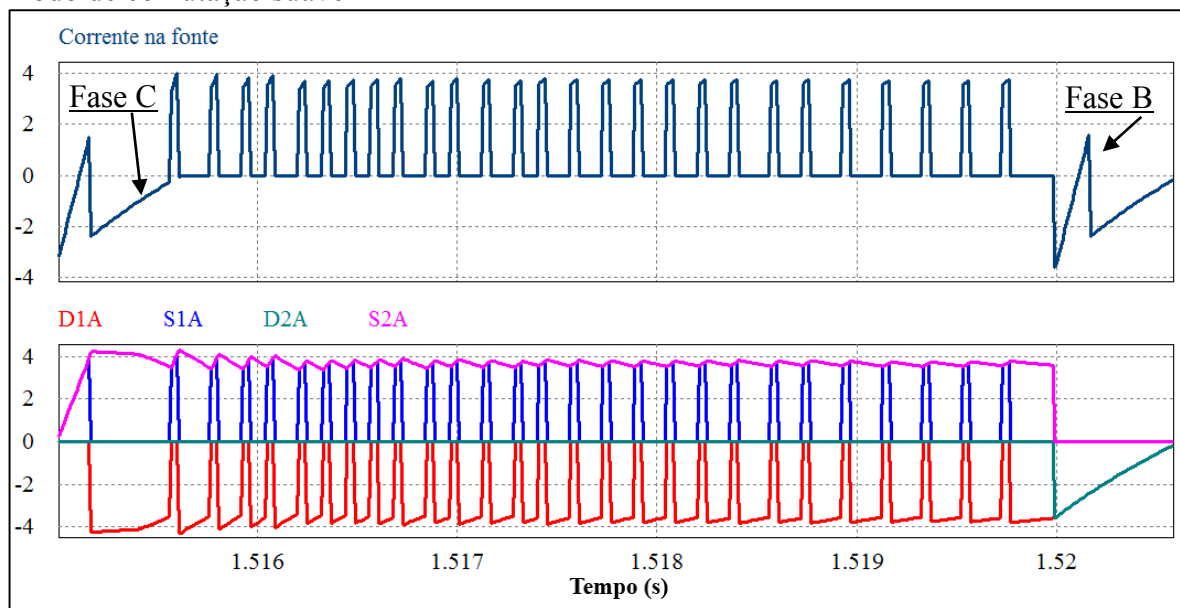
Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 45 mostra os perfis de derivadas das indutâncias de cada fase. Este bloco, conforme comentado em 3.1.2, tem como entrada as correntes de cada fase e o ângulo atual do rotor, e a saída é a derivada de indutância de cada fase. Optou-se por utilizar este método devido

ao maior grau de confiabilidade dos dados durante a simulação, pois as indutâncias sofrem pequenas oscilações durante toda a simulação, e isto acarretaria grandes variações na derivada. Esta característica afetaria todos os blocos que dependem da derivada, como o bloco de conjugado da máquina e a força contraeletromotriz.

Conforme discutido em 2.5.3, o controle da corrente por histerese gera pulsos de corrente na fonte da máquina. Isto pode ser concretizado pela Figura 46, que mostra os gráficos da corrente na fonte e em cada chave e diodo da fase A da MRV.

Figura 46 – Gráficos da corrente na fonte (superior) e em cada chave e diodo (inferior) no modo de comutação suave

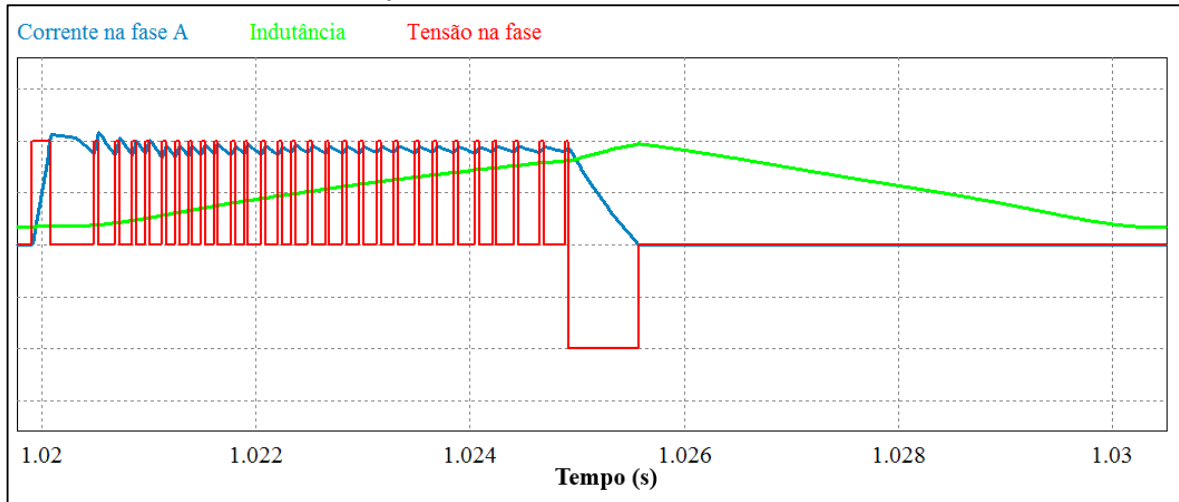


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na comutação suave com controle de corrente por histerese, as chaves superior S1A e inferior S2A ligam para conduzir corrente pela fase até que esta alcance o valor de referência, sendo desligada a chave S1A e mantendo-se a circulação da corrente pelo diodo de roda livre D1A. Ao ocorrer o desligamento da chave, a fonte não mais fornece corrente para o circuito até que as chaves S1A e S2A estejam ligadas novamente. No término da faixa de condução da fase, as duas chaves são desligadas, sendo devolvida a corrente para a fonte por meio dos diodos D1A e D2A. A análise aqui estabelecida guarda muita semelhança com o observado na Figura 16, em que Miller (2001) explana o controle apenas para uma fase isolada, enquanto a Figura 46 analisa a fase A com as outras em funcionamento, observada pela corrente da fase C que está retornando à fonte no início do gráfico e pela corrente entregue à fase B no final do gráfico. Para ilustrar a aplicação de tensão e circulação de corrente na fase no modo de comutação suave,

a Figura 47 reproduz o mesmo resultado do exposto na Figura 18, evidenciando a fidelidade do simulador ao desenvolvido na modelagem da máquina.

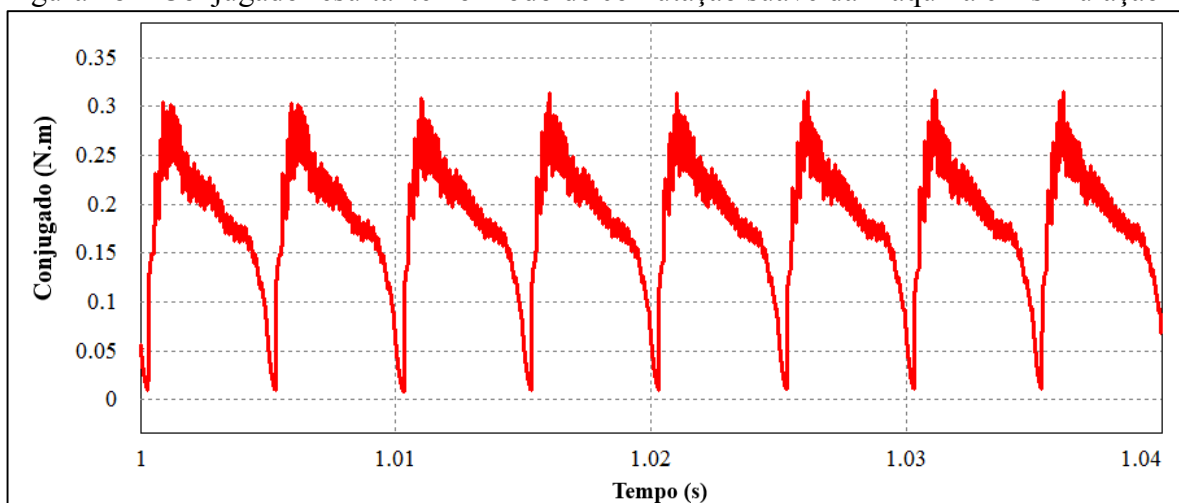
Figura 47 – Gráfico da corrente, tensão e indutância na fase A no modo de comutação suave em escala diferente na simulação



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 48 mostra o gráfico do conjugado resultante da máquina operando em vazio. É possível observar a oscilação do conjugado de modo acentuado, característica desvantajosa da máquina para aplicações que se necessite de conjugado linear. O chaveamento da fase torna ainda mais oscilatório o comportamento do conjugado, observado pelas pequenas variações na figura. A medição do conjugado real médio da máquina não foi possível porque o sensor de conjugado havia sido desmontado.

Figura 48 – Conjugado resultante no modo de comutação suave da máquina em simulação

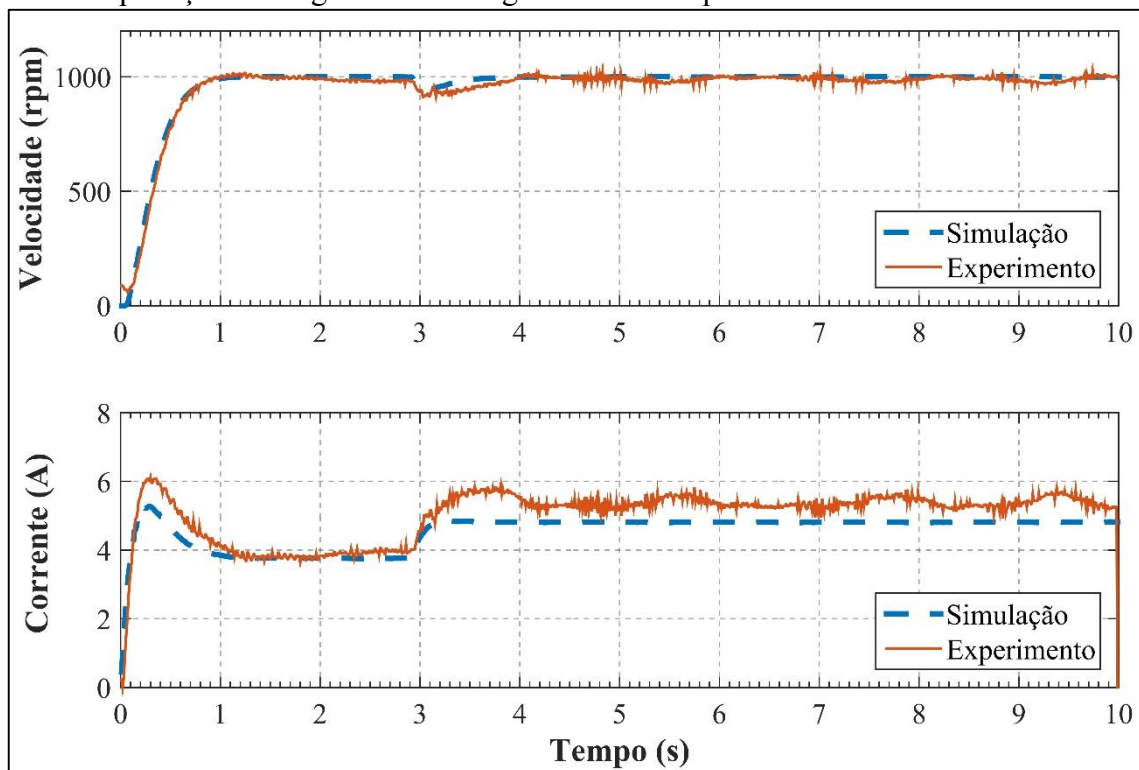


Fonte: Elaborada pelo autor.

5.2 Resultados experimentais para o controlador II

Os resultados simulados e práticos de velocidade e corrente para o controlador de velocidade II estão mostrados na Figura 49, em que a linha contínua representa os dados adquiridos na implementação prática e a tracejada os dados da simulação.

Figura 49 – Gráfico de resultados obtidos para a velocidade e corrente para o controlador II com aplicação de carga resistiva ao gerador CC acoplado à MRV



Fonte: Elaborada pelo autor.

Inicialmente energizou-se a máquina até estabilizar a velocidade e, após aproximadamente 3 segundos, aplicou-se a carga resistiva ao gerador acoplado à MRV. Percebe-se que, ainda durante a operação à vazio, a corrente de referência se comporta de maneira oscilatória, assim como após a aplicação da carga. Tal comportamento pode estar atribuído ao desempenho desejado para o controlador no projeto, pois percebe-se uma resposta mais lenta quando comparada à Figura 40. Outro fator que deve ser levado em consideração foi a vibração mecânica da máquina observada durante a operação neste experimento, podendo estar relacionada à algum desalinhamento entre os eixos da máquina.

Do mesmo modo que foi calculado o erro quadrático médio absoluto da simulação e do prático em 5.1, nesta seção também foi realizado para efeito de comparação. A Tabela 9 resume os valores dos erros de velocidade e corrente para a condição de carga.

Tabela 9 – Erro quadrático médio absoluto de velocidade e corrente para o controlador II em condição de carga

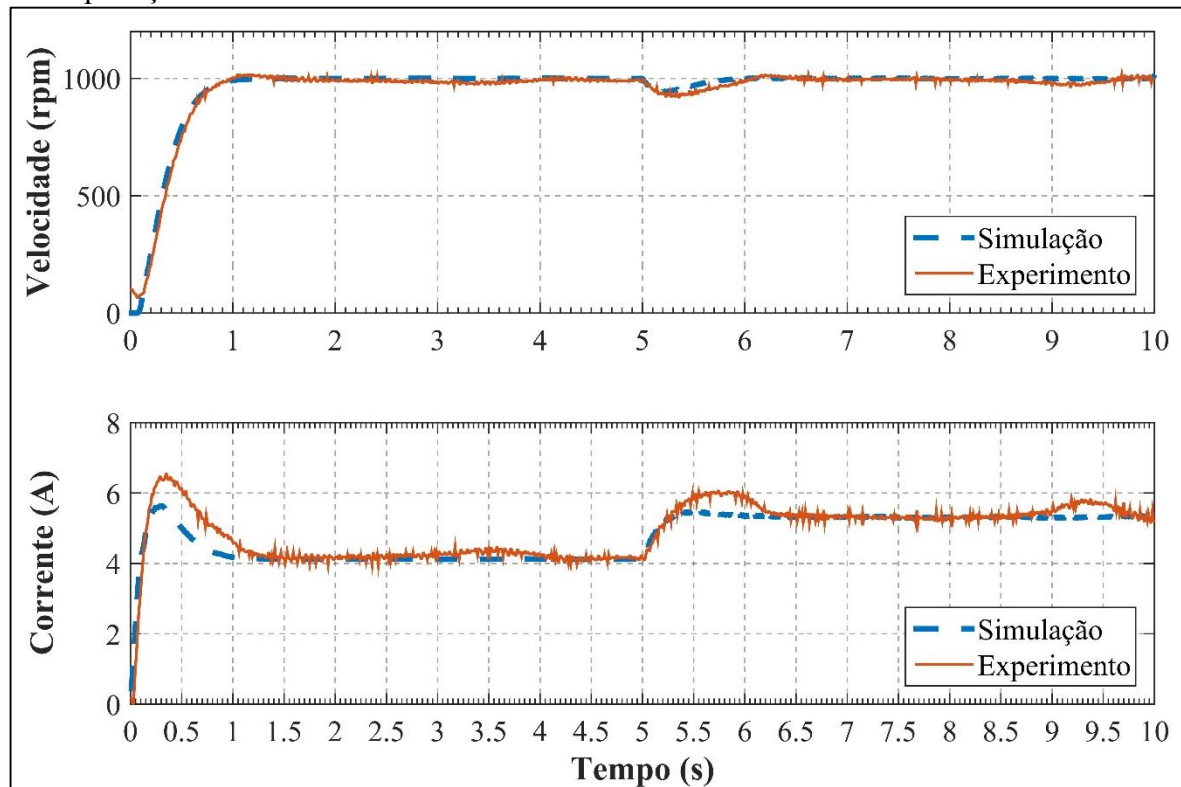
Perturbação	Velocidade (rpm)		Corrente (A) Real e simulado
	Real e referência	Real e simulado	
Operando à vazio	13,18	13,65	0,13
Operando com carga de 3 Ω no gerador CC	15,42	15,49	0,58

Fonte: Elaborada pelo autor.

Verifica-se que o erro reflete a oscilação observada durante a operação da máquina, sendo superiores à condição observada no experimento do controlador I.

A situação de falta também foi aplicada ao controlador II, sendo apresentados os gráficos dos resultados de velocidade e corrente de referência na Figura 50. A falta foi aplicada cinco segundos após o início do experimento prático. Percebe-se que a oscilação do sinal de corrente após a aplicação da falta também ocorreu neste experimento, de maneira mais moderada. A velocidade da máquina se estabiliza e, aproximadamente no instante de 8,7 segundos, tende a não seguir a referência, justificando o esforço de controle da corrente neste mesmo instante. Assim como nos outros experimentos, calculou-se o erro quadrático médio absoluto para a situação de falta, resumido na Tabela 10.

Figura 50 – Gráfico de resultados obtidos para a velocidade e corrente para o controlador II com aplicação de falta de fase à MRV



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 10 – Erro quadrático médio absoluto de velocidade e corrente para o controlador II em condição de falta

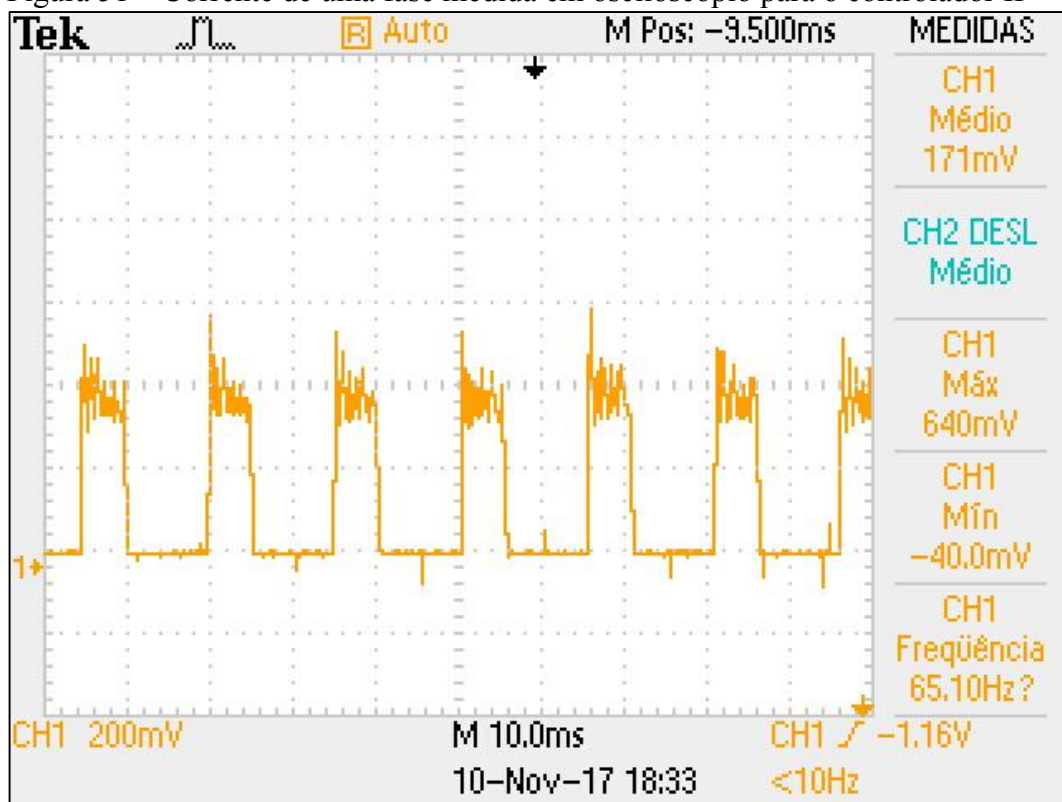
Perturbação	Velocidade (rpm)		Corrente (A) Real e simulado
	Real e referência	Real e simulado	
Operando à vazio	13,79	13,61	0,15
Operando com uma falta de fase	12,91	13,55	0,18

Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se que os sinais da simulação de velocidade e corrente não contemplam as variações ocorridas na situação real, uma vez que a simulação não prevê tais situações adversas. O erro manteve-se superior ao do controlador I, refletindo a oscilação observada durante o ensaio. Um aumento no tempo do experimento possivelmente diminuiria estes erros, uma vez que se observa a estabilidade da velocidade e corrente entre os instantes de 6,5 e 8,5 segundos.

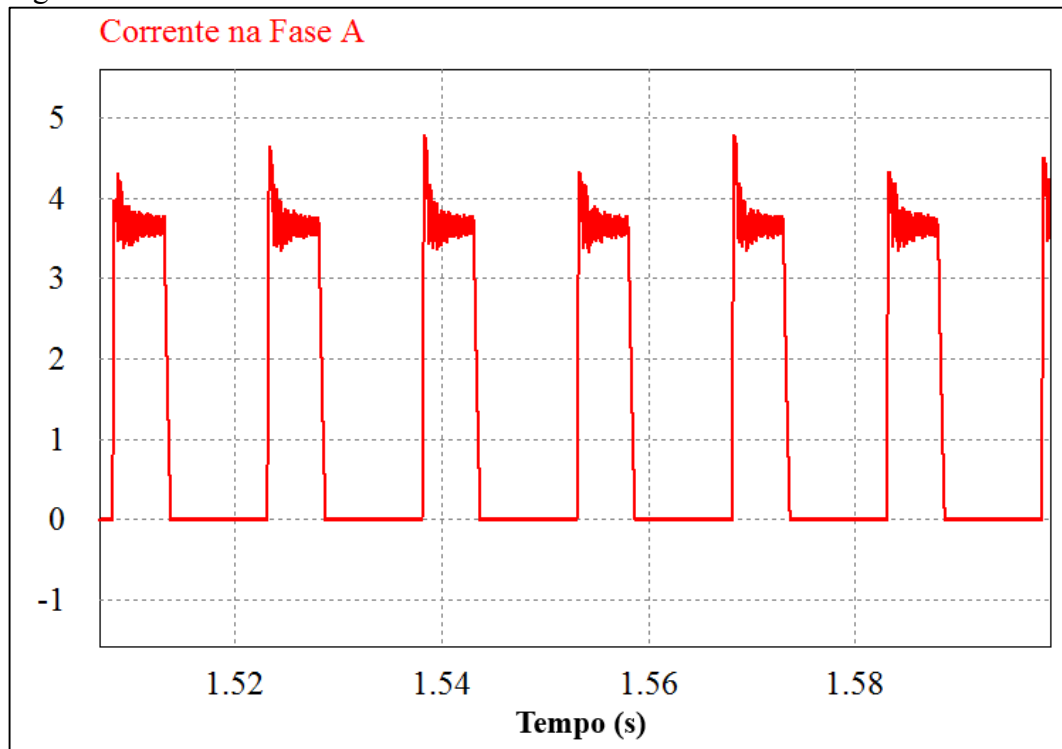
A Figura 51 ilustra no osciloscópio a amostra da corrente de uma fase, com ponta de prova para corrente ajustada em 100 mV/A. Observa-se um pico de corrente de 6,40 A, mas que, em média, se estabiliza em 4,6 A.

Figura 51 – Corrente de uma fase medida em osciloscópio para o controlador II



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 52 – Corrente de uma fase no simulador



Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3 Resultados de simulação para outras condições

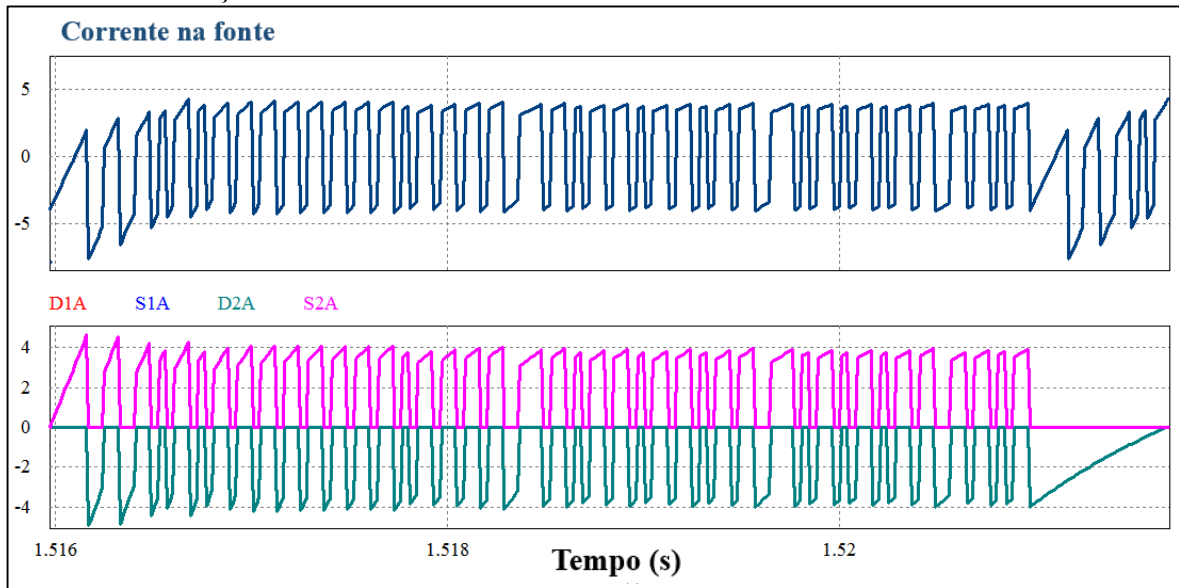
Nesta seção serão analisados os outros tipos de acionamentos discutidos em 2.5, tendo como objetivo corroborar as abordagens teóricas realizadas e verificando a fidelidade do simulador quanto aos resultados esperados.

5.3.1 Simulação do acionamento no modo de comutação brusca

A título de conhecimento, implementou-se apenas em simulação a comutação brusca com controle de corrente por histerese. Para realizar esta simulação, modifica-se a opção de comutação suave (*Soft*) para brusca (*Hard*) no bloco Parâmetros de acionamento. Também foi utilizado o ângulo de $2,5^\circ$ de ligamento e desligamento da fase. A Figura 53 mostra o resultado da simulação.

Pode-se observar que as linhas do gráfico dos diodos D1A e D2A, assim como das chaves S1A e S2A estão sobrepostas, pois na comutação brusca as chaves comandam simultaneamente para efetuar o controle da corrente. A corrente na fonte é positiva quando as chaves estão ligadas e comandam bruscamente para o valor negativo quando desligadas.

Figura 53 – Gráficos da corrente na fonte (superior) e em cada chave e diodo (inferior) no modo de comutação brusca



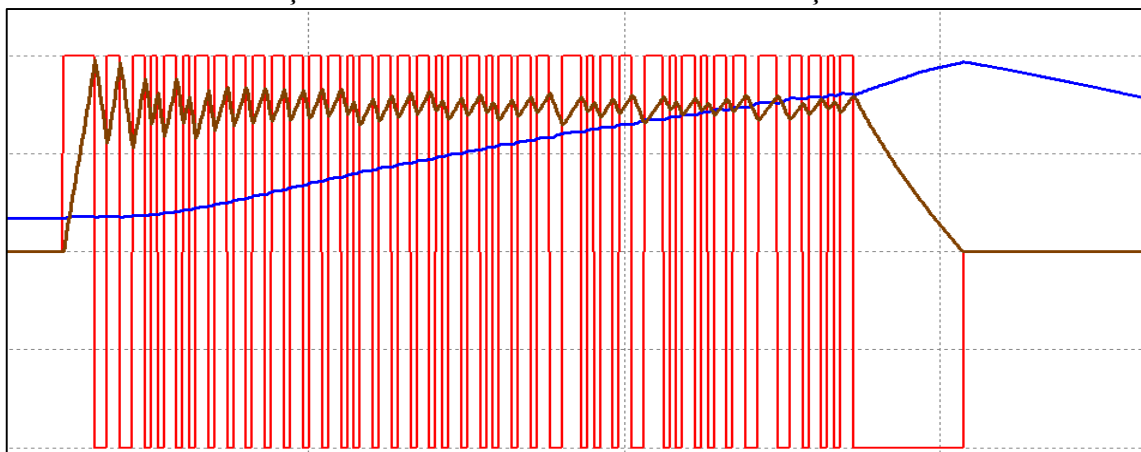
Fonte: Elaborada pelo autor.

Nota-se que a corrente na fonte sofre um deslocamento no início e no fim do gráfico mostrado. Isto ocorre devido à descarga de corrente da fase C no início da condução da fase A; e a descarga da fase A e início de condução da fase B no final do gráfico

A Figura 54 mostra a comutação brusca do ponto de vista da tensão, corrente e indutância. Percebe-se uma oscilação bem mais intensificada quando comparada com a comutação suave da Figura 54.

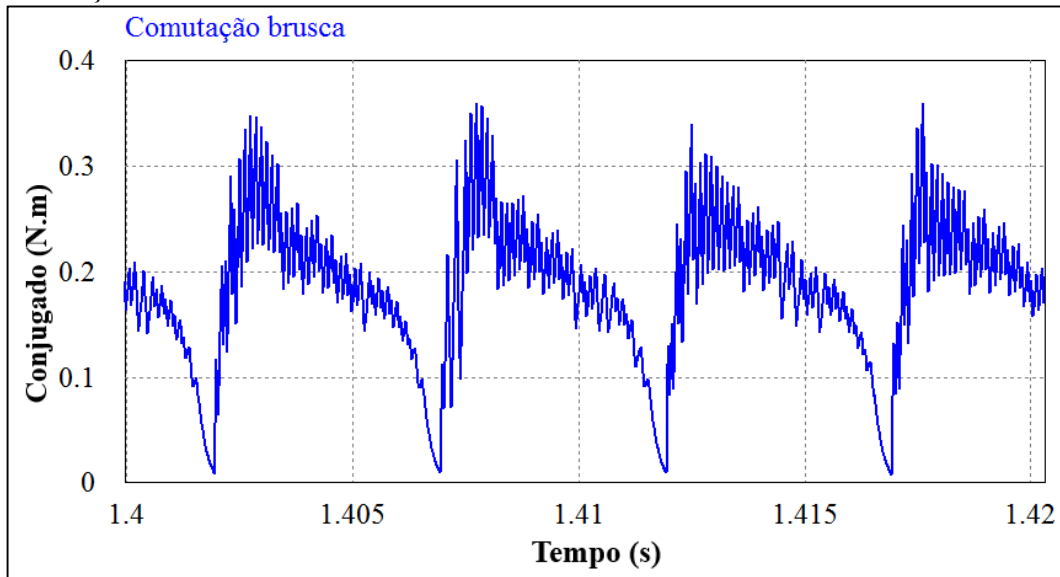
Outro fato relevante que merece atenção na análise é o conjugado produzido pela máquina que também sofre com a oscilação, uma vez que é diretamente proporcional ao quadrado da corrente. A Figura 55 ilustra o conjugado da máquina funcionando em vazio.

Figura 54 – Gráfico da corrente (marrom), tensão (vermelho) e indutância (azul) na fase A no modo de comutação brusca em escala diferente na simulação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 55 – Conjugado resultante no modo de comutação brusca da máquina em simulação

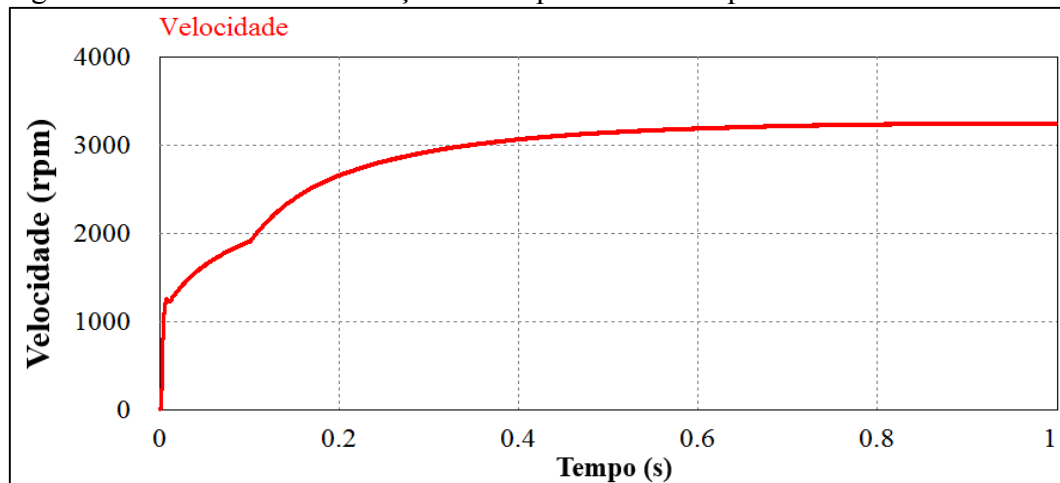


Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3.2 Simulação do acionamento no modo pulso único

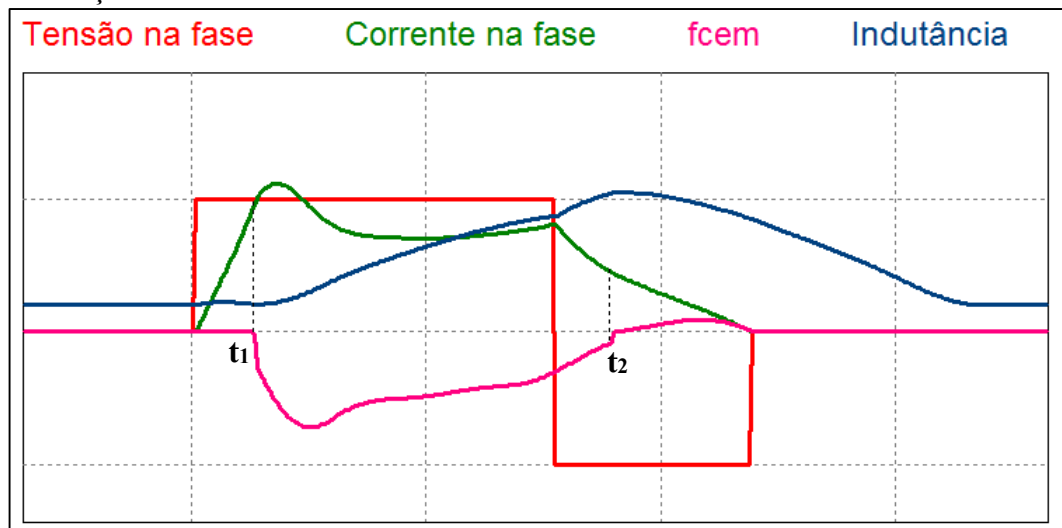
O acionamento da máquina para que se alcance altas velocidades é realizado pelo modo pulso único. Implementou-se este tipo de acionamento no simulador habilitando o modo pulso único no bloco de Parâmetros de acionamento. Para observar este comportamento, o controlador de corrente por histerese foi desligado, assim como o saturador de corrente. Sendo assim, o acionamento ocorre apenas pelo posicionamento do eixo. O ângulo de adiantamento de ligamento e desligamento de cada fase permaneceu fixo em 5° para toda a simulação. A Figura 56 ilustra a velocidade de rotação. Observa-se que rapidamente a máquina alcança velocidade acima da nominal de 2000 rpm.

Figura 56 – Velocidade de rotação da máquina no modo pulso único



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 57 – Gráfico da corrente (verde), tensão (vermelho), força contraeletromotriz (rosa) e indutância (azul) na fase A no modo de pulso único em escala diferente na simulação

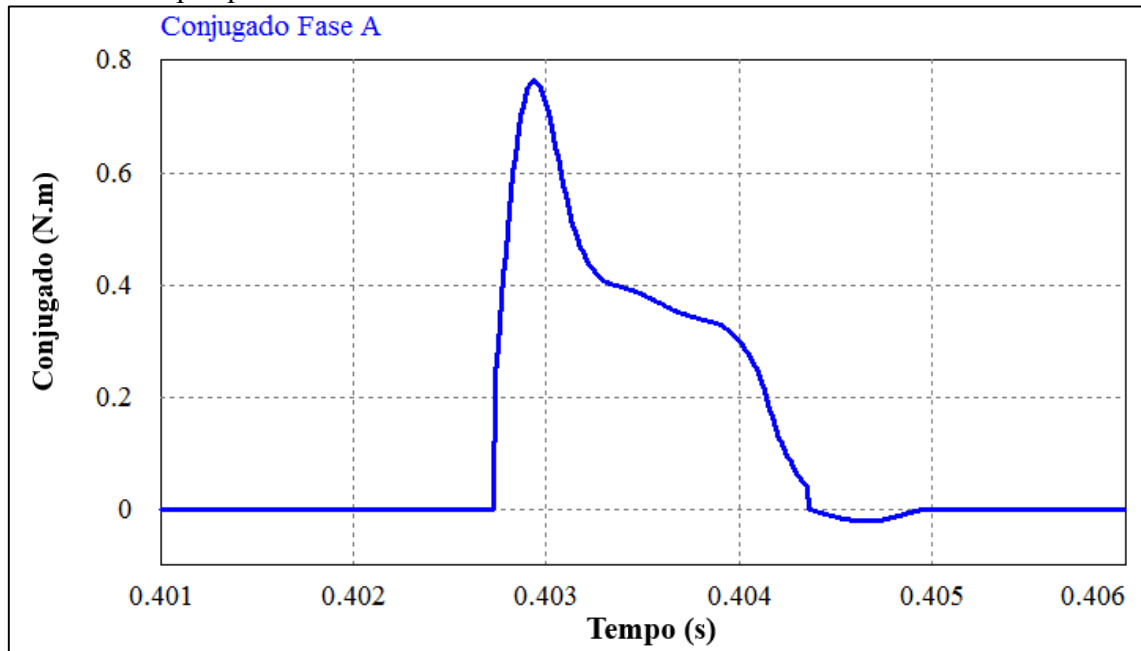


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 57 mostra o gráfico da corrente, tensão, força contraeletromotriz e indutância em uma fase da máquina, bem similar ao explicado em 2.5.6 e exposto na Figura 18. Percebe-se que ao ser ligada a fase, a corrente cresce linearmente até o início da região ascendente da indutância, representado por t_1 . Neste instante, a força contraeletromotriz surge bruscamente, representada no gráfico pela linha rosa, diminuindo a taxa de variação positiva da corrente. A força contraeletromotriz foi invertida para tornar o gráfico visualmente mais didático, uma vez que ela está contribuindo na diminuição da corrente. Como a fcem não supera a tensão da fonte, a taxa de variação de corrente permanece positiva e a corrente continua a crescer, embora seja a uma taxa menor. Até que as chaves são desligadas e a tensão na bobina se inverte, invertendo bruscamente a taxa de variação da corrente e esta passa a diminuir rapidamente. Tal taxa é ainda menor porque a fcem está contribuindo negativamente. No instante t_2 há a inversão da fcem devido à indutância, aumentando a derivada da corrente, ainda que esta permaneça negativa.

A Figura 58 mostra o conjugado instantâneo produzido por uma fase da máquina operando em vazio. Percebe-se a oscilação constante do conjugado devido à característica não linear da máquina, inclusive a contribuição de conjugado negativo.

Figura 58 – Conjugado produzido por uma fase da máquina operando em vazio com acionamento por pulso único



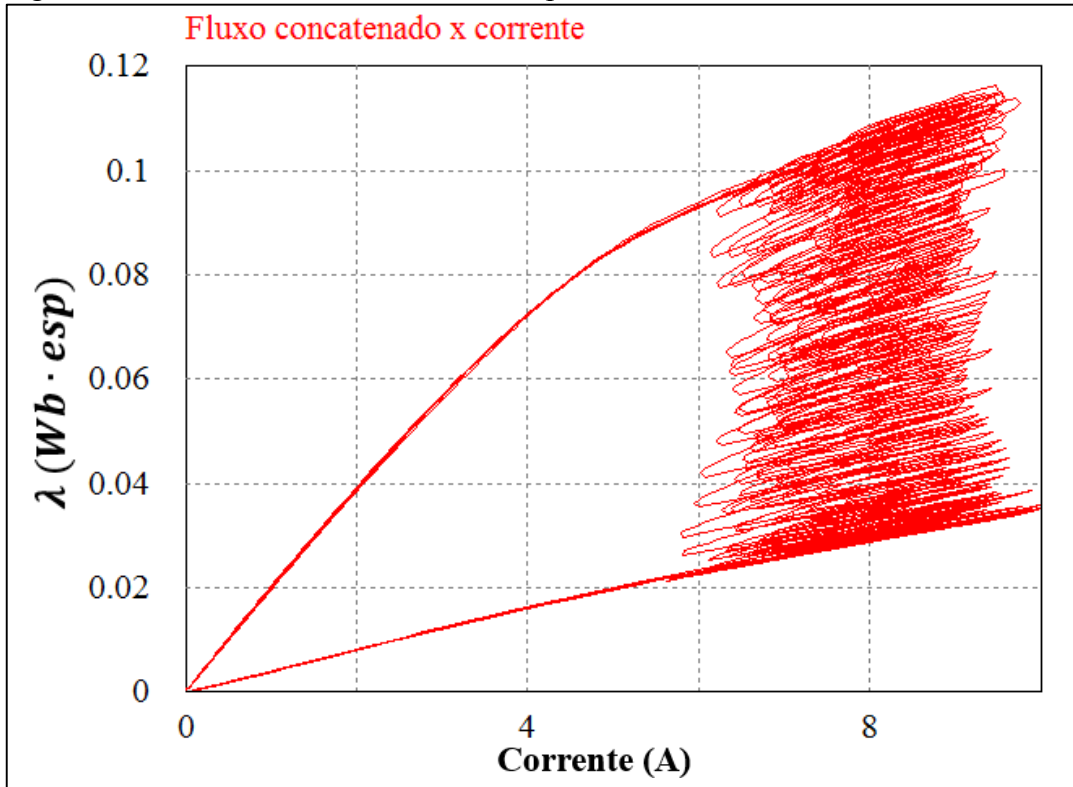
Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3.3 Análise da curva do fluxo concatenado (λ) por corrente (i)

É possível ainda manipular os gráficos de modo que seja possível observar a curva que relaciona a corrente pelo fluxo concatenado. O PSIM permite que se altere o eixo x do gráfico gerado, sendo possível inserir qualquer variável envolvida na simulação. Neste sentido, os dados do eixo y são os valores da corrente em uma fase multiplicada pela sua indutância, e no eixo x os dados da corrente. Para evidenciar a natureza não linear da máquina, desligou-se o saturador de corrente e observou-se a máquina durante a energização, instante em que a corrente alcança valores mais elevados. O ângulo de ligamento e desligamento da fase ocorre em $2,5^\circ$, o modo de comutação brusca foi escolhido para acentuar as variações de corrente e a simulação foi executada em 0,2 s. Desta maneira, obteve-se o gráfico apresentado na Figura 59.

A partir da Figura 59 verifica-se a natureza não linear da máquina. Durante a energização da máquina, o fluxo concatenado é mínimo devido ao desalinhamento dos polos. A corrente aumenta pela linha inferior até alcançar a referência, que fica em torno de 8 A. O fluxo passa a aumentar conforme os polos vão se alinhando, até ocorrer o desligamento da fase adiantado em $2,5^\circ$ do alinhamento total, instante em que a corrente decresce pela linha superior.

Figura 59 – Gráfico de fluxo concatenado por corrente



Fonte: Elaborada pelo autor.

6 CONCLUSÕES

A simulação mostrou-se eficaz para a verificação das variáveis da MRV utilizada em bancada. Os resultados discutidos em 5.1 e 5.2 comprovam a fidelidade do simulador diante das condições apresentadas. Apesar de ser uma máquina de simples construção, o seu acionamento revelou-se bastante complexo, tendo em vista as diferentes variáveis interligadas durante a operação.

A versatilidade e capacidade de modularizar os circuitos e blocos de equações do PSIM potencializaram a rápida implementação, tendo em vista que foi necessário cerca de um mês e meio para o início dos testes com todos os módulos integrados. A base de estudos passados e o desenvolvimento de simuladores e interfaces em trabalhos passados auxiliaram bastante na ágil realização deste trabalho.

O controlador de velocidade desenvolvido logrou êxito tanto em sua implementação por simulação quanto na máquina em laboratório. O comportamento da velocidade permaneceu dentro do especificado em projeto, embora o sinal de corrente tenha diferido da simulação para a prática durante a aceleração da máquina, característica esperada devido à fase transitória. Isto pode ser atribuído às variações de cargas mecânicas acopladas ao rotor da máquina não previstas em simulação. Um aspecto importante a ser levado em consideração foi a desmontagem do sensor de conjugado montado no rotor da máquina, que pode ter acarretado em mudanças nos valores do momento de inércia e coeficiente de amortecimento, ocasionando a elevação da corrente. Outro fator importante que merece destaque é a característica não linear da máquina no que diz respeito ao conjugado tendo como parâmetro de entrada a corrente, uma vez que o conjugado depende do quadrado da corrente. Devido à característica não linear, quando o valor da corrente se distancia desse ponto, o sistema não é mais o mesmo do projeto e o controlador tende a produzir valores que diferem do real. Ainda deve ser considerada a influência da resistência do enrolamento na magnitude e dinâmica da corrente da fase, que sofre alterações em seu valor devido ao aquecimento inerente da máquina quando em operação.

A corrente em cada fase na simulação possui grande semelhança com o adquirido na prática, comprovando novamente a confiabilidade do simulador. O perfil de indutâncias e sua derivada com relação ao ângulo também foram demonstrados no simulador, podendo-se notar as nuances da indutância para cada ângulo. Verificou-se que devido ao chaveamento da fase, a indutância sofre oscilações de pequenas proporções. Tais oscilações influenciaram na derivada da indutância, tornando-a bastante oscilatória. Por este motivo optou-se por utilizar

um perfil de derivadas com a *lookup table*, em que não gerou oscilações e se obteve resultados satisfatórios frente à opção de calcular a derivada em cada iteração.

Durante o experimento prático, acidentalmente o conector do sensor de corrente de uma das fases foi removido, causando a abertura dos fusíveis da fonte CA no momento da partida da máquina. Isto ocorreu devido o sistema de acionamento não desligar a chave no momento de subida da corrente, pois não havia leitura da mesma. Daí a importância do sensor.

A previsão do comportamento da máquina para condições fora da nominal também foi observada quando submetida a simulação de pulso único, em que a velocidade alcançou níveis acima da nominal. Esta medida estabelece as precauções que devem ser tomadas em caso de operação nessa situação. Outra condição implementada foi a falta de fase, que pode ser aplicada a qualquer fase em determinado instante e prevê as condições de operação da máquina. Na seção 5.1 foi aplicada uma falta na fase C e verificou-se a continuidade da operação da máquina, embora a corrente de referência tenha aumentado em torno de 25%.

Portanto foi comprovada a fidelidade do simulador quando confrontados com dados reais, assim como verificou-se a robustez do controlador de velocidade que conseguiu manter os valores de velocidade dentro do esperado, mesmo quando o sistema sofreu modificações devido à sua natureza não linear.

Como sugestões de trabalhos futuros relaciona-se as seguintes propostas: utilizar a ferramenta do PSIM voltada para a análise das variáveis mecânicas da MRV; implementar controle adaptativo para correta adequação do controlador quando submetido a modificações no sistema; desenvolvimento e aplicação de método de controle sem sensor de posição (*sensorless*); e estudo e aplicação de método de controle para reduzir a oscilação de conjugado.

REFERÊNCIAS

- ANAND, A.; SINGH, B. **Dual output cuk converter fed switched reluctance motor drive**. 2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON). Bikaner: IEEE. 26 Outubro 2016. p. 1-6.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer-Controlled Systems**. Upper Sadle River: Prentice Hall, 1997.
- CHANG, Y. T.; CHENG, K. W. E. **A Simulation Model for a 4 Phase Switched Reluctance Motor For PSIM**. 2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications. Hong Kong: IEEE. 8-10 Junho 2011. p. 5.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. Tradução de Anatólio Laschuk. 5ª ed. Porto Alegre: McGraw Hill, 2013. 684 p.
- COELHO, A. A. R. **Identificação de sistemas dinâmicos lineares**. Florianópolis: Ed. da UFSC, 2004. 181 p.
- DENG, X. et al. Design and Development of Low Torque Ripple Variable-Speed Drive System with Six-Phase Switched Reluctance Motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 20 Setembro 2017. 1-1. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8047341&isnumber=4358729>>. Acesso em: 06 Novembro 2017.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; D, U. S. **Máquinas Elétricas**. 7ª Edição. ed. Porto Alegre: McGraw Hill, 2014.
- KAWA, M. et al. **Acoustic noise reduction of a high efficiency switched reluctance motor for hybrid electric vehicles with novel current waveform**. 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). Miami: IEEE. 8 Agosto 2017. p. 1-6.
- KRAUSE, P. E. A. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 3ª. ed. Hoboken: Wiley, 2013. 680 p. ISBN ISBN 9781118524329. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=ocr9wSmSZE5C>>.
- KRISHNAN, R. **Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications**. [S.l.]: CRC Press, 2001.
- LANDAU, I. D.; ZITO, G. **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation**. 1ª. ed. [S.l.]: Springer, 2006. ISBN ISBN-10: 1846280559.
- MESQUITA, V. A. et al. **Interface gráfica de um simulador baseado em Matlab para uma máquina de relutância variável 6/4**. Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações. São José do Rio Preto: [s.n.]. 2017. p. 1-7.
- MILLER, T. **Electronic Control of Switched Reluctance Machines**. Woburn: Newnes Power Engineering Series, 2001. 272 p. ISBN 978-0750650731.
- NASSEREDDINE, M.; RIZK, J.; NAGRIAL, M. **Conversion of a switched reluctance motor to operate as a generator for wind power applications**. 2009 IEEE Bucharest PowerTech. Bucharest: IEEE. 2009 Outubro 2009. p. 1-5.

OLIVEIRA, D. N. **Proposta e implementação de sistema para caracterização eletromecânica estática e dinâmica de motores rotativo e linear de relutância chaveada.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 203. 2008.

PAVITHRA, R.; MAHESWARI, C. **Speed control of switched reluctance motor powered by renewable energy.** 2017 International Conference on Innovations in Green Energy and Healthcare Technologies (IGEHT). Coimbatore: IEEE. 2 Setembro 2017. p. 1-5.

REIS, L. L. N. et al. **Current Control of Switched Reluctance Motor Based on Generalized Minimum Variance Controller.** 2007 American Control Conference. Nova Iorque: IEEE. 2007. p. 3541-3545.

SILVA, W. A. **Controle da Máquina de Relutância Variável em Situações de Falta de Fase.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 97. 2017.

SILVA, W. A. et al. **Speed control in switched reluctance motor based on generalized predictive control.** 2013 Brazilian Power Electronics Conference. Gramado: IEEE. 2013. p. 903-908.

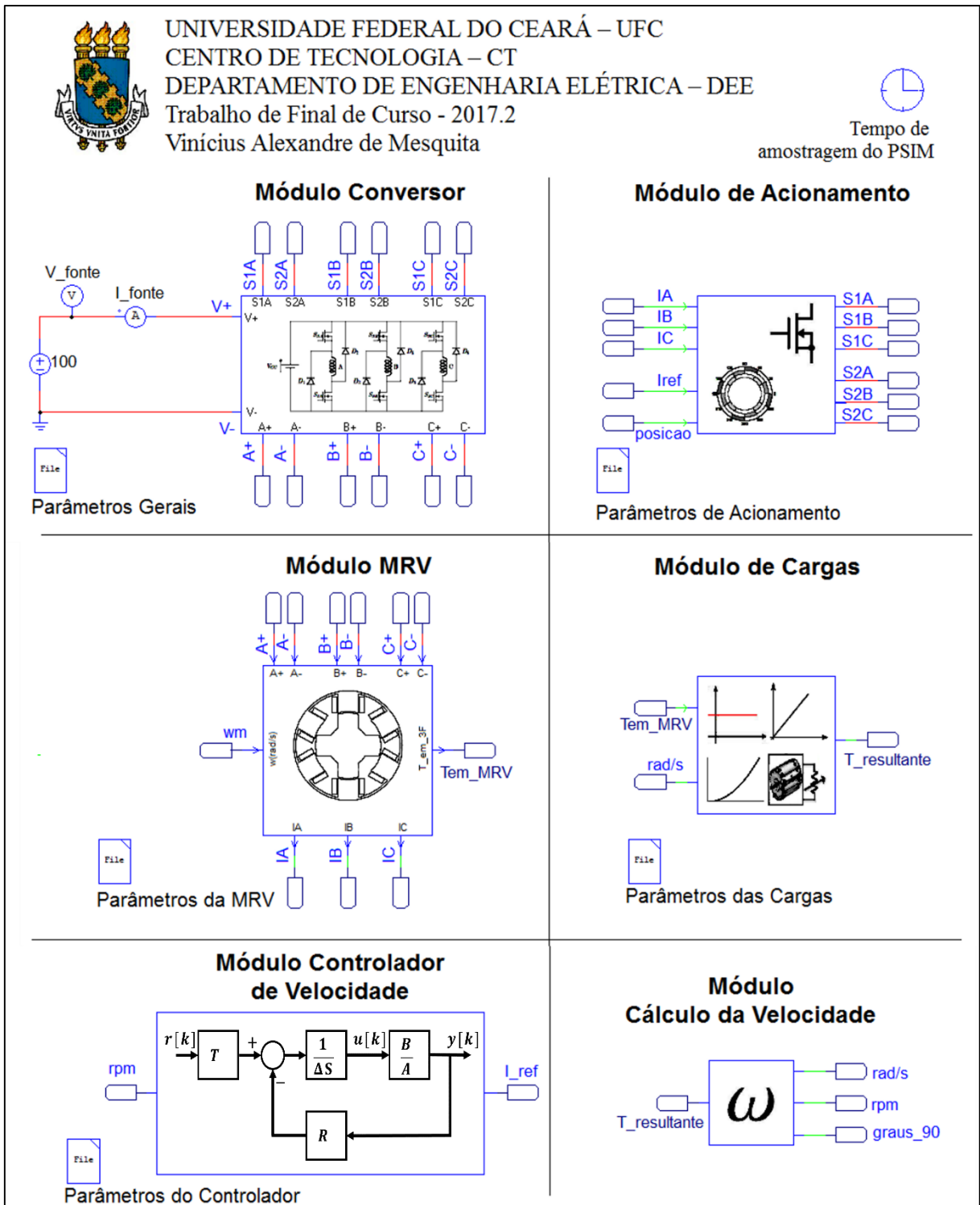
SOBREIRA, F. B. **Controle de Velocidade Aplicado a um sistema de acionamento com motor de relutância variável.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 92. 2008.

TEIXEIRA, V. S. D. C. **Projeto de motores a relutância variável e ferramenta computacional para determinação das características estáticas da máquina.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará. Fortaleza, p. 145. 2008.

YAN, W. et al. Iron loss analysis on switched reluctance motor under different control modes. **IET Electric Power Applications**, 11, 16 Novembro 17. 1575 - 1584. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8098490&isnumber=8098508>>. Acesso em: 22 Outubro 2017.

ZHU, J. et al. **Design of a novel high-torque-density in-wheel switched reluctance motor for electric vehicles.** 2017 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG). Dublin: IEEE. 15 Agosto 2017. p. 1-2.

APÊNDICE A – VISÃO GERAL DO SIMULADOR IMPLEMENTADO NO PSIM



Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE B – ALGORITMO UTILIZADO NO *MATLAB* PARA DETERMINAÇÃO DOS CONTROLADORES DE VELOCIDADE

```
clear,clc;
format long;
%Tempo de amostragem de velocidade
Ts=.01;
fs=1/Ts;

% Função que define os limites de
% tolerância para o gráfico da
% função de sensibilidade Syp
Limites_sensibilidade(Ts)

%Planta
d=0; %Atraso

B=[(zeros (1,d)) 0 0.079927352];
A=[1 -0.9842274589];

%Planta discretizada
Hol=filt(B,A,Ts);

%Desempenho desejado
tr1=.3; % Tempo de subida
Up1=0.01; % Sobressinal
%Calcula frequência natural e o
%coeficiente de amortecimento da
%função de transferência desejada
[w1,ksi1]=omega_dmp(tr1,Up1);

tr2=.5;
Up2=0.01;
[w2,ksi2]=omega_dmp(tr2,Up2);

K=1;
Hs1=[1 -1];
Hr1=1;

%Calcula os parâmetros RST, a função de sensibilidade,
%a função de transferência da planta com controlador
%e em malha fechada.
[Hcl1,Hcontr1,Syp1]=Syp(Hol,Ts,w1,ksi1,K,Hs1,Hr1,1);
[Hcl2,Hcontr2,Syp2]=Syp(Hol,Ts,w2,ksi2,K,Hs1,Hr1,1);

%Calcula o inverso da função de sensibilidade
[num1,den1]=tfdata(Syp1,'v');
[num2,den2]=tfdata(Syp2,'v');
Syp_inv1=filt(den1,num1,Ts);
Syp_inv2=filt(den2,num2,Ts);

%Geração de gráficos
grid on
figure
step(Hol)
hold on
step(Hcl1)
hold on
step(Hcl2)
```

```

%Análise da robustez do controlador
%a partir
figure()
bode(Syp_inv1)
hold on
bode(Hcl1)
hold on
bode(Hcontr1)
hold on
bode(Syp_inv2)
hold on
bode(Hcl2)
hold on
bode(Hcontr2)

%-----
% Função que calcula o polinômio
% característico desejado.
function [G_desj,H_desj,P]=Pdesej(w0,ksi,K,Ts)
G_desj=tf([K*w0^2],[1 2*ksi*w0 w0^2]);
H_desj=c2d(G_desj,Ts);
[num,den]=tfdata(H_desj,'v');
P=den;
end

%-----
% Função que calcula os parâmetros
% do controlador RST
function [R,S,T] = RST(B,A,d,Ts,tr,Up)

na=length(A)-1;
nb=length(B);

[wn,ksi]=omega_dmp(tr,Up);

G = tf((wn^2),[1 2*ksi*wn wn^2]);
H = c2d(G,Ts);
[num,den] = tfdata(H,'v');

al=A;
if nb>=na
aa=[A 0];
for i=2:length(aa)
al(i-1)=aa(i)-aa(i-1);
end
al =[1 al];
end
nal=length(al)-1;

ns= nb+d-1;
nr=nal-1;

np = nal+nb+d;

npd = length(den);
pf1=[1];
npf = np - npd;
% f=linspace(-.05,-.03,npf);
f=zeros(1,npf);
if npf>0

```



```

for i=1:npf
pf(i,:) = [1 f(i)];
end
for i=1:npf
pf1=conv(pf1,pf(i,:));
end
end
p = conv(pf1,den);

```

```

M=zeros(nal+nb+d-1);

```

```

for i=1:nb+d
M(i:(i+length(al)-1),i)=al';
end

```

```

bl=[zeros(1,d+1) B];

```

```

for i=1:nal

```

```

M(i:(i+length(bl)-1),i+nb+d)=bl';
end

```

```

% for i=1:na-1
% M(d+2+i:(i+nb+d+1),nb+d+i)=b';
% end

```

```

X = M\p';

```

```

s=X(1:ns+1);
s=s';
sr=conv([1 -1],1);
r=X(ns+2:length(X));
t=sum(r);

```

```

R = r';
S = sr;
T=t;

```

```

end

```

```

%-----
% Função que a função de transferência da malha fechada,
% sistema controlado e função de sensibilidade
function [Hcl1,Hcontr1,Syp1] = Syp(Hol,Ts,w0,ksi,K,Hs,Hr,Pf)

```

```

fs=1/Ts;%Frequência de amostragem

```

```

[B,A]=tfdata(Hol,'v'); %Extrai B(z-1) e A(z-1)

```

```

% Calcula Polinômio característico
% de acordo com o desempenho esperado
% input: w0 e ksi do desempenho desejado
% K é uma constante (=1)
% Ts tempo de amostragem
% output: Gdes - função de transferencia do desempenho
% desejado no tempo contínuo

```

```

% Hdes - função de transferência do desempenho
% desejado no tempo discreto
% Pdes - Polinômio característico
[Gdes1,Hdes1,Pdes1]=Pdesej(w0,ksi,K,Ts);

% Convolução do polinômio característico
% com outro com polos auxiliares
Pdes=conv(Pdes1,Pf);
d=0;
%Estimação dos parâmetros RST
[R,S,T]=RST(B,A,d,Ts,Pdes);
Cr1=filt(R,1,Ts);
Cs1=filt(1,S,Ts);
Ct1=filt(T,1,Ts);

%Hcontr é a planta em malha aberta apenas
%com o controlador
%Hcontr = BR/AS
Hcontr1=series(Cr1,Hol);
Hcontr1=series(Cs1,Hcontr1);
[Gm1,Pm1,Wgm1,Wpm1] = margin(Hcontr1);

%Hcl = Sistema em malha fechada controlada
Hcl1 = series(Cs1,Hol);
Hcl1 = feedback(Hcl1,Cr1);
Hcl1 = series(Hcl1,Ct1);

%Symp é a função de sensibilidade da perturbação
%pela saída
%Symp = AS/(AS+BR)
Syp1=series(Cr1,Cs1);
Syp1=series(Syp1,Hol);
Syp1=feedback(1,Syp1);

[mag1,phase1,w1]=bode(Syp1,linspace(0.01,0.5*2*pi*fs,1000));
gpeak = getPeakGain(Syp1);           % Ponto máximo da sensibilidade
Margem_de_Ganho1=Gm1                 % Margem de ganho (absoluto)
Margem_Ganho_db=20*log10(Gm1)       % Margem de ganho (dB)
Margem_de_Fase1=Pm1                 % Margem de fase
ModulusMargin1=1/gpeak              % Margem de módulo (absoluto)
ModulusMargin_dB1=-20*log10(gpeak)  % Margem de módulo (dB)

%Gráficos
for i=1:length(mag1)
magdb(i,1)=20*log10(mag1(1,1,i));
end
f_fs=(w1/(2*pi))/fs;
hold on
plot(f_fs,magdb);

end

%-----
% Função que gera o gráfico com os limites
% de tolerância da função de sensibilidade
function [] = Limites_sensibilidade(Ts)

fs=1/Ts;

DelayMargin=filt(1,[1 -1],Ts);

```

```

[mag_DM,phase,w1]=bode...
(DelayMargin,linspace...
(0.01,0.5*2*pi*fs,1000));
for i=1:length(mag_DM)
mag_DM_abs(i,1)=(mag_DM(1,1,i));
end

mag_DM_sup = 1+mag_DM_abs;
mag_DM_sup_dB = 20*log10(mag_DM_sup);

mag_DM_inf = 1-mag_DM_abs;
mag_DM_inf_dB = 20*log10(mag_DM_inf);

dM=linspace(2,2,1000);
dMdB=20*log10(dM);
for i=1:length(dM)
if dMdB(i)<=mag_DM_sup_dB(i)
lim_sup(i)=dMdB(i);
else
lim_sup(i)=mag_DM_sup_dB(i);
end
end

f_fs=(w1/(2*pi))/fs;

figure
grid on
plot(f_fs,lim_sup,'--')
axis([0 0.5 -25 8])
hold on

plot(f_fs(f_fs>0.169),...
mag_DM_inf_dB(((...
length(f_fs))-length...
(f_fs(f_fs>0.169))+1)...
:end,1),'--')

end

```