



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DE PERNAMBUCO
UNIDADE ACADÊMICA DO CABO DE SANTO AGOSTINHO
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOÃO PEDRO DE MACÊDO NETO

Alternativas de Controle Aplicadas ao Sistema de Propulsão de Veículos Elétricos

Cabo de Santo Agostinho - PE

2025

JOÃO PEDRO DE MACÊDO NETO

Alternativas de Controle Aplicadas ao Sistema de Propulsão de Veículos Elétricos

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho da Universidade Federal Rural de Pernambuco como requisito para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Dra. Ania Lussón Cervantes

Cabo de Santo Agostinho - PE

2025

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Sistema Integrado de Bibliotecas da UFRPE
Bibliotecário(a): Ana Catarina Macêdo – CRB-4 1781

M141a Macêdo Neto, João Pedro de.
Alternativas de controle aplicadas ao sistema de propulsão de veículos elétricos / João Pedro de Macêdo Neto. – Cabo de Santo Agostinho, 2025.
142 f.; il.

Orientador(a): Ania Lussón Cervantes.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Universidade Federal Rural de Pernambuco, Unidade Acadêmica Cabo de Santo Agostinho - UACSA, Bacharelado em Engenharia Elétrica, Cabo de Santo Agostinho, BR-PE, 2025.

Inclui referências e apêndice(s).

1. Motores elétricos de indução. 2. Controle preditivo. 3. Dinâmica veicular. 4. Lógica fuzzy I. Cervantes, Ania Lussón, orient. II. Título

CDD 621.3

JOÃO PEDRO DE MACÊDO NETO

Alternativas de Controle Aplicadas ao Sistema de Propulsão de Veículos Elétricos

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho da Universidade Federal Rural de Pernambuco como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovado em: 13/03/2025

Banca examinadora

Orientadora

Examinador

Examinador

DEDICATÓRIA

Dedico esse trabalho à toda a minha família, em especial, ao meu pai, Nicolau, e à minha mãe, Maria Hosana, que durante todo esse processo não mediram esforços para que essa tão sonhada conquista se concretizasse.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado forças e ter me guiado durante todo esse processo, sendo a minha principal força para lutar todos os dias e acreditar que seria capaz de alcançar os meus objetivos.

Gostaria de agradecer também aos meus pais, Nicolau de Moura Neto e Maria Hosana de Macêdo Moura, que sempre me apoiaram e, como ninguém, sonharam em me ver formado, não medindo esforços para tal. Mesmo distantes se fizeram presente, sendo os principais idealizadores dessa conquista. Nenhum dos dois possui diploma, mas foram os maiores professores que a vida me deu. Se agora estou realizando um sonho, muito devo a eles, que durante toda a minha vida me educaram e me incentivaram a lutar pelos meus ideais, sendo os meus melhores exemplos de dedicação e resiliência.

Agradeço também aos meus irmãos, que também me apoiaram incondicionalmente de todas as formas possíveis, e aos meus demais familiares e amigos, que foram fontes de inspiração, estando sempre dispostos a me motivar, escutar e apoiar.

Deixo também meu agradecimento especial e carinho à minha orientadora, Prof. Dra. Ania Lussón Cervantes, que desde o Projeto de Iniciação Científica vem me orientando e me ajudando nessa caminhada. Agradeço pelos conselhos, pela dedicação e paciência que sempre apresentou para comigo. Obrigado pela transmissão de conhecimento, sem dúvidas foi a melhor orientadora que eu poderia ter.

“O futuro pertence àqueles que acreditam na beleza dos seus sonhos.”

(Eleanor Roosevelt)

RESUMO

Há décadas os veículos elétricos vêm chamando a atenção dos produtores e condutores de automóveis. As suas vantagens, principalmente em relação a emissão de gases poluentes, fizeram destes uma alternativa sempre a ser considerada para a substituição dos carros que fazem uso do motor a combustão. Assim como esses, os veículos elétricos são compostos por diversos sistemas, um deles, de extrema importância, é o sistema de propulsão que é composto basicamente pelo motor, conversor de potência e o controlador, de modo que os estudos a respeito dos automóveis se concentram na maioria das vezes na modelagem e simulação desse sistema. Nesse contexto, o presente trabalho tem por objetivo realizar a modelagem e controle do sistema de propulsão de um veículo elétrico, apresentando diferentes estratégias de controle e uma comparação entre elas. Para isso, foram elaborados os modelos dinâmicos do veículo para um movimento longitudinal e do motor de indução trifásico, bem como o modelo do conversor usado para fazer o acionamento do motor junto ao seu sistema de controle. O motor de indução usado no veículo é acionado por meio de um inversor de frequência, que sintetiza a tensão alternada para a máquina através da Modulação por Largura de Pulso. Para o controle de velocidade do motor, como alternativas são apresentadas o controle escalar, *Fuzzy* e preditivo. Para o emprego do controle escalar, é utilizado um controlador Proporcional-Integral na velocidade de referência. Junto a esse sistema de controle é acrescentado ainda um controlador *Fuzzy* com intuito de otimizar a resposta do sistema. Além disso, utilizando os conceitos do controle vetorial orientado por campo, se desenvolve um controlador preditivo para a velocidade do motor, mediante a técnica de controle preditivo de Torque e Fluxo. Os resultados das simulações demonstram a eficácia dos controladores, destacando-se com um desempenho satisfatório o controle *Fuzzy* e o preditivo no controle de velocidade do motor. As simulações foram realizadas por meio do *software Matlab*.

Palavras-Chave: controle escalar; controle preditivo; dinâmica veicular; lógica *fuzzy*; motor de indução trifásico; veículos elétricos.

ABSTRACT

Electric vehicles have been attracting the attention of car producers and drivers for decades. Their advantages, especially in relation to the emission of polluting gases, have made them an alternative always to be considered for replacing cars that use combustion engines. Like these, electric vehicles are composed of several systems, one of them, which is extremely important, is the propulsion system, which is basically made up of the engine, power converter and controller, so studies on automobiles focus most of the time on the modeling and simulation of this system. In this context, the present work aims to model and control the propulsion system of an electric vehicle, presenting different control strategies and a comparison between them. To this end, dynamic models of the vehicle for longitudinal movement and the three-phase induction motor were created, as well as the model of the converter used to drive the motor together with its control system. The induction motor used in the vehicle is driven by a frequency inverter, which synthesizes the alternating voltage for the machine through Pulse Width Modulation. For motor speed control, alternatives include Scalar, Fuzzy and Predictive control. To use scalar control, a Proportional Integral controller is used at the reference speed. Along with this control system, a Fuzzy controller is also added in order to optimize the system's response. Furthermore, using the concepts of field-oriented vector control, a Predictive controller for motor speed is developed, using the Torque and Flux Predictive control technique. The results of the simulations demonstrate the effectiveness of the controllers, highlighting Fuzzy and Predictive control in motor speed control with satisfactory performance. The simulations were carried out using Matlab software.

Keywords: scalar control; predictive control; vehicle dynamics; fuzzy logic; three-phase induction motor; electric vehicles.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Evolução do número de veículos elétricos no Brasil.....	18
Figura 2 - Triciclo elétrico de Trouvé	22
Figura 3 - EV1 da General Motors	23
Figura 4 - Modelo 2021 do Toyota Prius	25
Figura 5 - Representação simplificada da arquitetura dos sistemas de propulsão	26
Figura 6 - Trem de acionamento elétrico	28
Figura 7 - Motores utilizados na tração de veículos elétricos	30
Figura 8 - Seção reta do motor com ímãs permanentes: (a) na superfície do rotor, (b) no interior do rotor.....	31
Figura 9 - Representação do motor de indução trifásico.....	41
Figura 10 - Representação dos enrolamentos do estator e rotor no sistema (a) trifásico e (b) no sistema bifásico	44
Figura 11 - Eixos referentes aos sistemas bifásicos nas coordenadas $\alpha\beta$ e dq	45
Figura 12 - Circuito equivalente do motor de indução referente ao eixo direto d (a) e em quadratura (b)	47
Figura 13 - Conversor de frequência trifásico.....	51
Figura 14 - Circuito do inversor trifásico (a) e formas de onda das tensões de linha (b)	52
Figura 15 - Geração de sinais de controle para acionamento dos <i>IGBT's</i> : (a) circuito do inversor monofásico acionado por <i>PWM</i> senoidal; (b) Formas de onda do circuito.....	54
Figura 16 - Sinais senoidais de referência mais a onda triangular	55
Figura 17 - Possíveis combinações de chaveamento para um inversor trifásico e vetor espacial associado à cada combinação	56
Figura 18 - Representação espacial dos vetores de um inversor trifásico no sistema de coordenadas $\alpha\beta$	58
Figura 19 - Sequências de ativação dos vetores espaciais.....	59
Figura 20 - Diagrama das forças atuantes no veículo em movimento	60
Figura 21 - Sistema de propulsão elétrico com engrenagem de redução fixa e diferencial	63
Figura 22 - Circuito equivalente por fase do MIT em regime permanente	67
Figura 23 - Curva V_s versus f típica do controle escalar.....	68
Figura 24 - Esquema simplificado do controle escalar	69
Figura 25 - Esquema simplificado do controle escalar mais controlador PI.....	71
Figura 26 - Funções de pertinência: (a) Triangular; (b) Trapezoidal; (c) Gaussiana	72
Figura 27 - Exemplo variável linguística Temperatura para termos linguísticos Baixa e Alta	73
Figura 28 - Estrutura básica do controlador <i>Fuzzy</i>	73
Figura 29 - Método de defuzzyficação pelo Centro da Área.....	75
Figura 30 - Princípio de funcionamento do MPC	77
Figura 31 - Esquema do controle preditivo	78
Figura 32 - Orientação com referência ao vetor espacial do fluxo magnético do rotor	79
Figura 33 - Diagrama do sistema de controle do fluxo do rotor com controlador PI.....	83
Figura 34 - Diagrama do sistema de controle de velocidade com controlador PI.....	85
Figura 35 - Modelo principal do motor de indução trifásico.....	88
Figura 36 - Subsistemas do sistema “MIT_PRINCIPAL”	88
Figura 37 - Subsistema (1): “Transformada de Clarke.....	89
Figura 38 - Subsistema (2): “Transformada de Park”	90
Figura 39 - Subsistema (3) – “ λ_{ds} ”	90
Figura 40 - (a) Constante1, (b) Constante2	91

Figura 41 - Subsistema (7) – “ids”	91
Figura 42 - Subsistema (11): “inversa de Park”	92
Figura 43 - Subsistema (12): “inversa de Clarke”	92
Figura 44 - Subsistema (13): “Torque eletromagnético”	93
Figura 45 - Subsistema (14): “wr”	93
Figura 46 - Resultados de simulação do MIT: (a) Correntes do estator, (b) Velocidade; (c) Torque.....	95
Figura 47 - Circuito do inversor trifásico construído com o <i>simulink</i>	96
Figura 48 - Tensões na saída do inversor: (a) Tensão de fase (v_a); (b) Tensão de linha (v_{ab})	97
Figura 49 - Modelo da dinâmica veicular do veículo.....	99
Figura 50 - Interior do sistema Dinâmica veicular	100
Figura 51 - Subsistema “Força trativa”	101
Figura 52 - Sinal de aceleração	102
Figura 53 - Resultados simulados: (a) velocidade longitudinal v_x ; (b) n_{ref} ; (c) T_L	102
Figura 54 - Subsistemas para geração dos sinais para acionar os <i>IGBT's</i>	103
Figura 55 - Subsistemas: (a) “gerador de sinais/controlador escalar”; (b) “PWM”	104
Figura 56 - Senoides de referência	105
Figura 57 - Esquema de simulação do MIT – inversor com controle escalar e controlador PI na n_{ref}	106
Figura 58 - Resultados de simulação do MIT – inversor com controle escalar sem PI na n_{ref} : (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético	107
Figura 59 - Resultados de simulação do MIT – inversor com controle escalar e com PI na n_{ref} : (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético	108
Figura 60 - Esquema de simulação do MIT – Inversor com controle escalar e PI, com dinâmica veicular.....	111
Figura 61 - Resultados de simulação com controle escalar PI – com dinâmica veicular: (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético.....	112
Figura 62 - Esquema de simulação do MIT-inversor com controle escalar e PI e <i>Fuzzy</i> , com dinâmica veicular.....	114
Figura 63 - Funções de pertinência: (a) variável de entrada Erro; (b) variável de entrada variação do erro; (c) variável de saída frequência.....	115
Figura 64 - Esquema de simulação gerador de sinais/controlador escalar com controlador <i>Fuzzy</i>	116
Figura 65 - Resultados de simulação com controle escalar, PI e controlador <i>Fuzzy</i> – com dinâmica veicular: (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético	117
Figura 66 - Esquema de simulação do MIT-inversor com controle preditivo, com dinâmica veicular	119
Figura 67 - Subsistema do controle preditivo	120
Figura 68 - Resultados de simulação com controle preditivo e dinâmica veicular: (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético	122
Figura 69 - Sinais de velocidade para diferentes estratégias de controle	124
Figura 70 - Sinais do fluxo do rotor para as diferentes estratégias de controle.....	125
Figura 71 - Comportamento da velocidade para um distúrbio de carga: (a) controle escalar com PI; (b) escalar com PI e <i>Fuzzy</i> ; (c) <i>MPC</i>	127
Figura 72 - Comportamento do fluxo do rotor para um distúrbio de carga	128

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Avaliação dos motores empregados em veículos elétricos	34
Tabela 2 - Tensões correspondentes a cada vetor espacial de um inversor trifásico.....	57
Tabela 3 - Parâmetros do MIT.....	87
Tabela 4 - Parâmetros do veículo e da via.....	98
Tabela 5 - Índices de desempenho e erro relativo para o controle de velocidade – controlador escalar e PI.....	110
Tabela 6 - Índices de desempenho e erro relativo para o controle de velocidade com dinâmica veicular – controlador escalar e PI	113
Tabela 7 - Base de Regras	116
Tabela 8 - Índices de desempenho e erro relativo para o controle de velocidade com dinâmica veicular – controlador escalar, PI e <i>Fuzzy</i>	118
Tabela 9 - Parâmetros de sintonia dos controladores PI do <i>MPC</i>	120
Tabela 10 - Índices de desempenho e erro relativo para o controle de velocidade com dinâmica veicular – controlador preditivo.....	123
Tabela 11 - Índices de desempenho e erro relativo para diferentes estratégias de controle..	124
Tabela 12 - Índices de desempenho para diferentes estratégias de controle - fluxo do rotor.....	125
Tabela 13 - Índices de desempenho para diferentes estratégias de controle – distúrbio de carga.....	128
Tabela 14 - Índices de desempenho para diferentes estratégias de controle – distúrbio de carga – fluxo do rotor	129

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Modelos de veículos elétricos e seus respectivos motores	35
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BLAC – *Brushless Alternating Current* (Motor) – (Motor de) Corrente Alternada sem Escovas.

BLDC – *Brushless Direct Current* (Motor) – (Motor de) Corrente Contínua sem Escovas.

CA – Corrente Alternada.

CC – Corrente Contínua.

FOC – *Field Oriented Control* – Controle Orientado por Campo.

IAE – *Integral of Absolut Error* – Integral do valor Absoluto do Erro.

IGBT – *Isolated Gate Bipolar Transistor* – Transistor Bipolar de Porta Isolada.

ISE – *Intergral Square Error* – Integral do Erro ao Quadrado.

ITAE – *Integral Time Absolut Error* – Integral do Erro Absoluto ponderado pelo Tempo.

ITSE – *Integral Time Square Error* – Integral do Erro ao quadrado ponderado pelo Time.

MCI – Motor de Combustão Interna.

MIMO – *Multi-Input / Multi-Output* – Múltiplas-Entradas / Múltiplas-Saídas.

MIT – Motor de Indução Trifásico.

MPC – *Model Predictive Control* – Controle Preditivo de Modelo.

PI – Proporcional-Integral.

PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor* – Motor Síncrono de Ímãs Permanentes.

PWM – *Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso.

SRM – *Switched Reluctance Motor* – Motor de Relutância Variável.

SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso por Espaço Vetoriais.

VE – Veículo Elétrico.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 JUSTIFICATIVA	19
1.2 OBJETIVOS	20
1.2.1 Geral	20
1.2.2 Específicos.....	20
1.3 ESTRUTURA DA MONOGRAFIA.....	20
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	22
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS SOBRE VEÍCULOS ELÉTRICOS.....	22
2.2 VEÍCULOS ELÉTRICOS A BATERIA.....	26
2.3 MOTORES UTILIZADOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS	29
2.3.1 Motor de Corrente Contínua com Escovas.....	30
2.3.2 Motor CA síncrono de Ímãs Permanentes	31
2.3.3 Motor CA Síncrono de Relutância Variável.....	32
2.3.4 Motor CA Assíncrono de Indução.....	32
2.4 ESCOLHA DO MOTOR ELÉTRICO	33
2.5 ESTADO DA ARTE	36
3 MODELAGEM.....	41
3.1 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	41
3.2 TRANSFORMADAS DE CLARKE E PARK	43
3.3 MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	46
3.4 CONVERSORES DE FREQUÊNCIA.....	50
3.4.1 PWM Senoidal.....	53
3.4.2 PWM por Espaços Vetoriais	56
3.5 DINÂMICA VEICULAR DE UM SISTEMA DE PROPULSÃO ELÉTRICO.....	60
4 TÉCNICAS DE CONTROLE	67
4.1 CONTROLE ESCALAR-PI.....	67
4.1.1 Controlador PI	70
4.2 CONTROLE FUZZY	71
4.3 CONTROLE PREDITIVO.....	75
4.3.1 Sintonia dos parâmetros do controlador PI.....	82
4.4 CRITÉRIOS DE DESEMPENHO INTEGRAIS	85

5 RESULTADOS SIMULADOS	87
5.1 RESULTADO DA SIMMULAÇÃO DO MODELO DO MIT	87
5.2 RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MODELO DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA	96
5.3 RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DO VEÍCULO	98
5.4 RESULTADOS SIMULADOS DO MIT-INVERSOR COM CONTROLE ESCALAR E PI.....	103
5.4.1 Resultados simulados com controle escalar e PI.....	105
5.4.2 Resultados simulados com controle escalar e PI - com dinâmica veicular	111
5.4.3 Resultados simulados com controle escalar, PI e <i>Fuzzy</i> – com dinâmica veicular	114
5.5 RESULTADOS SIMULADOS DO CONTROLE PREDITIVO - COM DINÂMICA VEICULAR.....	119
5.6 COMPARAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE – COM DINÂMICA VEICULAR.....	123
6 CONCLUSÕES	130
REFERÊNCIAS	132
APÊNDICE A	138
APÊNDICE B	140

1 INTRODUÇÃO

Desde seu surgimento, os automóveis revolucionaram o modo de locomoção dos indivíduos, facilitando o deslocamento de pessoas e objetos por pequenas, médias e longas distâncias. A origem dos veículos com motor de combustão interna remonta ao início do século XIX e, embora o primeiro veículo elétrico tenha surgido em meados desse mesmo século, os automóveis que fazem uso da queima de combustível dominaram o mercado e se tornaram mais populares, fazendo com que os veículos elétricos caíssem em esquecimento, de modo que o interesse pelo seu desenvolvimento praticamente cessou entre os anos de 1912 e 1973 (Noce, 2009).

Porém, o crescente número de automóveis movidos a derivados de petróleo culminou no aumento dos níveis de poluição e emissão de gases responsáveis por causarem o efeito estufa. A dependência tão forte em relação a um recurso não renovável se mostrou outro problema, principalmente depois da crise do petróleo na década de 1970, a qual fez o seu preço subir drasticamente.

Diante desse contexto, o mercado automobilístico está sempre em constante evolução; estudos são feitos para melhorar a eficiência e a redução da emissão de gases, de forma a aproveitar os recursos naturais da melhor maneira possível. Dessa forma, os veículos elétricos vêm ganhando espaço nessas últimas décadas e novamente são vistos como uma alternativa bastante promissora. A não-emissão de gases e a diminuição dos ruídos sonoros são as principais vantagens desse tipo de automóvel.

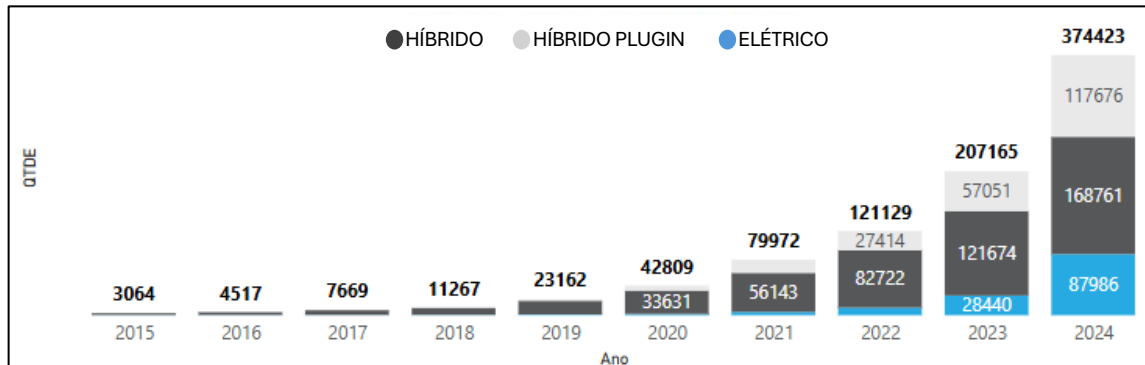
O crescimento do número de veículos elétricos é perceptível atualmente. Ainda são muitos os desafios a serem enfrentados, mas desde o início da década de 2000, em que esses automóveis passaram a serem comercialmente viáveis, uma série de aprimoramentos vem permitindo o avanço rápido dessa tecnologia e o surgimento de versões cada vez mais modernas dos veículos, de modo que grandes fabricantes já contam com esse tipo de automóveis no seu portfólio, o que torna esses veículos hoje uma realidade dentro do mercado automobilístico (Filadelfo, 2016).

Motivado pelo movimento de descarbonização de veículos e liderado principalmente pela China, o mercado desse tipo de automóvel vem crescendo significativamente em todo o mundo. De acordo com a *The Electric Vehicle World Sales Database* (EVvolumes), em 2023 o número de veículos elétricos vendidos ultrapassou 14 milhões de unidades, sendo aproximadamente 10 milhões destes veículos elétricos a bateria e o restante veículos Híbridos

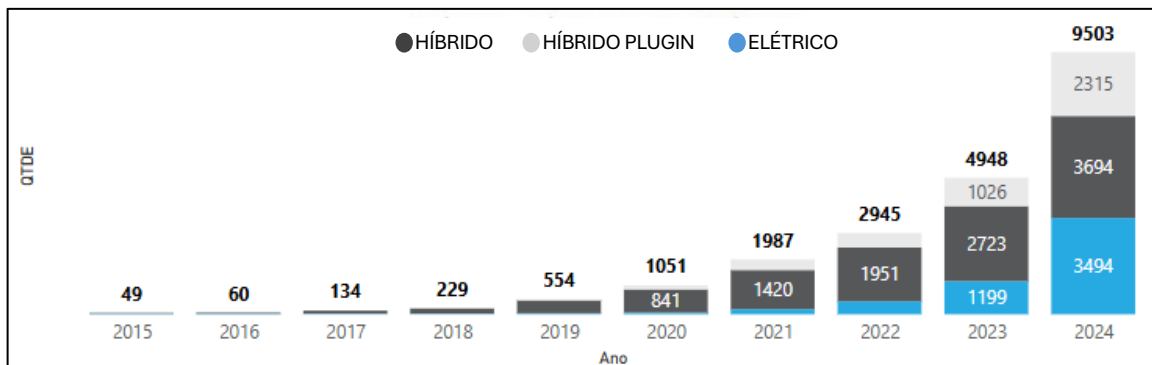
e Híbridos *Plug-Ins*, o que correspondeu a um aumento de 34% em relação ao ano de 2022. No Brasil, esse mercado também segue em crescimento, como apresentado nos dados divulgados pela Associação Nacional dos Fabricantes de Veículos Automotores (ANFAVEA), que mostrou que, em janeiro de 2024, 8.233 veículos elétricos foram licenciados, representando 5,4% do total nesse período, o que corresponde a um aumento de 2 pontos percentuais em comparação a janeiro do ano anterior (Oliveira Neto, 2024).

Na Figura 1(a) é apresentada a evolução do número de veículos elétricos no Brasil, na qual é possível observar um aumento expressivo de aproximadamente 371.359 veículos de 2015 a 2024. Na Figura 1(b), é apresentada essa evolução para o estado de Pernambuco, que também segue esse crescimento, tendo um aumento de 9.454 veículos em comparação ao ano de 2015.

Figura 1 - Evolução do número de veículos elétricos: (a) no Brasil; (b) em Pernambuco.



(a)



(b)

Fonte: NeoCharge, 2025.

<https://www.neocharge.com.br/carros-eletricos-brasil>

1.1 JUSTIFICATIVA

Diante da grande importância que o sistema de transporte assume nas atividades humanas, ligada à busca cada vez maior pelo uso eficiente dos recursos naturais e a preocupação com o meio ambiente, faz-se necessária a análise de alternativas aos convencionais automóveis com motor de combustão interna. A opção mais promissora são os veículos elétricos, que a partir do final do século XX vêm evoluindo e ganhando força no mercado.

A evolução da eletrônica de potência contribuiu muito nesse desenvolvimento, pois permitiu o uso de diferentes tipos de motores para a tração dos automóveis. São muitas as opções e para cada uma existem vantagens e desvantagens, podendo apresentar diferentes desempenhos de acordo com a estratégia de controle adotada (Filadelfo, 2016). Assim, faz-se importante a realização de estudos que abordem sobre os possíveis motores utilizados no sistema de propulsão elétrico e suas estratégias de controle.

Dessa forma, o estudo neste trabalho busca mostrar alguns pontos positivos e negativos dos tipos de motores mais usados e de algumas técnicas empregadas no controle de velocidade do motor de indução, bem como apresentar a modelagem matemática dos principais elementos do sistema de propulsão elétrico e analisar o desempenho dos sistemas de controle adotados por meio de simulações. Adotou-se uma abordagem por meio da modelagem e simulação, tendo em vista que esses são processos importantes no estudo e desenvolvimento de um projeto de engenharia, sobretudo quando se envolve sistemas tão complexos e de grande porte como é o caso dos veículos puramente elétricos, permitindo uma maior simplificação da análise e redução no tempo de desenvolvimento e no custo.

Além disso, o desenvolvimento deste trabalho favorece a continuidade das pesquisas relacionadas a este campo de estudo na Universidade Federal Rural de Pernambuco (UFRPE), Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho (UACSA), onde atualmente tem-se o projeto de desenvolvimento de um veículo tipo fórmula da Equipe EVolt Racing UFRPE.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Geral

Desenvolver um estudo sobre a modelagem e controle de um sistema de propulsão veicular elétrico com motor de indução trifásico.

1.2.2 Específicos

- Estudar o princípio de funcionamento e a modelagem do sistema de propulsão dos veículos elétricos;
- Pesquisar sobre as estratégias de controle aplicadas aos motores de indução trifásicos usados no sistema de propulsão dos veículos elétricos;
- Desenvolver o modelo do comportamento dinâmico do sistema de propulsão dos veículos elétricos;
- Desenhar e implementar, via simulação, as estratégias de controle estudadas para um desempenho satisfatório das grandezas do sistema.

1.3 ESTRUTURA DA MONOGRAFIA

Esta monografia é dividida em 6 capítulos. Este primeiro capítulo apresenta uma introdução geral, mostrando a justificativa e os objetivos. No capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica sobre veículos elétricos, obtida a partir da revisão bibliográfica sobre suas características, seus principais sistemas e os componentes do sistema de propulsão. São abordados ainda os principais motores utilizados na tração de veículos elétricos e o estado da arte sobre o tema.

O capítulo 3 trata da modelagem dos principais elementos do sistema de propulsão. Neste capítulo são apresentadas as equações do modelo do motor de indução trifásico no sistema de coordenadas dq , obtido a partir da aplicação das transformadas de Clarke e Park sobre o modelo trifásico. São apresentados também os conceitos fundamentais sobre o conversor de frequência e as técnicas de geração de sinais por Modulação em Largura de Pulso, bem como é feita uma breve introdução a respeito da dinâmica veicular, com a qual é obtida a formulação matemática para a construção do modelo dinâmico do sistema de propulsão.

No capítulo 4 são apresentadas as técnicas de controle de velocidade do motor de indução usado no sistema de tração. São abordados inicialmente os conceitos por trás do controle escalar e como ele pode ser aplicado junto a um controlador Proporcional-Integral (PI). Também serão tratadas técnicas de controle mais avançadas, como o controle *Fuzzy* e o controle preditivo de torque e fluxo.

No capítulo 5 são demonstrados os resultados obtidos em simulação com o uso do *software Matlab/Simulink*. São apresentados os resultados com o controle escalar com PI e *Fuzzy* assim como com o controle preditivo.

No capítulo 6 tem-se as conclusões a respeito do trabalho e alguns comentários sobre possíveis trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

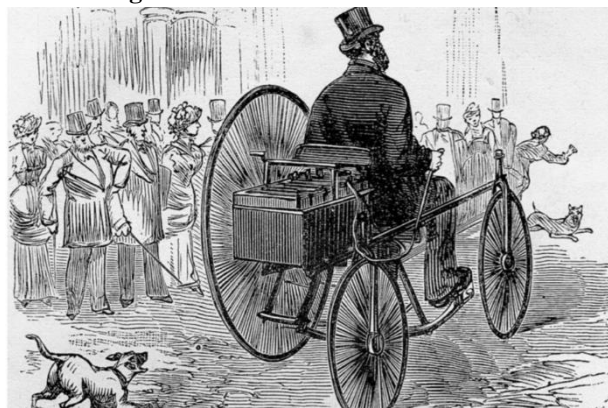
Neste capítulo são apresentadas as bases teóricas para a realização do trabalho, onde são abordados os principais conceitos sobre os veículos elétricos, também são estudados os tipos de motores mais utilizados na propulsão de Veículos Elétricos (VE's), o que torna possível justificar o motor escolhido. Além disso é apresentado o estado da arte sobre o tema.

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS SOBRE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Diferente do que é pensado, veículos elétricos não são uma invenção tão recente quanto parece. Alguns registros mostram que em meados do século XIX surgiram os primeiros veículos que faziam uso de motor elétrico para propulsão. O primeiro veículo com essa característica foi criado em 1881 pelo francês Gustave Trouvé (ver Figura 2). Sua invenção consistia em um triciclo que utilizava um motor de corrente contínua (CC) alimentado por baterias de chumbo-ácido. Os modelos inicialmente inventados não chamavam muito a atenção por serem ainda uma tecnologia imatura, tendo um desempenho pouco atrativo, alcançando baixas velocidades e possuindo baixa autonomia, não podendo competir com os outros tipos de transporte da época (Ehsani *et al.*, 2005).

Nos Estados Unidos, o primeiro veículo elétrico com desempenho notável surgiu por volta de 1890. No ano de 1903, na cidade de Nova York, os carros elétricos chegaram ao correspondente de 20% dos cerca de quatro mil automóveis registrados na cidade. Em anos posteriores, no seu ápice, a frota de VE's chegou a cerca de 30 mil unidades nessa cidade (Baran; Legey, 2011).

Figura 2 - Triciclo elétrico de Trouvé.



Fonte: UPSbatterycenter, 2018.

<https://www.upsbatterycenter.com/blog/gustave-trouve-electric-tricycle/>

No decorrer dos anos, no entanto, a produção de veículos elétricos foi decaindo. A falta de aprimoramento tecnológico dos sistemas de propulsão elétrica, associado a algumas inovações, como a utilização do motor de arranque elétrico nos veículos com motor de combustão interna (MCI) e o sistema de produção em massa de Henry Ford, fizeram com que os carros convencionais tomassem a dianteira do mercado automobilístico, deixando os veículos elétricos em esquecimento.

Embora os veículos com motor de combustão interna possuíssem maior autonomia, melhor desempenho e menor custo operacional, o seu uso em massa acabou acarretando alguns problemas ambientais, como, por exemplo, a emissão de gases poluentes, que diminuem a qualidade do ar e provocam alterações climáticas em todo o planeta. A dependência desses veículos em relação aos derivados do petróleo também se tornou uma preocupação, principalmente depois da crise do petróleo na década de 1970, surgindo a necessidade novamente de sistemas de propulsão veicular alternativos aos convencionais.

O EV1 lançado pela General Motors (ver Figura 3), tornou-se uma das referências em VE's pós-crise petrolífera, sendo comercializado entre 1996 e 1999. O modelo tinha uma boa autonomia, inicialmente de 90 a 120 km e posteriormente, nas suas últimas edições, chegou a ter uma autonomia de 240 Km, atingindo uma velocidade máxima de 130 km/h (Freitas, 2012).

Invenções como essa reforçam a ideia de que é possível obter carros elétricos capazes de apresentarem desempenhos comparáveis aos de veículos a combustão, servindo como incentivo para o estudo e aprimoramento das tecnologias aplicadas a esse tipo de automóvel.

Figura 3 - EV1 da General Motors.



Fonte: Tecmundo, 2021.

<https://www.tecmundo.com.br/mobilidade-urbana-smart-cities/212835-historia-carros-eletricos-saiba-tudo-comecou.htm?ab=true&>

São considerados como veículos elétricos aqueles automóveis que fazem uso de pelo menos um motor elétrico para propulsão. De forma geral, esses veículos podem ser separados em duas categorias: híbridos e puros (Castro; Ferreira, 2010).

Os veículos elétricos híbridos apresentam dois tipos de motores usados para a propulsão, sendo eles o motor elétrico e o motor a combustão. Por combinar algumas das características dos veículos convencionais com as características dos elétricos, esse modelo apresenta algumas vantagens em relação a ambos. Segundo Castro e Ferreira (2010), dentre essas vantagens podem ser citadas:

- Redução dos gastos de energia associados à ineficiência mecânica da propulsão convencional;
- Assistência do motor elétrico ao de combustão, o que permite atingir níveis de eficiência mais elevados;
- Recuperação da energia que seria perdida na desaceleração;
- Diminuição do consumo de combustível em situações de parada, já que o sistema híbrido permite o desligamento automático do motor nesse caso;
- Otimização da transmissão.

Como desvantagens desse tipo de veículo, em relação ao com motor à combustão, podem ser citadas: preço superior, aumento no peso do automóvel pela adição dos componentes do sistema de propulsão elétrica, além de uma maior complexidade, pois este envolve agora vários domínios de engenharia automobilística e elétrica (Rocha Filho, 2019).

Os veículos elétricos híbridos podem ser classificados ainda por meio das características do seu trem de força, ou seja, pelo modo como os elementos do trem de força são interligados. São basicamente três as configurações possíveis: série, paralelo, série/paralelo (ver Figura 5).

No sistema série, o motor elétrico é o responsável pela tração do veículo, o motor de combustão interna alimenta um gerador que fornece a energia elétrica solicitada pela máquina elétrica. Na configuração paralelo, os dois motores, a combustão e elétrico, podem tracionar o veículo, de forma conjunta ou separadamente. Nesse sistema, o motor elétrico pode ainda funcionar como gerador, fornecendo energia para as baterias através da frenagem regenerativa. Na configuração série/paralelo há uma mescla das duas arquiteturas mencionadas anteriormente, nesta é possível a recarga da bateria pelo motor à combustão mesmo ele sendo usado na tração do veículo (Castro; Ferreira, 2010).

Atualmente podemos dizer que alguns veículos híbridos já se consolidaram no mercado automobilístico, como é o caso do Toyota Prius, lançado primeiramente no Japão em 1997.

Esse modelo é bastante mencionado quando se trata de carros híbridos, sendo o primeiro veículo nesse seguimento a ser fabricado em grande escala. Após o lançamento do seu segundo modelo, em 2003, o Prius passou a ser fabricado na China e nos Estados Unidos, onde ganhou o título de veículo mais eficiente em se tratando de consumo de combustível líquido. O modelo chegou ao Brasil em 2013, já na sua terceira geração, saindo de linha anos depois, em 2021. A Figura 4 mostra uma foto do modelo 2021 do Toyota Prius.

Figura 4 - Modelo 2021 do Toyota Prius.



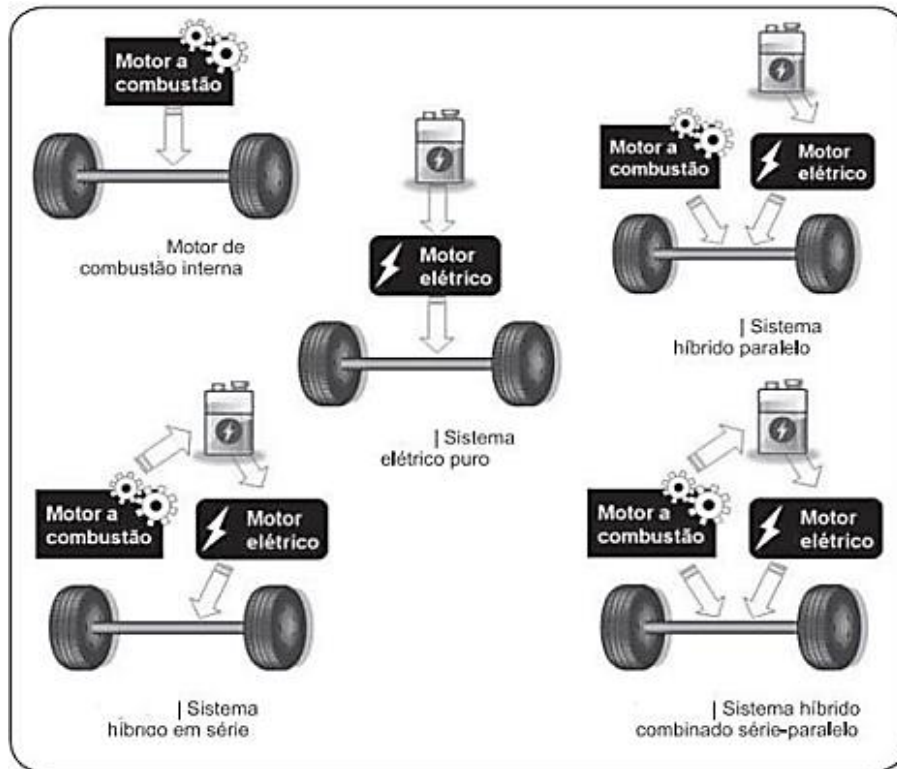
Fonte: Notícias automotivas, 2022.

<https://www.noticiasautomotivas.com.br/toyota-prius/>

Nos veículos elétricos puros, por sua vez, como o próprio nome sugere, há o uso exclusivo do motor elétrico para a propulsão. A energia elétrica necessária para seu funcionamento é provida do sistema de armazenamento, que pode ser composto por baterias, células de combustível, placas fotovoltaicas ou ainda, os veículos podem ser ligados à própria rede de distribuição por meio de hastes, como os trólebus (Freitas, 2012).

A Figura 5 traz uma representação da arquitetura dos diferentes sistemas mencionados anteriormente.

Figura 5 - Representação simplificada da arquitetura dos sistemas de propulsão.



Fonte: Castro; Ferreira, 2010.

Atualmente percebe-se ainda uma menor autonomia dos carros elétricos puros em relação aos veículos elétricos híbridos, e se forem comparados aos carros convencionais com motor de combustão interna, esses veículos elétricos puros têm o preço bem elevado. No entanto, com os avanços tecnológicos e a busca pelos chamados “veículos de emissão zero”, os VE’s puros têm se tornado o foco de muitos estudos nos últimos anos. Dentre esses diferentes tipos citados, o veículo elétrico puro, mais precisamente o veículo elétrico a bateria, será o objeto desse estudo.

2.2 VEÍCULOS ELÉTRICOS A BATERIA

Os veículos elétricos apresentam algumas vantagens em relação aos veículos com motor de combustão interna, principalmente em termos ambientais, pois além de não emitirem gases como no caso dos veículos convencionais, também não emitem ruídos e as fontes de obtenção da energia necessária para recarga das baterias podem ser renováveis, causando menos impactos negativos ao planeta. Além disso, atualmente, mesmo com crises hídricas e aumento nas tarifas de energia, o preço do kWh/km é relativamente mais barato do que o custo da gasolina por quilômetro rodado. Uma pesquisa divulgada no site da CNN Brasil no ano de 2021, mostrou a

comparação entre o custo da gasolina consumida por quilômetro em um Chevrolet Onix, carro mais vendido no Brasil, com motor 1.0 turbo flex, o mais eficiente da linha, e o custo do kWh/km para o Renault Zoe com uma bateria de 52 kWh. Utilizando os preços do kWh e da gasolina naquele ano chegou-se ao seguinte resultado: custo da gasolina por quilômetro rodado em uso urbano de R\$ 0,38 para o Onix, e um custo de R\$ 0,15 por km rodado para o Renault Zoe, ou seja, o custo por quilômetro rodado no carro elétrico é basicamente a metade do custo alcançado pelo veículo a gasolina (Moreno, 2021).

Apesar dessas vantagens, ainda são muitas as limitações dos veículos elétricos; como mencionado anteriormente, eles ainda são comercializados com valores bem elevados se comparados aos convencionais. Embora o sistema de armazenamento venha evoluindo com o tempo, este ainda é o principal responsável por limitar um avanço ainda maior dos carros elétricos. A dificuldade em obter um dispositivo de armazenamento capaz de garantir uma boa autonomia limita a distância percorrida entre uma recarga e outra. O uso de baterias também requer um descarte adequado, além da construção de postos de recarga e serviço especializados (Filadelfo, 2016).

Os desafios enfrentados para a consolidação dos veículos elétricos ainda são muitos, e seu sucesso comercial depende de vários fatores, como a conscientização dos consumidores em relação às questões ambientais e à quebra de paradigmas referentes ao desempenho e autonomia dos veículos elétricos. No entanto, nunca na história o cenário tecnológico apresentou-se tão favorável ao desenvolvimento desse tipo de veículo como o atual.

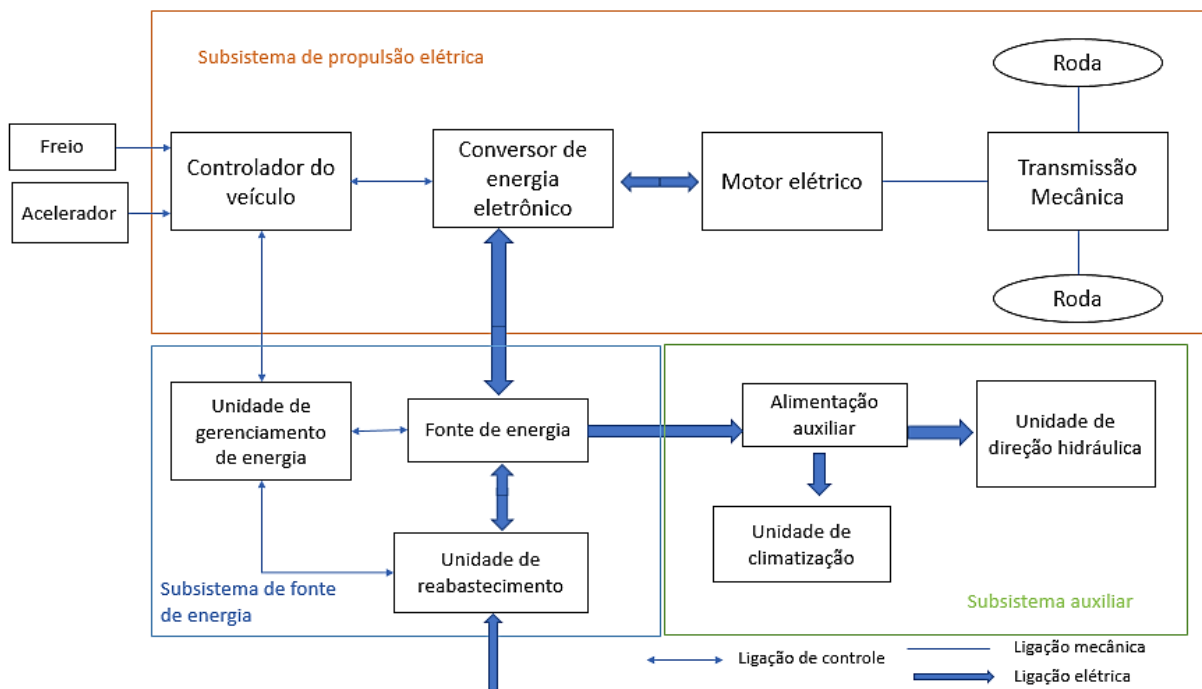
Assim como afirma Filadelfo (2016), o surgimento da eletrônica de potência, de microcontroladores com capacidade elevada de processamento e modernas técnicas de controle, tornaram possível também o uso de sistemas de acionamento de máquinas de corrente alternada (CA), possibilitando então o uso destas em sistemas que requerem controle de torque e velocidade como, por exemplo, os sistemas elétricos de propulsão dos veículos. Esses tipos de motores requerem menos manutenção e têm preço reduzido quando comparadas às máquinas CC de mesma potência. Isso alinhado ao aprimoramento dos sistemas de armazenamento são fatores essenciais para tornarem os veículos comerciáveis.

Atualmente os carros elétricos que fazem uso da bateria como fonte de energia no seu sistema de armazenamento vêm ganhando espaço no setor automobilístico. No Brasil, a empresa chinesa *BYD* adquiriu no início de 2024 a antiga fábrica da *Ford* na Bahia, onde planeja realizar um investimento de até 3 bilhões de reais para que a fábrica possa realizar todas as etapas de produção dos veículos elétricos.

Outra empresa chinesa, a *GWM*, também pretende produzir VE's totalmente nacionais, adquirindo em 2021 a antiga fábrica da Mercedes-Benz no estado de São Paulo e anunciando um investimento que pode ultrapassar os 10 bilhões de reais. Esses valores anunciados não são utilizados apenas para a adaptação das plantas para a fabricação dos VE's, mas também englobam uma vasta rede de apoio logístico aos novos veículos. A presença dessas grandes empresas no mercado automobilístico mundial e nacional suscitou em outras montadoras, já consolidadas, a necessidade de se adaptarem às novas demandas do mercado. Em solo nacional, empresas como a *General Motors* e a *Volkswagem* anunciaram recentemente investimentos em pesquisa e desenvolvimento para a produção de veículos elétricos no país, evidenciando ainda mais que esse tipo de veículo tem potencial para ser o futuro substituto dos atuais modelos convencionais, tornando assim relevante o seu estudo (Oliveira Neto, 2024).

Segundo Ehsani *et al.* (2005), o trem de acionamento elétrico moderno é composto por três subsistemas principais, sendo eles: o subsistema de propulsão elétrica, o subsistema de fonte de energia e o auxiliar, como ilustra a Figura 6.

Figura 6 - Trem de acionamento elétrico.



Fonte: adaptado de Eshani *et al.*, 2005.

Com base na posição dos pedais de freio e acelerador, o controlador do veículo envia comandos para o conversor, que tem como finalidade regular o fluxo de energia que é retirado da fonte e entregue ao motor elétrico. O motor por sua vez é responsável por fornecer o torque necessário para a movimentação do veículo. A bidirecionalidade da ligação do motor elétrico

com o conversor e a fonte de energia demonstra a capacidade de regeneração de energia, chamada de frenagem regenerativa, na qual o motor se comporta como um gerador. A fonte de alimentação auxiliar é responsável por fornecer tensão em níveis mais baixos para os sistemas auxiliares, como o acionamento de travas elétricas, limpadores de para-brisa, aparelhos de som, etc.

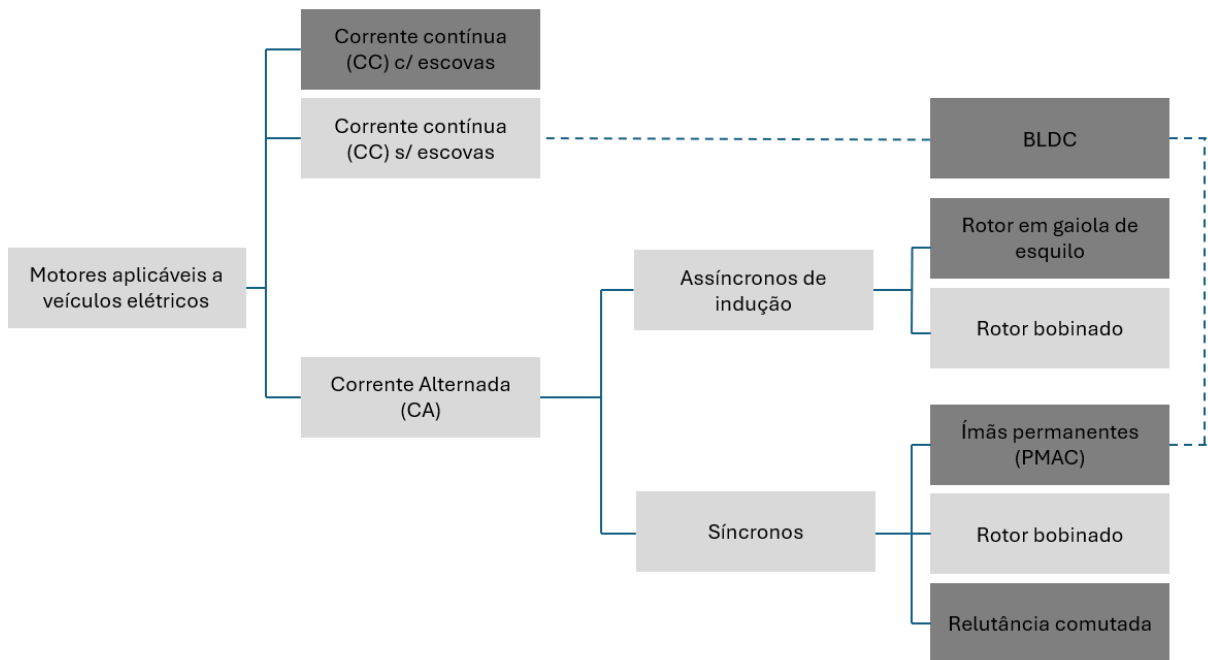
Segundo Guazzelli *et al.* (2015) há uma outra forma de caracterizar um veículo elétrico puro, dividindo-o em três sistemas principais: elétrico, mecânico e de controle. O sistema elétrico é responsável por fornecer a energia necessária ao veículo, o sistema mecânico utiliza essa energia para movimentar o automóvel e o sistema de controle age sobre os componentes elétricos alterando a dinâmica do carro de acordo com a ação do condutor. Cada sistema desse pode ser representado por um ou mais elementos, de modo que, a partir dessa concepção, é possível modelar o veículo para o estudo.

2.3 MOTORES UTILIZADOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

O motor é o elemento principal do sistema de propulsão elétrico, e pode ser visto como o responsável por fazer a ligação entre o sistema elétrico e o sistema mecânico do automóvel, convertendo a energia elétrica armazenada nas baterias em energia mecânica disponível para tracionar o veículo. Assim, a escolha do motor de maneira adequada contribui de forma positiva no desempenho geral do carro.

Segundo Nascier *et al.* (2008, *apud* Freitas, 2012) os motores mais utilizados em sistemas de tração dos veículos elétricos são: motor CC, motor assíncrono de indução, motor síncrono de ímãs permanentes (PMAC ou *Brushless AC* - BLAC), motor de relutância comutado (*Switched Reluctance Motor* – SRM) e motor CC sem escovas (*Brushless DC* - BLDC). A Figura 7 traz um diagrama representativo dos motores que podem ser utilizados no sistema de tração elétrico, estando em destaque os modelos mais comumente usados.

Figura 7 - Motores utilizados na tração de veículos elétricos.



Fonte: Freitas, 2012.

2.3.1 Motor de Corrente Contínua com Escovas

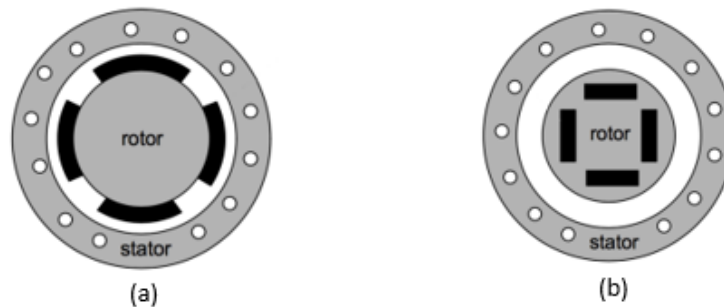
Motores CC apresentam uma grande versatilidade devido às possibilidades das diferentes combinações de enrolamentos de campo, que podem ser excitados em derivação, série ou independentemente. Esse tipo de motor tem uma ampla faixa de características de velocidade versus torque para aplicações tanto em regime quanto em aplicações dinâmicas (Umans, 2014).

Por apresentarem uma certa facilidade de controle, o motor CC durante anos tem sido usado em sistemas nos quais há uma necessidade de controle preciso na saída do motor, como é o caso da aplicação na tração elétrica de automóveis. Entretanto, apesar de apresentarem uma certa simplicidade no seu acionamento, os motores possuem elevadas perdas por causa do atrito gerado pelos conectores e escovas, resultando na diminuição do seu rendimento, além da necessidade de manutenção periódica, peso mais elevado, bem como custo maior se comparado aos motores de corrente alternada. Outro fator que contribuiu para a diminuição do uso de motores CC em automóveis, foi o avanço na tecnologia aplicada ao acionamento das máquinas CA, permitindo assim a utilização destas em substituição às de corrente contínua (Filadelfo, 2016).

2.3.2 Motor CA Síncrono de Ímãs Permanentes

Os motores de ímãs permanentes são motores síncronos, ou seja, o rotor gira com a mesma velocidade do campo magnético e apresentam diversas vantagens que podem ser aproveitadas na aplicação em veículos elétricos. Dentre as suas características, destacam-se o elevado torque desde a partida, ótimo rendimento e tamanho reduzido se comparado aos motores de indução com mesma potência. Essas máquinas apresentam ímãs no rotor em substituição aos enrolamentos de campo, que podem ser dispostos na superfície ou no interior do rotor, assim como mostrado a Figura 8 que ilustra a seção reta do motor com ímãs permanentes na superfície e no interior do rotor (Santos, 2015).

Figura 8 - Seção reta do motor com ímãs permanentes: (a) na superfície do rotor, (b) no interior do rotor.



Fonte: Santos, 2015.

Os motores CA síncronos de ímãs permanentes podem ser classificados de acordo com sua alimentação, como *BLAC* (*Brushless AC*) ou *BLDC* (*Brushless DC*). O motor *BLAC* pode também ser denominado por motor síncrono de ímãs permanentes (*PMSM – Permanent Magnet Synchronous Motor*) ou ainda como motor de ímãs permanentes de corrente alternada (*PMAC – Permanent Magnet Motor AC*) (Filadelfo, 2016). Nesse modelo, a alimentação do motor é feita com uma forma de onda senoidal, e o rotor dessa máquina pode ter os ímãs implantados tanto na sua superfície como no seu interior, assumindo as duas configurações possíveis ilustradas na Figura 8.

O motor *BLDC*, por sua vez, apresenta uma alimentação com forma de onda retangular e o seu rotor, na maioria dos casos, tem os ímãs alocados na sua superfície, assumindo a configuração da Figura 8(a). Esse tipo de motor também pode ser referido como motor CC sem escovas. Essas terminologias adotadas para designar esse tipo de máquina, utilizando os termos DC ou CC, surgem por causa da semelhança entre as características de conjugado e velocidade que existe entre esse tipo de motor e os motores CC com escovas (Freitas, 2012).

Motores com ímãs permanentes sem escovas apresentam características desejáveis para aplicações em veículos elétricos, sendo os mais fortes concorrentes dos motores de indução. A aplicação dos ímãs permanentes faz com que haja uma maior densidade de fluxo para um tamanho menor do motor, tornando-o mais compacto, além disso, esses motores apresentam alta robustez, baixa necessidade de manutenção e alta eficiência (Filadelfo, 2016). No entanto, apesar das inúmeras vantagens, motores com ímãs permanentes também possuem pontos negativos, sendo o seu elevado custo por conta do uso de terra raras para a fabricação dos ímãs, o mais notável. Além disso, esses motores apresentam uma maior complexidade na sua construção.

2.3.3 Motor CA Síncrono de Relutância Variável

Os motores de relutância variável são motores síncronos e não fazem uso de ímãs permanentes e nem de enrolamentos na construção do seu rotor, o que os possibilita uma baixa inércia e uma boa resposta dinâmica. Outra vantagem também é o seu bom rendimento, além de sua controlabilidade, podendo ser usados em uma ampla faixa de velocidade (Filadelfo, 2016).

A simplicidade do rotor é uma das principais vantagens dessa máquina, como o rotor não possui enrolamentos, as perdas em sua grande parte ocorrem nos enrolamentos do estator, o que facilita a troca de calor com o meio externo, tornando a refrigeração mais fácil, aumentando assim a sua capacidade de emprego em ambientes com elevadas temperaturas, como os encontrados em veículos elétricos.

Embora esses motores apresentem uma construção relativamente simples, o seu controle contém uma certa complexidade. Outras desvantagens dessa máquina são torque pulsante, alta vibração e ruído sonoro e, se comparado a outros motores, a sua produção é relativamente menor (Chan, 2002 *apud* Filadelfo, 2016).

2.3.4 Motor CA Assíncrono de Indução

No motor de indução a alimentação é feita através dos enrolamentos do estator, o rotor por sua vez, tem suas correntes geradas por meio da indução. Nessa máquina, o rotor pode ser de dois tipos: bobinado ou em forma de gaiola de esquilo, sendo o primeiro modelo menos utilizado principalmente por fazer uso de escovas, o que requer uma maior manutenção (Umans, 2014).

Geralmente os rotores das máquinas de indução são constituídos por barras condutoras curto-circuitadas em suas extremidades por anéis condutores, formando o chamado rotor de gaiola de esquilo. A sua construção simples, associada à robustez, custo baixo, necessidade reduzida de manutenção, tecnologia madura, ampla faixa de velocidade de operação, além da capacidade de trabalho em ambientes degradantes, fazem desse motor o mais usado na indústria atualmente, sendo amplamente utilizado também em sistemas de propulsão elétrica (Freitas, 2012).

Apesar de serem tão empregados, motores de indução também apresentam algumas desvantagens, dentre elas destacam-se as perdas no rotor, o que ocasiona uma redução na sua eficiência.





2.4 ESCOLHA DO MOTOR ELÉTRICO

Como mencionado anteriormente, o motor é um importante elemento do sistema de propulsão elétrica. Para a sua escolha, diversos fatores devem ser considerados, principalmente uma ampla faixa de velocidade, alto torque e baixa velocidade em subidas, alta eficiência e confiabilidade. Além disso, motores aplicados em veículos elétricos requerem partidas e paradas constantes durante a sua operação (Ehsani *et al.*, 2005).

A escolha do motor também leva em conta a aplicação do veículo, se este será utilizado mais em rodovias ou em ambientes urbanos, bem como a categoria para a qual o veículo é pensado. Assim como discutido anteriormente, são muitas as opções de motores, cada uma com suas particularidades, então para a escolha de qual motor será adotado tomou-se como base outros estudos semelhantes.

Em seu estudo Freitas (2012) apresenta uma comparação entre quatro motores empregados em veículos elétricos. A comparação pode ser vista na Tabela 1, na qual a avaliação é feita em escala de zero a cinco, sendo zero muito ruim e cinco muito bom.

Tabela 1 - Avaliação dos motores empregados em veículos elétricos.

Tipo de motor	CC (c/ escovas) 	Indução 	Ímãs permanentes 	Relutância comutada 
Densidade de potência	2,5	3,5	5	3,5
Rendimento	2,5	3,5	5	4
Controlabilidade	5	4	4	4
Fiabilidade	3	5	4	5
Maturidade da tecnologia	5	5	4	4
Custo	4	5	3	4
Total	22	26	25	24,5

Fonte: Freitas, 2012.

A partir da Tabela 1, é possível observar que os motores de indução e os com ímãs permanentes apresentam uma melhor avaliação. Justamente por causa de suas características favoráveis à aplicação nos sistemas de tração elétrico, estes motores têm sido os mais utilizados nos últimos anos, assim como mostra o Quadro 1, no qual são listados alguns modelos de veículos elétricos a bateria e seus respectivos motores.

Quadro 1 - Modelos de veículos elétricos e seus respectivos motores.

Fabricante/Modelo (País sede)	Categoria	Autonomia	Motorização
Buddy Electric (Noruega)	Ultra compacto	Até 120 km	Motor BLDC 13 kW
Mega City Lithium (França)	Hatchback compacto	100 km	Motor de indução trifásico 8 kW
Renault Twizy (França)	Quadriciclo pesado	80 km a 100 km	Motor de indução trifásico 13 kW
Mahindra Reva E20 (Índia)	Ultra compacto	80 km	Motor de indução trifásico 19 kW
Stevens ZeCar (Reino Unido)	Hatchback compacto	160 km	Motor de indução trifásico 52 kW
Blade Electron Model R16 (Austrália)	Hatchback compacto	80 km a 100 km	Motor de indução trifásico 55 kW
Ecomove Qbeak III (Dinamarca)	Hatchback compacto	Até 300 km	2 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes embutidos nas rodas 70,8 kW
Mia Electric L (França)	Hatchback compacto	125 km	Motor de indução trifásico 24 V / 18 kW
BYD E6 (China)	Hatchback médio	300 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 90 kW
GM Chevrolet Spark EV (Estados Unidos)	Hatchback compacto	132 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 105 kW
Wolkswagen e-Golf (Alemanha)	Hatchback médio	133 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 85 kW
Ford Focus Electric (Estados Unidos)	Hatchback médio	122 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 107 kW
Lightning GT (Reino Unido)	Coupé	200 km	2 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes embutidos nas rodas 300 kW
Mercedes Benz SLS AMG Electric Drive (Alemanha)	Coupé	250 km	4 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes embutidos nas rodas 552 kW
Mitsubishi i MiEV (Japão)	Hatchback compacto	160 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 47 kW
Nissan Leaf (Japão)	Hatchback médio	120 km a 200 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 80 kW
Renault Fluence ZE (França)	Sedan médio	185 km	Motor Síncrono de Rotor bobinado 70 kW
Daimler Smart ED (Alemanha)	Ultra compacto	138 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 55 kW
Tesla Model S (Estados Unidos)	Coupé	425 km	Motor de indução trifásico 310 kW
Venturi Fétish (França)	Roadster (Conversível)	340 km	4 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes embutidos nas rodas 552 kW
Toyota RAV4 EV (Japão)	Utilitário esportivo	166 km	Motor de indução trifásico 115 kW
Honda Fit EV (Japão)	Hatchback compacto	118 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 75 kW
BMW i3 (Alemanha)	Hatchback compacto	190 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 125 kW
Fiat 500e (Itália)	Hatchback compacto	140 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 83 kW
Kia Soul EV (Coréia do Sul)	Utilitário esportivo compacto	130 km a 190 km	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 81 kW

Fonte: Filadelfo, 2016.

Com o exposto no Quadro 1, é possível notar que os motores de ímãs permanentes se sobressaem principalmente quando os automóveis são pensados para trafegarem em maiores distâncias, sendo os motores de indução mais empregados em tráfego urbano, onde as distâncias percorridas são menores e as paradas e partidas são mais comuns. Outro ponto importante que pode ser notado quanto ao uso do motor de indução é que ele é utilizado em veículos mais leves e de pequeno porte.

Apesar dos pontos observados, não há uma regra específica quanto ao motor que deve ser utilizado, os dois modelos destacados possuem diferentes vantagens e desvantagens, mas por apresentar uma tecnologia mais madura e pelo estudo ser voltado para automóveis mais leves, o motor de indução, mais precisamente, o com rotor de gaiola de esquilo, foi escolhido para compor o sistema de propulsão elétrico apresentado nesse trabalho. Esse tipo de motor também é utilizado pela equipe da EVolt Racing da UFRPE.

2.5 ESTADO DA ARTE

Desde o surgimento do primeiro automóvel, o setor automobilístico vem revolucionando o modo de locomoção de pessoas e cargas. Devido ao importante papel que esse setor desempenha no desenvolvimento econômico de um país, o aperfeiçoamento das tecnologias empregadas na sua concepção se tornou uma busca constante, fazendo com que os estudos voltados à área sejam de extrema importância, não só em relação aos aspectos econômicos e financeiros, mas também a respeito da mobilidade, visando uma melhor qualidade e experiência dos condutores. Exemplos disso são os diversos estudos voltados para o desenvolvimento de automóveis alternativos aos convencionais com motor de combustão interna.

Um dos principais fatores levado em consideração nessa busca por alternativos é a redução dos impactos ambientais causados pela emissão de gases poluentes na atmosfera. Nesse sentido, os veículos elétricos à bateria se tornaram uma opção bastante cotada nos últimos anos. Diversos estudos e projetos são feitos sobre o assunto, sendo o processo de modelagem e simulação peças fundamentais para tal procedimento (Guazzelli *et al.*, 2015).

Em se tratando desses estudos, o principal foco da modelagem de veículos tem sido a obtenção de uma lógica de controle capaz de fornecer uma boa resposta às diferentes situações de carga e velocidade que podem ser encontradas durante a condução do automóvel.

Dentre os diversos trabalhos relacionados à área, é possível encontrar estudos que buscam através da lógica de controle implementar o controle da velocidade do motor, responsável por acionar as rodas que tracionam o carro, bem como o controle do torque disponível no eixo do motor. Há trabalhos ainda que buscam o controle simultâneo dos dois parâmetros e outros mais voltados para a determinação da potência demandada para o veículo percorrer um determinado trajeto. Entre as técnicas de controle empregadas é possível encontrar técnicas mais simples até as mais avançadas, que possuem um nível de complexidade mais elevado. Dessa forma, foram analisados diferentes estudos a respeito do tema e das técnicas de controle aplicadas às máquinas de indução, usadas tanto no sistema de propulsão elétrico como em outras aplicações, a fim de se ter um maior número de estratégias estudadas (Filadelfo, 2016; Guazzelli *et al.*, 2013, 2015).

Santana, Amaral, Bim (2008) apresentam o emprego do controle preditivo baseado em modelo para o controle do fluxo do rotor e da velocidade de um motor de indução trifásico. O motor de indução é representado por meio de um modelo linearizado em espaço de estados, utilizando a orientação de fluxo do rotor, sendo as variáveis de estado as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de estator, a velocidade do eixo do motor e o fluxo do rotor. Para a estimação das variáveis que não podem ser medidas, como os fluxos, é empregado um filtro de Kalman estendido. Como resultado da otimização da função custo, são obtidos os sinais de controle, dados pelos acréscimos de tensão que são somados aos valores atuais de tensão dos eixos direto e em quadratura da máquina.

Gasboi, Abdelkader, Adellah (2011) apresentam um controlador de lógica *Fuzzy MIMO* (*Multi-Input / Multi-Output fuzzy*) aplicado à velocidade dos veículos elétricos. O modelo do veículo apresenta dois motores de indução leves ligados às rodas para a propulsão traseira, sendo acionados por meio do controle direto do torque, baseado em modulação vetorial espacial. Para a simulação do modelo foi utilizado o *Matlab/Simulink*.

Guazzeli *et al.* (2013) apresentam a modelagem, simulação e controle de um motor CC aplicado ao sistema de propulsão veicular, tomando como base a carroceria e a bateria do Nissan Leaf, com um motor CC. No modelo adotado foram empregados dois controladores PI ligados em cascata, usados para o controle da velocidade e da corrente do motor, a fim de limitar a corrente da máquina dentro de uma faixa de valores aceitáveis para a sua operação. Com o modelo proposto foi ainda feita a comparação entre o tipo de transmissão, fixa ou manual, a ser utilizada e a análise dos efeitos da inserção da frenagem regenerativa.

Guazzeli *et al.* (2015) apresentam a modelagem de um *drift buggy* elétrico, com motor de indução com rotor de gaiola de esquilo, para simulação computacional no *Matlab/Simulink*. O modelo apresenta um controle escalar de velocidade por meio de um sistema *Fuzzy PD* incremental para correção do escorregamento. O motor é acionado por meio de um inversor com o chaveamento dos seus *IGBT's* comandado pela estratégia *Space Vector PWM*.

Krishna e Biswal (2015) apresentam um estudo sobre o controle por meio da Lógica *Fuzzy*. No trabalho, este tipo de controle é empregado no controle de velocidade de um motor CC de excitação independente. O controlador elaborado usa como entradas o erro de velocidade e a derivada do erro e como saída tem-se uma tensão, que é subtraída da alimentação e então fornecida à armadura. Dessa forma, o motor tem a sua velocidade controlada através da regulação da tensão de armadura.

Filadelfo (2016) no seu estudo apresenta a modelagem de um sistema elétrico de propulsão veicular. Para tal, foram obtidos ainda os modelos: da dinâmica veicular do movimento longitudinal, o modelo do motor de indução empregado, junto ao seu conversor de acionamento, bem como o sistema de controle. A técnica usada para o controle do acionamento do motor é a do controle vetorial direto orientado pelo fluxo do estator e os sinais gerados para o acionamento das chaves do inversor foram criados através da modulação *PWM* por vetores espaciais (*Space Vector PWM*).

Lazzari *et al.* (2017) apresentam um estudo da modelagem matemática do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes aplicado ao sistema de propulsão elétrica do veículo elétrico. O controle do modelo obtido é feito através do controle vetorial por meio de controladores PI. Para validação do modelo desenvolvido, utilizou-se o *software PSIM*, com o qual foi possível fazer a comparação do modelo com um motor ideal disponível.

Boaretto *et al.* (2017) apresentam o desenvolvimento e modelagem do modelo matemático de um motor Brushless DC (BLDC) para ser usado no sistema de propulsão elétrica. Para o acionamento e controle do motor escolhido, utilizou-se um sistema de controle escalar multimalhas baseado em dois controladores PI para controle da velocidade e da corrente do modelo. Para comparação e validação do modelo desenvolvido foi utilizado o *software PSIM*.

Lunardi e Sguarezi Filho (2018) propõe um controle preditivo para um gerador de indução gaiola de esquilo conectado à rede elétrica por meio de um conversor *back-to-back*. São utilizados dois controladores preditivos baseados em modelo que atuam de forma desacoplada, sendo um para o conversor conectado ao gerador e o outro para o conversor que se conecta à rede. O primeiro controlador preditivo é feito através do controle preditivo direto

de torque, sendo o torque estimado a partir dos fluxos do estator e do rotor. O segundo controlador emprega o controle preditivo direto de potência. Em ambos os casos, a atuação dos controladores ocorre por meio da seleção do vetor ótimo que será aplicado aos conversores através da minimização da função custo adotada.

Faria (2019) apresenta um estudo comparativo entre as duas estratégias principais do controle preditivo baseado em modelo de estados finitos, o controle preditivo de torque e do fluxo e o controle preditivo do fluxo. Essas estratégias são aplicadas para o controle de velocidade de um motor de indução trifásico. A estratégia adotada conta com uma malha mais externa para o controle de velocidade, a partir da qual obtém-se o torque de referência. Para obtenção desse torque, é utilizado um controlador de modos deslizantes em substituição aos convencionais controladores PI. Para descrever o motor de indução, é utilizado um modelo linearizado em espaço de estados e em tempo discreto. Em ambas as estratégias apresentadas, o controlador é utilizado para obtenção do estado de comutação ótimo do inversor usado para acionar a máquina de indução. Esse estado é calculado pela minimização da função custo, que leva em conta todos os estados de atuação possíveis em cada instante de amostragem.

Faria, Toledo, Barbosa (2020) apresentam um estudo para a implementação de um modelo computacional do protótipo de um veículo elétrico utilizando o *software Matlab/Simulink*. A simulação é usada para determinar a demanda de potência para realizar um determinado trajeto e a potência consumida da bateria para superar as forças de resistência ao movimento. Para o modelo, é apresentada a modelagem da bateria, do motor de corrente contínua e a dinâmica longitudinal do veículo. O modelo apresenta um controlador PI que fornece comandos de tensão para o motor por meio da modulação *PWM*.

Bertolucci (2022) apresenta um estudo e construção do modelo dinâmico de um motor de indução trifásico. O modelo obtido é acionado por meio de um inversor trifásico, cujas chaves são controladas por *PWM* senoidal junto a técnica de controle escalar. O controle de velocidade do motor é feito em malha fechada utilizando um controlador PI para compensação de escorregamento.

Figueiredo *et al.* (2022) apresentam um controle preditivo robusto de estados finitos para o acionamento de um motor de indução trifásico. A estratégia é aplicada com base no controle de corrente no referencial *dq* com orientação pelo fluxo do rotor da máquina. A obtenção dos valores dos fluxos do rotor e estator é feita de forma direta, por meio do estimador Gapinath, e de forma indireta e os resultados obtidos pelos dois métodos são comparados.

Santos *et al.* (2022) apresentam o uso do controle preditivo de corrente e do controle preditivo de torque e fluxo aplicados ao controle de um motor de indução trifásico. O estudo é

feito com o objetivo de analisar quais os impactos causados pelo uso de estimadores de fluxo na robustez desses controladores. Foram utilizados um estimador baseado nas equações do modelo da máquina de indução e o estimador de Gopinath. Esse último permitiu uma melhora no desempenho de ambos os controladores, no entanto, ofereceu um ganho significativo de robustez somente ao controle preditivo de corrente, que se mostrou mais sensível às variações paramétricas.

Cortêz (2023) apresenta o emprego de *Machine Learning* (Aprendizagem de Máquinas) para realizar a sintonia dos parâmetros de um controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) de 2 graus de liberdade para o controle de um motor de indução trifásico ligado ao sistema de controle de um braço robótico. O sistema de controle é analisado para uma aplicação prática em um braço mecânico cilíndrico com 3 graus de liberdade e os resultados obtidos mostram que o modelo possui capacidade de encontrar parâmetros de sintonia que permitem respostas rápidas e robustas, se caracterizando como uma alternativa eficiente em relação ao método clássico.

Dentre os diversos estudos analisados, tomou-se como base para elaboração deste trabalho os conceitos apresentados por Filadelfo (2016), Guazzeli *et al.* (2015), Faria (2019), Santos *et al.* (2022) e Rodriguez e Cortes (2012). O controle escalar foi escolhido devido a sua grande simplicidade em relação às demais estratégias usadas no controle de máquinas de indução. No entanto, em consequência a essa simplicidade, o seu desempenho muitas vezes não é satisfatório quando aplicado em situações em que se exige muita precisão nas respostas de torque e velocidade, surgindo a necessidade do uso de controladores adicionais que permitam o controle em malha fechada, como, por exemplo, o controle PI, *Fuzzy* e preditivo.

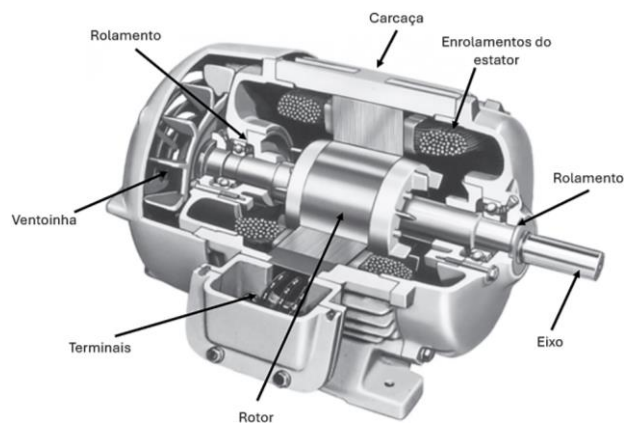
3 MODELAGEM

Neste capítulo são apresentados os fundamentos necessários para a modelagem do veículo elétrico a partir de modelos matemáticos que representam os principais elementos do trem de força elétrico.

3.1 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O motor de indução trifásico (MIT) tem seu princípio de funcionamento baseado na Lei de indução de Faraday, que estabelece que a variação do fluxo magnético em uma região onde se encontra uma bobina faz surgir nesta uma tensão induzida. Nesse motor, o campo magnético que produz esse fluxo é gerado pelas correntes alternadas aplicadas aos enrolamentos do estator. Nesse tipo de máquina, essas correntes fazem surgir, por meio da indução, as correntes do rotor de forma semelhante ao que ocorre em um transformador (Umans, 2014). A Figura 9 mostra a representação em corte de uma máquina de indução trifásica com rotor gaiola de esquilo, nela é possível notar alguns dos componentes que formam o motor.

Figura 9 - Representação do motor de indução trifásico.



Fonte: Chapman, 2013.

Essas correntes fornecidas ao estator, de frequência f_e (em Hertz, Hz), fazem surgir um fluxo magnético no entreferro, cujo vetor espacial resultante se desloca com uma velocidade angular síncrona ω_s (em rad/s), sendo essa uma velocidade geométrica ou espacial, diferente da velocidade angular elétrica ω_e , referente a frequência angular das correntes e tensões trifásicas aplicadas ao estator (em rad/s elétricos) dada por (Filadelfo, 2016):

$$\omega_e = 2\pi f_e \quad (1)$$

A relação entre a velocidade angular elétrica ω_e e a velocidade angular geométrica ou espacial é dada por:

$$\omega_s = \frac{2}{P} \omega_e \quad (2)$$

sendo P o número de polos da máquina.

Em muitos casos deseja-se conhecer a velocidade em rpm em vez de em rad/s, para isso a seguinte relação deve ser usada:

$$n_s = \frac{30}{\pi} \omega_s \quad (3)$$

a velocidade síncrona em rpm também pode ser obtida diretamente da frequência em hertz através de:

$$n_s = \frac{120}{P} f_e \quad (4)$$

As correntes que surgem no rotor também geram um campo magnético girante, que tende a igualar-se à rotação do campo do estator. A interação entre esses campos resulta em um torque que faz com que o rotor gire no mesmo sentido do fluxo do entreferro. Se o rotor gira com uma velocidade constante n_r , no mesmo sentido do campo do estator, dizemos que a diferença entre n_s e a velocidade do rotor n_r é a velocidade de escorregamento. Geralmente essa diferença é expressa em forma de fração, chamada de escorregamento (s), apresentada pela Equação (5).

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (5)$$

O escorregamento também pode ser expresso em função das velocidades angulares em rad/s como segue:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (6)$$

Na qual ω_m é a velocidade angular do rotor em rad/s geométricos e $\omega_r = \frac{P}{2}\omega_m$ é a velocidade angular do rotor em rad/s elétricos. Dessa forma, a velocidade angular de escorregamento ω_{esc} em rad/s elétricos é expressa por:

$$\omega_{esc} = \omega_e - \omega_r = \frac{P}{2}(\omega_s - \omega_m) \quad (7)$$

Por se tratar de uma máquina assíncrona, nos motores de indução a velocidade do rotor nunca poderá ser igual à velocidade síncrona. Caso isso ocorra, os condutores do rotor estariam estacionários em relação ao campo magnético produzido pelo estator, de modo que não haveria correntes induzidas nos condutores do rotor e nenhum torque seria produzido (Umans, 2014).

A obtenção do modelo dinâmico do motor de indução trifásico parte da modelagem por meio das coordenadas de fase, que consiste na representação da máquina através das equações diferenciais que descrevem os circuitos elétricos equivalentes dos enrolamentos do estator e do rotor. Porém, por conta do movimento relativo que existe entre esses enrolamentos da máquina, as indutâncias mútuas que surgem entre eles apresentam um valor que varia em função da posição do rotor em relação ao estator. Dessa forma, as equações diferenciais do modelo são não lineares e de difícil solução, tornando a análise dinâmica do motor extremamente complexa, dificultando assim a implementação de qualquer estratégia de controle (Filadelfo, 2016).

Com o intuito de contornar esse problema e simplificar o estudo desse tipo de máquina, foram elaboradas técnicas de análise baseadas em transformações lineares, capazes de transformar um sistema trifásico em um sistema bifásico em que o problema das indutâncias mútuas variantes no tempo pode ser sanado.

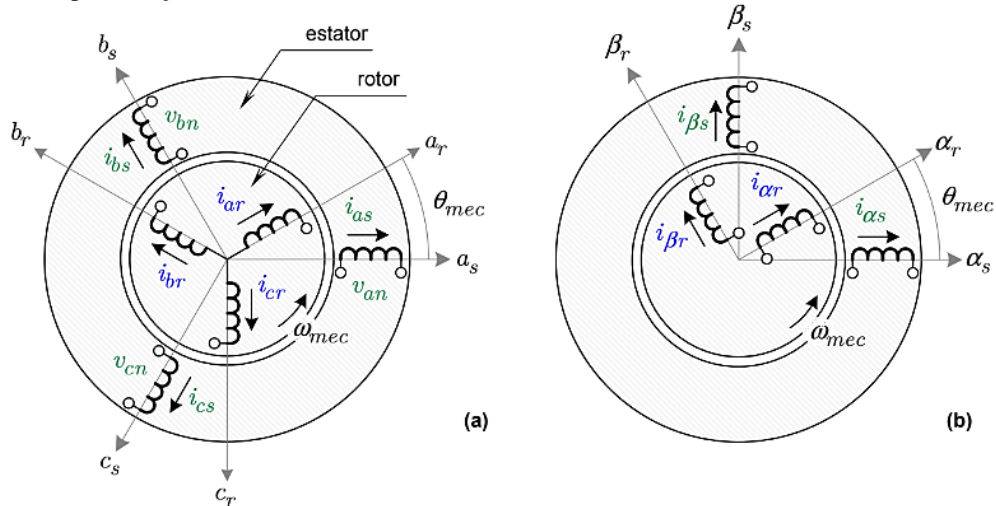
3.2 TRANSFORMADAS DE CLARKE E PARK

Para obter um modelo do motor de indução mais simples e capaz de fornecer uma boa aproximação é necessário primeiramente fazer o estudo das transformadas de Clarke e de Park.

A transformada de Clarke consiste na transformação de um sistema trifásico, com três enrolamentos no estator, espaçados em 120° , e três enrolamentos no rotor, também espaçados de 120° , como representado na Figura 10(a), em um sistema bifásico $\alpha\beta$, como ilustrado na

Figura 10(b). Como pode ser visto nesta Figura, o novo sistema bifásico é composto por dois enrolamentos no estator, espaçados em 90° conforme o sistema ortogonal, composto por um eixo direto α_s e um eixo em quadratura β_s , e dois enrolamentos no rotor também perpendiculares entre si, composto por um eixo direto α_r e um eixo em quadratura β_r (Filadelfo, 2016).

Figura 10 - Representação dos enrolamentos do estator e rotor no sistema (a) trifásico e (b) no sistema bifásico.



Fonte: Filadelfo, 2016.

A transformada de Clarke é definida através da Equação matricial (8). Com essa equação é possível obter um sistema bifásico de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, a partir de um sistema trifásico abc . O termo $2/3$ aparece multiplicando na equação para manter o valor da amplitude das grandezas transformadas.

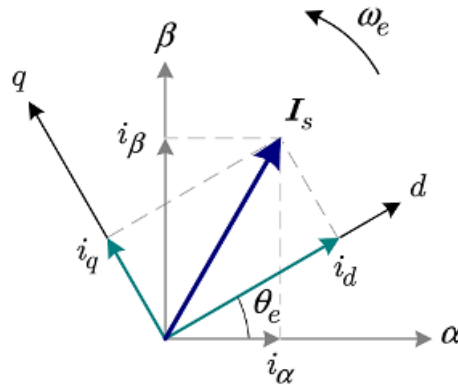
$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Conhecendo o valor das grandezas no sistema bifásico $\alpha\beta$, também é possível obter os valores no sistema trifásico abc , aplicando a transformada inversa de Clarke, que é definida pela Equação (9).

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Com a aplicação da transformada de Clarke o problema das indutâncias variantes no tempo ainda não é resolvido. Para solucionar esse problema uma nova transformada deve ser aplicada sobre o sistema bifásico $\alpha\beta$, a chamada transformada de Park, que consiste na transformação de um sistema bifásico estacionário $\alpha\beta$ em um sistema bifásico rotacional dq , como ilustra a Figura 11.

Figura 11 - Eixos referentes aos sistemas bifásicos nas coordenadas $\alpha\beta$ e dq .



Fonte: Filadelfo, 2016.

A transformação se dá através da Equação (10):

$$\begin{aligned} i_d(t) &= i_\alpha(t)\cos\theta_e + i_\beta(t)\sen\theta_e \\ i_q(t) &= -i_\alpha(t)\sen\theta_e + i_\beta(t)\cos\theta_e \end{aligned} \quad (10)$$

Assim como no caso anterior, também é possível obter a transformada inversa de Park, escrevendo as grandezas no sistema $\alpha\beta$ em função das grandezas expressas no sistema dq , como apresentado na Equação (11).

$$\begin{aligned} i_\alpha(t) &= i_d(t)\cos\theta_e - i_q(t)\sen\theta_e \\ i_\beta(t) &= i_d(t)\sen\theta_e + i_q(t)\cos\theta_e \end{aligned} \quad (11)$$

O ângulo θ_e , que representa o ângulo entre o eixo bifásico estático (α) e o eixo girante (d) na Figura 11, é dado em função da velocidade ω como segue:

$$\theta_e = \int_0^t \omega dt + \theta(0) \quad (12)$$

sendo $\theta(0)$ a posição inicial assumida por θ_e e ω uma referência arbitrária, que geralmente é adotada como sendo igual à velocidade angular síncrona ω_e do motor.

3.3 MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

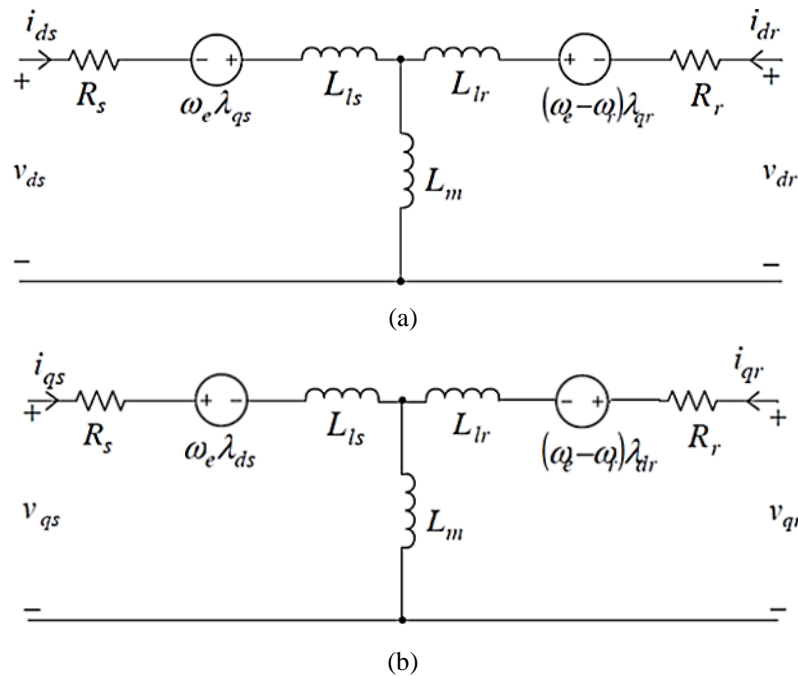
Fazendo uso das transformadas de Clarke e Park sobre as equações diferenciais não lineares que descreverem o comportamento dinâmico da máquina de indução, obtém-se um modelo do motor no sistema de coordenadas rotacional síncrono dq . O modelo dinâmico nesse novo sistema é representado por dois circuitos equivalentes, apresentados na Figura 12, um referente ao eixo direto d e o outro referente ao eixo em quadratura q .

Para esse modelo e para as equações que se seguem, todas as suas variáveis são identificadas:

- v_{ds} : tensão no estator referente ao eixo direto d ;
- v_{qs} : tensão no estator referente ao eixo em quadratura q ;
- v_{dr} : tensão no rotor referente ao eixo direto d ;
- v_{qr} : tensão no rotor referente ao eixo em quadratura q ;
- i_{ds} : corrente no estator referente ao eixo direto d ;
- i_{qs} : corrente no estator referente ao eixo em quadratura q ;
- i_{dr} : corrente no rotor referente ao eixo direto d ;
- i_{qr} : corrente no rotor referente ao eixo em quadratura q ;
- λ_{ds} : fluxo magnético no estator referente ao eixo direto d ;
- λ_{qs} : fluxo magnético no estator referente ao eixo em quadratura q ;
- λ_{dr} : fluxo magnético no rotor referente ao eixo direto d ;
- λ_{qr} : fluxo magnético no rotor referente ao eixo em quadratura q ;
- λ_{dm} : fluxo magnético no entreferro referente ao eixo direto d ;
- λ_{qm} : fluxo magnético no entreferro referente ao eixo em quadratura q ;

- λ_s , λ_r e λ_m : módulos dos fluxos magnéticos do estator, rotor e entreferro, respectivamente;
- R_s : resistência dos enrolamentos do estator;
- R_r : resistência dos enrolamentos do rotor;
- L_s , L_r e L_m : indutâncias dos enrolamentos do estator, rotor e do ramo magnetizante, respectivamente;
- L_{ls} , L_{lr} : indutâncias de dispersão do estator e do rotor, respectivamente;
- ω_r : velocidade angular do rotor dada em rad/s elétricos.

Figura 12 - Circuito equivalente do motor de indução referente ao eixo direto d (a) e em quadratura (b).



Fonte: Farias, 2017.

Através da análise dos circuitos apresentados na Figura 12, as seguintes equações podem ser extraídas:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (13)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (14)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (15)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (16)$$

Como o motor empregado neste trabalho é um motor de indução com rotor gaiola de esquilo, pode-se considerar que as tensões do rotor v_{dr} e v_{qr} são iguais a zero, já que as barras condutoras que formam o rotor são curto-circuitadas nas suas extremidades.

Considerando o circuito como sendo linear, os fluxos concatenados poderão ser escritos como:

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (17)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (18)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (19)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (20)$$

$$\lambda_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (21)$$

$$\lambda_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (22)$$

sendo:

$$L_s = L_m + L_{ls} \quad (23)$$

$$L_r = L_m + L_{lr} \quad (24)$$

Os módulos dos fluxos magnéticos do estator, do rotor e do entreferro são expressos pelas Equações (25), (26) e (27), respectivamente:

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (25)$$

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} \quad (26)$$

$$\lambda_m = \sqrt{\lambda_{dm}^2 + \lambda_{qm}^2} \quad (27)$$

A partir das Equações (17) a (20) é possível obter as seguintes expressões para as correntes do circuito:

$$i_{ds} = \frac{\lambda_{ds} - L_m i_{dr}}{L_s} \quad (28)$$

$$i_{qs} = \frac{\lambda_{qs} - L_m i_{qr}}{L_s} \quad (29)$$

$$i_{dr} = \frac{\lambda_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r} \quad (30)$$

$$i_{qr} = \frac{\lambda_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r} \quad (31)$$

Combinado a Equação (30) com (28) e (31) com (29) e manipulando-as, de modo a isolar as correntes em cada equação, é possível escrever as correntes em função dos fluxos concatenados da seguinte forma:

$$i_{ds} = \frac{L_r}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{ds} - \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{dr} \quad (32)$$

$$i_{qs} = \frac{L_r}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qs} - \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qr} \quad (33)$$

$$i_{dr} = \frac{L_s}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{ds} \quad (34)$$

$$i_{qr} = \frac{L_s}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qs} \quad (35)$$

Conhecendo o valor das correntes é possível obter o valor do torque eletromagnético do motor, que pode ser escrito como:

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m [i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}] \quad (36)$$

sendo P o número de polos do motor. O torque eletromagnético do motor também pode ser calculado em função do torque da carga T_L . Desprezando o amortecimento mecânico, tem-se:

$$T_e = T_L + \frac{2}{P} J \left(\frac{d\omega_r}{dt} \right) \quad (37)$$

na qual J é o momento de inércia do motor. A partir da Equação (37) é possível isolar a velocidade angular do rotor, como:

$$\omega_r = \int \frac{P}{2} \left(\frac{T_e - T_L}{J} \right) dt \quad (38)$$

Para obter as equações diferenciais dos fluxos concatenados se substitui as Equações de (32) a (35) em (13) a (16), obtendo assim o modelo do motor de indução trifásico nas seguintes equações:

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = v_{ds} - \frac{R_s L_r}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{ds} + \frac{R_s L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{dr} + \omega_e \lambda_{qs} \quad (39)$$

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = v_{qs} - \frac{R_s L_r}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qs} + \frac{R_s L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qr} - \omega_e \lambda_{ds} \quad (40)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = -\frac{R_r L_s}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{ds} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (41)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = -\frac{R_r L_s}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qr} + \frac{R_r L_m}{L_r L_s - L_m^2} \lambda_{qs} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (42)$$

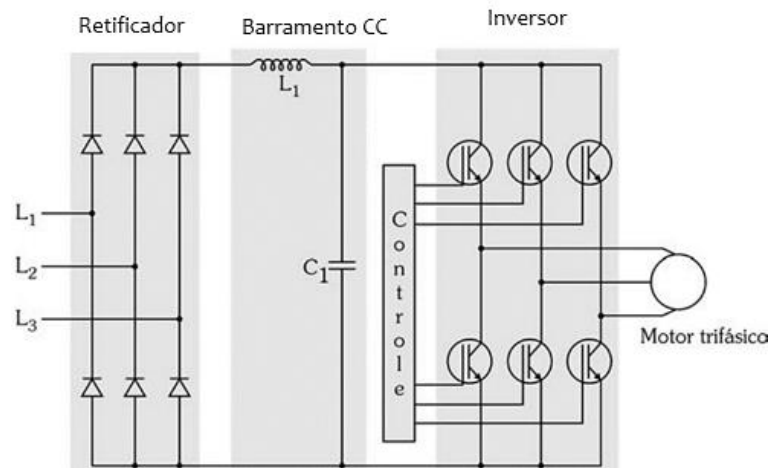
3.4 CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

Existem diferentes técnicas para o acionamento do motor de indução usadas para controlar alguns dos seus parâmetros, como, por exemplo, a velocidade do rotor e/ou o conjugado da máquina, podendo serem utilizadas ainda com o intuito de reduzir o valor das correntes de partida. Atualmente os motores são acionados por equipamentos formados basicamente por contadores ou por chaves eletrônicas com semicondutores, dos quais podem ser citados os conversores de frequência e os *Soft starters*. Sendo os *Soft starters* equipamentos formados por semicondutores utilizados para atuarem no momento de partida, agindo sobre a tensão de alimentação da máquina. Já nos conversores de frequência, os semicondutores são utilizados para o chaveamento da tensão e também para o chaveamento da frequência de alimentação (Coelho, 2018).

Neste trabalho, o acionamento do motor de indução será realizado por meio do conversor de frequência. Esse equipamento tem seu circuito de potência formado, de modo simplificado, por uma ponte retificadora de diodos, um barramento intermediário CC e um

conversor CC/CA, chamado de inversor, composto por transistores do tipo *IGBT* (*Isolated Gate Bipolar Transistor*, ou Transistor Bipolar de Porta Isolada), os quais recebem os comandos do circuito de controle. A Figura 13 traz uma representação simplificada da estrutura de um conversor desse tipo.

Figura 13 - Conversor de frequência trifásico.



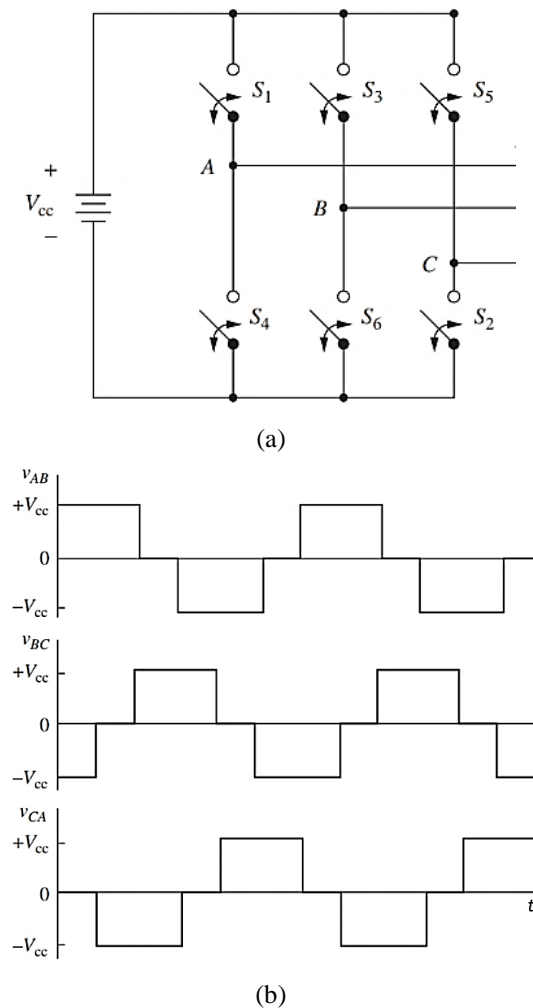
Fonte: Franchi, 2009.

A parte retificadora é responsável por transformar um sinal alternado em um sinal contínuo. A retificação resulta da ponte de diodos, dispositivos semicondutores que através de suas propriedades, permitem a circulação de corrente em somente um sentido. Quando uma tensão alternada é aplicada a um retificador como esse, uma tensão contínua pulsante é observada em seus terminais de saída. A tensão de saída antes de chegar à unidade inversora, passa primeiramente pelo Barramento CC, usado para a regulação do sinal retificado. Após passar pelo barramento, a tensão é enviada para o inversor, que através dos seus *IGBT*'s faz a conversão do sinal CC em CA, com tensão e frequência variáveis (Franchi, 2009).

No caso do uso do conversor para acionar o motor de indução utilizado no veículo elétrico não se faz necessária a etapa retificadora, pois no veículo a alimentação do motor é feita por meio da bateria, que fornece tensão contínua, podendo ser ligada diretamente a etapa inversora.

A Figura 14 mostra um circuito típico de um inversor trifásico com uma lógica de acionamento das chaves de modo a obter na saída tensões alternadas e defasadas entre si de 120° , bem como as formas de onda das tensões de linha obtidas na saída do circuito.

Figura 14 - Circuito do inversor trifásico (a) e formas de onda das tensões de linha (b).



Fonte: Hart, 2011.

A principal finalidade deste circuito, quando aplicado no acionamento de motores, é o controle da velocidade de rotação da máquina. Como apresentado anteriormente, a velocidade do motor depende da frequência e do seu número de polos. Como a frequência não é uma característica construtiva, a sua variação se mostra uma alternativa mais simples para alcançar tal objetivo. Para controlar a frequência da tensão de saída de um circuito como este, utiliza-se da variação na frequência de chaveamento, já a amplitude da tensão de saída é função do valor da alimentação CC aplicada (Hart, 2011).

Como os inversores são formados por transistores que trabalham basicamente como chaves no circuito, variando entre dois estágios, conduzindo ou em corte, a tensão na sua saída tem sempre uma forma de onda quadrada. Assim, para obter na saída do inversor uma tensão com uma onda que seja mais próxima de uma senoide, os transistores são chaveados por algum tipo de técnica de modulação, geralmente por meio da largura de seus pulsos, com a técnica chamada de *PWM (Pulse Width Modulation)* (Franchi, 2009).

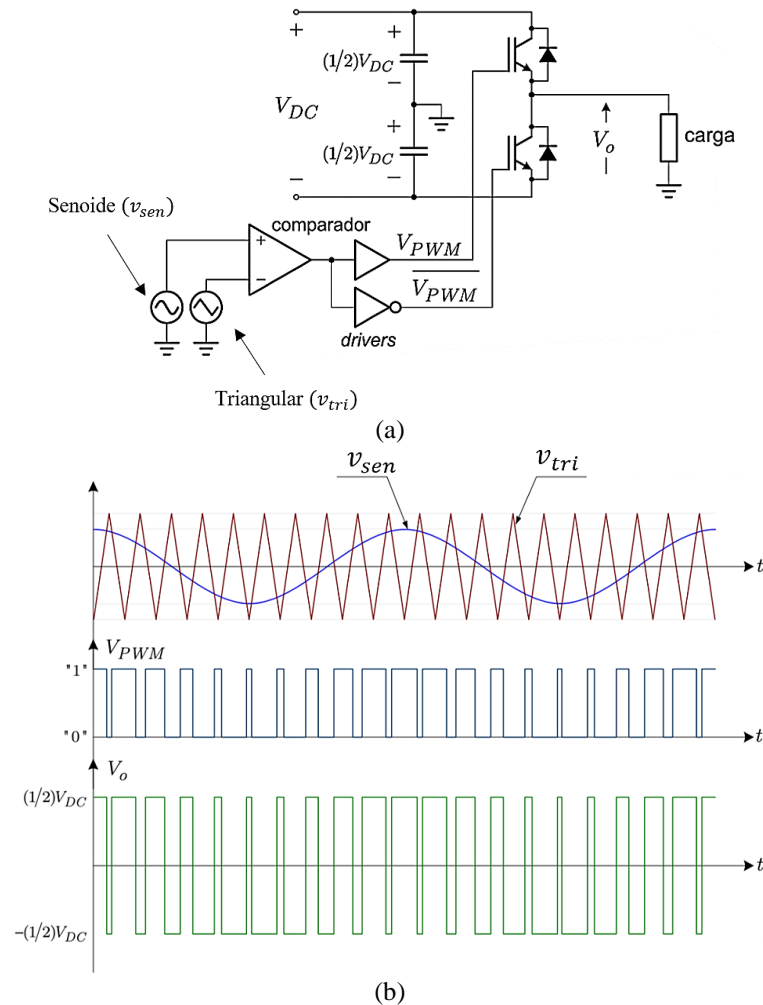
3.4.1 PWM Senoidal

Existem diferentes técnicas de modulação *PWM*, uma das mais utilizadas no controle do chaveamento do inversor de frequência consiste basicamente na comparação entre uma onda triangular e uma senoidal para a obtenção da tensão de saída. Essa técnica é conhecida como *PWM* senoidal (*SPWM – Sinusoidal PWM*).

Para obtenção dos sinais de controle para acionamento dos *IGBT's* com *PWM* senoidal se faz necessário um sinal de referência, de frequência f_{sen} , que nesse caso é uma senoide, chamada de onda modulante, e um sinal triangular, de frequência f_{tri} , chamada de onda portadora, que controla a frequência de chaveamento. Para melhor entendimento de como o sinal *PWM* é gerado através dessa comparação, a Figura 15 ilustra o princípio básico da modulação tomando como base um inversor monofásico formado por *IGBT's*. Da Figura 15(a) é possível observar que através da comparação entre a senoide e a onda triangular um sinal de controle é obtido. Esse sinal, na figura chamado de V_{PWM} , é aplicado ao terminal *Gate* do *IGBT* superior e o seu complemento $\overline{V_{PWM}}$ é aplicado ao terminal *Gate* do transistor inferior. Esses sinais são responsáveis por realizarem de forma coordenada o chaveamento dos *IGBT's*, evitando que eles tenham o mesmo estado, conduzindo ou em corte, simultaneamente.

Na Figura 15(b) é possível observar o sinal modulante e o da portadora. Quando o valor instantâneo da onda senoidal, v_{sen} , é maior do que o valor instantâneo da portadora triangular, v_{tri} , o sinal de controle V_{PWM} será de nível lógico alto (“1”), que fará o *IGBT* superior entrar no estado de condução, e o seu complemento ($\overline{V_{PWM}}$) terá um nível lógico baixo (“0”), levando o *IGBT* inferior para o estado de corte. Quando o valor da onda triangular é maior do que o valor da senoidal, V_{PWM} será de nível lógico baixo e seu complemento será de nível lógico alto, levando então o *IGBT* superior ao estado de corte e o inferior ao estado de condução. Dessa forma, como pode ser visto, a tensão de saída do inversor (V_o) é uma sucessão de ondas retangulares de largura variável e amplitude igual a $\frac{1}{2}V_{DC}$, na qual V_{DC} representa a tensão total do barramento de alimentação do inversor.

Figura 15 - Geração de sinais de controle para acionamento dos IGBT's: (a) circuito do inversor monofásico acionado por PWM senoidal; (b) Formas de onda do circuito.



Fonte: Filadelfo, 2016.

O sinal obtido na saída do inversor pode ser decomposto em uma componente fundamental de frequência igual à da senoide de referência, somada a componentes harmônicas de frequência em torno de múltiplos da frequência da portadora triangular. A amplitude da componente fundamental da tensão de saída é dada em função das amplitudes relativas da portadora e da referência. A razão entre a amplitude do sinal de referência e da portadora é chamado de índice de modulação da amplitude m_a (Hart, 2011):

$$m_a = \frac{V_{m,sen}}{V_{m,tri}} \quad (43)$$

na qual:

- $V_{m,sen}$: amplitude do sinal de referência (modulante);
- $V_{m,tri}$: amplitude do sinal portador (triangular).

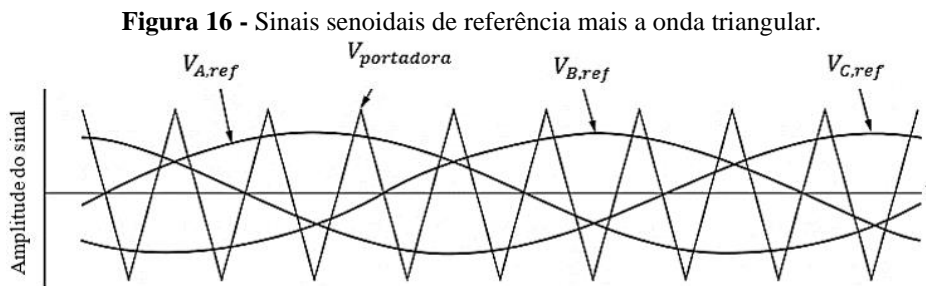
Se $m_a \leq 1$, o inversor opera na faixa de modulação linear, na qual a componente fundamental da tensão de saída é linearmente dependente de m_a . Dessa forma, a amplitude da componente fundamental ($V_{m,0,1}$) da tensão de saída do circuito da Figura 15, pode ser escrita em função de m_a , como segue:

$$V_{m,0,1} = m_a \frac{V_{DC}}{2} \quad (44)$$

Caso $m_a > 1$, diz-se que o inversor opera na região de sobremodulação. Nesse caso, a amplitude da tensão de saída é proporcional a m_a , mas não de modo linear.

Para um inversor trifásico, o controle de cada par de chaves ligadas a um mesmo braço é feito da mesma forma como apresentado para o inversor monofásico. Como são três pares de chaves, no inversor trifásico, são necessárias três ondas senoidais de referência, que são comparadas com uma portadora comum. As três ondas de referência devem ser separadas em 120° para gerarem uma saída balanceada (Hart, 2011).

A Figura 16 mostra um exemplo de como é feita a comparação entre as ondas senoidais de referência e a portadora para obtenção dos sinais de controle das chaves do inversor trifásico.



Fonte: Hart, 2011.

Para esse caso, o controle das chaves do circuito de um inversor trifásico, como aquele da Figura 14(a), pode ser descrito por:

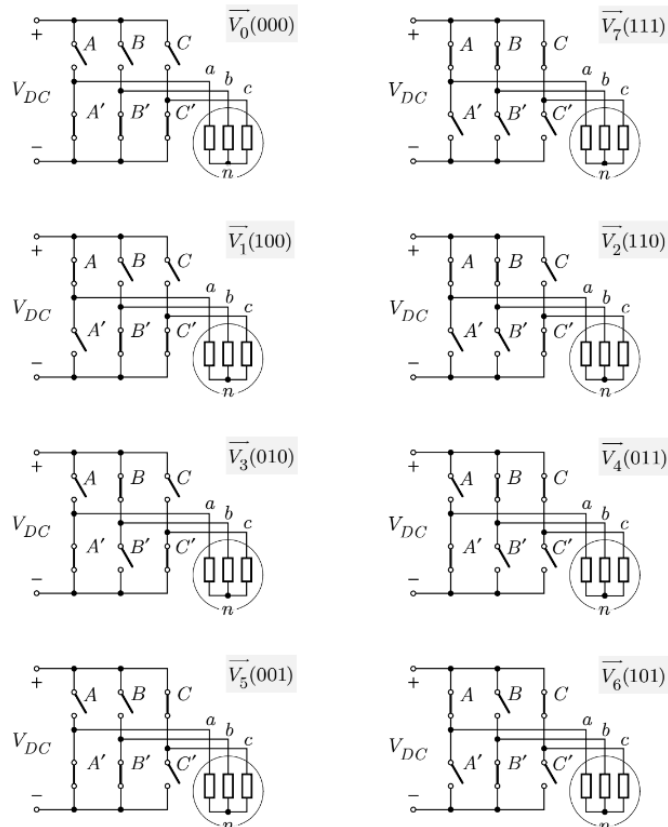
- S_1 está fechada quando $V_{A,ref} > V_{portadora}$
- S_2 está fechada quando $V_{C,ref} < V_{portadora}$
- S_3 está fechada quando $V_{B,ref} > V_{portadora}$
- S_4 está fechada quando $V_{A,ref} < V_{portadora}$
- S_5 está fechada quando $V_{C,ref} > V_{portadora}$
- S_6 está fechada quando $V_{B,ref} < V_{portadora}$

3.4.2 PWM por Espaços Vetoriais

Alternativamente ao *PWM* Senoidal, existe a técnica de geração de sinais chamada de *PWM* por Espaços Vetoriais (*Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM*), que apresenta como características ampla faixa linear de modulação de tensão e minimização das perdas por chaveamento e da amplitude das componentes harmônicas. Dentre as técnicas *PWM*, a *SVPWM* é muitas vezes considerada como a que possui o melhor desempenho no acionamento de conversores de frequência, mas exige um maior esforço computacional para seu emprego.

O *PWM* por Espaços Vetoriais, como o próprio nome sugere, tem o seu funcionamento baseado na representação das tensões descritas no referencial $\alpha\beta$, como vetores espaciais, e nas possíveis combinações de chaveamento para os semicondutores do conversor de potência. Para um conversor trifásico de chaves A, A', B, B', C, C' como apresentado na Figura 17, existem 8 possíveis combinações de chaveamento, tendo em vista que duas chaves pertencentes ao mesmo braço do inversor não podem ser acionadas simultaneamente. Cada combinação resulta em uma tensão aplicada à carga, que são representadas por vetores espaciais.

Figura 17 - Combinações de chaveamento para um inversor trifásico e vetor espacial associado à cada combinação.



Fonte: Filadelfo, 2016.

Ao total são 8 vetores espaciais, sendo 6 deles ativos ($\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$) e 2 vetores nulos (\vec{V}_0, \vec{V}_7), que não impõem tensão sobre a carga. Na Tabela 2 são apresentadas as possíveis tensões de linha e de fase para cada um dos vetores espaciais, esses vetores podem ser determinados de forma analítica por meio da Equação:

$$\vec{V}_i = \frac{2}{3}(v_{an}\alpha^0 + v_{bn}\alpha + v_{cn}\alpha^2) \quad (45)$$

na qual $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $\alpha^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ e i é um número inteiro entre 0 e 7.

Tabela 2 - Tensões correspondentes a cada vetor espacial de um inversor trifásico.

Vetor (ABC)	Chaves						
	em condução	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
$V_0(000)$	A', B' e C'	0	0	0	0	0	0
$V_1(100)$	A, B' e C'	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
$V_2(110)$	A, B e C'	0	V_{DC}	$-V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$
$V_3(010)$	A', B e C'	$-V_{DC}$	V_{DC}	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
$V_4(011)$	A', B e C	$-V_{DC}$	0	V_{DC}	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$
$V_5(001)$	A', B' e C	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$
$V_6(101)$	A, B' e C	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$
$V_7(111)$	A, B e C	0	0	0	0	0	0

Fonte: Filadelfo, 2016.

Os 8 possíveis vetores espaciais são representados no plano do sistema de coordenadas $\alpha\beta$, no qual os vetores ativos delimitam 6 setores e se encontram espaçados em 60° dos vetores adjacentes, como mostra a Figura 18. O vetor \vec{V}_{ref} , que representa as três tensões cossenoidais presentes nas fases é composto pela combinação linear entre os vetores espaciais que delimitam o setor em que \vec{V}_{ref} se encontra e os vetores nulos. Para o vetor \vec{V}_{ref} situado no setor (1), como mostrado na Figura 18, por exemplo, a combinação linear é:

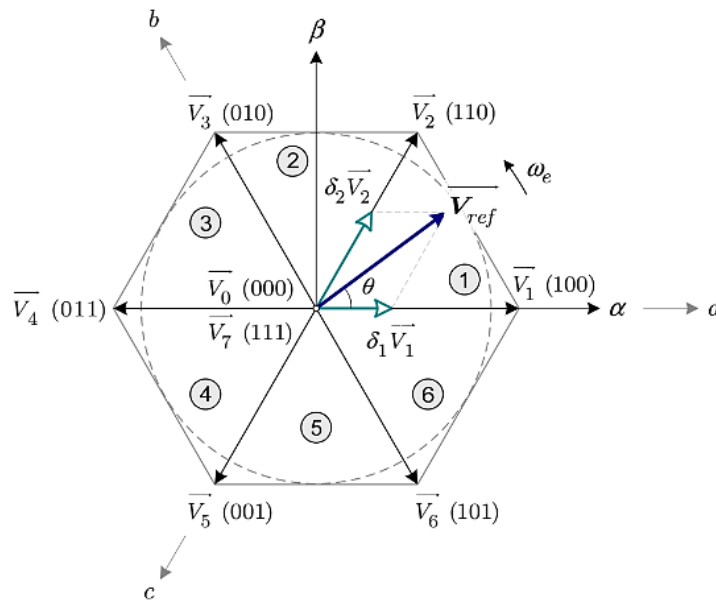
$$\vec{V}_{ref} = \delta_0\vec{V}_0 + \delta_1\vec{V}_1 + \delta_2\vec{V}_2 + \delta_7\vec{V}_7 \quad (46)$$

na qual $\delta_0, \delta_1, \delta_2$ e δ_7 são fatores que variam de acordo com o período de chaveamento $T_z = 1/f_z$, sendo descritos pela Equação (47):

$$\delta_i = \frac{t_i}{T_z}, 0 \leq i \leq 7 \quad (47)$$

Esses fatores representam a fração de tempo que uma determinada sequência de chaveamento do inversor se manterá para sintetizar um determinado vetor espacial \vec{V}_i . Dessa forma, à medida que o vetor espacial \vec{V}_{ref} rotaciona, sua posição angular muda no tempo e para cada período de chaveamento esses fatores são atualizados e uma nova combinação linear que sintetiza \vec{V}_{ref} é obtida.

Figura 18 - Representação espacial dos vetores de um inversor trifásico no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.



Fonte: Filadelfo, 2016.

Nessa técnica de modulação, o valor máximo assumido por \vec{V}_{ref} entregue à carga pelo inversor, operando na região linear, é expresso na Equação (48):

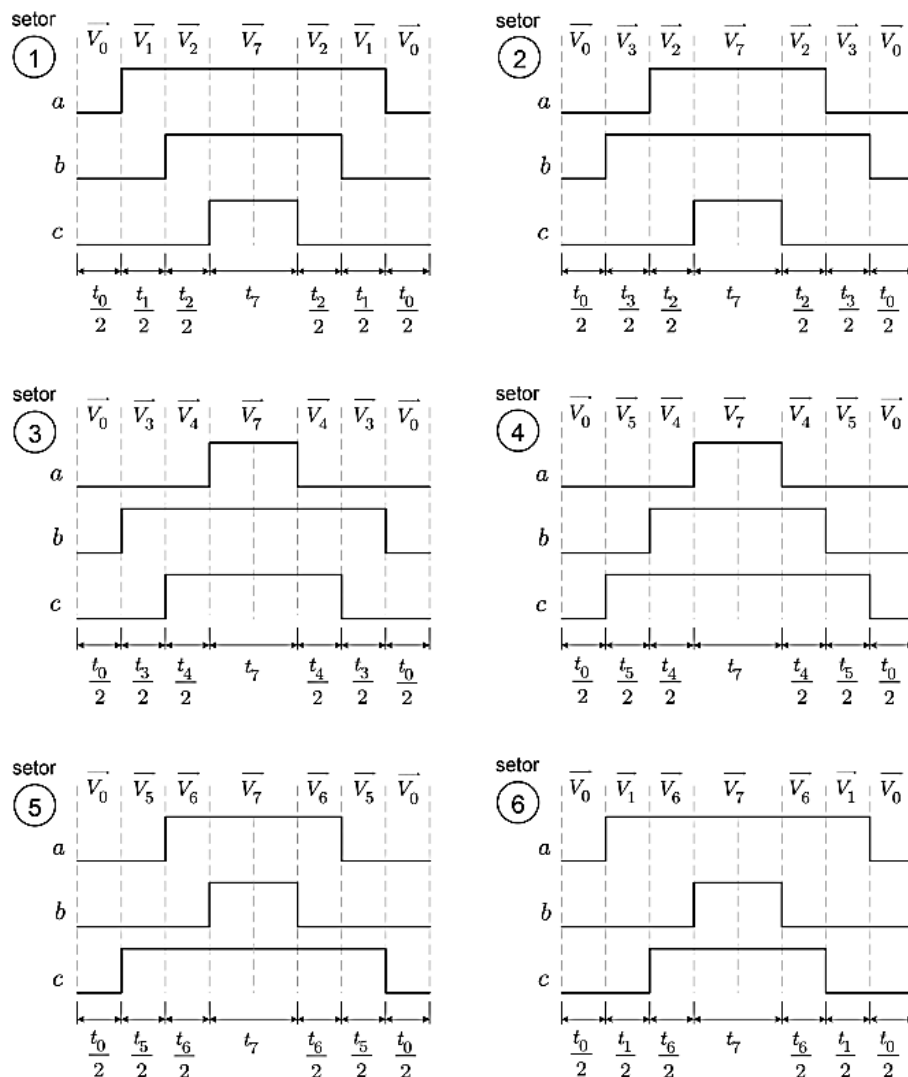
$$\vec{V}_{ref(max)} = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC} \quad (48)$$

Comparando esse valor com a máxima tensão fundamental entregue à carga pela *PWM* Senoidal, tem-se:

$$\frac{\vec{V}_{ref(m\acute{a}x)}(SVPWM)}{\vec{V}_{ref(m\acute{a}x)}(SPWM)} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}}{\frac{1}{2}V_{DC}} = 1,1547 \quad (49)$$

Dessa forma, a técnica *SVPWM* possui uma tensão maxima de saıda com amplitude 15,47% maior do que a maxima amplitude alcançada pelo *PWM* Senoidal. No *PWM* por Espaços Vetoriais é importante definir a sequência de ativação dos vetores espaciais para a sintetização de um vetor \vec{V}_{ref} qualquer, dentro de algum dos possíveis setores no plano $\alpha\beta$. As sequências para cada um dos 6 setores podem ser observadas na Figura 19. Esse tipo de *PWM*  utilizado adiante no controle preditivo, no qual são avaliados os 8 possíveis estados de chaveamento, e aquele que resulta na minimização da função custo é escolhido.

Figura 19 - Sequências de ativação dos vetores espaciais.

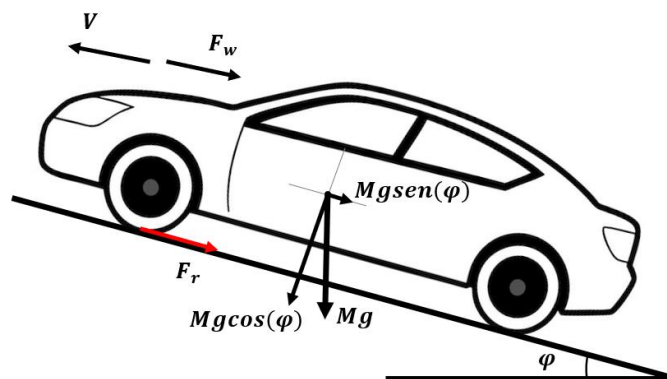


3.5 DINÂMICA VEICULAR DE UM SISTEMA DE PROPULSÃO ELÉTRICO

A dinâmica veicular é uma área da engenharia destinada ao estudo do deslocamento de veículos. Sua análise é feita por meio de equações baseadas nas leis físicas que descrevem o movimento, sendo útil para o estudo dinâmico do motor usado no sistema de propulsão. Nesse tipo de abordagem, o movimento longitudinal é formado por equações definidas através da Segunda Lei de Newton, de forma que o veículo é visto como um corpo rígido, com sua massa localizada no seu centro de gravidade, e que se movimenta em uma pista plana (Filadelfo, 2016).

O veículo pode ser representado no plano por um modelo de duas rodas, uma referente ao eixo traseiro e outra referente ao eixo dianteiro. A Figura 20 mostra o automóvel subindo uma rampa com inclinação φ , bem como as forças resultantes envolvidas no deslocamento longitudinal do modelo.

Figura 20 - Diagrama das forças atuantes no veículo em movimento.



Fonte: Tanaka, 2013.

Na Figura 20 tem-se as forças que se opõem ao deslocamento do veículo: força de resistência aerodinâmica (F_w), força de resistência ao rolamento (F_r) e força peso Mg com suas componentes, $Mg\cos(\varphi)$ e $Mgsen(\varphi)$, que é chamada de força de resistência ao aclave (F_g). A seta com a letra V representa o sentido de deslocamento do veículo. Todas as forças aqui citadas são expressas em N, a massa do veículo (M) é dada em kg e a aceleração da gravidade (g) é dada em m/s^2 .

Para superar todas essas forças contrárias ao movimento, o veículo deve ser tracionado com uma força de tração F_t , que não está representada na Figura 20, mas tem o mesmo sentido do deslocamento. Fazendo o balanço de todas as forças que agem sobre o automóvel, a Equação (50) é obtida.

$$F_x = Ma_x = F_t - F_r - F_w - F_g \quad (50)$$

na qual a_x é a aceleração longitudinal desenvolvida pelo veículo. Reescrevendo:

$$F_t = F_r + F_w + F_g + F_x \quad (51)$$

Através dessa equação é possível observar que de fato a força de tração F_t , que o motor deve fornecer, tem que ser capaz de superar as forças opositoras e ainda disponibilizar a aceleração desejada. Essas forças contrárias ao movimento são dadas em função de diferentes parâmetros relacionados as características construtivas do veículo e da pista. A seguir é apresentado a descrição de cada uma.

- Força de resistência ao rolamento (F_r): essa força surge principalmente devido a deformação que os pneus do carro sofrem por conta da carga nominal aplicada. A deformação pode ser detectada na superfície de contato das rodas. Todos os veículos com rodas sofrem essa resistência, que faz a sua velocidade diminuir gradualmente (Tanaka, 2013). A força de resistência ao rolamento é expressa pela Equação (52), nela é possível observar a influência da massa do carro e de uma constante adimensional f_r , chamada de coeficiente de resistência ao rolamento, que dentre outros fatores, depende da calibragem e da temperatura dos pneus, da velocidade longitudinal do veículo e das condições da superfície na qual o veículo trafega.

$$F_r = f_r M g \cos(\varphi) \quad (52)$$

- Força de resistência aerodinâmica (F_w): assim como o solo, o ar entorno do veículo em movimento também oferece uma determinada resistência ao deslocamento. A força de resistência aerodinâmica é dada pela Equação (53).

$$F_w = \frac{1}{2} \rho_a A_f C_d (v_x - v_w)^2 \quad (53)$$

sendo:

- ρ_a a densidade do ar ($1,25 \text{ kg/m}^3$);
 - A_f a área frontal do veículo (m^2);
 - C_d o coeficiente de arrasto aerodinâmico, que é adimensional e depende da forma do veículo. ($C_d = 0,17$, para um *design* simplificado otimizado);
 - v_x a velocidade longitudinal desenvolvida pelo veículo (m/s);
 - v_w a velocidade do vento (m/s).
- Força de resistência ao aclone (F_g): a ação da gravidade também influencia no movimento do veículo. Dependendo do modo como ele se encontra em relação a um aclone, se subindo ou descendo, a ação da gravidade pode ser contrária ou favorável ao deslocamento. Geralmente na análise de desempenho do veículo, considera-se o caso em que o automóvel se encontra subindo a via. Dessa forma, a componente longitudinal da força peso que surge devido a inclinação é dada pela Equação (54).

$$F_g = Mg \sin(\varphi) \quad (54)$$

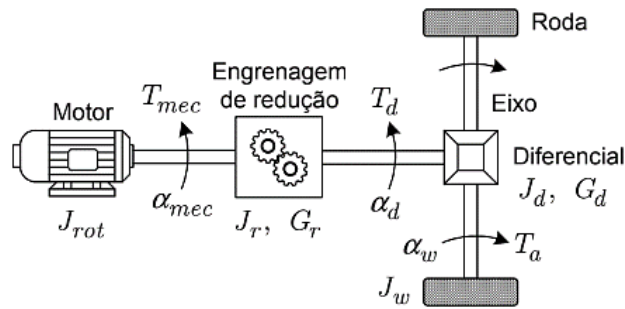
- Força de aceleração longitudinal (F_x): para que o veículo se desloque é necessário que uma força, que forneça uma aceleração linear, seja aplicada em adição às opositoras. Essa força é dada pela Segunda Lei de Newton como se segue:

$$F_x = Ma_x = M \frac{dv_x}{dt} \quad (55)$$

Com as Equações (51,52, 53, 54, 55) é possível calcular qual a força de tração e o torque necessário que o motor, ligado a um sistema de propulsão, deve desenvolver para propulsionar o veículo.

O motor no sistema de propulsão elétrico pode ser conectado às rodas segundo diferentes topologias. Nesse estudo será adotado um sistema composto por um motor ligado às rodas por meio de uma engrenagem de redução fixa e um diferencial, semelhante ao adotado em Filadelfo (2016), assim como mostra a Figura 21.

Figura 21 -Sistema de propulsão elétrico com engrenagem de redução fixa e diferencial.



Fonte: Filadelfo, 2016.

A partir da Figura 21, pode-se determinar às relações existentes entre os torques disponíveis em cada trecho do sistema. Aplicando a segunda Lei de Newton, o torque mecânico entregue pelo motor (T_{mec}) à entrada da redução fixa pode ser representado por:

$$T_{mec} = T_e - J_{rot}\alpha_{mec} \quad (56)$$

na qual T_e é o torque eletromagnético desenvolvido pelo motor, J_{rot} é o momento de inércia do rotor e α_{mec} é a aceleração angular mecânica do motor.

O torque na saída da redução fixa e disponível na entrada do diferencial (T_d) é dado pelo produto do torque mecânico, descontado das perdas inerciais que ocorrem na redução, com a relação de transmissão da engrenagem de redução (G_r) e sua eficiência (η_r), como apresentado na Equação (57):

$$T_d = (T_{mec} - J_r\alpha_{mec})G_r\eta_r \quad (57)$$

na qual J_r é o momento de inércia da engrenagem de redução fixa.

De forma análoga, o torque entregue aos eixos e às rodas do veículo (T_a) é igual ao torque na entrada do diferencial, menos as perdas inerciais que ocorrem no diferencial, multiplicado pela relação de transmissão (G_d) e eficiência (η_d) do diferencial, como expresso em (58):

$$T_a = (T_d - J_d\alpha_d)G_d\eta_d \quad (58)$$

sendo J_d o momento de inércia do diferencial e α_d a aceleração angular mecânica na entrada do diferencial.

Uma outra forma de determinar o torque T_a é utilizando o torque imposto pela força de tração (F_t) adicionado a uma parcela decorrente do momento de inércia do conjunto formado por eixos e rodas conforme expresso por (59):

$$T_a = F_t r_\omega + J_\omega \alpha_\omega \quad (59)$$

na qual J_ω é o momento de inércia do conjunto formado por eixos e rodas, α_ω é a aceleração angular mecânica das rodas e r_ω é o raio das rodas.

As acelerações angulares mecânicas em cada trecho do sistema de propulsão estão relacionadas através das relações de transmissão e eficiências da seguinte forma:

$$\alpha_{mec} = \eta_r G_r \alpha_d = \eta_r G_r \eta_d G_d \alpha_\omega \quad (60)$$

Fazendo $G = G_r G_d$ e $\eta = \eta_r \eta_d$, como sendo a relação de transmissão total e a eficiência total da transmissão, respectivamente, obtém-se uma relação direta entre a aceleração angular do eixo do motor α_{mec} e a aceleração angular desenvolvida pelas rodas α_ω . Como a aceleração angular α_ω se relaciona com a aceleração longitudinal (a_x) do veículo por:

$$a_x = \alpha_\omega r_\omega \quad (61)$$

A partir de (60), obtém-se:

$$\alpha_{mec} = \eta G \frac{a_x}{r_\omega} \quad (62)$$

Substituindo a Equação (56) em (57) e (57) em (58), obtém-se:

$$T_a = T_e \eta G - (J_r + J_{rot}) \alpha_{mec} \eta G - J_d \alpha_d \eta_d G_d \quad (63)$$

Substituindo a Equação (63) em (59) e escrevendo as acelerações angulares presentes na equação em termos da aceleração longitudinal a_x , a força de tração pode ser expressa por:

$$F_t = \frac{T_e}{r_\omega} \eta G - \frac{a_x}{r_\omega^2} [J_\omega + J_d (\eta_d G_d)^2 + (J_r + J_{rot}) (\eta G)^2] \quad (64)$$

Esse termo que multiplica a aceleração longitudinal na equação, no qual estão os momentos de inércia e as relações de transmissão e eficiências dos componentes do sistema de propulsão, convenientemente é chamado de massa relativa m_r , como expresso em (65):

$$m_r = \frac{1}{r_\omega^2} [J_\omega + J_d(\eta_d G_d)^2 + (J_r + J_{rot})(\eta G)^2] \quad (65)$$

Com isso, a Equação (64) pode ser reescrita como:

$$F_t = \frac{T_e}{r_\omega} \eta G - a_x m_r \quad (66)$$

Substituindo a Equação (66) na Equação (51), tem-se:

$$\frac{T_e}{r_\omega} \eta G - a_x m_r = F_r + F_w + Mg \text{sen}(\varphi) + M a_x \quad (67)$$

Manipulando a Equação (67), obtém-se:

$$\frac{T_e}{r_\omega} \eta G = F_r + F_w + Mg \text{sen}(\varphi) + (m_r + M) a_x \quad (68)$$

Agrupando as forças que se opõem ao movimento em uma única parcela, de modo que $F_{op} = F_r + F_w + Mg \text{sen}(\varphi)$, sendo F_{op} a força resultante de oposição ao movimento, a Equação (68) pode ser reescrita como:

$$(m_r + M) a_x = \frac{T_e}{r_\omega} \eta G - F_{op} \quad (69)$$

Essa soma $(m_r + M)$ pode ser considerada como uma massa efetiva. Dividindo a soma pela massa real do veículo (M), pode-se definir o chamado fator de massa, representado por k_m :

$$k_m = \frac{(m_r + M)}{M} \quad (70)$$

Como muitas vezes os valores dos momentos de inércia dos componentes que formam o sistema de propulsão não são conhecidos, o valor de k_m deve ser estimado.

Com isso, a Equação (69) torna-se:

$$k_m M a_x = \frac{T_e}{r_\omega} \eta G - F_{op} \quad (71)$$

Dessa forma, é possível notar que a força de aceleração longitudinal (F_x) passa a ser agora representada pela Equação (72):

$$F_x = k_m M a_x \quad (72)$$

e a força de tração é:

$$F_t = \frac{T_e}{r_\omega} \eta G = k_m M a_x + F_{op} \quad (73)$$

na qual T_e é o torque eletromagnético necessário que o motor deve desenvolver para propulsionar o veículo.

A velocidade longitudinal do veículo (v_x) pode ser obtida em função da velocidade mecânica do motor através da Equação (74):

$$v_x = \frac{\pi}{30} \frac{r_\omega}{G \eta} n_r \quad (74)$$

sendo n_r a velocidade mecânica desenvolvida pelo motor, dada em rpm.

A partir dessas equações é possível obter o modelo dinâmico do veículo baseado no deslocamento longitudinal. Com o modelo, pode-se determinar a força de tração e o torque necessário que o motor, utilizado no sistema de propulsão do veículo, deve desenvolver para garantir que o automóvel possa ser propulsionado, de modo a atender às condições de condução de referência impostas. Dessa forma, o modelo dinâmico do veículo possibilita a análise do desempenho dinâmico do motor utilizado no sistema de propulsão, já que o veículo é visto como uma carga para o motor.

4 TÉCNICAS DE CONTROLE

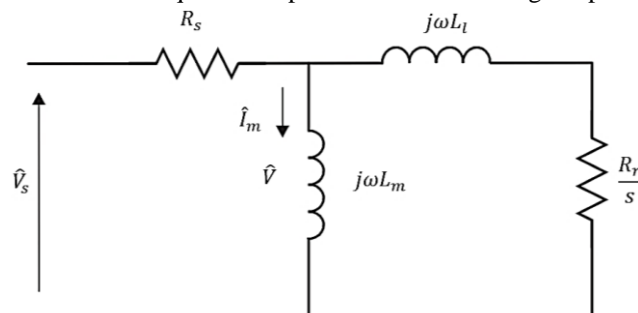
Neste capítulo são apresentadas as técnicas de controle utilizadas para o controle de velocidade do MIT: controle escalar-PI, *Fuzzy* e preditivo.

4.1 CONTROLE ESCALAR-PI

O controle de velocidade do motor de indução através do controle escalar é feito por meio do ajuste da frequência e, com o intuito de manter o fluxo constante, a tensão é ajustada na mesma proporcionalidade. Assim, a ideia principal do controle escalar está na imposição de uma tensão/frequência ao motor, de modo a manter constante a relação da tensão eficaz e frequência de alimentação do motor, dessa forma, a máquina trabalha com um fluxo aproximadamente constante (Franchi, 2009). Mantendo o valor do fluxo constante e próximo do seu valor nominal, o controle assegura um torque nominal disponível para o acionamento da carga sempre que solicitado.

Essa técnica de controle é chamada escalar, pois é feita com base apenas na variação da magnitude das variáveis de controle. Para melhor compreensão do controle escalar V/f , a Figura 22 ilustra o circuito equivalente por fase de um motor de indução em regime permanente. Esse circuito é representado de forma simplificada, considerando que as indutâncias de dispersão do estator (L_{ls}) e do rotor (L_{lr}) são somadas para formarem uma única indutância de dispersão (L_l).

Figura 22 - Circuito equivalente por fase do MIT em regime permanente.



Fonte: Adaptado de Bertolucci, 2022.

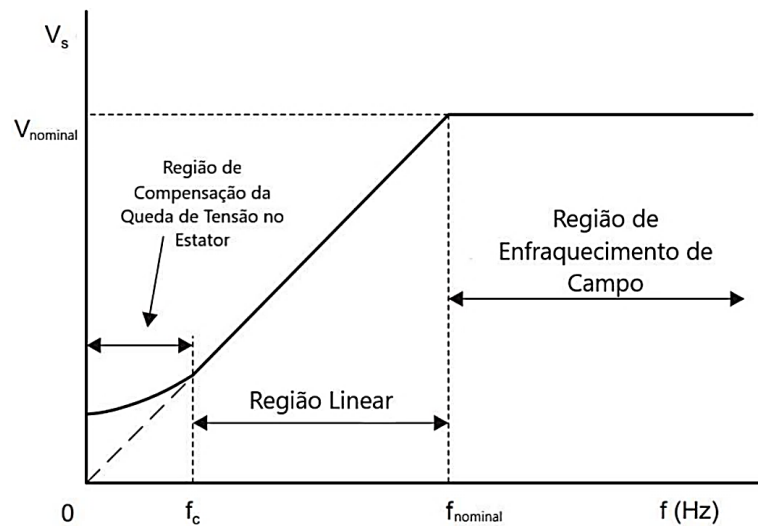
Como normalmente R_s possui um valor pequeno, é possível considerar que a queda de tensão (\hat{V}) sobre a reatância de magnetização é a própria tensão do estator (\hat{V}_s), assim, a corrente de magnetização (\hat{I}_m), que gera o fluxo no entreferro, tem a sua amplitude, de forma aproximada, igual a:

$$I_m = \frac{\lambda_m}{L_m} = \frac{V}{\omega L_m} = \frac{1}{2\pi L_m f} V = \frac{1}{2\pi L_m f} V_s \quad (75)$$

Dessa forma, para manter um fluxo constante basta manter a relação V/f constante. Como o controle é feito em termos da tensão de alimentação aplicada ao estator, o controle assegura que V_s/f seja mantido constante. No entanto, para baixas frequências a queda de tensão na resistência do estator deixa de ser desprezível e passa a ter um valor significativo. Assim, a tensão sobre a reatância de magnetização deixa de ser igual a V_s , como suposto inicialmente, e passa a ter um valor menor, o que faz com que a relação V/f deixe de ser constante, comprometendo o torque desenvolvido.

Para contornar essa situação, geralmente é feita uma compensação por meio de uma elevação na tensão (*boost*) em baixas frequências, aumentando o valor de V_s , o que mantém a relação entre a tensão sobre o ramo magnetizante e a frequência, aproximadamente constante. A Figura 23 ilustra o perfil típico do controle escalar em termos da tensão de alimentação V_s e da frequência.

Figura 23 - Curva V_s versus f típica do controle escalar.



Fonte: Bertolucci, 2022.

Como pode ser visto, o gráfico da Figura 23 é dividido em três regiões:

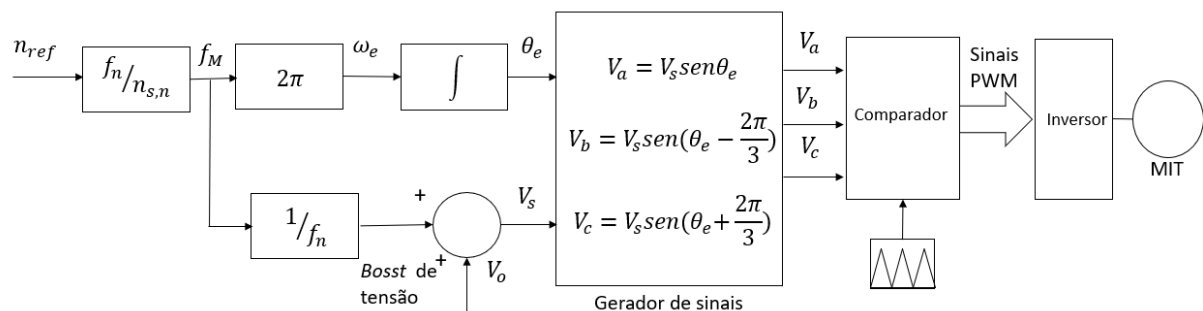
- Região em que $f < f_c$: região não linear, onde há a necessidade da compensação de tensão.
- Região em que $f_c < f < f_{nominal}$: região linear, a relação V_s/f é mantida constante até o instante que são atingidos os valores nominais de tensão e frequência do motor.

- Região em que $f > f_{nominal}$: nessa região a relação V_s/f também não pode ser mantida constante, pois a tensão de alimentação é limitada no seu valor nominal para evitar problemas com o isolamento dos enrolamentos do estator. Como a tensão é limitada, nessa região há uma redução do fluxo magnético resultante o que reduz, conseqüentemente, a capacidade de torque desenvolvido. Essa região é geralmente denominada de “região de enfraquecimento de campo” e deve ser evitada durante a operação do motor.

A Figura 24 ilustra um diagrama de blocos simplificado para representação do controle escalar. Nela é possível observar que o controle recebe como entrada uma velocidade de referência n_{ref} . Essa velocidade é então normalizada em relação à velocidade síncrona nominal $n_{s,n}$ da máquina e um valor de frequência é obtido (representada na Figura 24 por f_M), que corresponde a um múltiplo da frequência nominal f_n . Multiplicando esse valor por 2π obtém-se a velocidade angular ω_e , assim como apresentado na Equação (1). Integrando ω_e chega-se ao ângulo θ_e , que é usado nas senoides de referência V_a , V_b e V_c utilizadas na comparação com a portadora triangular para obtenção dos sinais *PWM* de controle das chaves do inversor trifásico.

Como o controle tende a manter a relação V/f constante, a amplitude V_s do conjunto de senoides de referência é obtida em função da frequência extraída da velocidade de entrada. Como pode ser visto, neste caso, a amplitude é normalizada, sendo igual a 1 para uma frequência nominal. É possível notar ainda a presença do *boost* de tensão V_o somando-se a V_s para compensar os efeitos causados em baixa frequência.

Figura 24 - Esquema simplificado do controle escalar.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Em sua forma mais simples o controle escalar é aplicado por meio de uma malha de controle em aberto, nesse tipo de aplicação o controle não é capaz de controlar com boa precisão a velocidade, sendo usado em sistemas que não requerem muita precisão na resposta de velocidade e torque. Contudo, o desempenho do controle pode ser melhorado por meio da

realimentação da velocidade medida do rotor, e uma forma de fazer isso é utilizando um controlador Proporcional-Integral para compensação de escorregamento, resultando em um controle em malha fechada (Bertolucci, 2022).

4.1.1 Controlador PI

O controlador PI combina as vantagens dos controles Proporcional e Integral. Enquanto a ação Proporcional gera uma ação corretiva, proporcional ao erro, a ação Integral age eliminando o erro em estado estacionário. No controlador Proporcional sua ação de controle $u_p(t)$ é proporcional ao sinal do erro $e(t)$, que é a diferença entre o sinal de referência e o sinal controlado. Já no controlador Integral, a ação de controle $u_i(t)$ é proporcional à integral do sinal do erro. Dessa forma, em um controlador PI, a sua saída de controle é dada pela combinação dessas duas ações, como se segue (Ogata, 2010):

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (76)$$

Reescrevendo em termos do ganho proporcional, K_p , tem-se:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (77)$$

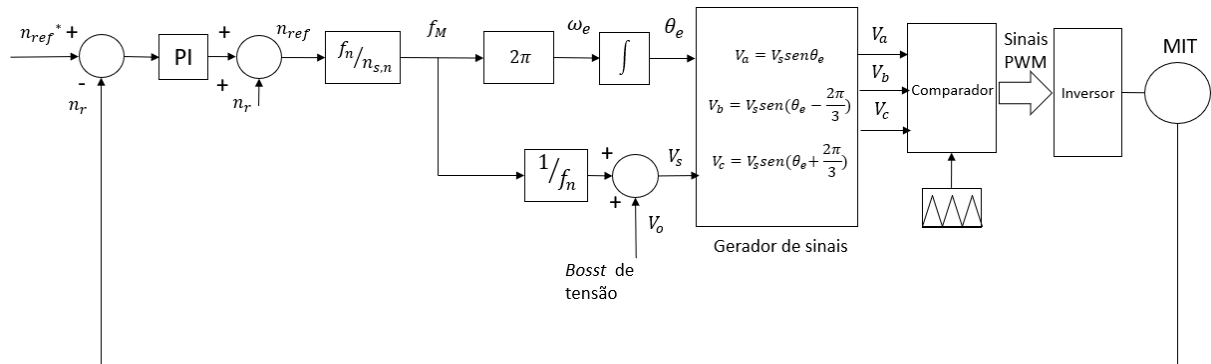
sendo $K_i = K_p/T_i$ o ganho integral e T_i o tempo integral.

Aplicando a transformada de Laplace à Equação (77), para condições iniciais nulas, tem-se a função de transferência do controlador:

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (78)$$

Dessa forma, neste trabalho o controle de velocidade do motor é feito por meio do controle escalar com adição do controlador PI para fechar a malha de controle e assim fornecer um caminho para a realimentação. A Figura 25 mostra o esquema do controle escalar com o acréscimo do PI. A sintonia dos parâmetros do controlador PI se realiza com a ferramenta *Sisotool/Matlab* utilizando um modelo simplificado do motor de indução apresentado na Equação (110) da seção 4.3.1.

Figura 25 - Esquema simplificado do controle escalar mais controlador PI.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

4.2 CONTROLE FUZZY

Embora os controladores PI permitam a regulação de velocidade por meio da compensação do escorregamento, melhorando a capacidade do controle de velocidade do MIT, o seu projeto é na maioria dos casos limitado a aplicações que se tem conhecimento dos parâmetros do motor e do comportamento da carga acionada. Dessa forma, o PI com parâmetros fixos pode apresentar uma atuação eficaz somente nas condições consideradas durante o seu projeto (Martins, 2006).

Assim, em aplicações com diferentes condições de operação, como no caso do sistema de propulsão veicular, técnicas mais avançadas devem ser empregadas para que se tenha um desempenho satisfatório do nível de resposta do sistema. Em virtude da sua capacidade de trabalhar em situações não-lineares e com imprecisões paramétricas, estratégias de controle baseadas na lógica *Fuzzy* são uma alternativa a ser considerada (Guazzelli *et al.*, 2015).

A teoria da lógica *Fuzzy* (também referida como lógica nebulosa ou difusa) foi apresentada pela primeira vez em 1965 pelo professor Lofti A. Zadeh. A característica principal que distingue a lógica *Fuzzy* da lógica clássica é a sua habilidade especial no manuseio de informações imprecisas. A lógica difusa é capaz de traduzir expressões verbais, vagas e imprecisas, em geral descritas na linguagem natural, em valores numéricos, o que garante um grande valor prático, tornando possível a inclusão da experiência de operadores humanos em controladores computadorizados (Simões; Shaw, 2007).

Na teoria clássica de conjuntos, os conjuntos são chamados de “crisp”, e eles são de tal forma que a classificação de um certo elemento do universo do discurso em relação a esse conjunto se dá de forma direta, pertence ou não pertence ao referido conjunto. Na teoria dos conjuntos *Fuzzy*, uma premissa varia em grau de verdade (ou pertinência) de 0 a 1,

possibilitando-a ser parcialmente verdadeira ou parcialmente falsa (Cavalcanti *et al.*, 2012).

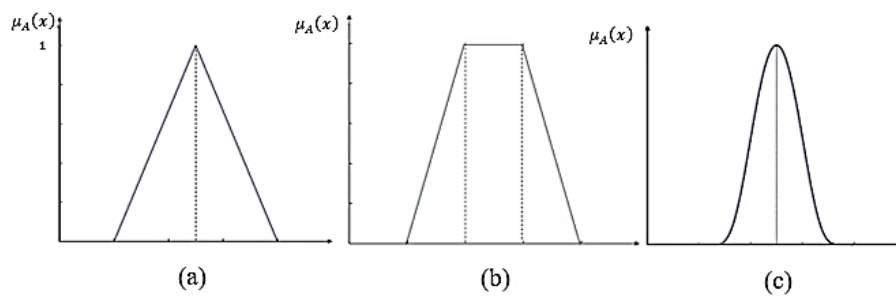
Seja E um conjunto e x um elemento de E . O conjunto *Fuzzy* A de E é definido como o par ordenado:

$$A = \{x, \mu_A(x)\} \quad (79)$$

na qual $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$, sendo $\mu_A(x)$ a função de pertinência que descreve o grau a que o objeto x pertence à A . $\mu_A(x) = 0$ indica nenhuma pertinência de x em relação a A e $\mu_A(x) = 1$ indica total pertinência.

As funções de pertinência podem ser de diferentes formas, podendo serem adotadas com base no conhecimento que se tem sobre o processo que se deseja estudar e nas perspectivas e experiências do projetista, mas comumente são usadas funções padrão, como a triangular, trapezoidal e gaussiana, mostradas na Figura 26.

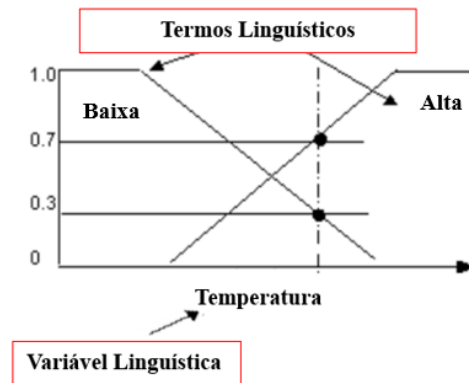
Figura 26 - Funções de pertinência: (a) Triangular; (b) Trapezoidal; (c) Gaussiana.



Fonte: Silva, 2011.

As funções de pertinência são funções matemáticas, e a cada uma delas está associado um termo linguístico que descreve o estado de uma certa variável linguística. Por exemplo, a temperatura de uma sala pode ser uma variável linguística, que assume os valores “Baixa” e “Alta”, cada um desses termos linguísticos representa um conjunto *Fuzzy* por meio de uma função de pertinência, como mostra a Figura 27.

Figura 27 - Exemplo variável linguística Temperatura para termos linguísticos Baixa e Alta.

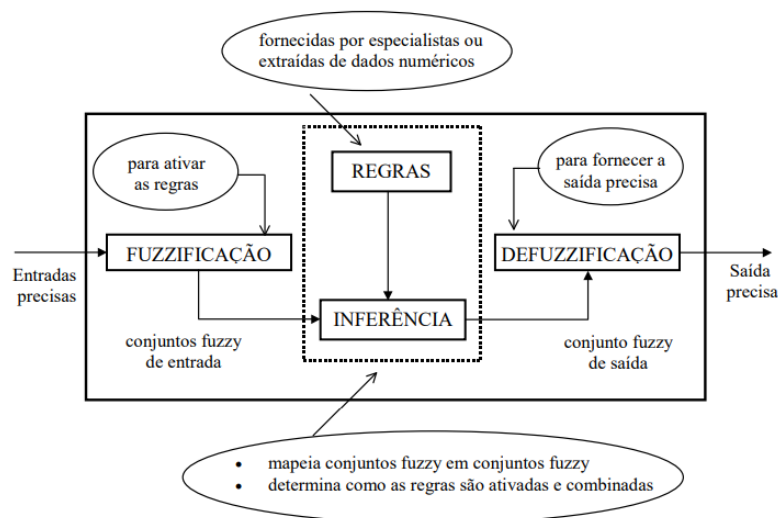


Fonte: Adaptado de Mello, 2018.

Analisando a Figura 27 é possível observar que, na lógica *Fuzzy*, a temperatura da sala pode ser simultaneamente um tanto Baixa (com grau de pertinência 0,3) e um tanto Alta (com grau de pertinência 0,7), ou seja, o conceito apresentado por Zadeh fornece um meio de trabalhar com conjuntos cujas fronteiras não são bem definidas, permitindo quantificar estados e sobreposição entre eles, por meio dos graus de pertinência (Mello, 2018).

Dessa forma, sistemas de controle baseados na lógica *Fuzzy*, utilizam-se de regras lógicas no algoritmo de controle no intuito de reproduzir a experiência humana no controle de um processo. A estrutura básica do controlador *Fuzzy* é composta por Fuzzificação; Base de regras; Inferência e Defuzzificação, como apresentado na Figura 28.

Figura 28 - Estrutura básica do controlador *Fuzzy*.



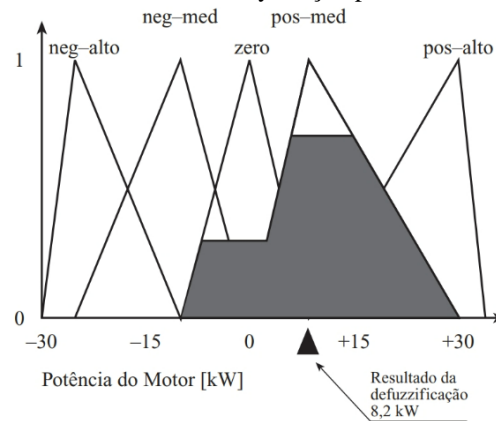
Fonte: Tanscheit, 2003.

- **Fuzzyficação:** responsável por fazer a conversão dos valores de entrada, geralmente sinais provenientes de sensores, em valores *Fuzzy*. A cada variável de entrada é atribuído termos linguísticos que descrevem o seu estado e a cada termo linguístico é relacionado um conjunto *Fuzzy* por meio de sua função de pertinência.
- **Base de regras:** pode ser considerado como o núcleo do sistema, no qual se tem as variáveis e suas classificações linguísticas. Ela é composta por proposições da forma: Se – Então. Dessa forma, a base de regras descreve as relações entre as variáveis linguísticas para serem usadas na inferência.
- **Inferência:** onde se define os conectivos lógicos que modelam a base de regras. Esse módulo assume um papel crucial no desempenho do controlador *Fuzzy*, pois é dele que sai o sinal de controle adotado pelo controlador em resposta à cada entrada *Fuzzy*. Na literatura são encontrados diferentes modelos de inferência, como o de Mamdani, Larsen, Takagi-Sugeno e o de Tsukamoto, que se diferem em relação à representação das ações de controle e dos termos das premissas e quanto aos operadores usados para a sua implementação (Brito, 2015). Neste trabalho utiliza-se o modelo de Mamdani, introduzido em 1975, que faz uso de conjuntos *Fuzzy* para representar tanto os antecedentes quanto os consequentes das regras. Esse método é bastante valorizado devido à sua simplicidade e sua proximidade com o raciocínio humano, sendo aplicado em diversos sistemas de controle, como climatização, diagnósticos e sistemas de decisão. Seu modelo intuitivo facilita o desenvolvimento de sistemas, nos quais a interpretabilidade das regras é fundamental (Cavalcante *et al.*, 2012) (Andrade; Jacques, 2008).
- **Defuzzyficação:** responsável por fazer a tradução do valor *Fuzzy* em um valor numérico. Essa etapa tem como papel principal obter um único valor numérico que seja capaz de representar os valores *Fuzzy* inferidos da variável de saída. Existem diferentes métodos de defuzzyficação, os mais utilizados são: o Centro da Área, também chamado Centroide ou Centro de gravidade; Centro do Máximo e a Média do Máximo. Neste trabalho será utilizado o método do Centro da Área, pois apresenta um bom desempenho quando usado em aplicações de malha fechada devido sua característica contínua, além de ser um dos métodos mais facilmente encontrado na literatura.

Esse método é feito com base no cálculo do centroide da área composta usada para representar o conjunto *Fuzzy* de saída (μ_{OUT}), que é formado pela união de todas as contribuições de regras. O centroide de μ_{OUT} é o ponto que divide sua área em duas partes iguais. Por exemplo, considerando a variável de saída a “Potência de um Motor”, cujas

funções de pertinência são: Negativo Grande (NB); Negativo Médio (NM); Zero (ZE); Positivo Médio (PM) e Positivo Grande (PB). Para um caso particular, pode ser assumido que a saída *Fuzzy* tenha sido: NB = 0; NM = 0; ZE = 0,2; PM = 0,8; PB = 0. A Figura 29 mostra as funções de pertinência da “Potência do Motor”. Nela é possível observar que a saída *Fuzzy* é dada pela união das áreas de ZE e PM. O método do Centro da Área calcula o centroide dessa área por meio da Equação (80) (Simões; Shaw, 2007).

Figura 29 - Método de defuzzyficação pelo Centro da Área.



Fonte: Simões; Shaw, 2007.

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^N u_i \mu_{OUT}(u_i)}{\sum_{i=1}^N \mu_{OUT}(u_i)} \quad (80)$$

sendo $\mu_{OUT}(u_i)$ a área de uma função de pertinência modificada pelo seu grau de pertinência e u_i é a posição do centroide de cada função de pertinência.

4.3 CONTROLE PREDITIVO

O Controle Preditivo Baseado em Modelo (*Model Predictive Control – MPC*) é uma das técnicas multivariáveis que mais tem se destacado como alternativa aos tradicionais controladores PI. Embora as suas ideias principais tenham sido desenvolvidas na década de 1960, o interesse industrial pela estratégia só começou em 1970 e somente a partir de 1980 surgiram suas primeiras aplicações na eletrônica de potência, sendo limitadas aos sistemas de alta potência e com baixa frequência de comutação. Entretanto, o avanço da eletrônica de potência, com o desenvolvimento de microprocessadores mais rápidos e poderosos, fez com que as aplicações dessa ideia tenham aumentado consideravelmente nas últimas décadas (Rodríguez; Cortes, 2012).

O termo *MPC* descreve uma família de controladores que possuem como característica em comum o uso de um modelo capaz de prever o comportamento futuro das variáveis de interesse, até um horizonte predefinido, e realizar a seleção das ações de controle que minimizam uma função custo.

O modelo para previsão das variáveis de interesse é um modelo de tempo discreto que pode ser representado de forma geral por equações de espaço de estados, como se segue (Rodriguez; Cortes, 2012):

$$\mathbf{x}(k + 1) = A\mathbf{x}(k) + B\mathbf{u}(k) \quad (81)$$

$$\mathbf{y}(k) = C\mathbf{x}(k) + D\mathbf{u}(k) \quad (82)$$

A função custo J , por sua vez, deve ser capaz de representar o comportamento desejado do sistema, levando em consideração as referências e os estados e ações futuras:

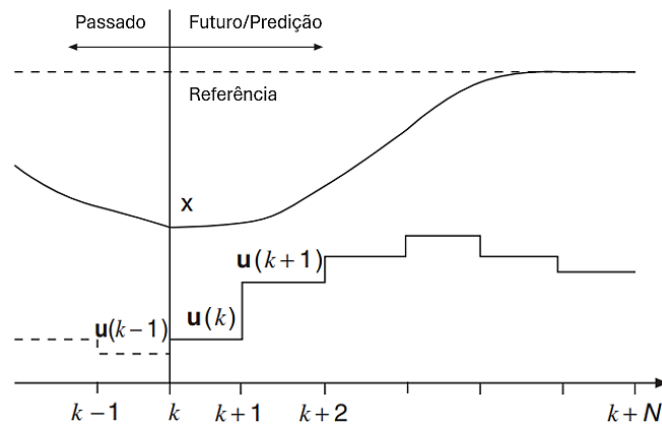
$$J = f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(k + N)) \quad (83)$$

Dessa forma, o *MPC* pode ser entendido como um problema de otimização que busca a minimização de uma função custo J em um horizonte N predefinido, que está sujeito as restrições e a precisão do modelo adotado para o sistema. Como resultado da minimização de J , uma sequência de N ações de controle ótimas é obtida, sendo aplicado somente o primeiro termo da sequência:

$$\mathbf{u}(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \arg \min_{\mathbf{u}} J \quad (84)$$

Esse processo de otimização é realizado a cada novo instante de amostragem, levando em consideração os novos dados medidos, e uma nova sequência de atuações ótimas é obtida a cada vez. Essa estratégia é chamada de estratégia de horizonte deslizante.

A Figura 30 ilustra o princípio de funcionamento do *MPC*. Nesse exemplo, os valores futuros do sistema ($\mathbf{x}(k + 1)$) são preditos até um horizonte $k+N$ utilizando o modelo e as informações até o momento k . A sequência de ações de controle ótimas ($\mathbf{u}(k)$) é obtida por meio da minimização da função de custo, e o primeiro termo dessa sequência é aplicado. Todo esse processo se repete a cada novo instante de amostragem, levando em consideração os novos dados medidos (Rodriguez; Cortes, 2012).

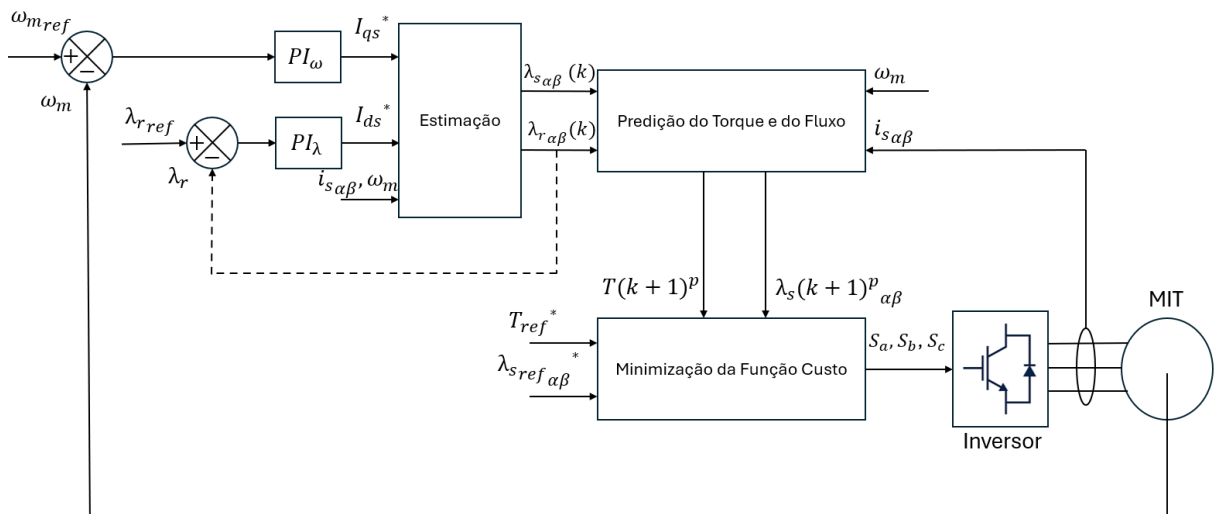
Figura 30 - Princípio de funcionamento do *MPC*.

Fonte: Rodriguez; Cortes, 2012.

Quando aplicado ao acionamento de máquinas de indução, o algoritmo do controle preditivo pode ser implementado por meio de 3 etapas principais: estimação; predição e otimização da função custo. Na etapa de estimação são calculadas as variáveis que serão utilizadas no controle, mas que não podem ser medidas diretamente, como os fluxos da máquina. As variáveis estimadas são obtidas normalmente a partir dos valores de corrente, tensão e velocidade do rotor, que fornecem informações adicionais para a estimação. Na etapa de predição, as variáveis medidas $x(k)$ e aquelas estimadas são utilizadas como valores iniciais para obtenção dos valores preditos $x(k+1)$, que serão avaliados na etapa seguinte para otimização da função custo. Com isso, o estado de chaveamento que minimiza a função custo é escolhido e, assim, o vetor de tensão correspondente a esse estado é fornecido aos terminais do motor (Faria, 2019).

O algoritmo de controle preditivo utilizado nesta tese é baseado no controle preditivo de torque e fluxo, no qual as previsões para valores futuros do fluxo do estator e do torque eletromagnético da máquina são obtidas, bem como das correntes do estator. Na Figura 31 é mostrado o diagrama de bloco do *MPC* usado. A etapa de estimação é utilizada para realizar o cálculo dos vetores fluxo do rotor $\lambda_{r\alpha\beta}$ e fluxo do estator $\lambda_{s\alpha\beta}$ da máquina no sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Esses valores são usados pelo modelo preditivo para obtenção das previsões dos valores futuros do torque $T^p(k+1)$ e do fluxo do estator $\lambda_s^p(k+1)_{\alpha\beta}$ no instante $k+1$. Essas previsões, por sua vez, são calculadas para cada uma das atuações possíveis do inversor. Como o inversor usado é trifásico e possui dois níveis de tensão, existem oito estados de comutação possíveis, sendo sete de tensões diferentes, como apresentado anteriormente e ilustrado na Tabela 2. Na etapa de otimização, o estado de comutação ótimo é escolhido por meio da minimização da função de custo correspondente.

Figura 31 - Esquema do controle preditivo.

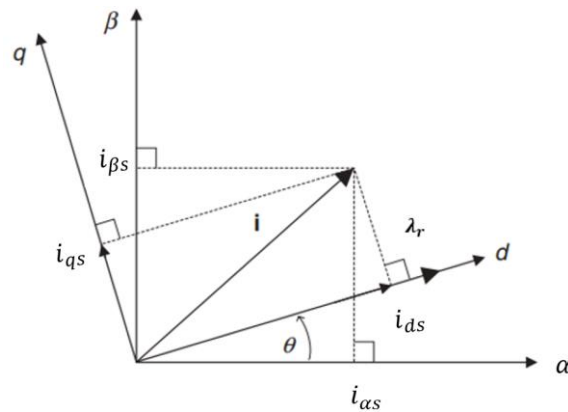


Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Semelhante ao apresentado em Faria (2019), é utilizada uma malha externa para o controle de velocidade, no entanto, em vez da obtenção do torque de referência, neste trabalho o controlador fornece a corrente de referência do estator no eixo q (representada na Figura 31 por I_{qs}^*). Além disso, é utilizado uma malha para o controle do fluxo do rotor, usada para obter a outra componente de corrente de referência do estator no eixo direto (representada por I_{ds}^*).

Segundo os conceitos apresentados em Filadelfo (2016) e em Rodriguez e Cortes (2012) sobre controle vetorial, as correntes do estator podem ser expressas nessas duas componentes ortogonais, uma associada ao fluxo magnético de referência do motor, i_{ds} , e outra relacionada ao seu torque desenvolvido, i_{qs} . Essas duas componentes obtidas podem ser controladas de maneira independente, de modo que o controle do torque e do fluxo magnético, e consequentemente da velocidade do rotor, podem ser feitos de forma independente também. Para garantir esse desacoplamento, é necessário assegurar a perpendicularidade entre os vetores espaciais do fluxo tomado como referência e da corrente associada ao torque. Isso pode ser obtido fazendo com que o fluxo do rotor esteja alinhado com o eixo direto do sistema de coordenadas dq , assim como mostra a Figura 32.

Figura 32 - Orientação com referência ao vetor espacial do fluxo magnético do rotor.



Fonte: Rodriguez; Cortes, 2012.

Satisfeita a condição de perpendicularidade, o vetor do fluxo do rotor λ_r se encontra alinhado com o eixo direto e, dessa forma, verifica-se que $\lambda_r = \lambda_{dr}$ e $\lambda_{qr} = 0$, ou seja, o fluxo do rotor possui somente sua componente direta diferente de zero, com sua componente em quadratura nula. Outra condição observada quando há essa perpendicularidade é que a corrente do rotor de eixo direto i_{dr} é igual a zero, e isso é obtido mantendo a corrente i_{ds} constante (Rodriguez; Cortes, 2012).

Os conceitos abordados pelo controle vetorial permitem a simplificação das equações apresentadas anteriormente do modelo do MIT para a estimação dos fluxos da máquina, como discutido a seguir.

- Etapa de estimação

A estimação do vetor do fluxo do estator é feita com base na integração das Equações (39) e (40) do modelo do MIT, enquanto o fluxo do rotor é estimado a partir das equações dos fluxos concatenados, apresentadas em (19) e (20), considerando que λ_{qr} e i_{dr} são iguais a zero, assim, pode ser estimado por:

$$\lambda_r = \lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (85)$$

Além da estimação dos fluxos, é necessário também estimar o ângulo do fluxo do rotor, que será utilizado como o referencial θ_e para a conversão dos valores no referencial dq para o referencial $\alpha\beta$, pois o MPC é implementado por meio de equações no referencial estacionário $\alpha\beta$. Dessa forma, utilizando as simplificações obtidas com os conceitos presentes no controle

vetorial para a orientação do fluxo do rotor e combinando as Equações (16) e (31), é possível obter uma relação entre a velocidade síncrona em rad/s elétricos ω_e e as correntes i_{qs} e i_{ds} , como se segue:

$$\omega_e = \omega_r + \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (86)$$

Aplicando a Equação (12), ou seja, integrando a Equação (86), tem-se então o ângulo do fluxo do rotor.

Nas equações que se seguem, é utilizado o subíndice $\alpha\beta$ nas grandezas expressas nesse sistema de coordenadas para diferenciar daquelas no sistema dq .

- Etapa de predição

Para obtenção da predição do fluxo do estator $\lambda_s^p(k+1)_{\alpha\beta}$ é utilizado a equação da tensão do estator (Rodriguez; Cortes, 2012):

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (87)$$

na qual $\mathbf{i}_{s\alpha\beta}$ é o vetor de corrente do estator.

Utilizando o método de discretização de Euler, apresentado na Equação (88), a Equação (87) pode ser reescrita e a predição do fluxo do estator é obtida.

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (88)$$

$$\lambda_s^p(k+1)_{\alpha\beta} = \lambda_s(k)_{\alpha\beta} + T_s \mathbf{v}_s(k)_{\alpha\beta} - R_s T_s \mathbf{i}_s(k)_{\alpha\beta} \quad (89)$$

sendo T_s o tempo de amostragem.

A predição do torque é obtida a partir da Equação (90), que se mostra diretamente dependente dos valores do complexo conjugado do fluxo do estator $\bar{\lambda}_{s\alpha\beta}$ e da corrente do estator:

$$T = \frac{3P}{2} \text{Im} \left\{ \bar{\lambda}_{s\alpha\beta} \mathbf{i}_{s\alpha\beta} \right\} \quad (90)$$

Portanto, o valor do torque no instante $(k + 1)$ é obtido considerando os valores preditos do complexo conjugado do fluxo do estator e da corrente do estator, como se segue:

$$T^p(k + 1) = \frac{3P}{2} \text{Im} \left\{ \bar{\lambda}_s^p(k + 1)_{\alpha\beta} \mathbf{i}_s^p(k + 1)_{\alpha\beta} \right\} \quad (91)$$

Dessa forma, faz-se necessário conhecer também uma previsão da corrente do estator no instante $(k + 1)$. O valor de $\mathbf{i}_s^p(k + 1)_{\alpha\beta}$ é obtido a partir da seguinte Equação:

$$\mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \tau_\sigma \frac{d\mathbf{i}_{s\alpha\beta}}{dt} = -j\omega_k \tau_\sigma \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \lambda_{r\alpha\beta} + \frac{\mathbf{v}_{s\alpha\beta}}{R_\sigma} \quad (92)$$

sendo:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (93)$$

$$k_r = \frac{L_m}{L_r} \quad (94)$$

$$R_\sigma = R_s + R_r k_r^2 \quad (95)$$

$$\tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad (96)$$

Discretizando (92), ou seja, substituindo as derivadas pela aproximação baseada em Euler, é possível obter uma previsão para a corrente de estator no tempo $k + 1$:

$$\mathbf{i}_s^p(k + 1)_{\alpha\beta} = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{i}_s(k)_{\alpha\beta} + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\omega \right) \lambda_r(k)_{\alpha\beta} + \mathbf{v}_s(k)_{\alpha\beta} \right] \right\} \quad (97)$$

Analisando estas equações, pode-se perceber que a corrente e o fluxo do estator e, conseqüentemente, o torque são escritos em função da tensão do inversor, aplicada ao estator

da máquina de indução $v_s(k)_{\alpha\beta}$, dessa forma, são obtidas oito previsões para essas variáveis $(T^p(k+1), \lambda_s^p(k+1)_{\alpha\beta})_h$ $h \in [0, 1, \dots, 7]$, referentes ao número de vetores de tensão gerados para um inversor trifásico de dois níveis.

- Etapa de otimização da função custo

A escolha do estado de comutação do inversor é feita por meio da minimização de uma função custo g , que corresponde basicamente à comparação entre os valores de referência do torque e do fluxo e os seus respectivos valores preditos. A função de custo g , que se apresenta na Equação (98), é avaliada para cada uma das predições feitas e aquela que resulta no seu menor valor é escolhida e, dessa forma, os sinais de disparo do inversor são gerados (Rodriguez; Cortes, 2012).

$$g = |T^* - T^p(k+1)_h| + \delta_\lambda \left| \lambda_s^* - \lambda_s^p(k+1)_{\alpha\beta}_h \right| \quad (98)$$

Os termos seguidos de * correspondem aos valores de referência e as variáveis com o sobescrito p referem-se aos valores preditos. O termo δ_λ corresponde a um fator de ponderação usado para aumentar ou diminuir a importância do controle do fluxo frente o controle do torque. O ajuste adequado desse parâmetro é fundamental para o funcionamento correto do controle preditivo. Sem esse fator, apenas o valor do torque influenciaria na escolha do vetor ótimo de tensão, pois o erro de torque possui uma ordem superior ao do fluxo do estator. Normalmente a escolha do valor de δ_λ tem como ponto de partida a razão entre o valor do torque nominal e o valor nominal do fluxo de estator.

4.3.1 Sintonia dos parâmetros do controlador PI

Como mencionado, para obtenção das correntes i_{ds} e i_{qs} utilizadas no MPC (Figura 31), são usados controladores PI, que são sintonizados a partir de funções de transferência obtidas por meio das equações do modelo do MIT.

- Controlador PI da malha de fluxo do rotor: assumindo a perpendicularidade entre a componente da corrente do estator de eixo em quadratura e o fluxo do rotor, fazendo $\lambda_{qr} = 0$ na equação da componente de eixo direto da tensão do rotor (Equação 15) e usando a condição de que $v_{dr} = 0$ para motores de indução com gaiola de esquilo, nos quais as barras

do rotor são curto-circuitadas nas extremidades, e substituindo a corrente i_{dr} pela expressão apresentada em (30), obtém-se:

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} = \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds} \quad (99)$$

Aplicando a transformada de Laplace à Equação (99) e resolvendo para λ_{dr} , tem-se:

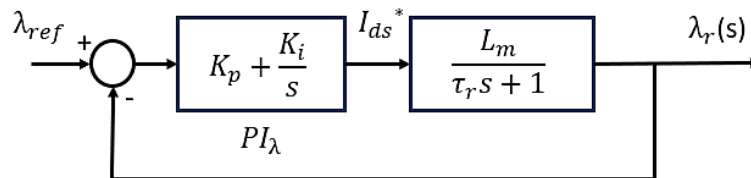
$$\lambda_{dr}(s) = \lambda_r(s) = \frac{L_m}{\tau_r s + 1} I_{ds}(s) \quad (100)$$

$$\frac{\lambda_r(s)}{I_{ds}(s)} = \frac{L_m}{\tau_r s + 1} \quad (101)$$

sendo $\tau_r = L_r/R_r$ a constante de tempo do rotor.

Na Figura 33 é apresentado o diagrama do sistema de controle utilizado na sintonia do controlador PI da malha de fluxo do rotor, usando como modelo a Equação (101). A função de transferência do PI_λ se mostra na Equação (78).

Figura 33 - Diagrama do sistema de controle do fluxo do rotor com controlador PI.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Controlador PI da malha de velocidade: a Equação (36) pode ser reescrita em termos das correntes i_{ds} e i_{qs} a partir da substituição das correntes i_{dr} e i_{qr} (Equações (30) e (31)), assumindo que há perpendicularidade entre i_{qs} e o vetor do fluxo de referência da máquina. A Equação (102) mostra o torque em termos dessas correntes:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (102)$$

Sabendo que a velocidade mecânica, ou velocidade angular geométrica, do rotor ω_m se relaciona com sua velocidade angular elétrica ω_r por $\omega_m = \frac{2}{p} \omega_r$ e sem desprezar o amortecimento mecânico do motor B_m e escrevendo T_L em termos do seu coeficiente de amortecimento mecânico B_L ($T_L = B_L \cdot \omega_m$), a Equação (37), por sua vez, pode ser reescrita da seguinte forma:

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + B_L \omega_m \quad (103)$$

Igualando as Equações (102) e (103), obtém-se:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B_n \omega_m = k_T i_{qs} \quad (104)$$

sendo:

$$B_n = B_m + B_L \quad (105)$$

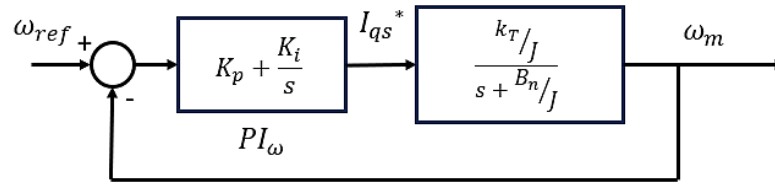
$$k_T = \frac{3 P L_m^2}{2 L_r} i_{ds} \quad (106)$$

Aplicando a transformada de Laplace à Equação (104), tem se:

$$\frac{\omega_m(s)}{I_{qs}(s)} = \frac{k_T}{Js + B_n} = \frac{\frac{k_T}{J}}{s + \frac{B_n}{J}} \quad (107)$$

Na Figura 34 se mostra o diagrama do sistema de controle usado na sintonia do controlador PI da malha de velocidade, utilizando como modelo a Equação (107).

Figura 34 - Diagrama do sistema de controle de velocidade com controlador PI.



Fonte: Adaptado de Martins, 2006.

A partir da Equação (86), passando a velocidade do rotor em rad/s elétricos ω_r para o lado esquerdo da equação, obtém-se uma relação direta entre a velocidade de escorregamento ω_{esc} e a corrente i_{qs} , como segue:

$$\omega_{esc} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (108)$$

Combinando essa Equação (108) com a Equação (104), tem-se:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B_n \omega_m = k_T \tau_r i_{ds} \omega_{esc} \quad (109)$$

Fazendo $k_T^* = k_T \tau_r i_{ds}$ e aplicando a transformada de Laplace à Equação (109), tem-se:

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_{esc}(s)} = \frac{k_T^*}{Js + B_n} = \frac{\frac{k_T^*}{J}}{s + \frac{B_n}{J}} \quad (110)$$

A Equação (110) é utilizada para sintonizar os parâmetros do controlador PI usado no controle escalar (seção 4.1 e 5.4).

4.4 CRITÉRIOS DE DESEMPENHO INTEGRAIS

Índices de desempenho são medidas quantitativas utilizadas na análise do desempenho de um sistema de controle ao longo do tempo em comparação a uma determinada referência, servindo, dessa forma, para nortear o ajuste dos parâmetros do controlador na busca da operação ótima do sistema. Normalmente são utilizados quatro critérios de desempenho integrais para

avaliar o desempenho do sistema de controle: *ISE* (*Integral Square Error*), *IAE* (*Integral of Absolut Error*), *ITAE* (*Integral Time Absolut Error*) e *ITSE* (*Integral Time Square Error*) (Dorf; Bishop, 2001).

O *ISE* é a integral do erro ao quadrado, em todos os instantes de tempo, como se segue:

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt \quad (111)$$

O *IAE* é a integral do valor absoluto do erro, ou seja, é a soma, em todos os instantes de tempo, dos erros absolutos.

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (112)$$

O *ITSE* é semelhante ao *ISE* e avalia o erro quadrático acumulado, sendo ponderado pelo tempo da resposta do sistema, como segue:

$$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t) dt \quad (113)$$

O *ITAE* é análogo ao critério *IAE*, sendo a integral do valor absoluto do erro ponderado pelo tempo da resposta do sistema, como segue:

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)| dt \quad (114)$$

Esses índices são figuras de mérito, de modo que, quanto menor for o seu valor, melhor é o desempenho do sistema de controle. Dessa forma, eles são úteis quando se pretende fazer o ajuste dos parâmetros do controlador como também para realizar a comparação entre estratégias de controle distintas.

5 RESULTADOS SIMULADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos em simulação, utilizando o *Matlab/Simulink*. Inicialmente é demonstrada a implementação dos modelos obtidos no capítulo 3 e em seguida são mostradas as simulações para as diferentes estratégias de controle adotadas: controle escalar-PI, *Fuzzy* e preditivo.

5.1 RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO MODELO DO MIT

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações do modelo dinâmico do motor de indução trifásico, descrito na seção 3.3. Para as simulações é utilizado o motor de indução da WEG usado pela equipe EVolt Racing UFRPE (projeto de desenvolvimento de um veículo elétrico tipo fórmula da UACSA) e seus parâmetros são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros do MIT.

Parâmetros	Valor
Potência nominal (P_n)	6 kW
Velocidade nominal (n_{rn})	4420 rpm
Velocidade máxima ($n_{r,max}$)	7500 rpm
Tensão nominal (V)	51 V
Corrente nominal (I_n)	130 A
Torque nominal (T_n)	13 N·m
Torque máximo (T_{max})	52 N·m
Número de polos (P)	4
Momento de inércia (J)	0,0092 kgm ²
Frequência nominal (f_n)	150 Hz
Fator de potência (FP)	0.65
Tipo de ligação	Δ
Rendimento (η)	80,80%
Resistencia do estator (R_s)	0,0146 Ω
Resistencia do rotor (R_r)	0,0111 Ω
Indutância de dispersão do estator (L_{ls})	0,0737 mH
Indutância de dispersão do rotor (L_{lr})	0,0705 mH
Indutância de magnetização (L_m)	1,02 mH

Fonte: WEG, 2019.

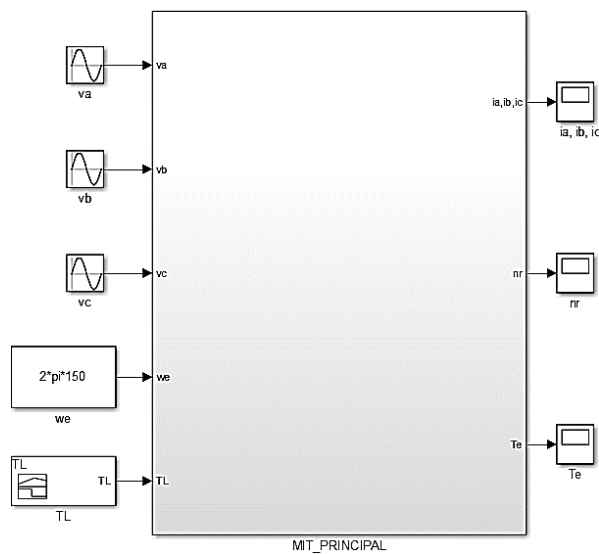
Os valores de indutância apresentados na Tabela 3, L_{ls} , L_{lr} e L_m , foram obtidos utilizando a Equação (115):

$$L = \frac{X}{2\pi f} \quad (115)$$

sendo X o valor da reatância correspondente e $f = 150\text{Hz}$ a frequência nominal do motor.

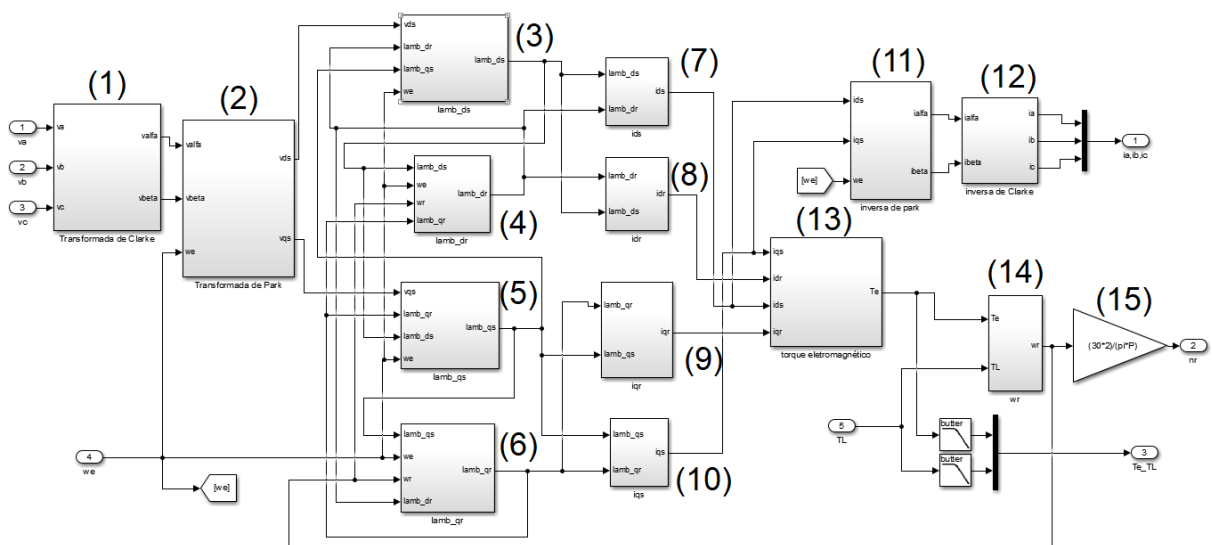
A Figura 35 mostra o sistema utilizado na simulação do MIT, chamado de “MIT_PRINCIPAL”. Ele tem como entradas as tensões de fase aplicadas ao estator (v_a , v_b , e v_c em volts), o torque de carga (T_L em $N \cdot m$) e a velocidade angular síncrona de referência (ω_e em rad/s). Como saída são medidas as correntes do estator (i_a , i_b e i_c em Ampères), a velocidade mecânica desenvolvida pelo rotor (n_r em rpm) e o torque eletromagnético do motor (T_e em $N \cdot m$). Na Figura 36 é apresentado os subsistemas que compõem esse sistema principal.

Figura 35 - Modelo principal do motor de indução trifásico.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Figura 36 - Subsistemas do sistema “MIT_PRINCIPAL”.

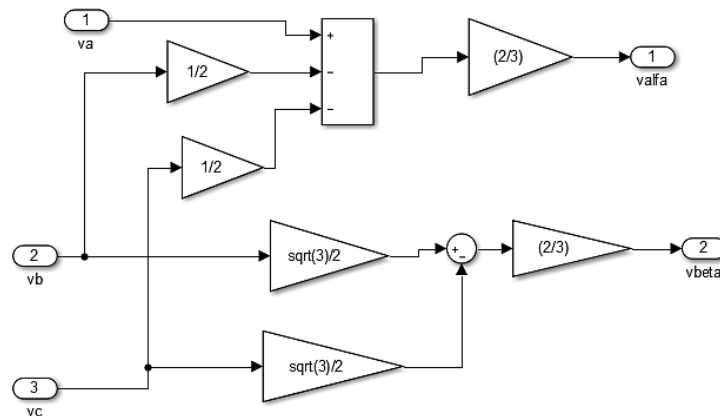


Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Como pode ser visto, o sistema “MIT_PRINCIPAL” é formado por diversos subsistemas responsáveis pela implementação das diferentes equações que compõem o modelo. A seguir são apresentados os diagramas em *simulink* de cada um desses subsistemas:

- Subsistema (1): “Transformada de Clarke”, ilustrado na Figura 37, nele se implementa a Equação (8), responsável por transformar a tensão trifásica de alimentação em um sistema de tensão bifásico.

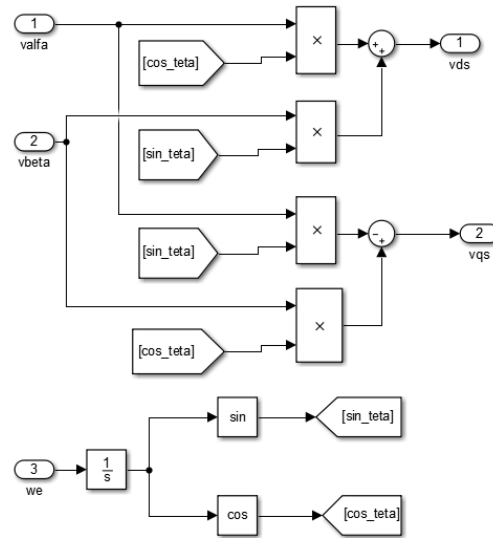
Figura 37 - Subsistema (1): “Transformada de Clarke”.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Subsistema (2): “Transformada de Park”, as tensões “ v_{α} ” e “ v_{β} ”, obtidas pelo subsistema (1), são enviadas a este subsistema, mostrado na Figura 38, que implementa a Equação (10) sobre essas tensões. Além dos valores de tensão, “ v_{α} ” e “ v_{β} ”, o subsistema (2) também recebe como entrada o valor de ω_e que é integrado para obtenção do ângulo θ_e .

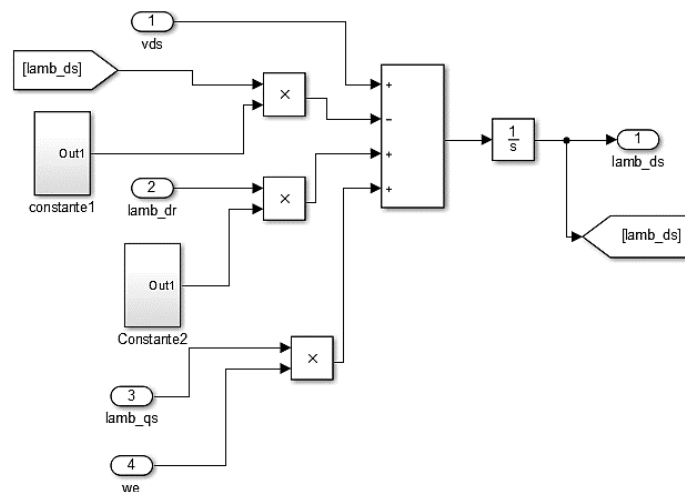
Figura 38 - Subsistema (2): “Transformada de Park”.



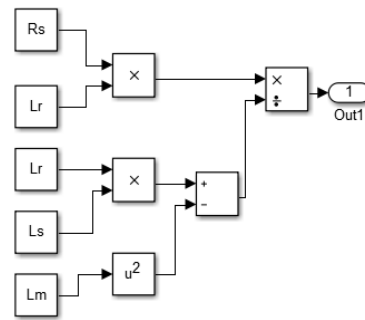
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Subsistemas (3), (4), (5) e (6): são utilizados para calcular os fluxos concatenados (Equações (39) a (42)), de modo que o subsistema (3) calcula o fluxo do estator de eixo direto (Equação 39); o (4) calcula o fluxo do rotor de eixo direto (Equação 41); o (5) calcula o fluxo do estator do eixo em quadratura (Equação 40) e o (6) calcula o fluxo do rotor do eixo em quadratura (Equação 42). A Figura 39 mostra o subsistema (3), “ λ_{ds} ”. De maneira similar são construídos os demais. Os blocos “Constante1” e “Constante2” da Figura 39 correspondem às constantes da Equação (39) e se apresentam na Figura 40.

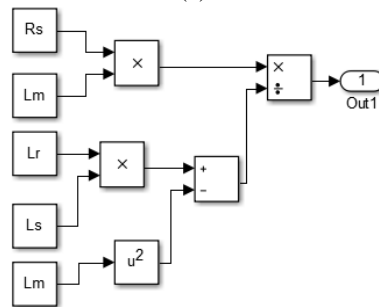
Figura 39 - Subsistema (3) – “ λ_{ds} ”.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Figura 40 - (a) Constante1, (b) Constante2.

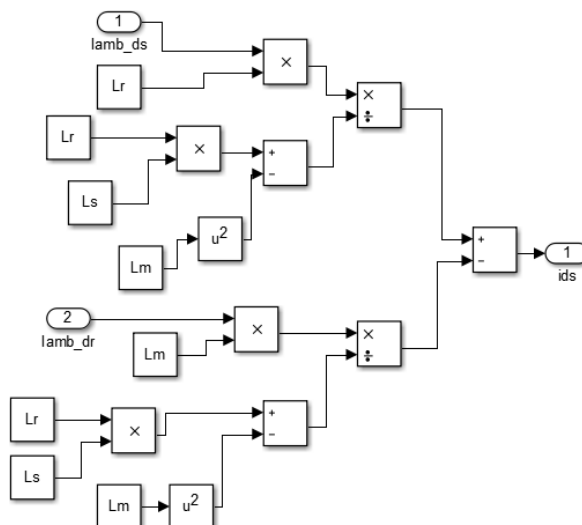
(a)



(b)

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

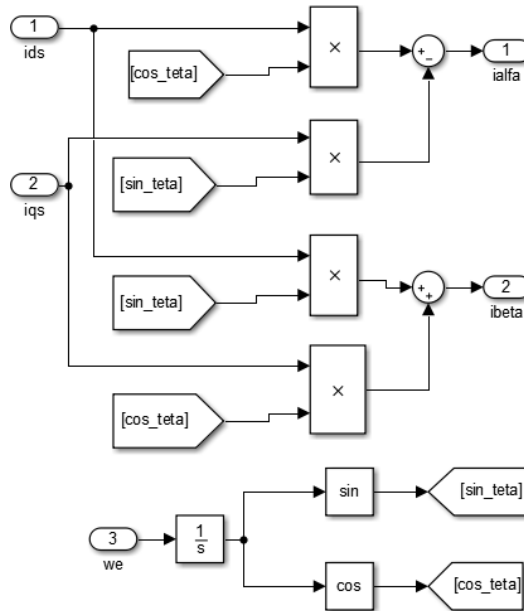
- Subsistemas (7), (8), (9) e (10): são usados para calcular as correntes do modelo (Equações (32) a (35)), de modo que o subsistema (7) calcula a corrente do estator de eixo direto (Equação 32); o (8) calcula a corrente do rotor de eixo direto (Equação 34); o (9) calcula a corrente do rotor do eixo em quadratura (Equação 35) e o (10) calcula a corrente do estator do eixo em quadratura (Equação 33). A forma como o subsistema (7), “ids”, é construído é apresentada na Figura 41. Os demais são construídos de maneira semelhante.

Figura 41 - Subsistema (7) – “ids”.

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Subsistema (11): “inversa de Park”, implementa a Equação (11), transformando as correntes do estator nas coordenadas dq (i_{ds} e i_{qs}) em correntes nas coordenadas $\alpha\beta$. A Figura 42 ilustra como esse subsistema é construído.

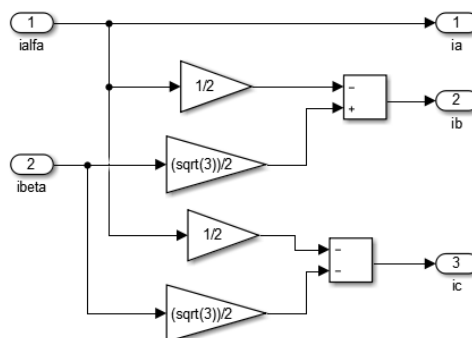
Figura 42 - Subsistema (11): “inversa de Park”.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Subsistema (12): “inversa de Clarke”, implementa a Equação (9), transformando as correntes nas coordenadas $\alpha\beta$ em correntes trifásicas. Na Figura 43 é apresentado o interior desse subsistema.

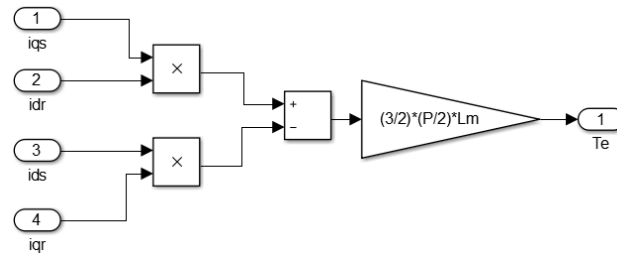
Figura 43 - Subsistema (12): “inversa de Clarke”.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Subsistema (13): “torque eletromagnético”, implementa a Equação (36), usada para calcular o torque eletromagnético do motor. A sua estrutura é apresentada na Figura 44.

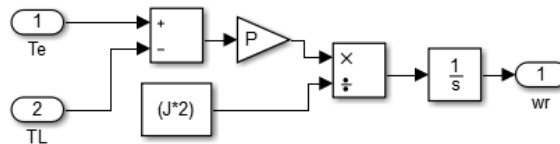
Figura 44 - Subsistema (13): “Torque eletromagnético”.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Subsistema (14): “ ω_r ”, é usado para calcular a velocidade angular do rotor através da Equação (38). Sua estrutura é ilustrada na Figura 45.

Figura 45 - Subsistema (14): “ ω_r ”.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Subsistema (15): trata-se de um ganho usado para transformar a velocidade angular ω_r , em *rad/s* elétricos, na velocidade mecânica desenvolvida pelo motor (n_r) dada em rpm. Essa transformação é feita através da seguinte relação:

$$n_r = \frac{2}{P} \frac{30}{\pi} \omega_r \quad (116)$$

Na Figura 36, abaixo do subsistema (14), são colocados dois filtros passa-baixas nos sinais do torque eletromagnético T_e e do torque de carga T_L , que são utilizados somente posteriormente nas simulações com dinâmica veicular, como descrito na seção 5.3.

Para esta primeira simulação, o motor é alimentado por uma fonte simétrica e equilibrada e o acionamento é feito de forma direta, sem a utilização de um inversor. Como entradas são aplicadas as tensões v_a , v_b , e v_c , com um valor de 51 V eficazes, a referência de velocidade angular ω_e , que nesse caso é mantida constante no valor de velocidade síncrona ($2 \cdot \pi \cdot 150$), e o torque T_L , que assume inicialmente um valor de 20% do torque nominal ($0,2 \cdot T_n = 2,6 \text{ N} \cdot \text{m}$) e após 0,5s passa a ser igual ao próprio valor nominal de 13 N·m e, assim, o modelo passa a ser acionado na suas condições nominais e as correntes do estator, o torque

eletromagnético e a velocidade do motor são plotados. Os resultados da simulação são apresentados na Figura 46.

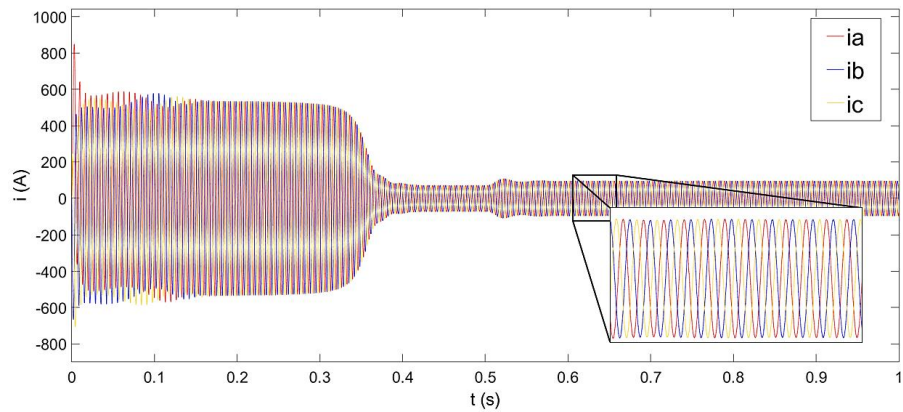
Como pode ser observado na Figura 46(a), o motor leva um certo tempo para atingir a velocidade síncrona e durante esse momento de aceleração é requerido um valor mais alto de corrente, chegando a atingir um pico de aproximadamente 800A, mas antes mesmo de 0,4s as correntes reduzem e assumem um valor eficaz de 51A. Esse comportamento é comum em motores de indução, pois requerem um elevado valor de corrente durante a partida para retirar o motor da inércia. Essa corrente pode atingir de 6 a 10 vezes o seu valor nominal durante esse instante.

A partir dos 0,5s, em que o torque de carga é aumentado, as correntes do estator se elevam e assumem um valor eficaz de 67,43 A para a condição de operação nominal do motor. No modelo, essas correntes medidas tratam-se de correntes de fase, como neste caso o motor usado como referência é ligado em delta, tem-se que o valor das correntes de linha serão $\sqrt{3}$ vezes maior do que esse valor medido. Dessa forma, a plena carga, o modelo desenvolvido tem as correntes de linha com um valor eficaz de $\sqrt{3} \times 67,43 \approx 117$ A.

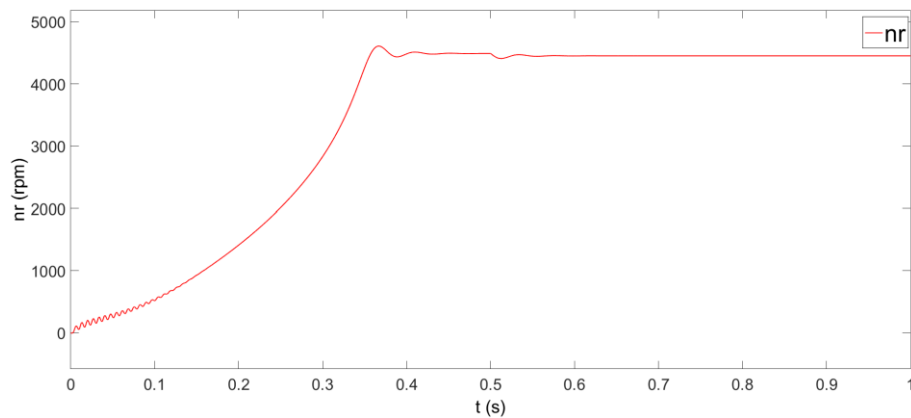
A Figura 46(b) mostra a velocidade n_r desenvolvida pelo motor, que apresenta uma resposta dinâmica rápida, levando menos de 0,5s para sair de 0 rpm até atingir um pico de 4600 rpm. Após esse pico, a velocidade se estabiliza entorno de 4490 rpm, até que T_L é aumentado para o valor nominal do torque ($13 \text{ N} \cdot \text{m}$) em 0,5s, e rapidamente o modelo responde a essa variação, atingindo uma velocidade de 4453 rpm, aproximadamente. Com base na velocidade nominal especificada na Tabela 3, é calculado o erro relativo como se segue:

$$E_{n(\%)} = \frac{|4453 - 4420|}{4420} \times 100\% = 0,75\% \quad (117)$$

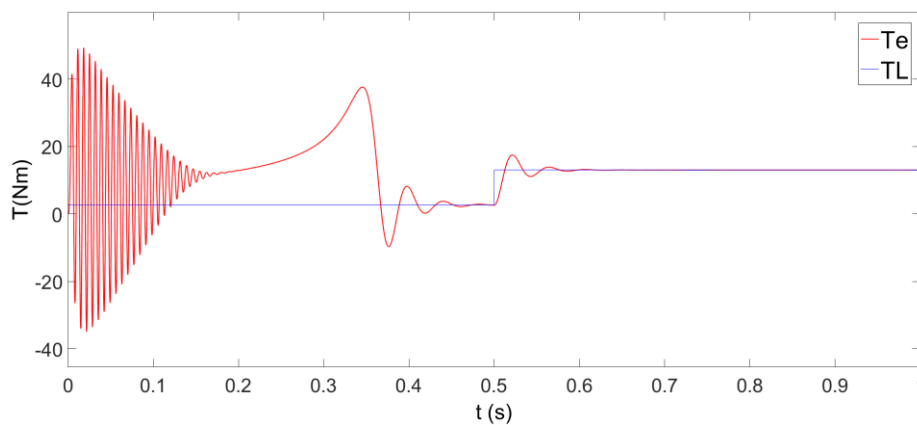
Figura 46 - Resultados de simulação do MIT: (a) Correntes do estator, (b) Velocidade; (c) Torque.



(a)



(b)



(c)

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

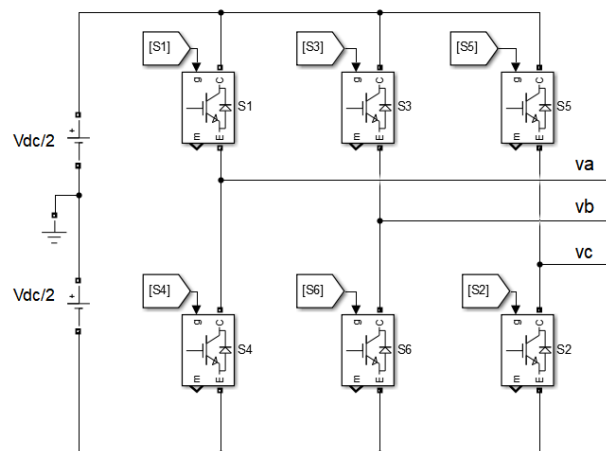
Na Figura 46(c) é apresentado o torque desenvolvido pelo motor (T_e). No início da simulação ele tem um comportamento oscilatório, que também é comum nos motores de indução trifásicos, que apresentam um alto conjugado durante a partida. Aos 0,5s, quando há um aumento no torque de carga (T_L), o torque desenvolvido pelo motor consegue seguir esse valor de referência com um bom desempenho.

Analisando os resultados mostrados na Figura 46, verifica-se a aceleração do motor no intervalo entre 0s e 0,35s e a operação em regime permanente na condição de carga nominal a partir de 0,5s. Comparando os valores obtidos para as simulações nas condições nominais de operação do motor com os dados da Tabela 3, percebe-se que o modelo desenvolvido é capaz de simular um motor de indução trifásico. Dessa forma, pode-se continuar o estudo com o modelo obtido.

5.2 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO MODELO DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Na Figura 47 é apresentado o diagrama em *simulink* do circuito do inversor trifásico usado. Através dele são sintetizadas as tensões alternadas para o acionamento do motor de indução. Os sinais de controle dos *IGBT's* são formados por meio do *PWM* aplicado junto a técnica de controle adotada.

Figura 47 - Circuito do inversor trifásico construído com o *simulink*.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

O inversor usado é alimentado por duas fontes de tensão constantes para formar o barramento CC. O valor desse barramento deve ser escolhido de modo que o inversor seja capaz de sintetizar na sua saída uma tensão entre fases de 51 V, para que possa alimentar o motor na sua tensão nominal. Dessa forma, o inversor deve entregar em cada fase uma tensão com amplitude igual a:

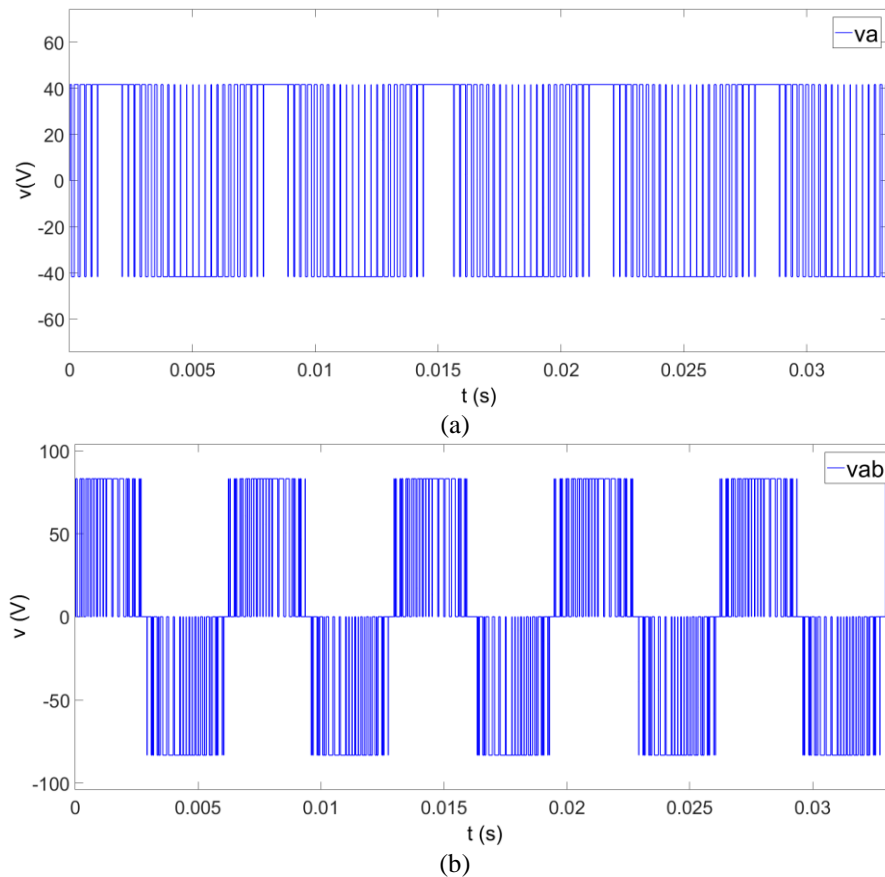
$$V_{m,\phi} = \sqrt{2} \frac{51}{\sqrt{3}} = 41,6V \quad (118)$$

na qual $V_{m,\phi}$ corresponde a amplitude da tensão de fase do inversor.

Como discutido na subseção 3.4.1, sobre modulação por largura de pulso, a tensão de fase na saída do inversor tem uma amplitude igual a $\frac{1}{2}V_{DC}$. Assim, para que o inversor seja capaz de alimentar o motor com seu valor nominal, as duas fontes de tensão devem ser de 41,6 V, que é o valor utilizado neste trabalho. Ou seja, o inversor usado para alimentar o modelo têm um barramento CC de 83,2 V, sendo formado por duas fontes de 41,6 V.

Com o intuito de analisar o funcionamento do inversor desenvolvido, é realizado uma simulação na qual ele é estimulado a fornecer a tensão nominal de alimentação do motor. Na Figura 48 são apresentados os sinais de tensão obtidos.

Figura 48 - Tensões na saída do inversor: (a) Tensão de fase (v_a); (b) Tensão de linha (v_{ab}).



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Ao analisar os resultados obtidos, pode-se observar que a tensão no primeiro terminal do inversor (v_a) tem uma amplitude com um valor exatamente igual ao das fontes CC que formam o barramento (41,6 V) e que a tensão entre o primeiro e o segundo terminal (v_{ab}) possui uma amplitude de 83,2 V, igual à tensão do barramento CC. Além disso, esses sinais apresentam uma componente fundamental na frequência nominal do motor (150 Hz). Dessa forma, o inversor é capaz de fornecer a tensão necessária para alimentar o motor.

5.3 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DO VEÍCULO

Utilizando as equações que descrevem a dinâmica longitudinal de um veículo, apresentada na seção 3.5, desenvolveu-se um modelo por meio do *Simulink*. Os parâmetros utilizados para representar o veículo e a via estão na Tabela 4. Como base, utilizou-se a estrutura de um *Drift buggy*, que é um veículo de pequeno porte, de apenas um passageiro, sendo algo mais próximo do veículo que está sendo desenvolvido na UACSA/UFRPE pela equipe EVolt Racing UFRPE.

Tabela 4 - Parâmetros do veículo e da via.

Parâmetros do veículo	Valor/Atributo
Massa total do veículo com condutor	170 kg
Velocidade máxima	60 km/h
Tração	4X2
Dimensões	163 x 91 x 76 cm
Área frontal (A_f)	0,6916 m ²
Raio da roda	16,5 cm
Relação de transmissão (G)	7,93
Fator de massa (k_m)	1,1
Eficiência da transmissão	98%
Parâmetros da via	Valor/Atributo
Densidade do ar (ρ_a)	1,25 kg/m ³
Coefficiente de arrasto aerodinâmico (C_d)	0,17
Velocidade do vento (v_w)	0 m/s
Aceleração da gravidade (g)	9,8 m/s ²
Coefficiente de resistência ao rolamento (f_r)	0,013
Inclinação da pista (φ)	0°

Fonte: Novasuzuki, 2023 / elaborado pelo próprio autor.

<https://www.novasuzuki.com.br/brinquedos-especiais/kart-drop-160cc-two-dogs>

A seguir são apresentadas algumas considerações feitas para obtenção dos parâmetros do veículo:

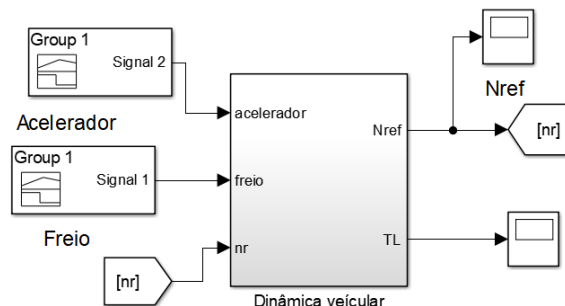
- O valor da massa total é obtido por meio de uma estimativa. A estrutura do *Drift buggy* pesa 75 kg, então considerou-se um condutor de 65 kg e um banco de baterias de 30 kg. O motor elétrico substituiu o motor a combustão e o tanque de combustível, por isso não se considerou seu peso. Os parâmetros da via, assim como o fator de massa, foram estabelecidos com base em outros estudos feitos sobre o assunto. Adotou-se uma velocidade do vento nula, pois esse valor varia de acordo com o sentido que o vento flui, em relação ao deslocamento, e a velocidade do próprio veículo, o que torna seu cálculo e análise da dinâmica do automóvel extremamente complexos (Tanaka, 2013).
- A relação de transmissão G do veículo é calculada de acordo com a Equação (119), utilizando como base as velocidades máximas do veículo e a do motor, da seguinte forma:

$$G = \frac{\pi}{30} \frac{r_{\omega}}{\eta v_{xm\acute{a}x}} n_{rm\acute{a}x} = \frac{\pi}{30} \frac{0,165}{0,98 \cdot 16,67} 7500 = 7,93 \quad (119)$$

- A área frontal é obtida considerando a superfície dianteira como sendo um retângulo de 91 cm de largura por 76 cm de altura.

O modelo é elaborado com o intuito de fornecer o torque de carga e a velocidade de referência que o motor elétrico do sistema de propulsão deve desenvolver para realizar determinado trajeto, tendo como referência os sinais de freio e acelerador. A Figura 49 mostra o modelo desenvolvido, chamado de dinâmica veicular. Como entradas, tem-se os sinais do acelerador e do freio, aplicados um por vez, e o sinal de velocidade do motor (n_r) em rpm. Como saídas tem-se a velocidade de referência n_{ref} e torque de carga T_L que o motor deve desenvolver.

Figura 49 - Modelo da dinâmica veicular do veículo.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

A Figura 50 mostra o interior do sistema, nela é possível notar que os sinais de freio e de aceleração são integrados para obtenção da velocidade longitudinal de referência (na Figura 50 chamada de v_x^*), conhecendo essa velocidade, é obtido então, através da relação apresentada na Equação (120), a velocidade em rpm, chamada na Figura 50 de Nref, como segue:

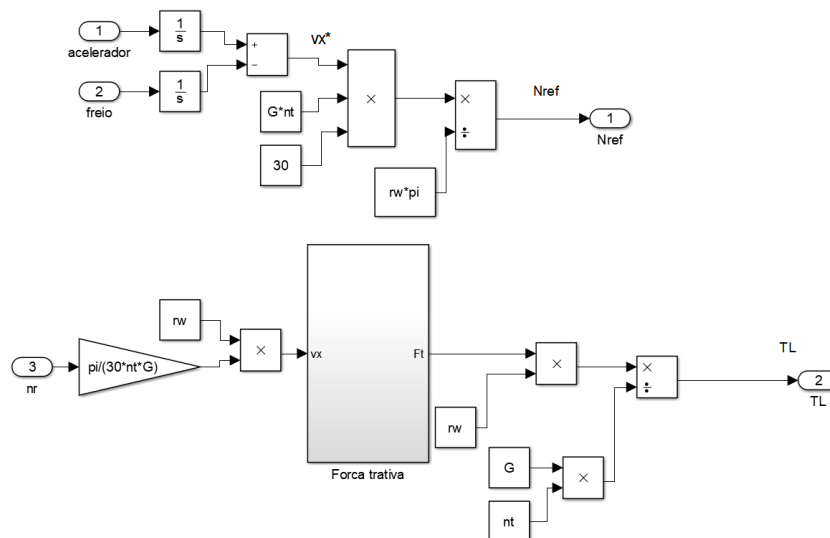
$$n_{ref} = \frac{30 G \eta}{\pi r_{\omega}} v_x^* \quad (120)$$

A velocidade longitudinal do veículo (v_x) é obtida por meio da Equação (74), sendo calculada em função da velocidade medida do motor (n_r). A velocidade longitudinal v_x obtida é enviada para o subsistema chamado “Força trativa”, no qual a saída é a força de tração F_t . Após obter F_t (Equação (73)), calcula-se então o valor do torque de carga T_L , através da relação apresentada pela Equação (121) que é obtida a partir da Equação (73), considerando que o torque eletromagnético que o motor deve desenvolver é igual ao torque de carga, como segue:

$$T_L = \frac{r_{\omega}}{\eta G} F_t \quad (121)$$

sendo esse o torque que o motor do sistema de propulsão elétrico deve desenvolver.

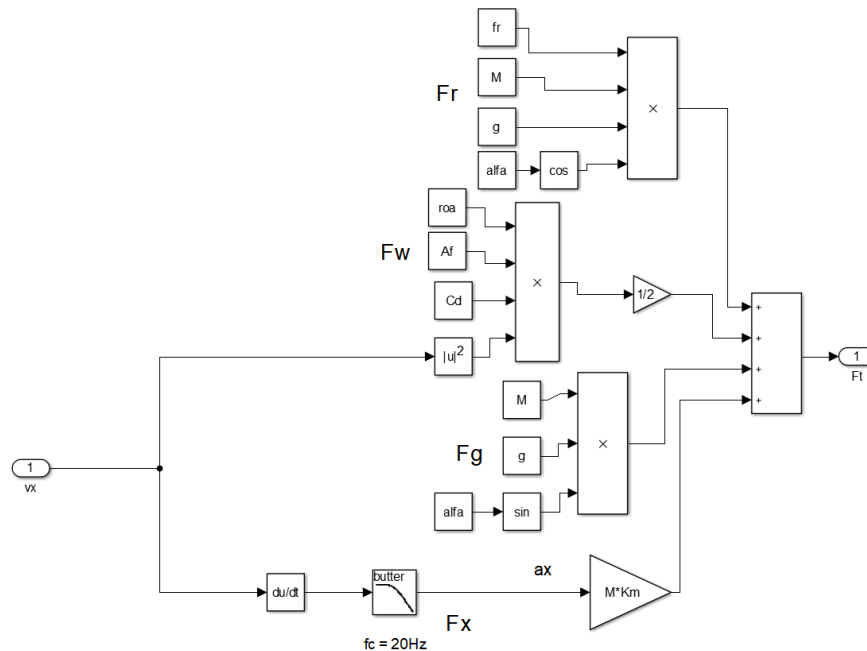
Figura 50 - Interior do sistema dinâmica veicular.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

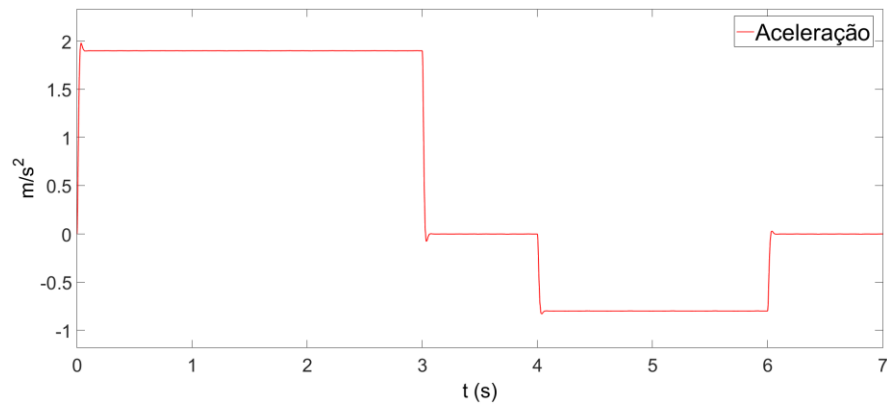
A Figura 51 mostra o interior do subsistema “Força trativa”, onde então calcula-se a força de tração F_t através das Equações (51, 52, 53, 54 e 72) apresentadas na seção 3.5 para as forças opositoras ao movimento (F_{op}). No modelo são utilizados filtros passa-baixas nos sinais de torque e de aceleração com o intuito de eliminar ruídos e variações bruscas nos sinais. Optou-se por uma frequência de corte baixa para que os sinais ficassem mais próximos de algo constante. Utilizou-se uma frequência de corte de 20 Hz para o filtro aplicado ao sinal de aceleração e uma frequência de corte um pouco menor, de 5 Hz, para o sinal de torque T_L . Utilizou-se esse mesmo filtro no sinal de torque desenvolvido pelo motor também, como mencionado anteriormente e apresentado na Figura 36 (Filadelfo, 2016).

Figura 51 - Subsistema “Força trativa”.

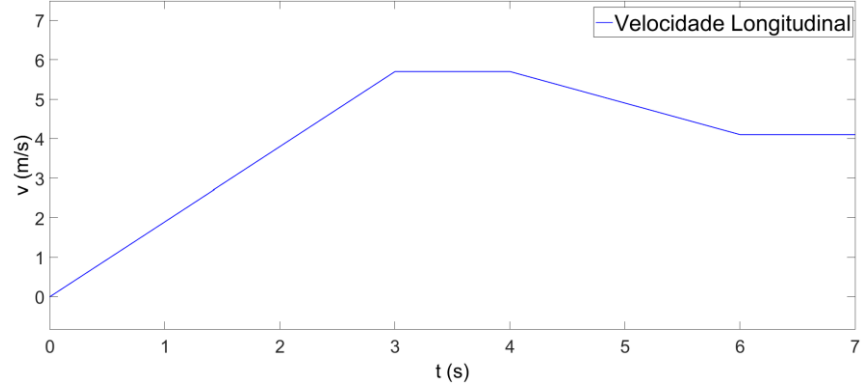


Fonte: elaborado pelo próprio autor.

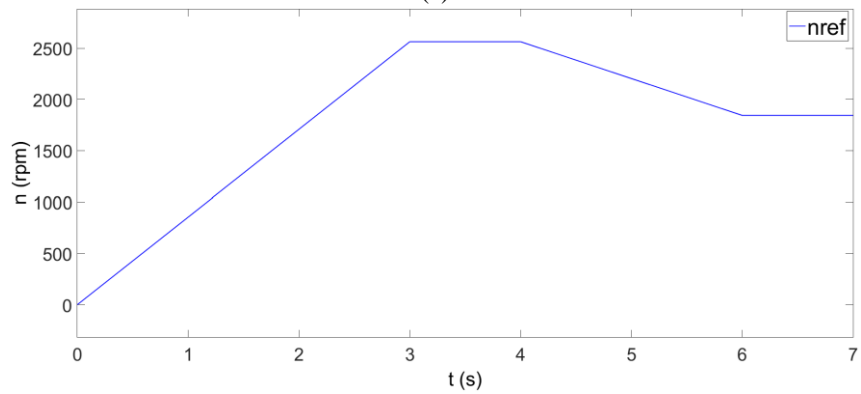
Para entender melhor como se dá a geração dos sinais de velocidade de referência e do torque de carga T_L , a partir da dinâmica veicular, é realizada uma simulação para o caso em que se aplica um sinal do acelerador de $1,9 \text{ m/s}^2$ de 0 a 3s e um sinal de freio de $0,8 \text{ m/s}^2$ de 4 a 6s (ver Figura 52). Neste caso, a velocidade do rotor do motor (n_r) é considerada como sendo igual à velocidade de referência (n_{ref}). A Figura 53 mostra os resultados da simulação da dinâmica veicular.

Figura 52 - Sinal de aceleração.

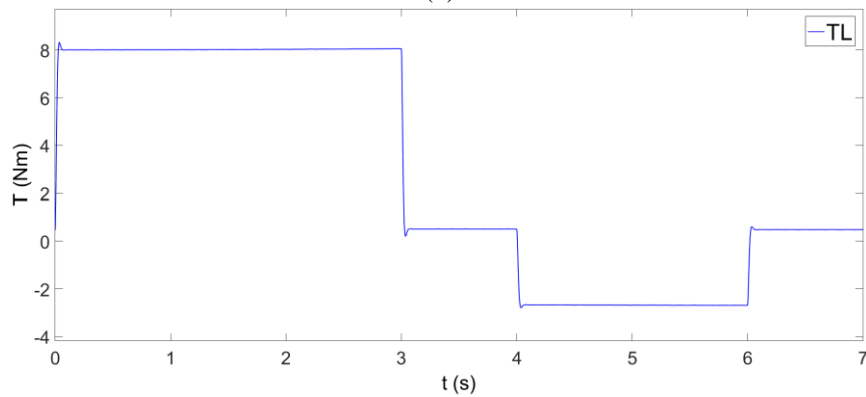
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Figura 53 - Resultados simulados: (a) velocidade longitudinal v_x ; (b) n_{ref} ; (c) T_L .

(a)



(b)



(c)

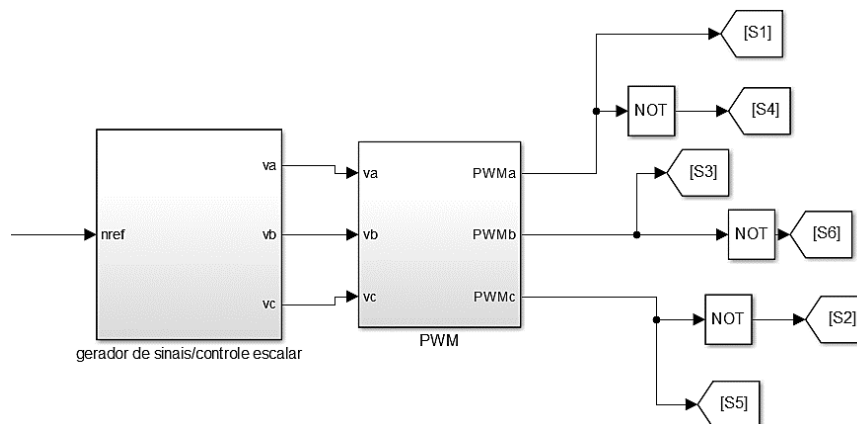
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

A velocidade longitudinal do veículo entre 3s e 4s atinge um valor de 5,7 m/s (20,52 km/h) e entre 6s e 7s esse valor passa a ser 4,1 m/s (14,76 km/h). Em rpm esses valores correspondem à 2563,6 rpm e 1844,04 rpm, respectivamente. O torque de carga inicialmente assume um valor em torno de 8 N·m até os 3s, quando então cai para um valor de aproximadamente 0,5 N·m de 3s a 4s. Quando há a desaceleração, de 4s a 6s, o torque assume o valor de -2,68 N·m. No restante da simulação ele assume o valor de 0,50 N·m.

5.4 RESULTADOS SIMULADOS DO MIT – INVERSOR COM CONTROLE ESCALAR E PI

Nesta seção são apresentados os resultados simulados do controle de velocidade do motor mediante controle escalar com adição do controlador PI. Os sinais de controle dos *IGBT's* do inversor que aciona o motor de indução são formados por meio do *PWM* senoidal aplicado junto à técnica de controle escalar. A Figura 54 ilustra os subsistemas responsáveis pela geração dos sinais *PWM* e do controle escalar, encarregado de fornecer a amplitude e a frequência das ondas modulantes. O sistema responsável pelo acionamento das chaves possui como entrada a referência de velocidade em rpm, n_{ref} , que é utilizada pelo subsistema “gerador de sinais/controlador escalar” para obtenção da amplitude e da frequência das senoides de referência. Como saída desse subsistema tem-se v_a , v_b e v_c , que são enviadas para o subsistema “*PWM*” (ver Figura 55(b)), onde os sinais modulantes são comparados com a onda triangular, que varia entre -1 e 1, e então os sinais de disparo das chaves (S_1 a S_6) são adquiridos.

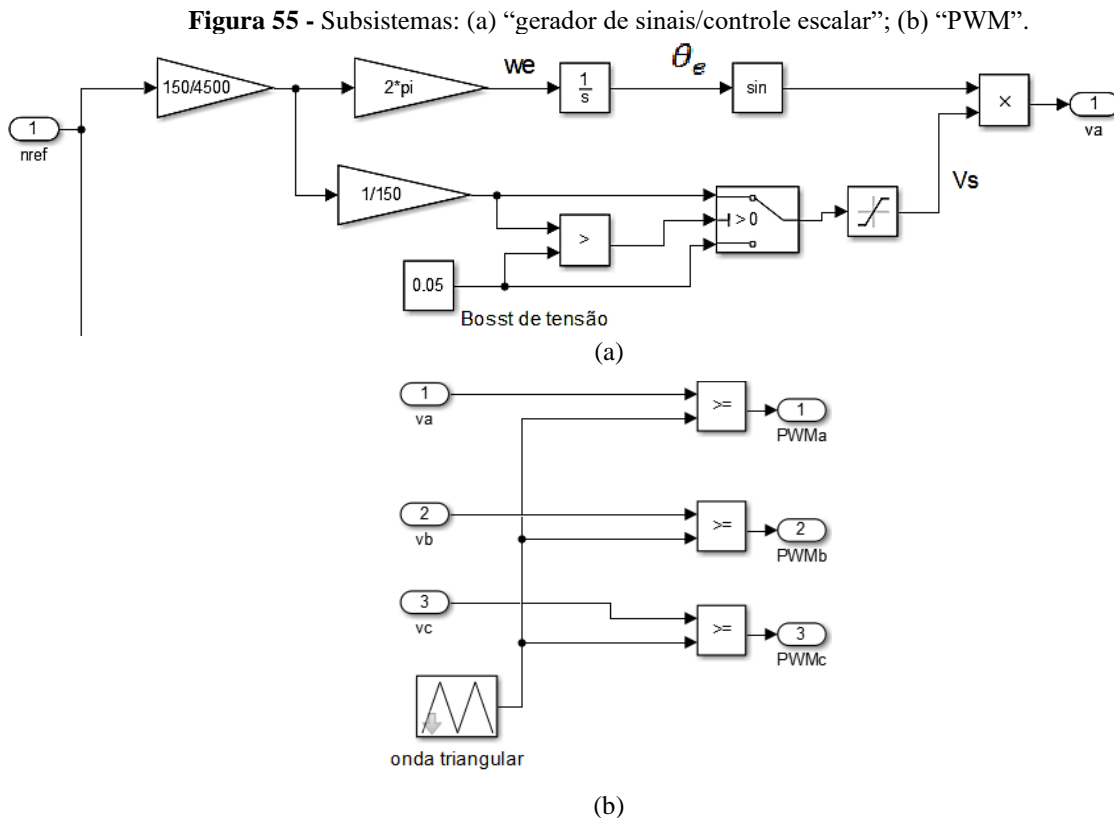
Figura 54 - Subsistemas para geração dos sinais para acionar os *IGBT's*.



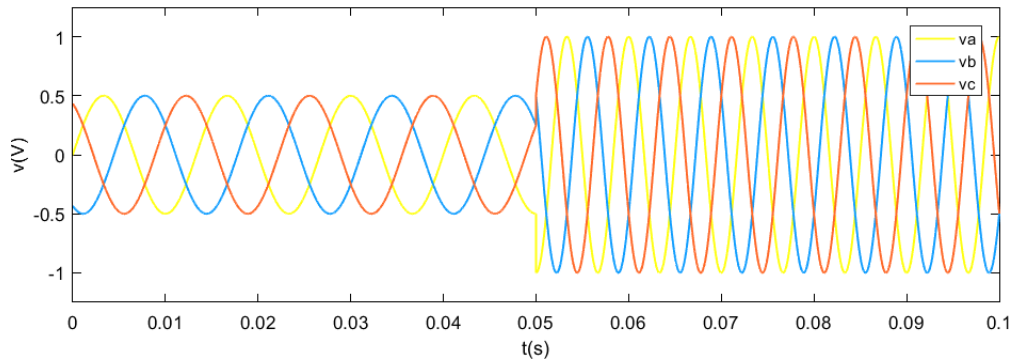
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

O subsistema “gerador de sinais/controlador escalar” é implementado a partir do esquema apresentado na Figura 24. Sua estrutura, para uma das fases, é mostrada na Figura 55(a). Esse bloco é construído para um motor de 4 polos com uma frequência nominal de 150 Hz, com uma velocidade síncrona de 4500 rpm. O valor da velocidade de referência é a entrada do bloco, a partir dela são obtidas a frequência e a amplitude dos sinais modulantes. O controle escalar funciona de tal forma a manter a relação V/f constante, por exemplo, se a velocidade de entrada for de 2250 rpm, que é a metade da velocidade síncrona, a senoide de referência terá uma frequência igual a 75 Hz e uma amplitude de 0,5 (ver Figura 56).

Como é desejável trabalhar na região linear, o sistema é limitado a uma amplitude igual a 1 por meio do bloco de saturação. Dessa forma, embora fosse empregado uma velocidade de 9000 rpm na entrada, a frequência seria de 300 Hz, mas a amplitude das senoides seria igual a 1. O subsistema possui ainda um *boost* de tensão que acontece apenas para valores menores que 5% da frequência nominal. Assim, a amplitude das modulantes também tem um limite inferior, no qual a amplitude mínima é de 0,05. Para as demais fases o sistema tem a mesma configuração, a única diferença é que um dos sinais está adiantado de 120° e o outro está atrasado desse mesmo ângulo. A Figura 56 mostra as senoides de referência para o caso em que é aplicada uma referência de velocidade que varia, em 0,05s, de 2250 rpm para 4500 rpm.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Figura 56 - Senoides de referência.

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

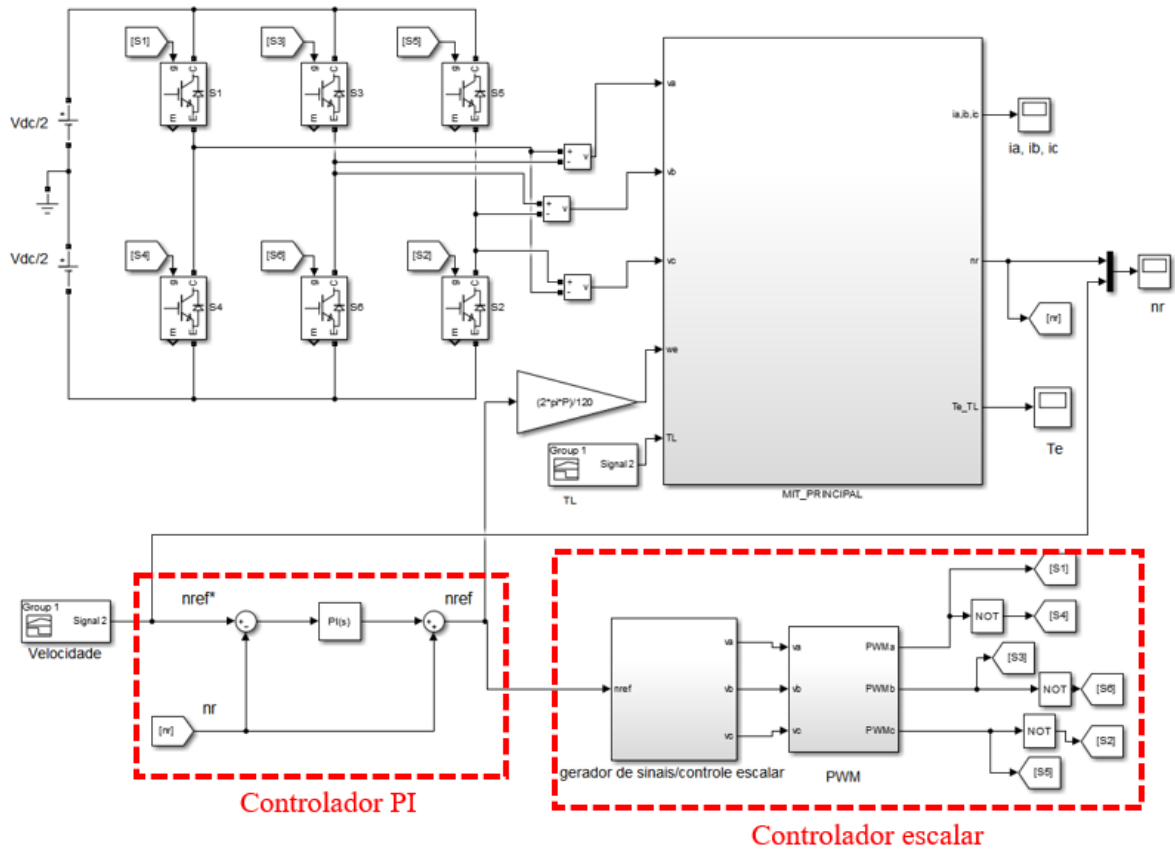
Na Figura 55(b), a frequência da onda triangular deve ser, no mínimo 20 vezes maior do que o máximo valor da frequência da onda de referência utilizada, para que se tenha uma reprodução aceitável do sinal sobre a carga. Elevando a frequência da portadora, aumenta-se as frequências nas quais ocorrem as harmônicas. No entanto, frequências elevadas de chaveamento levam a uma maior perda nas chaves usadas no inversor (Hart, 2011). Dessa forma, a escolha da frequência da portadora triangular é feita levando-se em conta esses dois fatores. Na literatura, comumente são utilizadas frequências na ordem de kHz, neste trabalho optou-se por uma frequência de 4 kHz.

5.4.1 Resultados simulados com controle escalar e PI

Na Figura 57 se apresenta o esquema de simulação do MIT-inversor com controle escalar e controlador PI na velocidade de referência (ver Figura 25). O controlador PI recebe como entrada a diferença entre a velocidade usada como referência (n_{ref}) e a velocidade do motor (n_r), e tem na sua saída um valor que é somado à velocidade da máquina para obter uma nova velocidade de referência (n_{ref}). Utilizando os conceitos apresentados na seção 4.1 e o *Sisotol/Matlab*, se realiza a sintonia dos parâmetros do controlador PI, obtendo $K_p = 0,9855$ e $K_i = 0,4755$. Para tal, é usado o modelo apresentado na Equação (110), obtida na seção 4.3.1.

No apêndice B.1 se mostra o esquema de simulação do MIT-inversor com o controle escalar sem PI.

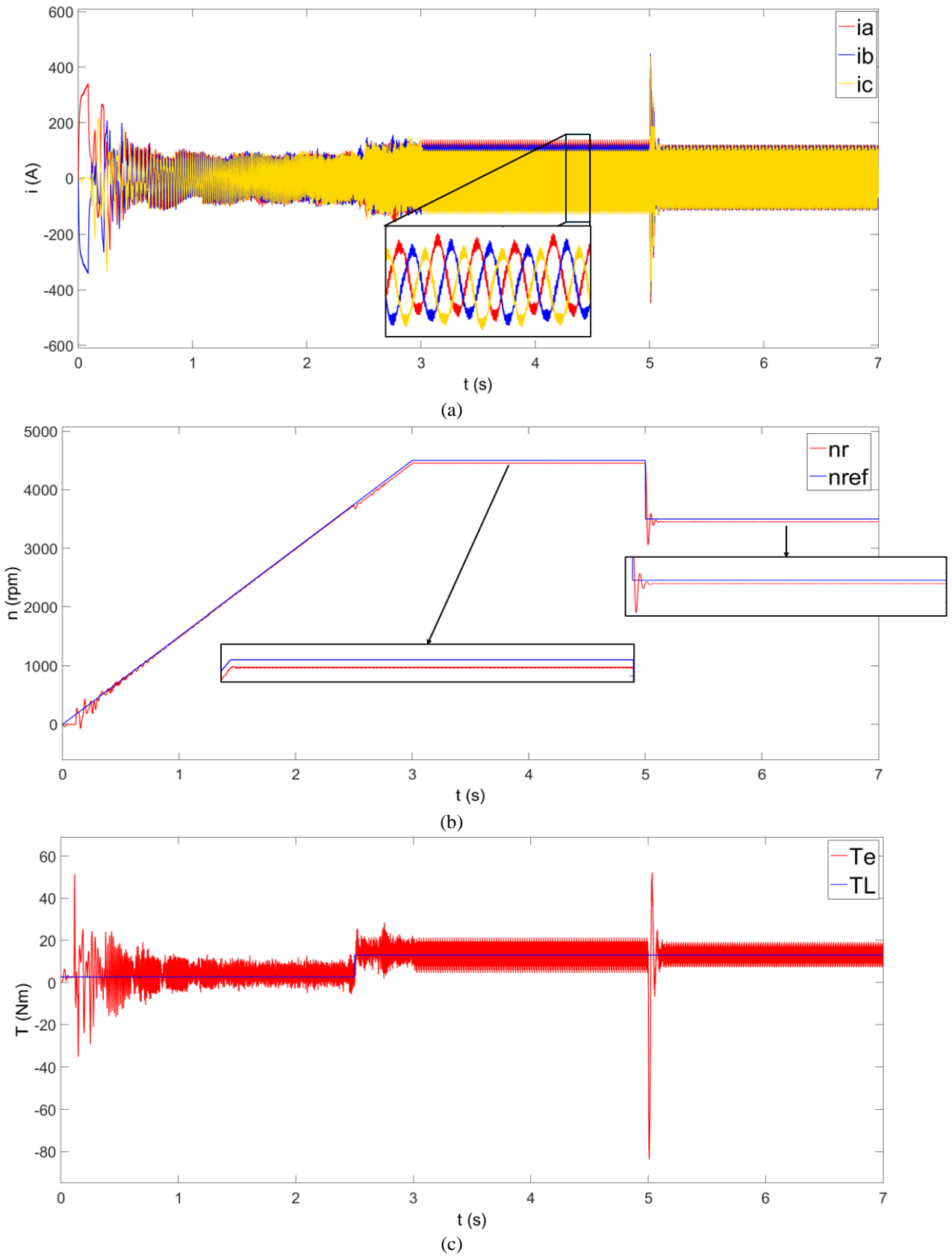
Figura 57 - Esquema de simulação do MIT – inversor com controle escalar e controlador PI na n_{ref} .



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

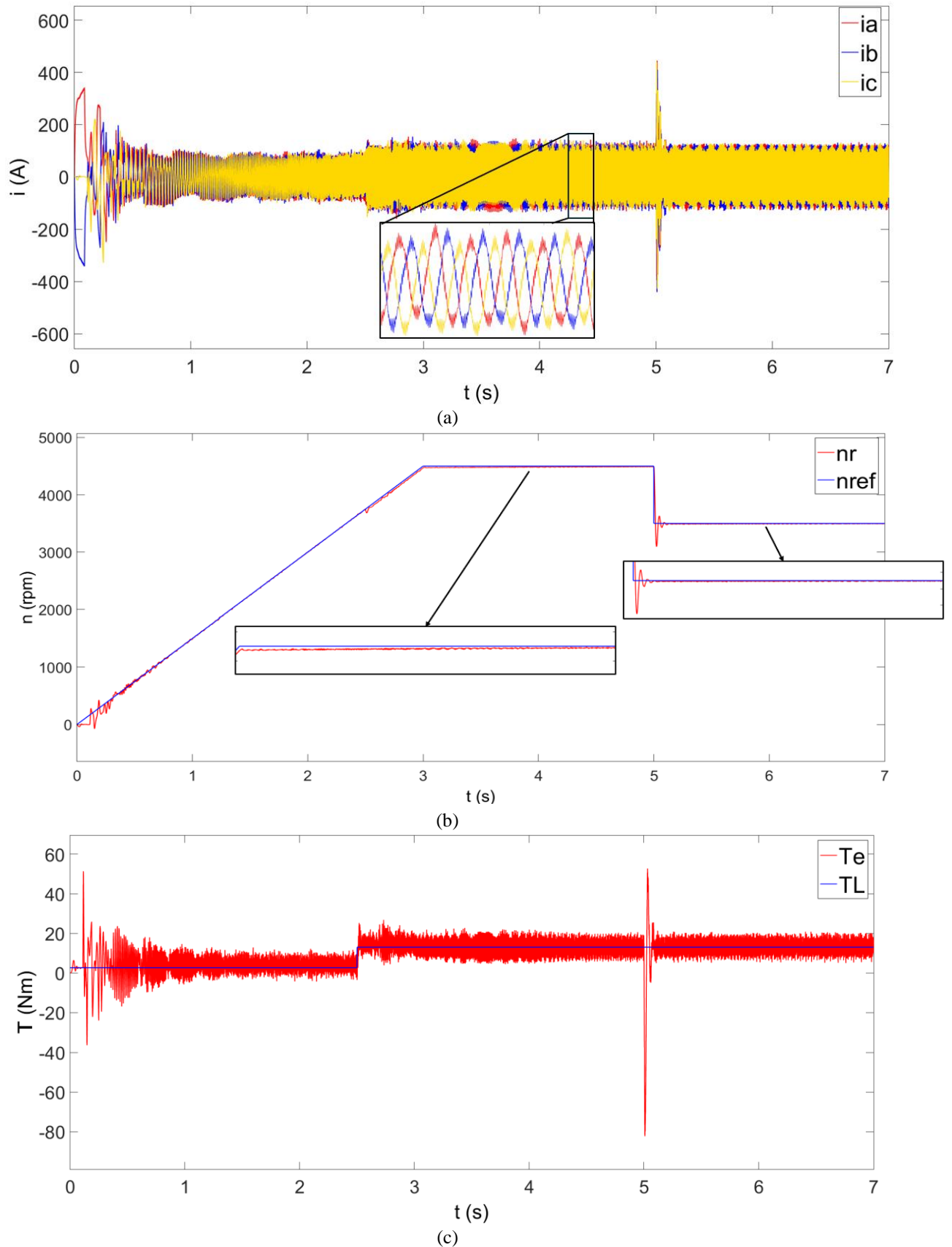
Nas Figuras 58 e 59 se mostram os resultados de simulação do controle de velocidade do motor com controle escalar sem e com o PI, respectivamente. Para essas simulações é utilizado uma referência de velocidade variável, sendo uma rampa de 0s a 3s que atinge o valor de 4500 rpm e permanece constante nesse valor até 5s, quando então cai para 3500 rpm e segue sendo esse valor até 7s. O torque de carga T_L é igual a 20% do valor nominal ($2,6 N \cdot m$) de 0 a 2,5s, e igual ao valor nominal de 2,5s até 7s.

Figura 58 - Resultados de simulação do MIT – inversor com controle escalar sem PI na n_{ref} : (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Figura 59 - Resultados de simulação do MIT – inversor com controle escalar e com PI na n_{ref} : (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Analisando as Figuras 58 e 59, é possível observar que, com o acréscimo do inversor, os sinais se tornam mais ruidosos, sendo esse comportamento mais facilmente notado nos sinais de corrente e do torque eletromagnético. Nas Figuras 58(a) e 59(a) é possível observar como as correntes se comportam com a variação da velocidade de referência para ambos os casos. Durante a partida as correntes apresentam um valor elevado, depois desse breve instante elas reduzem e passam a crescer gradualmente com o aumento da referência de velocidade. Em 3s, quando a velocidade de referência passa a ser igual a 4500 rpm, as correntes se elevam um pouco e assumem um valor eficaz de 69,66 A no caso em que o PI não é utilizado (Figura 58(a)) e 69,02 A para o caso em que ele é usado (Figura 59(a)). As correntes permanecem com esses valores até os 5s, quando há uma redução brusca na referência de velocidade. Nesse instante, em ambos os casos, as correntes têm um pico que chega a aproximadamente 445 A, mas em poucos instantes se normalizam com um valor eficaz de aproximadamente 68 A.

É possível observar das Figuras 58(b) e 59(b) que a velocidade do motor, em ambos os casos, consegue seguir a referência, no entanto, durante a partida é possível notar a fragilidade do controle escalar em função da queda de tensão na resistência estatórica que se torna relevante, devido à baixa frequência de alimentação nesse instante. Na Figura 58(b), quando a referência fica constante no valor de 4500 rpm, o motor apresenta uma velocidade média em torno de 4452 rpm e quando há uma redução para 3500 rpm em n_{ref} , a velocidade cai e logo após um rápido transitório volta a segui-la, assumindo um valor de 3453 rpm. Na Figura 59(b), por sua vez, quando a referência fica constante no valor de 4500 rpm, o motor apresenta uma velocidade média em torno de 4484 rpm e após a mudança na referência para 3500 rpm, a velocidade se estabiliza com um valor de 3494 rpm.

Analisando esses sinais de velocidade, é possível observar também que existe uma relação direta entre o torque de carga T_L e o escorregamento do motor. No início da simulação T_L tem um valor de 2,6 N·m, que é 20 % do torque nominal, e a velocidade desenvolvida pelo motor (n_r) assume valores bem próximos à velocidade síncrona de referência, de modo que o escorregamento é baixo neste caso. A partir de 2,5s, quando T_L é aumentado para o valor nominal de 13 N·m, a velocidade do motor cai e passa a seguir n_{ref} com uma diferença maior, assim o escorregamento é maior nesse caso.

Nas Figuras 58(c) e 59(c) são apresentados os sinais de torque da máquina para ambos os casos. Como pode ser visto, esses sinais apresentam um comportamento semelhante. Em 5s, quando há uma diminuição na velocidade, eles têm um pico negativo, mas logo passam a seguir a referência. Esse pico é resultado da variação brusca da velocidade de referência, pois nesse

instante a velocidade síncrona de referência assume um valor menor do que a velocidade desenvolvida pelo motor, de modo que o escorregamento passa a ser negativo e o motor opera por um instante como gerador, por isso o torque se torna negativo nesse tempo. Para a velocidade de 3500 rpm, o torque tem uma amplitude menor, se comparado à região em que a velocidade é de 4500 rpm, mas de forma geral, o torque desenvolvido pelo motor consegue seguir a referência.

Na Tabela 5 são apresentados os erros relativos obtidos nos dois casos, para os instantes em que a velocidade de referência assume os valores constante de 4500 rpm e 3500 rpm, sendo o cálculo desses erros relativos realizado por meio da Equação (122). Como especificação de desempenho do sistema se define um erro relativo de velocidade em regime permanente menor que 1,0%. Além disso, também são mostrados os índices de desempenho *ISE*, *IAE*, *ITAE* e *ITSE* para o sinal de velocidade.

$$E_{n(\%)} = \frac{|n_{ref} - n_r|}{n_{ref}} \times 100\% \quad (122)$$

Tabela 5 - Índices de desempenho e erro relativo para o controle de velocidade – controlador escalar e PI.

Erro/Índices	Valor	
	Sem PI	Com PI
$E_{n(\%)}$ para $n_{ref} = 4500 \text{ rpm}$	1,07%	0,356%
$E_{n(\%)}$ para $n_{ref} = 3500 \text{ rpm}$	1,34%	0,171%
<i>ISE</i>	1,463	0,8821
<i>IAE</i>	2,353	1,02
<i>ITAE</i>	9,071	2,897
<i>ITSE</i>	5,685	2,964

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Analisando a Tabela 5, pode-se observar uma redução considerável nos erros e índices de desempenho quando há o acréscimo do controlador PI no sistema de controle. Pode-se notar que o controle escalar é capaz de forçar que a velocidade desenvolvida pelo motor siga a referência, no entanto, quando aplicado sozinho, ele apresenta um erro relativo em estado estacionário, que pode afetar a precisão do controle de velocidade do motor. Esse erro é reduzido com o acréscimo do controlador PI, apresentando valores menores do que 1%. A melhora no desempenho do controle de velocidade também pode ser percebida ao comparar os valores dos critérios integrais. Para o caso do controle escalar sem o PI, esses índices assumem

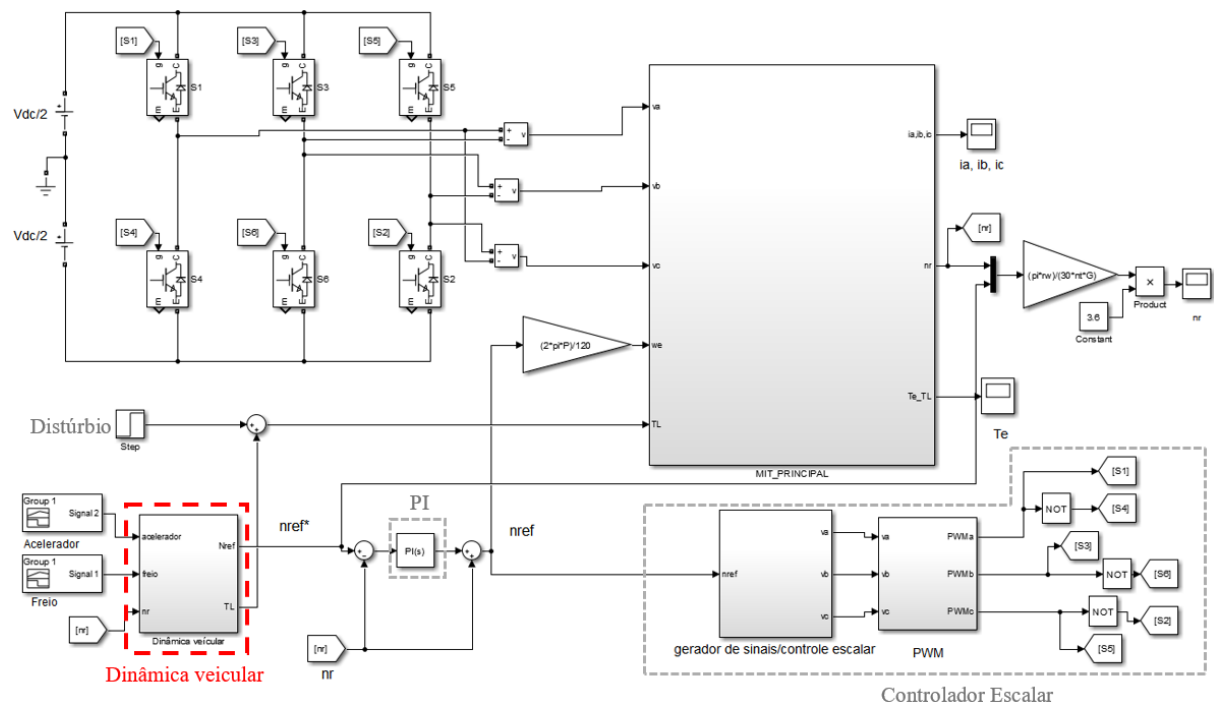
valores elevados, com destaque para o *ITSE* (5,685) e o *ITAE* (9,071), mostrando que essa estratégia não apresenta um bom desempenho na correção do erro ao longo do tempo.

5.4.2 Resultados simulados com controle escalar e PI - com dinâmica veicular

Nesta subseção são apresentados os resultados obtidos para o caso em que a velocidade de referência e o torque de carga, que o motor elétrico do sistema de propulsão deve desenvolver, são gerados por meio do modelo dinâmico do veículo. Esse modelo é apresentado na seção 5.3. Nas próximas seções o sinal de velocidade do motor se mostra em km/h, que é a unidade normalmente usada para velocidade de automóveis.

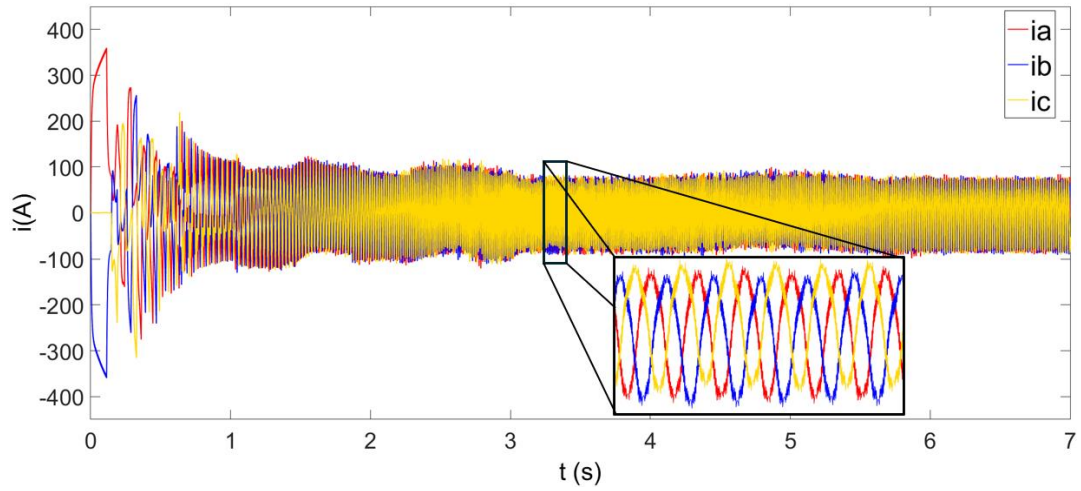
Na Figura 60 é mostrado o esquema de simulação para o controle de velocidade do motor com controle escalar mais PI, com a inclusão da dinâmica veicular. Os resultados dessa simulação são apresentados na Figura 61, na qual é possível observar que a saída de velocidade segue as mudanças de referência aplicadas com um bom desempenho.

Figura 60 - Esquema de simulação do MIT – Inversor com controle escalar e PI, com dinâmica veicular.

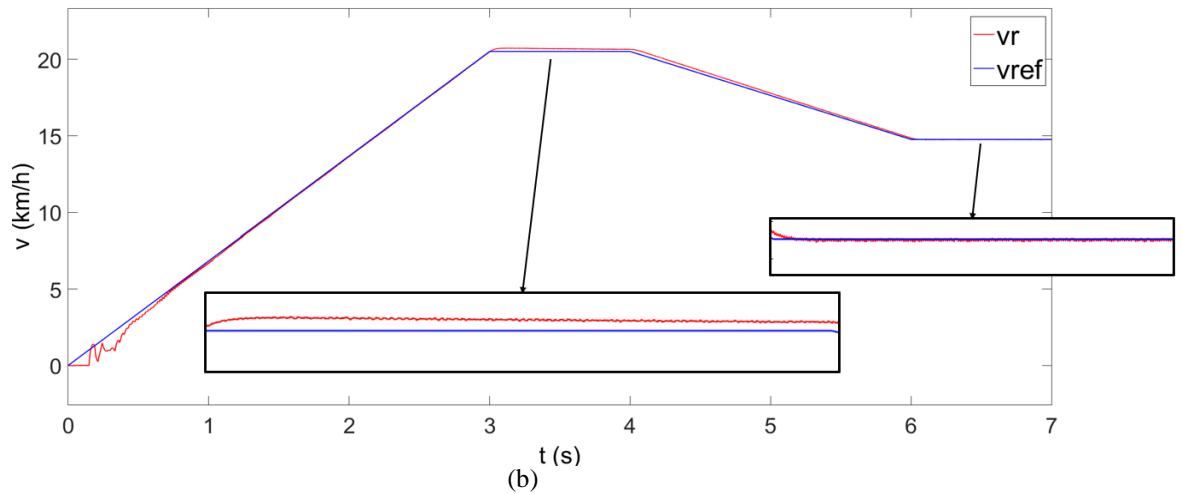


Fonte: elaborado pelo próprio autor.

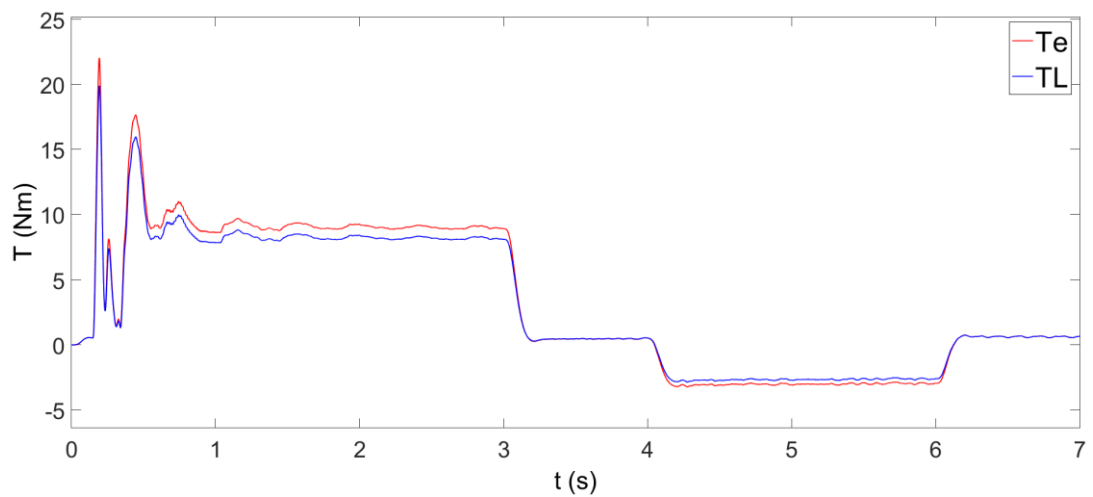
Figura 61 - Resultados de simulação com controle escalar PI – com dinâmica veicular: (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético.



(a)



(b)



(c)

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

A Figura 61(a) mostra os sinais de corrente do motor para este caso. É possível observar que seu comportamento é semelhante aos casos anteriores, o qual tem-se um valor mais elevado durante a partida e depois de um certo tempo esse valor vai diminuindo. Nessa simulação, como a velocidade é abaixo do seu valor nominal, os valores assumidos pelas correntes também são menores do que nas simulações anteriores, sendo de 50,66 A eficazes de 3s a 4s e de 50,68A de 6s a 7s.

Na Figura 61(c), é apresentado os sinais de torque eletromagnético e do torque de carga. É possível observar que durante a partida os sinais apresentam um comportamento oscilatório, tendo o sinal T_L um comportamento um pouco diferente daquele apresentado na Figura 53(c). Pode-se notar ainda que nos instantes em que o motor acelera o torque desenvolvido pelo motor assume em módulo um valor maior do que o torque de carga. Nos momentos em que a velocidade é constante, os sinais se igualam.

Na Figura 61(b) é mostrado o sinal de velocidade. É possível observar que o desempenho da estratégia de controle adotada consegue seguir a referência de velocidade também com uma certa aproximação. Na Tabela 6 se mostram os erros relativos no regime permanente (3s a 4s e 6s a 7s) e os índices de desempenho para controle de velocidade usando controle escalar e PI com dinâmica veicular. Os valores são pequenos, com erros relativos menores do que 1%.

Tabela 6 - Índices de desempenho e erro relativo para o controle de velocidade com dinâmica veicular – controlador escalar e PI.

Erro/Índices	Valor
$E_{v(\%)}$ para $v_{ref} = 20,52 \text{ km/h}$	0,828%
$E_{v(\%)}$ para $v_{ref} = 14,76 \text{ km/h}$	0,068%
ISE	0,3433
IAE	0,9907
ITAE	2,503
ITSE	0,432

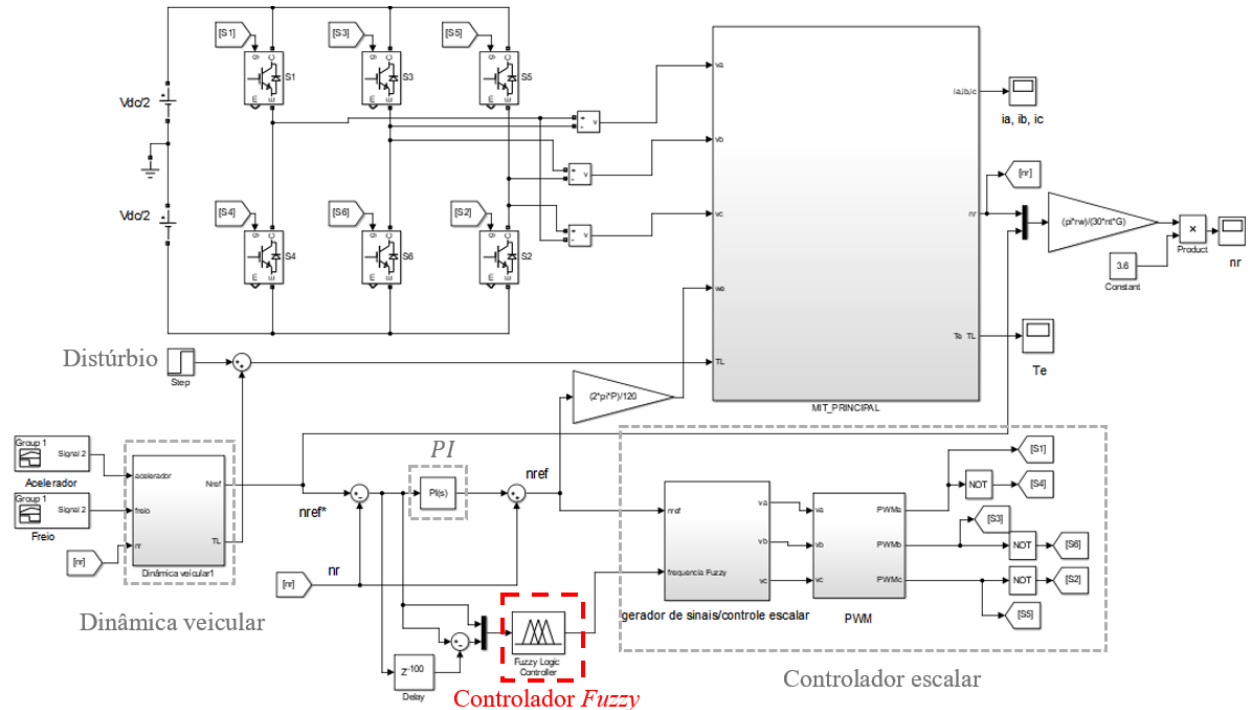
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

No entanto, na maioria dos casos, o desempenho do controlador PI com parâmetros fixos fica limitado às aplicações nas quais as condições consideradas durante o seu projeto são seguidas. Assim, em aplicações como no caso do sistema de propulsão de veículos elétricos, em que as condições de operação são variáveis, técnicas mais avançadas podem ser exigidas.

5.4.3 Resultados simulados com controle escalar, PI e *Fuzzy* - com dinâmica veicular

Na Figura 62 é apresentado o esquema de simulação do MIT-inversor com controle escalar mais PI na velocidade de referência, com o acréscimo do controlador *Fuzzy*.

Figura 62 - Esquema de simulação do MIT-inversor com controle escalar e PI e *Fuzzy*, com dinâmica veicular.

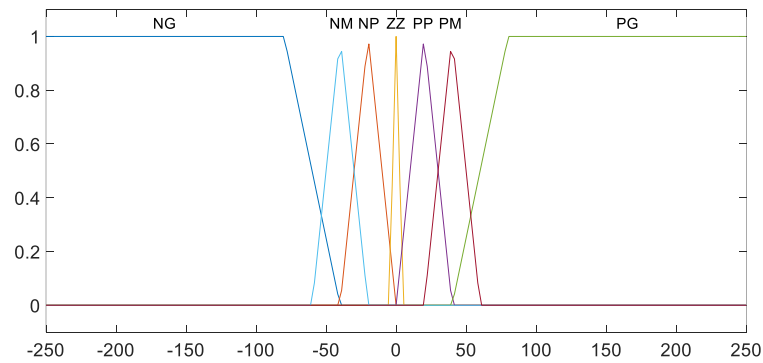


Fonte: elaborado pelo próprio autor.

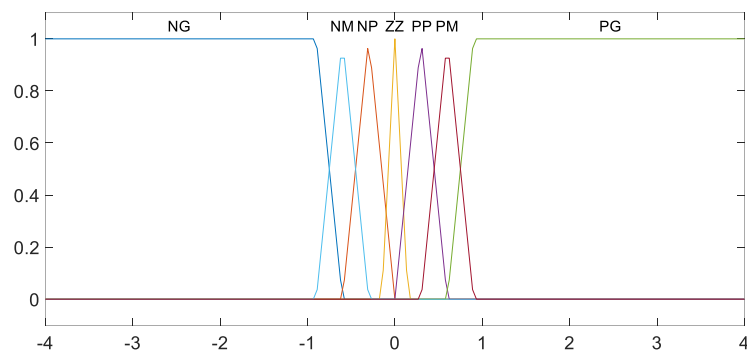
O controlador *Fuzzy* utilizado apresenta as seguintes características:

- Seu desenvolvimento e implementação são realizados por meio do *Fuzzy Logic Toolbox* do *Matlab*, tendo como variáveis de entrada: o erro de velocidade e a variação do erro (a diferença entre o sinal de erro atual e o erro atrasado no tempo, neste caso, o sinal do erro é atrasado em 1ms). Como variável de saída tem-se uma frequência.
- O método de inferência utilizado é o de Mamdani e tem como defuzzyficação o método do Centro da Área (Centroide). Para caracterizar as variáveis de entrada e saída *Fuzzy*, são usadas funções de pertinências trapezoidais e triangulares, apresentadas na Figura 63.

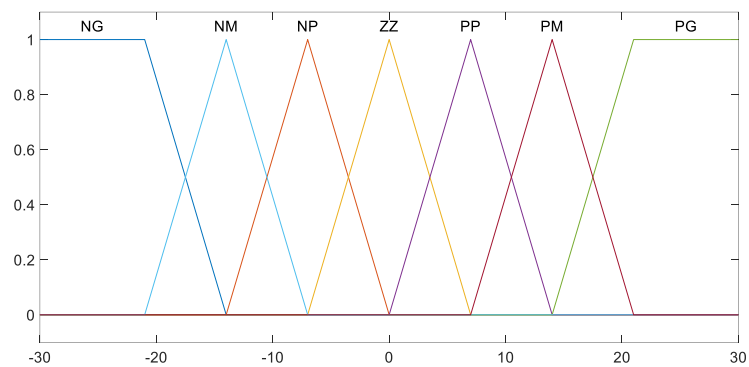
Figura 63 - Funções de pertinência: (a) variável de entrada Erro; (b) variável de entrada variação do erro; (c) variável de saída frequência.



(a)



(b)



(c)

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

- Todas as variáveis linguísticas foram definidas por meio de 7 funções de pertinências, que possuem os termos: Negativo Grande (NG), Negativo Médio (NM), Negativo Pequeno (NP), Zero (ZZ), Positivo Pequeno (PP), Positivo Médio (PM) e Positivo Grande (PG). O intervalo das variáveis é obtido de forma empírica, com base nas simulações realizadas. A frequência de saída é estabelecida para uma faixa que varia de $\pm 20\%$ do valor da frequência nominal do motor. A seguir tem-se o intervalo de cada uma:

- Erro: [-250 250];
 - Variação do Erro: [-4 4];
 - Frequência [-30 30].
- As regras de inferência, ou seja, o modo como os termos linguísticos de cada variável *Fuzzy* vão se relacionar é da forma: *IF-THEN*. A base de regras construída por meio do *Toolbox* é apresentada na Tabela 7, para um total de 49 regras.

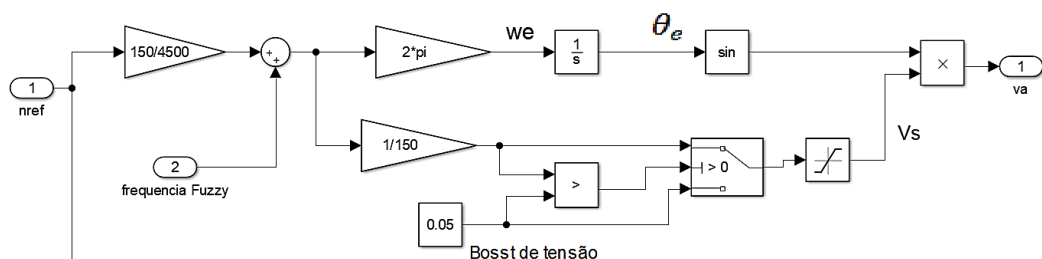
Tabela 7 - Base de Regras.

Regras		e_k						
		NG	NM	NP	ZZ	PP	PM	PG
Δe_k	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZZ
	NM	NG	NG	NM	NM	NP	ZZ	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	ZZ	PP	PP
	ZZ	NM	NM	NP	ZZ	PP	PM	PM
	PP	NM	NP	ZZ	PP	PM	PM	PM
	PM	NP	ZZ	PP	PM	PM	PG	PG
	PG	ZZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

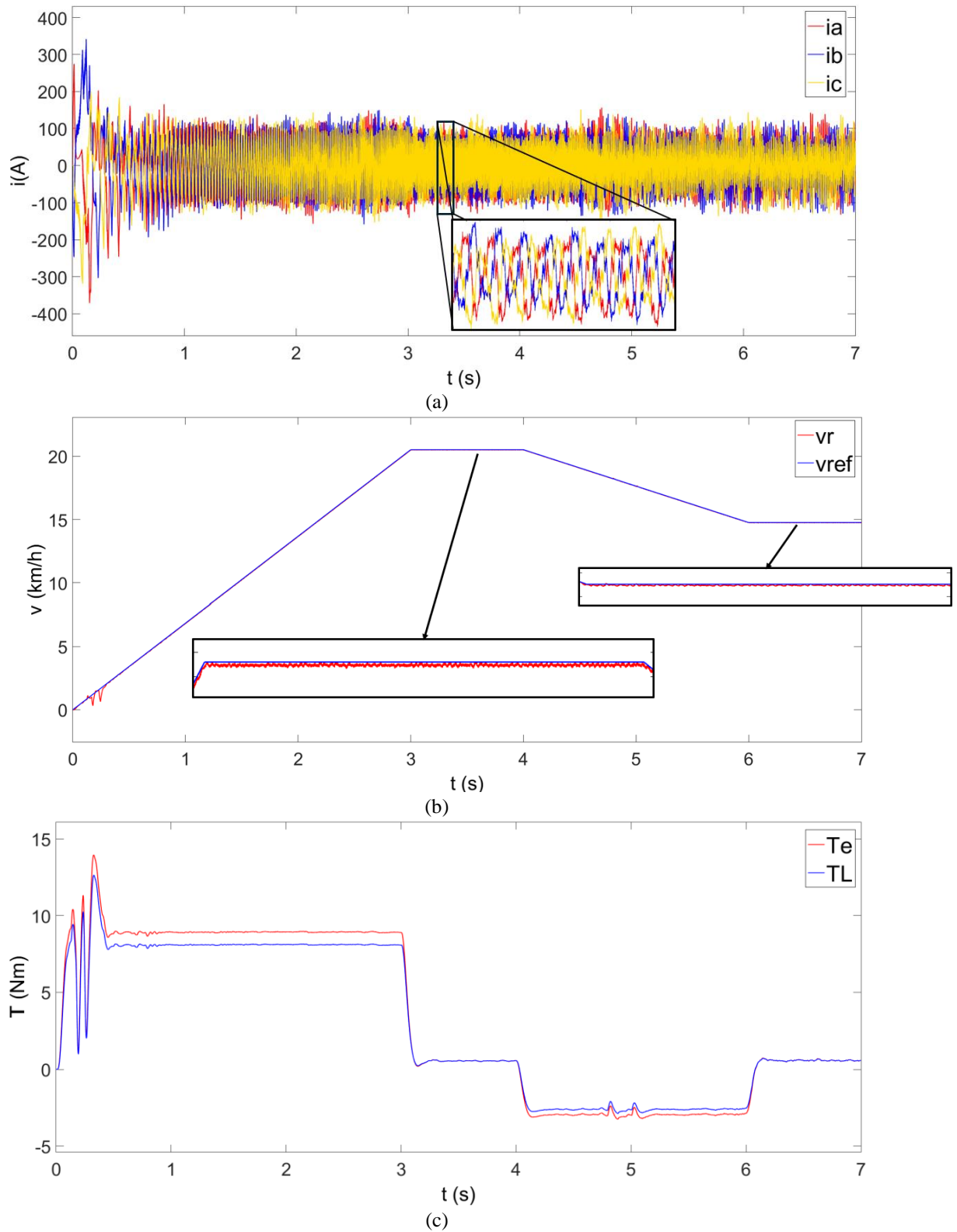
Na Figura 62 observa-se que a saída do controlador *Fuzzy* é uma frequência que é enviada para o bloco “gerador de sinais/controle escalar” para ser somada ao múltiplo da frequência de referência, obtida pelo controle escalar, com o intuito de melhorar o controle de velocidade do motor. A Figura 64 mostra o subsistema “gerador de sinais/controle escalar”, para uma das fases de referência, com a inclusão do controlador *Fuzzy*. Os resultados de simulação com a adição do controle *Fuzzy* são apresentados na Figura 65.

Figura 64 - Esquema de simulação gerador de sinais/controle escalar com controlador *Fuzzy*.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Figura 65 - Resultados de simulação com controle escalar, PI e controlador *Fuzzy* – com dinâmica veicular: (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 65(a) se observa que as correntes do MIT apresentam um comportamento semelhante ao do caso anterior, assumindo os valores de 54,65A de 3s a 4s e de 55,80A de 6s a 7s. No entanto, os sinais de velocidade e de torque apresentam uma melhora com a inclusão do controlador *Fuzzy*, tendo a velocidade um melhor desempenho, passando a seguir a referência com uma maior precisão, como pode ser visto na Figura 65(b) e observando os índices de desempenho e erros relativos apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 - Índices de desempenho e erro relativo para o controle de velocidade com dinâmica veicular – controlador escalar, PI e *Fuzzy*.

Erro/Índices	Valor
$E_{v(\%)}$ para $v_{ref} = 20,52 \text{ km/h}$	0,097%
$E_{v(\%)}$ para $v_{ref} = 14,76 \text{ km/h}$	0,136%
ISE	0,02946
IAE	0,2247
ITAE	0,6109
ITSE	0,02267

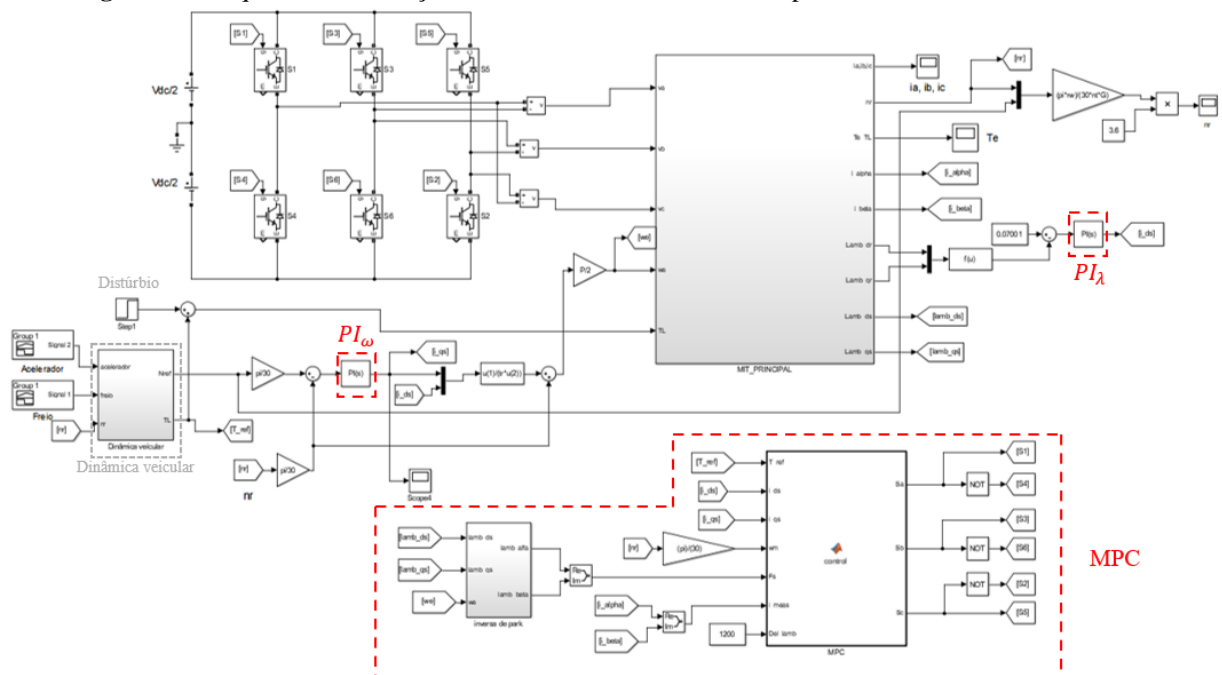
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Analisando a Figura 65(c), também é possível perceber que o torque de carga T_L se assemelha mais com aquele apresentado para a simulação da dinâmica veicular (Figura 53(c)), evidenciando que o acréscimo do controle *Fuzzy* melhorou o desempenho geral do sistema de controle. De forma geral, o desempenho do sistema de controle teve uma melhora com a inclusão do controlador *Fuzzy*, mantendo um erro baixo em todos os instantes da simulação. Nesse caso, em que a dinâmica veicular é usada, o controle escalar somente com o controlador PI é capaz de fazer com que a velocidade desenvolvida pelo motor siga a referência com boa aproximação, porém a diferença entre os valores é mais expressiva. O acréscimo do controlador *Fuzzy*, fornecendo uma frequência a mais, que é somada à frequência do controle escalar, melhora esse sistema de controle, reduzindo a diferença entre a velocidade desenvolvida pelo motor e a velocidade de referência. Assim, pode concluir-se que o acréscimo do controlador *Fuzzy* à malha de controle contribuiu de forma positiva no desempenho do controle de velocidade.

5.5 RESULTADOS SIMULADOS DO CONTROLE PREDITIVO - COM DINÂMICA VEICULAR

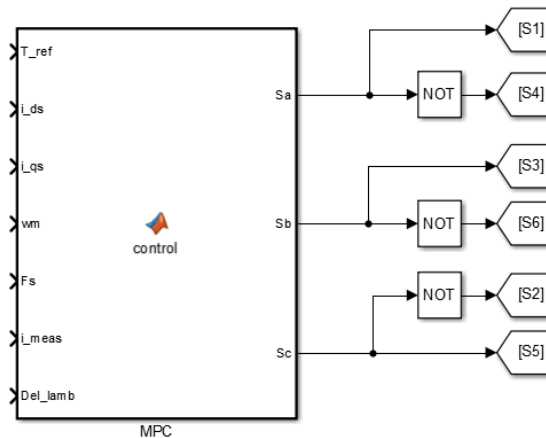
Na Figura 66 é apresentado o esquema de simulação do MIT-inversor com controlador preditivo que se baseia na Figura 31. O controle preditivo de torque e fluxo é utilizado para gerar os sinais dos *IGBT*'s do inversor, por meio da obtenção do estado de chaveamento que minimiza a função custo apresentada na Equação (98).

Figura 66 - Esquema de simulação do MIT-inversor com controle preditivo, com dinâmica veicular.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

O subsistema do MPC é mostrado na Figura 67. Ele tem como entradas o torque de referência (“ T_{ref} ”), a corrente do estator de eixo direto (“ i_{ds} ”), a corrente do estator do eixo em quadratura (“ i_{qs} ”), a velocidade mecânica do motor em *rad/s* (“ ω_m ”), o fluxo estimado do estator nas coordenadas $\alpha\beta$ (“ F_s ”), as correntes medidas do estator no referencial $\alpha\beta$ (“ i_{meas} ”) e o fator de ponderação do fluxo (“ $\Delta\lambda$ ”). No apêndice A é apresentado o algoritmo do controle preditivo empregado.

Figura 67 - Subsistema do controle preditivo.

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Como a estratégia de controle adotada baseia-se nos conceitos apresentados pelo controle vetorial, as componentes de corrente do estator do eixo direto (i_{ds}) e do eixo em quadratura (i_{qs}), são parâmetros importantes para o correto funcionamento do algoritmo empregado. Dessa forma, a obtenção dessas correntes é feita por meio da utilização de controladores PI, que agem com o intuito de manter essas variáveis nos seus valores de referência. Para realizar a sintonia fina dos parâmetros dos controladores PI da malha de velocidade e fluxo do rotor, utiliza-se o *Sisotool* do *Matlab* e as Equações (107) e (101), respectivamente (ver Figuras 34 e 33). Os parâmetros obtidos são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 - Parâmetros de sintonia dos controladores PI do MPC.

PI-Malha de velocidade	
$K_{p\omega}$	3841,1
$K_{i\omega}$	19,2055
PI-Malha de fluxo	
$K_{p\lambda}$	1000,8547
$K_{i\lambda}$	16208,102

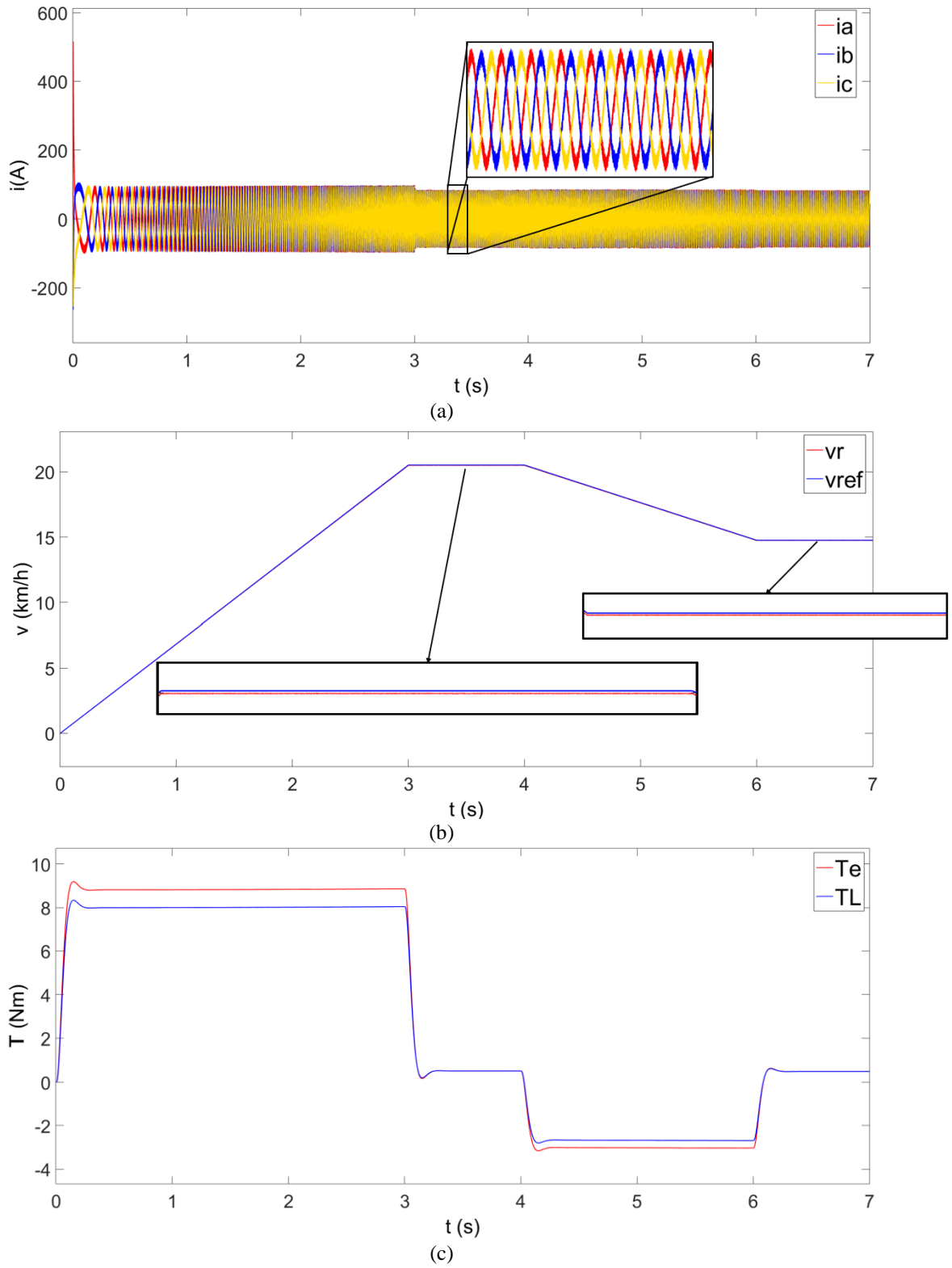
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

As demais entradas do subsistema MPC são obtidas a partir dos sinais de velocidade e corrente obtidos da simulação do MIT. O fator de ponderação δ_λ da função custo g (Equação 98) é obtido de forma empírica por meio de simulações, nas quais avaliou-se o desempenho do sistema de controle para diferentes valores de δ_λ , tomando como ponto inicial o valor da razão

entre o torque nominal e o fluxo nominal do motor, semelhante ao apresentado em Faria (2019), sendo adotado o valor $\delta_\lambda = 1200$. O tempo de amostragem T_s também foi determinado empiricamente, sendo seu valor escolhido de modo que a frequência de chaveamento assumisse um valor entre 4 kHz e 10 kHz, valores comuns encontrados nos inversores utilizados no acionamento de motores. Dessa forma, adotou-se $T_s = 10^{-6}s$, o qual resultou em uma frequência de chaveamento em torno de 9 kHz.

Na Figura 68 são apresentados os resultados de simulação utilizando o controlador preditivo para o controle de velocidade do motor. A Figura 68(a) apresenta as correntes do estator, elas possuem um comportamento semelhante ao das correntes do caso anterior, assumindo os valores de 49,06A de 3s a 4s e de 49,04A de 6s a 7s. Nessa simulação esses sinais apresentam um menor ruído e um maior equilíbrio entre as fases. O mesmo é observado para os sinais de velocidade e de torque, que se mostram menos oscilatórios.

Figura 68 - Resultados de simulação com controle preditivo e dinâmica veicular: (a) Correntes do estator, (b) Velocidade do motor, (c) Torque eletromagnético.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Analisando a Figura 68(b), se observa que, durante a partida, a velocidade desenvolvida pelo motor conseguiu seguir a referência com uma maior precisão, quando comparado aos outros controladores. No regime permanente, é possível notar que a velocidade segue a referência adequadamente, o que é demonstrado com os valores dos índices e erros relativos apresentados na Tabela 10. A partir Figura 68(c), pode-se notar que os sinais de torque também se mostram menos oscilatórios, tendo o sinal T_L um comportamento mais próximo daquele apresentado na Figura 53(c).

Tabela 10 - Índices de desempenho e erro relativo para o controle de velocidade com dinâmica veicular – controlador preditivo.

Erro/Índices	Valor
$E_{v(\%)}$ para $v_{ref} = 20,52 \text{ km/h}$	0,146%
$E_{v(\%)}$ para $v_{ref} = 14,76 \text{ km/h}$	0,136%
ISE	0,003821
IAE	0,1539
ITAE	0,600
ITSE	0,01524

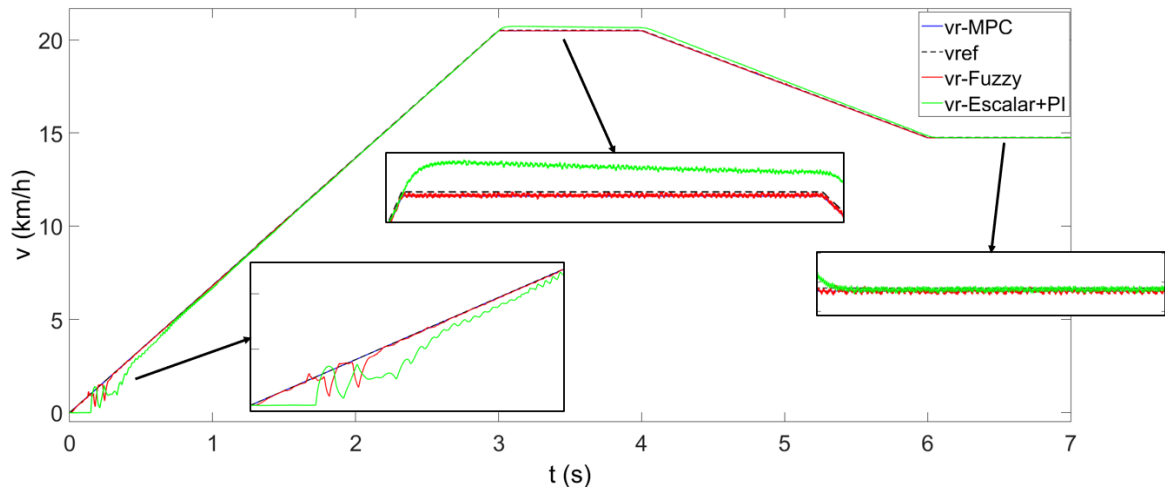
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

5.6 COMPARAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE – COM DINÂMICA VEICULAR

Para uma melhor visualização dos esquemas de simulação e do cálculo dos índices integrais, no Apêndice B se mostram os esquemas das simulações do MIT-Inversor para cada uma das estratégias de controle utilizadas no trabalho (Figuras 57, 60, 62 e 66).

- Comparação das estratégias de controle no seguimento da referência

A Figura 69 apresenta as respostas de velocidade do motor para as diferentes estratégias de controle: escalar mais PI; *Fuzzy* e *MPC*, com dinâmica veicular. Na Tabela 11 são apresentados os índices de desempenho e erro relativo para cada uma das estratégias simuladas.

Figura 69 - Sinais de velocidade para diferentes estratégias de controle.

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Tabela 11 - Índices de desempenho e erro relativo para diferentes estratégias de controle.

Erro/Índices	Valor		
	Escalar + PI	Fuzzy	MPC
$E_{v(\%)} para v_{ref} = 20,52 \text{ km/h}$	0,828%	0,097%	0,146%
$E_{v(\%)} para v_{ref} = 14,76 \text{ km/h}$	0,068%	0,136%	0,136%
ISE	0,3433	0,02946	0,003821
IAE	0,9907	0,2247	0,1539
ITAE	2,5030	0,6109	0,6000
ITSE	0,4320	0,02267	0,01524

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Todas as estratégias de controle apresentam um seguimento na referência com erros relativos menores do que 1%. O controle escalar com PI apresenta os maiores valores dos índices de desempenho, ressaltando os índices integrais *IAE* (0,9907) e *ITAE* (2,5030), indicando um erro absoluto acumulado e um tempo de correção maiores, mostrando assim que não é eficiente para erros ao longo do tempo.

O controle *Fuzzy* melhora o desempenho do controle escalar com PI, com índices de desempenho muito menores, mas não consegue eliminar completamente a deficiência que esse controle possui em baixas frequências. Para esta estratégia de controle os menores índices integrais foram *ISE* (0,02946) e *ITSE* (0,02267), indicando um desempenho satisfatório na soma dos erros quadráticos acumulados ao longo do tempo.

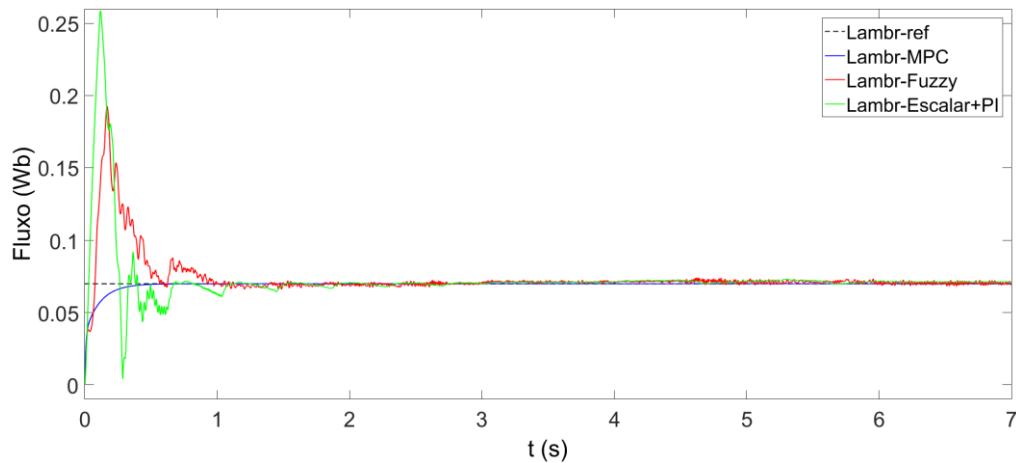
O controle preditivo, por sua vez, possui um desempenho satisfatório durante todos os instantes de simulação, melhorando a resposta também em baixas frequências. O *MPC*, conforme os índices integrais apresentados, demonstra uma performance satisfatória no controle de velocidade do motor, principalmente em relação à correção rápida de erros ao longo

do tempo, refletida no menor valor de *ITAE* (0,600) em comparação com os demais controladores. Se destacam também, com valores menores, o *ISE* (0,0038) e *ITSE* (0,01524). Este resultado sugere que o controle preditivo possui uma maior capacidade de minimizar erros acumulados em períodos prolongados, corrigindo-os de forma mais eficiente.

A seguir se analisa o comportamento do sinal de fluxo do rotor (λ_r). Para isso, na Figura 70 e na Tabela 12 se mostram os resultados das simulações do fluxo do rotor e os índices integrais para cada estratégia de controle, respectivamente. Vale destacar que esses resultados são apresentados em termos do módulo do fluxo do rotor, que é obtido por meio da Equação (26).

Com as três estratégias se consegue manter o fluxo constante no seu valor nominal de 0,07001 Wb, de modo que o motor possa ter sempre o torque nominal disponível para acionar a carga. O *MPC* apresenta um melhor desempenho, tendo baixíssimos valores dos índices, com destaque para o *ISE* ($9,23 \times 10^{-5}$) e *ITSE* ($4,11 \times 10^{-6}$).

Figura 70 - Sinais do fluxo do rotor para as diferentes estratégias de controle.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Tabela 12 - Índices de desempenho para diferentes estratégias de controle - fluxo do rotor.

Erro/Índices	Valor		
	Escalar + PI	Fuzzy	MPC
<i>ISE</i>	0,00338	0,00166	$9,23 \times 10^{-5}$
<i>IAE</i>	0,04009	0,03494	0,00433
<i>ITAE</i>	0,03880	0,03649	0,00074
<i>ITSE</i>	0,00054	0,00039	$4,11 \times 10^{-6}$

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

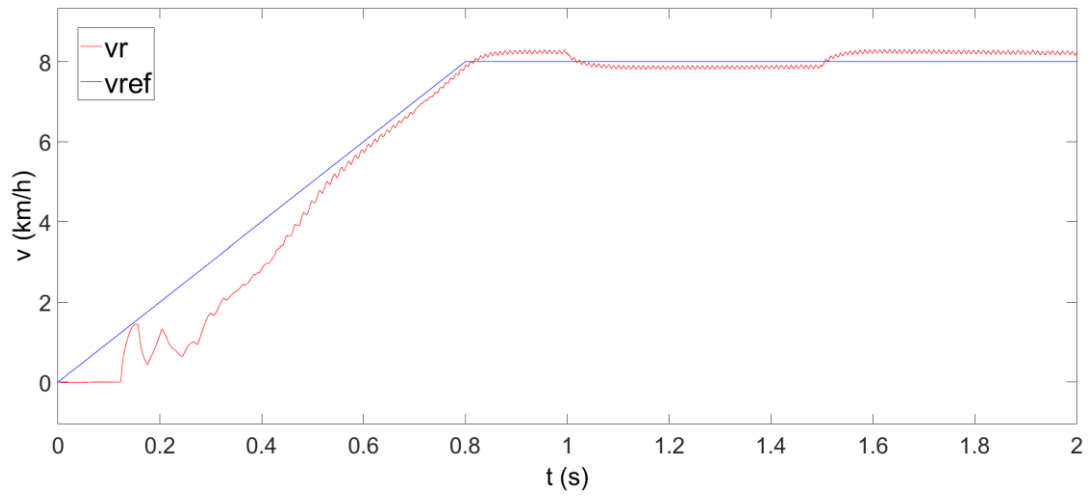
- Comparação das estratégias de controle ante distúrbio de carga

É realizada a simulação dos esquemas mostrados nas Figuras 60, 62 e 66 aplicando um distúrbio em T_L . Os resultados são apresentados na Figura 71. Nessa simulação, é aplicado somente um sinal de aceleração de $2,78\text{m/s}^2$ de 0s a 0,8s, fazendo com que a velocidade de referência enviada para o motor atinja o valor de 8 km/h. Após essa velocidade assumir o valor constante, é aplicado um distúrbio do tipo pulso de 13 N·m, no instante de 1s, com uma duração de 0,5s.

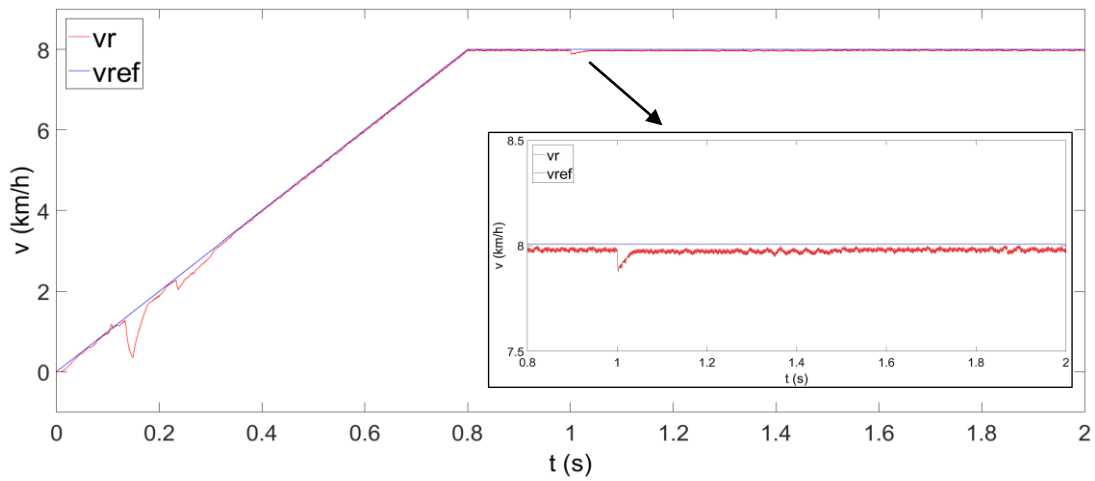
A respeito do controle escalar com PI, como apresentado na Figura 71(a), quando a velocidade de referência atinge o valor de 8 km/h, o motor desenvolve uma velocidade média de 8,243 Km/h. Quando o distúrbio ocorre, a velocidade média do motor cai, passando a assumir o valor de 7,866 km/h, e quando o distúrbio é retirado (em $t = 1,5\text{s}$) a velocidade retorna novamente ao valor de 8,243 km/h. No caso do controle escalar com PI e *Fuzzy*, de acordo com o resultado apresentado na Figura 71(b), quando a velocidade de referência atinge o valor constante de 8km/h, o motor desenvolve uma velocidade de 7,980 km/h. No momento em que o distúrbio acontece, essa velocidade sofre uma redução de aproximadamente 1,29% e após aproximadamente 46,5 ms o regime permanente outra vez é alcançado. No caso do controle preditivo, como mostra a Figura 71(c), a velocidade do motor assume o valor de aproximadamente 7,994 km/h, quando o distúrbio ocorre, essa velocidade sofre uma redução de 0,44% e após 8,5 ms o regime permanente é novamente atingido.

Na Tabela 13 são apresentados os índices de desempenho para as estratégias de controle. Diante desses resultados, é possível notar que o controle *Fuzzy* e o *MPC* possuem bons resultados, tendo o controle preditivo menores índices integrais e assim um melhor desempenho. Nesta simulação fica mais evidente o desempenho inferior do controle escalar somente com o PI, no controle de velocidade do motor, que não se mostra capaz de responder positivamente a um distúrbio de carga e corrigir o erro em um curto instante de tempo.

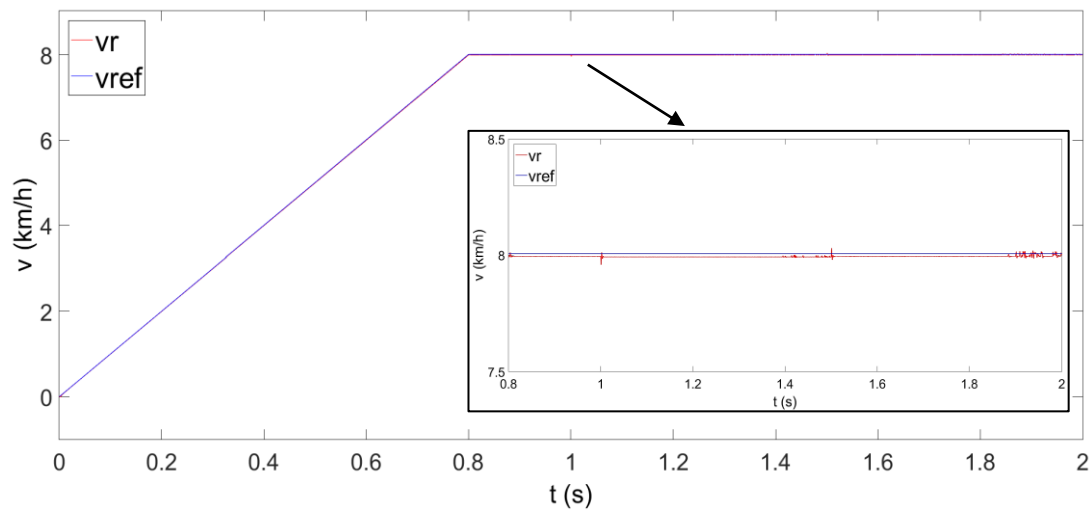
Figura 71 - Comportamento da velocidade para um distúrbio de carga: (a) controle escalar com PI; (b) escalar com PI e *Fuzzy*; (c) MPC.



(a)



(b)



(c)

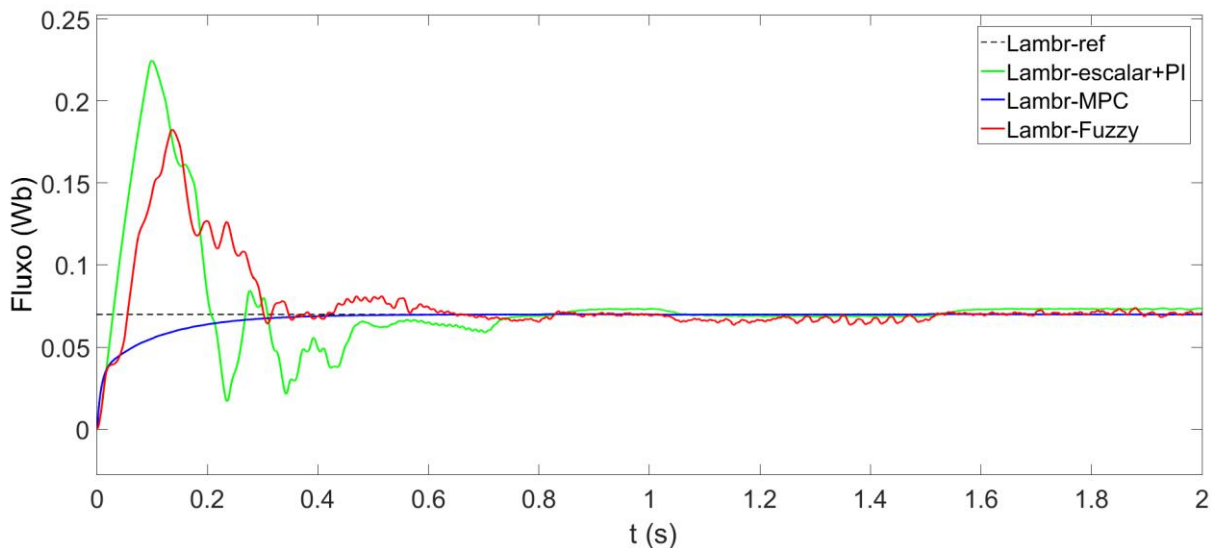
Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Tabela 13 - Índices de desempenho para diferentes estratégias de controle – distúrbio de carga.

Erro/Índices	Valor		
	Escalar-PI	Fuzzy	MPC
<i>ISE</i>	0,6382	0,02582	0,0002602
<i>IAE</i>	0,7798	0,1048	0,02163
<i>ITAE</i>	0,4979	0,06859	0,02401
<i>ITSE</i>	0,2401	0,005948	0,0003036

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 72 e na Tabela 14 se mostram os resultados das simulações para o comportamento do sinal de fluxo do rotor para o caso em que ocorre o distúrbio em T_L . Analisado o comportamento desse sinal, pode-se observar que as três estratégias buscam manter o fluxo constante no seu valor nominal, destacando o *MPC* com uma resposta positiva diante do distúrbio, sendo capaz de voltar ao valor de referência. Após ao instante em que o distúrbio é aplicado, para as demais estratégias o sinal de fluxo do rotor sofreu uma redução, tendo o controle escalar mais PI apresentado um valor de 0,06903 Wb e o controle escalar com PI e *Fuzzy* um valor de 0,06657 Wb. Quando o sinal de distúrbio é retirado (em 1,5s), o fluxo do rotor, para o caso do controle escalar com o PI, se eleva e assume o valor de 0,07330 Wb e para o caso do *Fuzzy* o fluxo se eleva para um valor de 0,07068 Wb. O desempenho superior do *MPC* também é evidente ao analisar os índices integrais.

Figura 72 - Comportamento do fluxo do rotor para um distúrbio de carga.

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Tabela 14 - Índices de desempenho para diferentes estratégias de controle – distúrbio de carga – fluxo do rotor.

Erro/Índices	Valor		
	Escalar-PI	Fuzzy	MPC
<i>ISE</i>	0,0020	0,0011	$9,41 \times 10^{-5}$
<i>IAE</i>	0,0274	0,0199	0,0044
<i>ITAE</i>	0,0088	0,0063	0,0006
<i>ITSE</i>	0,0003	0,0002	$4,15 \times 10^{-6}$

Fonte: elaborado pelo próprio autor.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho é apresentado um estudo sobre o princípio de funcionamento e modelagem do sistema de propulsão de veículos elétricos, das estratégias de controle aplicadas, bem como do estado da arte sobre o tema, no qual se evidencia a importância da modelagem e simulação no controle de veículos elétricos. A partir desses estudos, foram obtidos, de forma detalhada, os modelos do motor de indução e do inversor trifásico, que serão utilizados no sistema de tração, assim como o modelo da dinâmica veicular para um movimento longitudinal.

Com os modelos dos principais elementos que compõem o sistema de propulsão, foram realizadas simulações computacionais a partir da implementação desses modelos, utilizando o *software Matlab/Simulink* para a análise do seu desempenho. Realizou-se simulações do controle de velocidade do MIT acionado pelo inversor utilizando controle escalar com um controlador PI na velocidade de referência, sem e com a dinâmica veicular. Além disso, realizou-se simulações com a inclusão do controlador *Fuzzy* e finalmente com o controle preditivo de torque e fluxo. Os modelos foram construídos e simulados tomando-se como base o motor de indução da WEG usado pela equipe Evolt Racing UFRPE e um *Dift Buggy*, ou seja, um veículo de pequeno porte que é o mais próximo do veículo que está sendo desenvolvido na UACSA/UFRPE, contribuindo assim para a continuidade do seu estudo.

Os resultados obtidos com as simulações demonstraram que os tradicionais controladores PI melhoram consideravelmente a resposta do sistema de controle, mas em alguns modelos mais complexos, apenas o seu emprego pode não ser o suficiente para garantir um desempenho satisfatório, surgindo a necessidade do emprego de técnicas mais avançadas, como a lógica *Fuzzy* e o controle preditivo. O controle *Fuzzy* embora tenha sido aplicado junto ao controle escalar, que é uma estratégia mais simples e menos robusta, consegue tornar o desempenho do controle de velocidade satisfatório. O controle preditivo, por sua vez, apresentou um melhor desempenho global, graças a sua robustez e característica preditiva, conseguindo o controle satisfatório de forma simultânea do torque e da velocidade do MIT, apresentando os menores valores de erros relativos e índices integrais. Dessa forma, com os modelos obtidos e as simulações realizadas para diferentes estratégias de controle, pode-se concluir que os objetivos previamente traçados para o trabalho foram atingidos.

Tendo em vista a importância dos processos de modelagem e simulação no estudo de sistemas tão complexos como os sistemas de propulsão elétricos, o trabalho tem como contribuição a obtenção dos principais modelos utilizados para representar o sistema de tração,

além de apresentar simulações do modelo global, integrando todos os subsistemas construídos. A construção desses modelos é feita de forma detalhada o que facilita a sua reprodução em estudos que abordem sobre a temática. Também são utilizadas duas estratégias de controle mais avançadas, controle *Fuzzy* e controle preditivo, capazes de trabalharem em situações de imprecisão e variações paramétricas.

A partir do estudo apresentado nesta monografia, é possível a realização de trabalhos futuros nessa linha de pesquisa, como: o aprimoramento dos modelos desenvolvidos e a correção dos erros obtidos; o emprego de novas técnicas usadas para o controle do motor de indução, como o controle direto de torque e o controle vetorial direto com o uso de estimadores; o uso de controladores de modos deslizantes em substituição aos controladores PI aplicados no controle preditivo de torque e fluxo; o uso de estratégias mais avançadas para parametrização do controlador PI, como a utilização do aprendizado de máquinas (*Machine Learning*), além da implementação prática das estratégias de controle estudadas.

REFERÊNCIAS

- ANDRADE, M.; JACQUES, M. A. P. Estudo comparativo de controladores de Mamdani e Sugeno para controle de tráfego em interseções isoladas. **Transportes**, [S. l.], v. 16, n. 2, p. 24-31, 9 dez. 2008. DOI 10.14295/transportes.v16i2.24. Disponível em: <https://www.revistatransportes.org.br/anpet/article/view/24/16>. Acesso em: 5 dez. 2022.
- ANTUNES, Paulo D. R. **veículos elétricos, funcionamento e seus benefícios**. 2018. 73 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Centro Universitário UNIFACVEST, Lages, Santa Catarina. 2018. Disponível em: <https://www.unifacvest.edu.br/assets/uploads/files/arquivos/d74d7-antunes,-p.-d.-r.-veiculos-eletricos-funcionamento-e-seus-beneficios.-tcc,-2018..pdf>. Acesso em: 5 dez. 2022.
- BARAN, Renato; LEGEY, Luiz Fernando Loureiro. Veículos elétricos: história e perspectivas no Brasil. **BNDES Setorial**, Rio de Janeiro, n.33, p. 207-224, mar. 2011. Disponível em: https://web.bndes.gov.br/bib/jspui/bitstream/1408/1489/3/A%20BS%2033%20Ve%c3%adculos%20el%c3%a9tricos%20-%20hist%c3%b3ria%20e%20perspectivas%20no%20Brasil_P.pdf. Acesso em: 8 dez. 2022.
- BERTOIUCCI, G. C. **Modelagem e Simulação de Controle Escalar de Velocidade de um Motor de Indução Trifásico**. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica). Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. 80 f. São Paulo, 2022. Disponível em: <https://repositorio.unesp.br/server/api/core/bitstreams/e5e5a567-271e-47f9-899e-27897eadebef/content>. Acesso em: 15 jan. 2023.
- BOARETTO, Fernanda Zambonin *et al.* Modelagem Matemática do Motor Brushless DC para Veículos Elétricos. **Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics**, Rio Grande do Sul, v. 6, n. 1, 2018. Disponível em: <https://proceedings.sbmac.org.br/sbmac/article/view/1882/1900>. Acesso em: 27 mar. 2023.
- BRITO, Thiago S. P. **Desenvolvimento de um Controlador PID-Fuzzy para o Controle de Nível de água de um Pressurizador de um Reator Nuclear**. 2015. Dissertação (Pós-Graduação em Energéticas e Nucleares) - Universidade Federal de Pernambuco, Recife - PE, 2015. Disponível em: <https://repositorio.ufpe.br/handle/123456789/16625>. Acesso em: 23 mar. 2023.
- CASTRO, Bernardo H. R; FERREIRA, Tiago T. Veículos elétricos: aspectos básicos, perspectivas e oportunidades. **BNDES Setorial**, Rio de Janeiro, n.32, p. 267-310, set. 2010. Disponível em: https://web.bndes.gov.br/bib/jspui/bitstream/1408/1764/2/BS%2032%20Ve%c3%adculos%20el%c3%a9tricos%20aspectos%20b%c3%a1sicos%2c%20perspectivas_P.pdf. Acesso em: 24 jan. 2023.
- CAVALVANTE, José H. F. *et al.* **Lógica Fuzzy Aplicada às Engenharias**. João Pessoa – PB: Cavalcanti, 2012. 151 p. Disponível em: <https://www.passeidireto.com/arquivo/48305352/logica-fuzzy-aplicada-as-engenharias>. Acesso em: 14 mar. 2024.

CHAPMAN, Stephen J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

COELHO, Paulo José S. **Estudo da partida de motor de indução de grande porte em ambiente de rede elétrica fraca**. 2018. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia - UFU, Uberlândia, 2018. DOI [dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2018.1221](https://doi.org/10.14393/ufu.di.2018.1221). Disponível em: <https://repositorio.ufu.br/bitstream/123456789/23078/1/EsudoPartidaMotor.pdf>. Acesso em: 15 mar. 2023.

CORTÊZ, Vinícios R. **Uso de Aprendizado de Máquina na Estimação de Parâmetros do Controlador pid-2dof Aplicado no Controle de Velocidade de um Motor de Indução Trifásico**. 2023. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) – Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2023. Disponível em: https://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/75493/3/2023_tcc_vrcortez.pdf. Acesso em: 10 dez 2024.

DORF, R.; BISHOP, R. **Sistemas de controle moderno**. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001.

EHSANI, M. *et al.* **Modern Electric, Hybrid electric and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory and Design**. Boca Raton (USA): CRC Press, 2005. 395 p. Disponível em: https://www.academia.edu/35232211/Modern_Electric_Hybrid_Electric_and_Fuel_Cell_Vehicles_Mehrdad_Ehsani. Acesso em: 23 out. 2022.

FARIA, Júlio B.; TOLEDO, Jose A.; BARBOSA, Tarsis P. Modelagem Computacional de um Veículo Elétrico para Competição de Eficiência Energética. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 2020, Minas Gerais. **Anais [...]**. Minas Gerais: Universidade Federal de Minas Gerais, 2020. DOI 10.48011/asba.v2i1.1369. Disponível em: https://www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/cba/article/view/1369/983. Acesso em: 11 nov. 2023.

FARIA, Ramon S. **Estratégia de controle preditivo de estados finitos com controlador de modos deslizantes aplicada ao controle de velocidade do motor de indução**. 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas, Campinas - SP, 2019. Disponível em: <https://hdl.handle.net/20.500.12733/1636936>. Acesso em: 18 nov. 2024.

FARIAS, André T. **Modelo dinâmico de motores de indução como instrumento para o ensino de máquinas elétricas**. 2017. Dissertação (Mestrado em Automação e Controle de Processos) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo - IFSP, São Paulo, 2017. Disponível em: <https://repositorio.ifsp.edu.br/items/774bfa6c-781a-431e-b77a-a75006ed57f2/full>. Acesso em: 2 out. 2022.

FIGUEIREDO, Rafael B. F. *et al.* Controle Preditivo Robusto com Conjunto Finito de Estados para Máquinas de Indução. **Eletrônica de Potência**, São Paulo, v. 27, n. 3, p. 208-205, ago. 2022. DOI 10.18618/REP.2022.3.0027. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/71/55>. Acesso em: 4 out 2024.

FILADELFO, F. R. **Modelagem de Controle Vetorial Orientado pelo Fluxo do Estator de Motor de Indução Trifásico Aplicado em um Sistema de Propulsão de Veicular**. 2016. 152 p. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2016. Disponível em: <https://repositorio.unesp.br/server/api/core/bitstreams/f6cd3b7f-586b-45ea-85fe-15aa75268093/content>. Acesso em: 12 jul. 2022.

FRANCHI, Claiton M. **Inversores de Frequência: Teoria e Aplicações**. 2. ed. São Paulo: Editora Érica, 2009. Disponível em: <https://pt.slideshare.net/slideshow/inversores-de-frequecia-claiton-moro-franchi/65337481>. Acesso em: 23 set. 2022.

FREITAS, J. C. N. **Projeto e análise ao funcionamento de carros elétricos**. 2012. 142 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Universidade do Minho, Guimarães, 2012. Disponível em: https://repositorium.sdum.uminho.pt/bitstream/1822/22557/1/Tese_VF_a52762_Pdf.pdf. Acesso em: 8 abr. 2023.

GASBAOUI, Brahim; ABDELKADER, Chaker; ADELLAH, Laoufi. Multi-input multi-output fuzzy logic controller for utility electric vehicle. **Archives of electrical engineering**, [s. l.], v. 60, p. 239-256, 2011. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/269510785_Multi-input_multi-output_fuzzy_logic_controller_for_utility_electric_vehicle. Acesso em: 10 abr. 2023.

GUAZZELLI, Paulo R. U. *et al.* Modelagem e simulação de veículo elétrico com motor de indução controlado por sistema fuzzy PD incremental. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE AUTOMAÇÃO INTELIGENTE (SBAI), 12., 2015, Natal. **Anais [...]**. São Paulo: Sociedade Brasileira de Automática, 2015. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/325091441_Modelagem_e_simulacao_de_veiculo_eletrico_com_motor_de_inducao_controlado_por_sistema_fuzzy_PD_incremental. Acesso em: 5 jun. 2023.

GUAZZELLI, Paulo R. U. *et al.* Proposta e simulação de um sistema de controle de motor cc para veículos elétricos considerando a dinâmica veicular. **Proceeding Series of the Brazilian Society of Applied and Computational Mathematics**, São Paulo, v. 1, ed. 1, 2013. Disponível em: <https://proceedings.sbmac.org.br/sbmac/article/view/53/53>. Acesso em: 5 jun. 2023.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência**. Tradução: Romeu Abdo; revisão técnica: Antônio Pertence Júnior. 1 ed. Porto Alegre: AMGH, 2011. 496 p.

KIM, Sang-Hoon. **Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC Motors**. 1 ed. Amsterdã: Elsevier, 2017. 438 p.

KRISHNA, T. Yuva Radha; BISWAL, Kishore. **Speed Control of Separately Excited DC Motor using Fuzzy Logic Controller**. 2015. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - National Institute of Technology Rourkela, [S. l.], 2015. Disponível em: http://ethesis.nitrkl.ac.in/7101/1/Speed_Krishana_2015.pdf. Acesso em: 12 mai. 2023.

LAZZARI, Thiago *et al.* Modelagem Matemática do MSIP de Veículos Elétricos Aplicada ao Controle Vetorial. **Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics**, Rio Grande do Sul, v. 6, ed. 1, 2018. Disponível em: <https://proceedings.sbmac.org.br/sbmac/article/view/1877/1895>. Acesso em: 21 out. 2024.

LUNARDI, Angelo S.; SGUAREZI FILHO, A. J. Controle Preditivo Baseado em Modelo para Sistema Eólico Empregado Gerador de Indução Gaiola de Esquilo. **Eletrônica de Potência**, Joinville, v. 23, n. 3, p. 330-338, 2018. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/170/147>. Acesso em: 3 jan. 2025.

MARTINS, Orlando S. **Comparação de Técnicas de controle de velocidade Sensorless aplicadas a motores de indução em plataforma DSP**. 2006. 138 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2006. Disponível em: <https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/8449/ORLANDOMARTINS.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 30 abr. 2023.

MELLO, Fernando M. **CONTROLE NEBULOSO (“FUZZY”) APLICADO À COMBUSTÃO EM CALDEIRAS A BAGAÇO DE CANA**. 2018. Dissertação (Pós-Graduação em Engenharia Química) - Universidade Federal de São Carlos, São Carlos, 2018. Disponível em: <https://repositorio.ufscar.br/server/api/core/bitstreams/8ad2dc47-8220-4639-beb9-34bb07dc4a06/content>. Acesso em: 14 nov. 2023.

MORENO, Thiago. Etanol, gasolina ou energia em alta: veja qual combustível pesa menos no bolso. **CNN Brasil**. [S. l.], 2021. Disponível em: <https://www.cnnbrasil.com.br/economia/macroeconomia/etanol-gasolina-ou-energia-em-alta-veja-qual-combustivel-pesa-menos-no-bolso/>. Acesso em: 20 out. 2022.

NOCE, Toshizaemom. **Estudo do funcionamento de veículos elétricos e contribuições ao seu aperfeiçoamento**. 2009. Dissertação (Pós-Graduação em Engenharia Mecânica) - Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009. Disponível em: https://bib.pucminas.br/teses/EngMecanica_NoceT_1.pdf. Acesso em: 28 jun. 2023.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno / Katsuhiko Ogata**. Tradução: Heloísa Coimbra de Sousa. Revisor Técnico: Eduardo Aoun Tannuri. 5. ed. São Paulo: Pearson, 2010. Disponível em: https://www.academia.edu/45620848/ENGENHARIA_DE_CONTROLE_MODERNO_5a_EDI%C3%87%C3%83O_OGATA. Acesso em: 3 mar. 2023.

OLIVEIRA NETO, J. China, Brasil e a transição energética na indústria automobilística. **GeoTextos**, [s. l.], v. 20, ed. 1, p. 41-56, 2024. Disponível em: <https://periodicos.ufba.br/index.php/geotextos/article/view/59850/33255>. Acesso em: 12 dez. 2024.

ROCHA FILHO, Antônio E. **Uma Contribuição à Modelagem Orientada para Controle de Operação de Veículos Elétricos Híbridos**. 2019. 142 p. Dissertação (Pós-Graduação em Engenharia Mecânica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Florianópolis, 2019. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/215656>. Acesso em: 27 out. 2023.

RODRIGUEZ, José; CORTES, Patrício. **Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**. Valparaiso, Chile: John Wiley & Sons, Ltd, 2012. Disponível em: https://www.researchgate.net/profile/Sellali-Mehdi/post/Can_anyone_suggest_me_a_book_or_tutorial_for_understanding_Model_Predictive_Control/attachment/5ce535fa3843b0b98253f13b/AS%3A761325005307906%401558525434580/download/Predictive+Control.pdf. Acesso em: 29 jul. 2024.

SANTANA, Eudemario S.; AMARAL, Wagner C.; BIM, Edson. Algoritmo Preditivo Baseado em Modelo Aplicado ao Controle de Velocidade do Motor de Indução. **Revista Controle & Automação**, Campinas - SP, v. 19, n. 2, 2008. Disponível em: <https://www.scielo.br/j/ca/a/ngJKJwPGYkqD3YjHjSsLcCh/>. Acesso em: 7 jul. 2024.

SANTOS, O. W. P. **Comparação entre o Motor de Indução e Motor de Ímãs Permanentes**. 2015. 51 p. Projeto de Diplomação (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Rio Grande do Sul, 2015. Disponível em: <https://lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/134905/000988250.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 9 fev. 2023.

SANTOS, Thiago B. *et al.* Avaliação do Impacto da Robustez na Estimação de Fluxo Magnético para os Controladores Preditivos de Torque e Corrente. *In*: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS - SBSE 2022, 9., 2022, Santo André. **Anais [...]**. São Paulo: Sociedade Brasileira de Automática, 2022. Disponível em: https://www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/sbse/article/view/2890/2420. Acesso em: 10 fev. 2024.

SIGUIMOTO, Celia M. **Projeto e análises de motores síncronos de ímãs permanentes internos com otimização do torque**. 2008. 89 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/91454/256626.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 15 mar. 2023.

SILVA, Flávio Fernandes Barbosa. **Desvendando a Lógica Fuzzy**. 2011. 129 f. Dissertação (Mestrado em Ciências Exatas e da Terra) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2011. Disponível em: <https://repositorio.ufu.br/bitstream/123456789/16788/1/Diss%20Flavio.pdf>. Acesso em: 13 set. 2024.

SIMÕES, Marcelo Godoy; SHAW, Ian S. **Controle e modelagem fuzzy**. 2. ed. rev. e aum. [S. l.]: Edgard Blücher Ltda., 2007.

TANAKA, Carlos N. **Metodologia de Dimensionamento do Sistema de Tração para Veículos Elétricos**. 2013. 106 p. Dissertação (Mestrado em Ciências) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2013. Disponível em: https://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-26072013-120442/publico/Dissertacao_CNTanaka_unprotected.pdf. Acesso em: 17 nov. 2023.

UMANS, Stephen D. **Máquinas Elétricas**: de Fitzgerald e Kingsley. 7. ed. Porto Alegre: Bookman, 2014.

WEG. Three Phase Induction Motor - Squirrel Cage. [S. l.]: WEG, 2019. Disponível em: https://www.weg.net/catalog/weg/LS/en/Electric-Motors/Medium-High-Voltage-Induction-Motors/Squirrel-Cage-Induction-Motors/c/EU_MT_HV_SQUIRRELCAGE. Acesso em: 5 mar. 2023.

APÊNDICE A

Algoritmo do controle preditivo

```

%%%%%%%%%%Declarando as variáveis%%%%%%%%%%
%%% Parâmetros do motor %%%
Ts = 1e-6;
Rs = 0.0146;
Rr = 0.0111;
Lm = 0.00102;
Ls = 0.0000737 + Lm;
Lr = 0.0000705 + Lm;
J = 0.0092;
f = 150;
Vdc = 41.6;
P = 4;
p = 2;
T_nom = 13;
%%%%%%%%%% Constantes %%%%%%%%%
ts = Ls/Rs;
tr = Lr/Rr;
sigma = 1-(((Lm)^2)/(Lr*Ls));
kr = Lm/Lr;
r_sigma = Rs+kr^2*Rr;
t_sigma = sigma*Ls/r_sigma;

% Vetores de Tensão do Inversor
v0 = 0;
v1 = (2/3)*Vdc;
v2 = (1/3)*Vdc + 1j*(sqrt(3)/3)*Vdc;
v3 = (-1/3)*Vdc + 1j*(sqrt(3)/3)*Vdc;
v4 = (-2/3)*Vdc;
v5 = (-1/3)*Vdc - 1j*(sqrt(3)/3)*Vdc;
v6 = (1/3)*Vdc - 1j*(sqrt(3)/3)*Vdc;
v7 = 0;
v = [v0 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7];
% Estados de Chaveamento
S = [0 0 0;
     1 0 0;
     1 1 0;
     0 1 0;
     0 1 1;
     0 0 1;
     1 0 1;
     1 1 1];

%%% Início do programa %%%%%%%%%
function[Sa,Sb,Sc]=control(T_ref,i_ds,i_qs,wm,Fs,i_meas,Ts,Rs,Lr,Del_lamb,Lm,Ls,p,tr,kr,r_sigma,
t_sigma,v,S)

persistent x_opt Theta
if isempty(x_opt), x_opt=1; end
if isempty(Theta), Theta=0; end

%Estimação do angulo do fluxo do rotor

```

```

we = p*wm+(1/tr)*(i_qs/(i_ds));
Theta = Theta+Ts*we;

%Cálculo do fluxo do rotor
Fr = (i_ds*Lm+j*0)*exp(j*Theta);

%Cálculo do fluxo do estator de referência
Fs_ref = (i_ds*Ls+j*0)*exp(j*Theta);

g = zeros(1,8);
for i = 1:8;
    v_01 = v(i);%Variação da tensão p/ os 8 estados de comutação possíveis
    %Predição das correntes do estator
    Isp1 = (1+(Ts/t_sigma))*i_meas+(Ts/(t_sigma+Ts))*((1/r_sigma)*((kr/tr)-kr*j*p*wm)*Fr+v_01);

    %Predição do Fluxo do estator
    Fsp1 = Fs + Ts*v_01 - Rs*Ts*i_meas;

    %Predição do Torque
    conj_Fsp1 = conj(Fsp1); %Cálculo do Complexo conjugado do Fluxo predito

    Tp1 = (3/2)*p*imag(conj_Fsp1*Isp1);

    %Função Custo
    g(i) = abs(T_ref-Tp1) + Del_lamb*abs(Fs_ref-Fsp1);
end

[~,x_opt] = min(g);%Minimização da função custo

%Seleção do estado de comutação das chaves do inversor
Sa = S(x_opt,1);
Sb = S(x_opt,2);
Sc = S(x_opt,3);

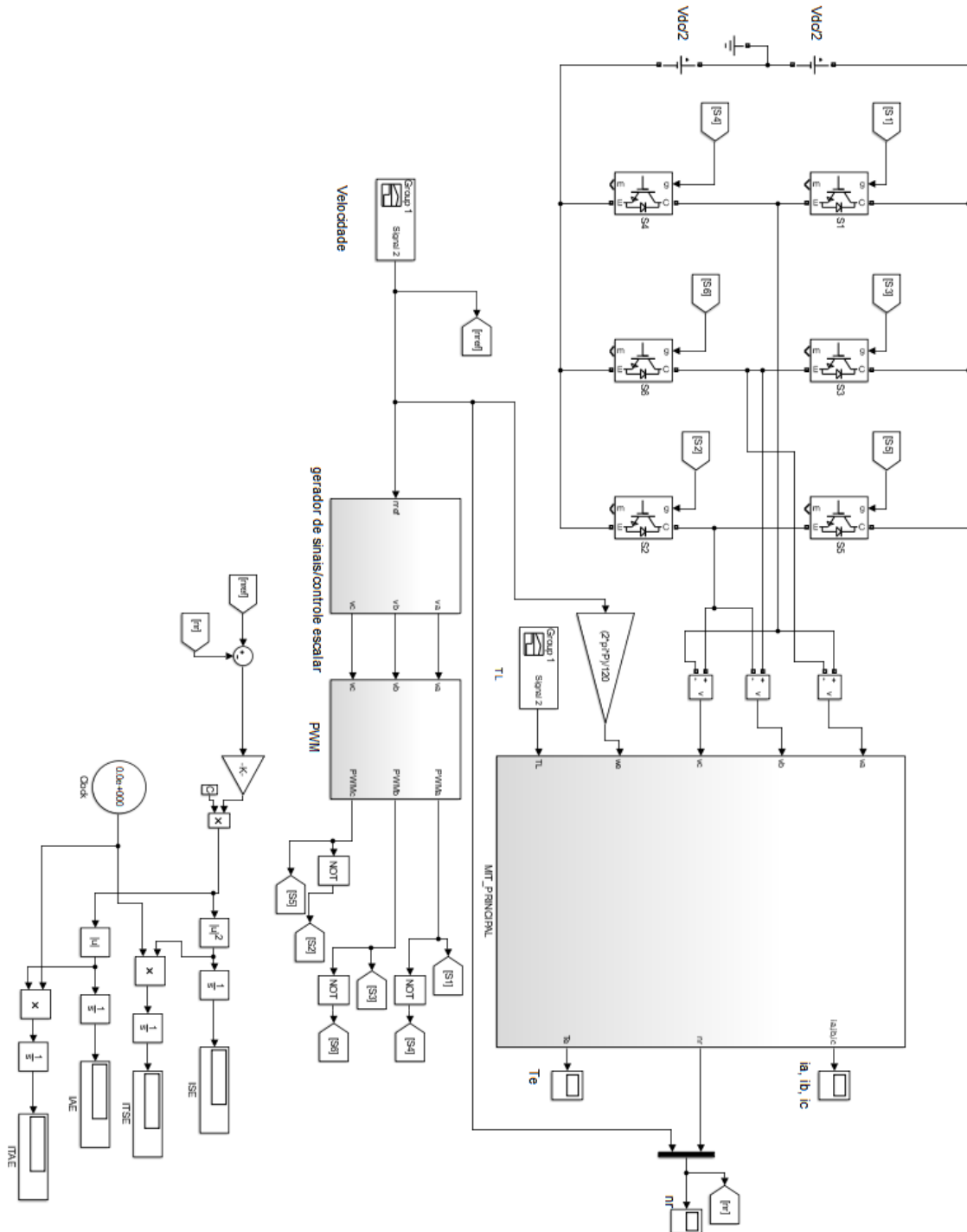
end

```

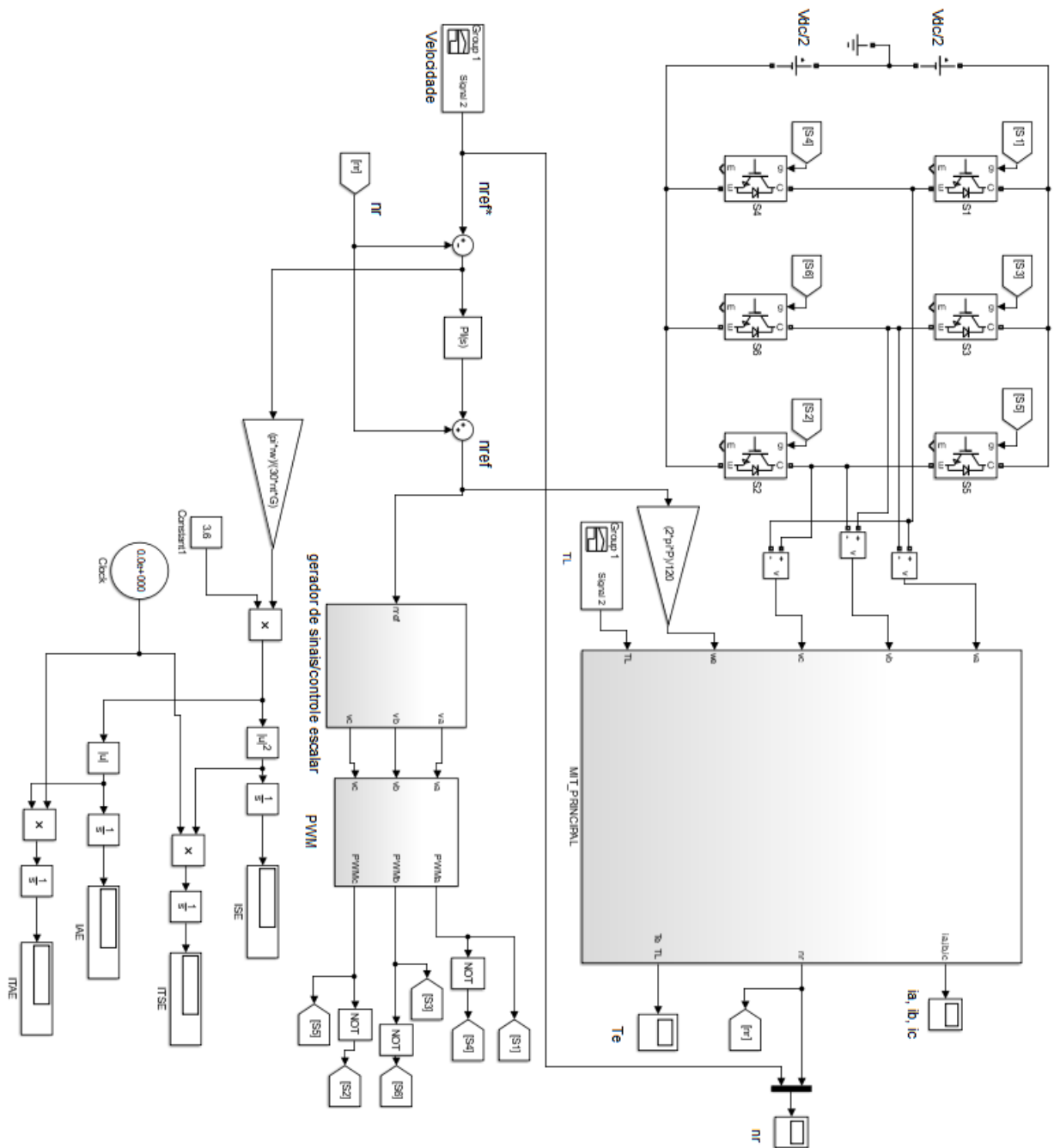
APÊNDICE B

Esquemas das Simulações do MIT – Inversor com as estratégias de controle.

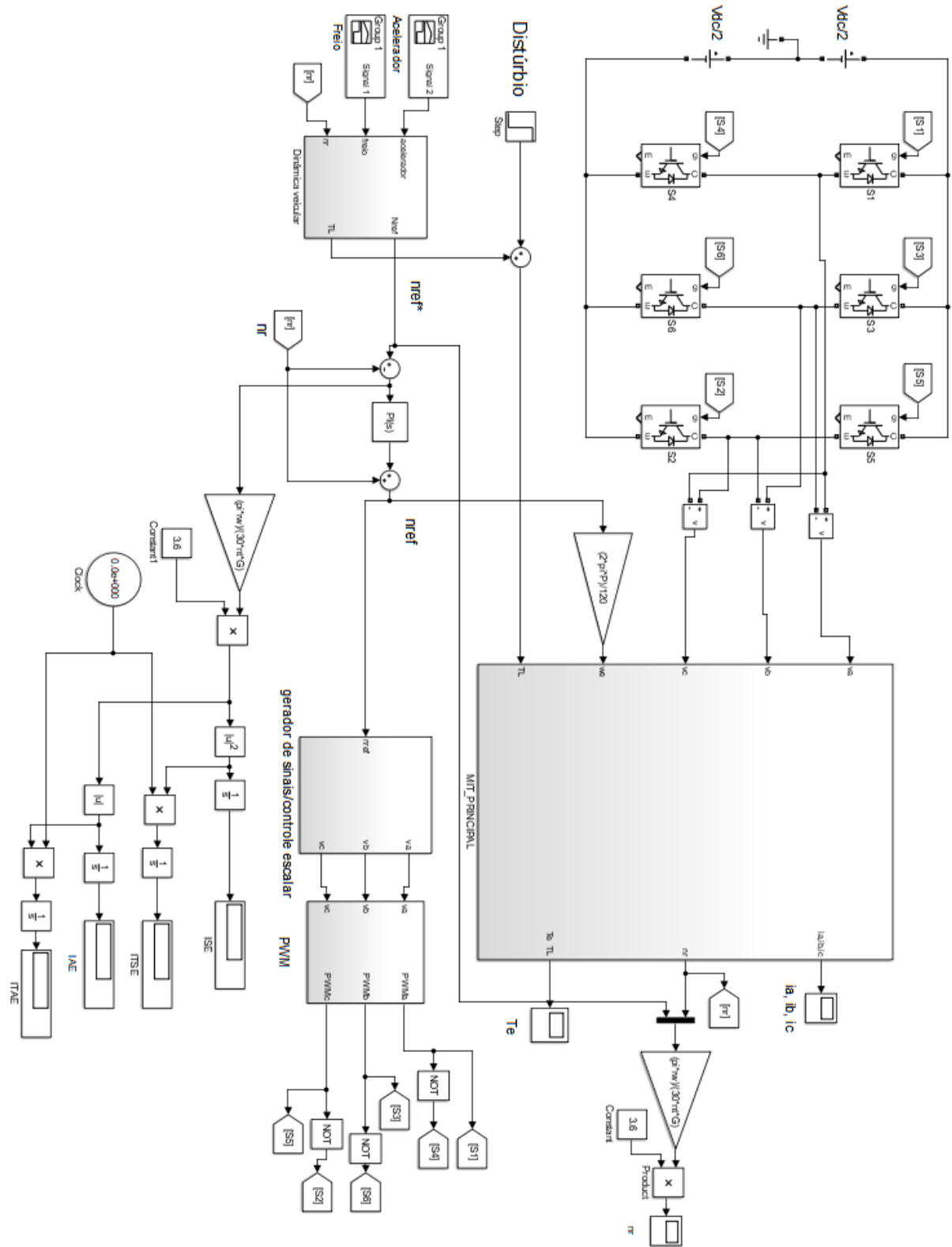
B.1 – Apresenta o Esquema de simulação do MIT – inversor com controle escalar.



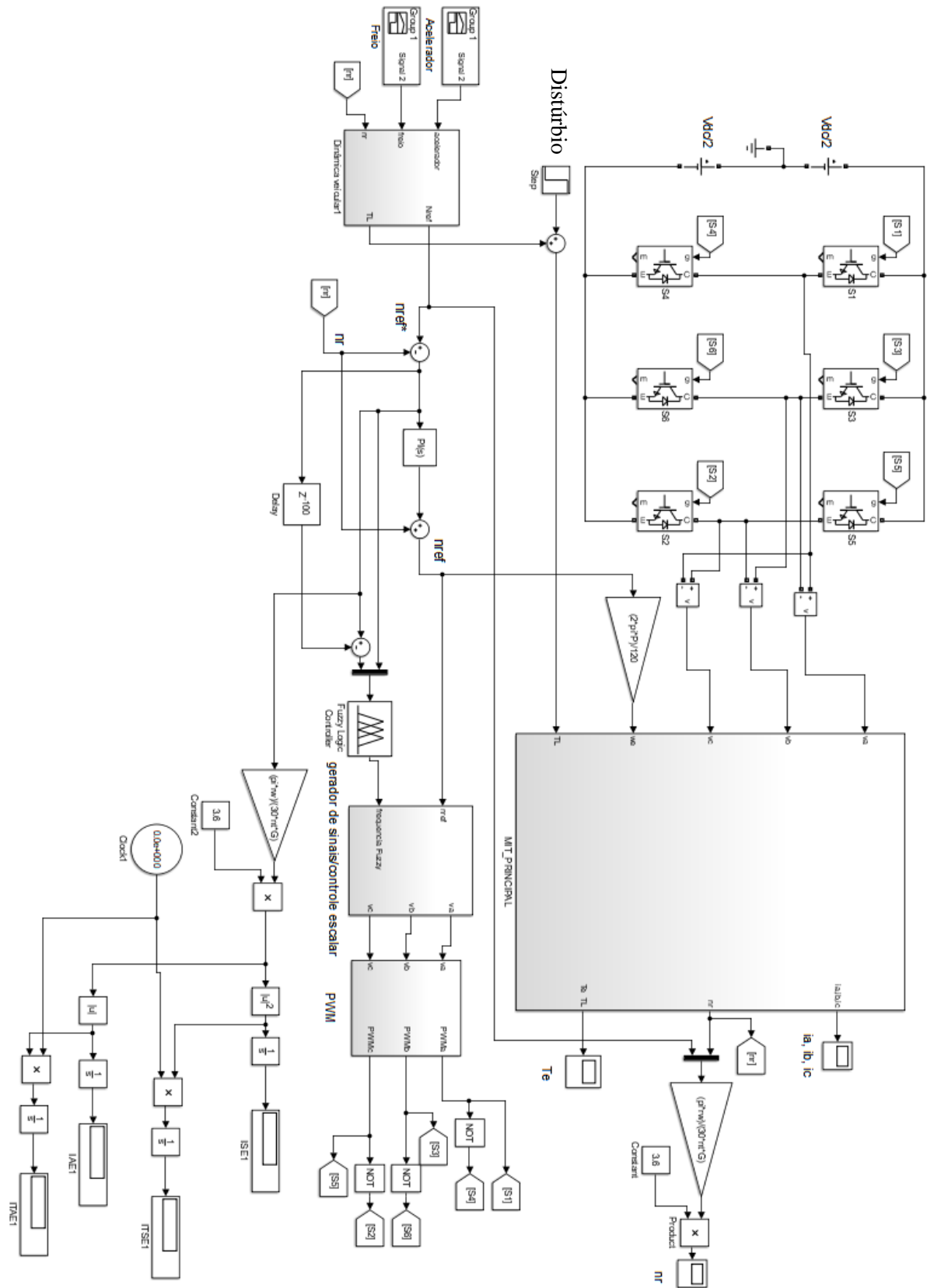
B.2 – Apresenta a Figura 57 - Esquema de simulação do MIT – inversor com controle escalar e controlador PI na n_{ref} .



B.3 – Apresenta a Figura 60 - Esquema de simulação do MIT – Inversor com controle escalar e PI, com dinâmica veicular.



B.4 – Apresenta a Figura 62 - Esquema de simulação do MIT-inversor com controle escalar e PI e *Fuzzy*, com dinâmica veicular.



B.5 – Apresenta a Figura 66 - Esquema de simulação do MIT-inversor com controle preditivo, com dinâmica veicular.

