

**UNIVERSIDADE REGIONAL INTEGRADA DO ALTO URUGUAI E DAS MISSÕES  
PRÓ-REITORIA DE ENSINO, PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
CÂMPUS DE ERECHIM  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS E CIÊNCIA DA COMPUTAÇÃO  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MARTIN DANIEL SCHULTZ**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE  
TRAÇÃO PARA VEÍCULO ELÉTRICO *FOUR-WHEEL***

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO**

**ERECHIM - RS  
2019**

**MARTIN DANIEL SCHULTZ**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE  
TRAÇÃO PARA VEÍCULO ELÉTRICO *FOUR-WHEEL***

**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharias e Ciência da Computação da Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim.**

**Orientador:** Prof. Dr. Cássio Luciano Baratieri

**ERECHIM - RS  
2019**

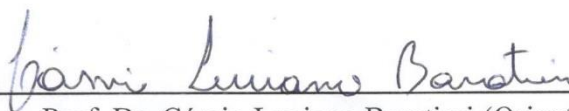
MARTIN DANIEL SCHULTZ

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE DE  
TRAÇÃO PARA VEÍCULO ELÉTRICO *FOUR-WHEEL***

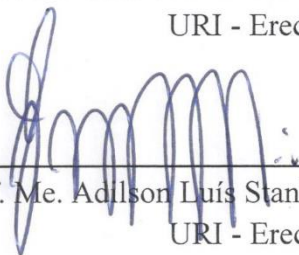
**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
ao Curso de Engenharia Elétrica como requi-  
sito parcial à obtenção do título de Bacharel  
em Engenharia Elétrica, Departamento de  
Engenharias e Ciência da Computação da  
Universidade Regional Integrada do Alto  
Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim.**

Erechim, 27 de novembro de 2019.

**BANCA EXAMINADORA**



Prof. Dr. Cássio Luciano Baratieri (Orientador)  
URI - Erechim



Prof. Me. Adilson Luís Stankiewicz (Examinador)  
URI - Erechim



Prof. Dr. Marco Antonio Sampaio Ferraz de Souza (Examinador)  
URI - Erechim

Dedico este trabalho aos meus pais, irmãos, e a minha namorada pelo apoio, carinho e confiança.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida.

Agradeço aos meus pais Adelar Vilfred Schultz e Gisela Heimann Schultz pelo sincero apoio e incentivo durante todo o curso de graduação.

Aos meus irmãos Marcos Ismael Schultz e Thomas Gabriel Schultz, grandes companheiros para todos os momentos.

A minha namorada Rosane Maria Glowacki pela paciência, apoio, incentivo, amor e carinho.

Agradeço ao professor Cássio Luciano Baratieri pela orientação e apoio em todo o projeto, auxiliando de forma ativa com grande conhecimento em todas as etapas.

A Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões – Câmpus de Erechim por proporcionar um curso de qualidade com laboratórios altamente equipados à disposição dos alunos.

A toda equipe de técnicos e auxiliares dos laboratórios da universidade pelo apoio com sugestões, críticas construtivas e muito otimismo.

Aos demais companheiros da graduação pelo apoio e incentivo.

*“One should not pursue goals that are easily achieved. One must develop an instinct for what one can just barely achieve through one's greatest efforts.”*

**Albert Einstein (1879-1955)**

## RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de controle de tração para veículos elétricos *four-wheel* utilizando motores BLDC. Para contextualizar o tema, uma revisão de literatura foi realizada, visando encontrar possíveis soluções existentes para o problema proposto. Inicialmente, as modelagens matemáticas do motor e da geometria da direção foram determinadas para permitir o projeto do sistema de controle da velocidade do motor. Em seguida, ensaios experimentais foram conduzidos em laboratório, de modo a determinar os parâmetros do motor *Brushless* DC, utilizado no protótipo. A plataforma experimental foi projetada e implementada, a fim de que a proposta seja aplicada em ambiente prático. Para a validação do modelo matemático foi utilizado o *software* PSIM®, enquanto que o projeto do controlador foi conduzido no *software* MATLAB®. De modo geral, os resultados de simulação validam a modelagem matemática do sistema proposto e demonstram o adequado rastreamento de velocidade em malha fechada. Além disso, os resultados experimentais evidenciaram a adequada rastreabilidade de velocidade, da coordenação dos sistemas de controle e a possibilidade de integração do sistema projetado em um protótipo real, validando os procedimentos metodológicos.

**Palavras-chave:** Veículo Elétrico. Controle de Velocidade. Motor *BLDC*. Microcontrolador. Ackermann. dsPIC. *Brushless*.

## ABSTRACT

This paper presents the development of a traction control system for four-wheel electric vehicles using BLDC motors. To contextualize the theme, a literature review was conducted to find possible existing solutions to the proposed problem. Initially, the mathematical modeling of the engine and steering geometry was determined to allow the design of the engine speed control system. Then, experimental tests were conducted in the laboratory to determine the parameters of the Brushless DC motor used in the prototype. The experimental platform was designed and implemented so that the proposal is applied in a practical environment. To validate the mathematical model, the PSIM® software was used, while the controller design was conducted using the MATLAB® software. In general, the simulation results validate the mathematical modeling of the proposed system and demonstrate proper closed-loop velocity tracking. Moreover, the experimental results showed the adequate speed traceability, the coordination of the control systems and the possibility of integrating the projected system into a real prototype, validating the methodological procedures.

**Keywords:** Electric Vehicle. Speed control. BLDC motor. Microcontroller. Ackermann. dsPIC. Brushless.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Evolução dos veículos elétricos.....	13
Figura 2 - Alguns tipos de rotores utilizados em motores BLDC .....	14
Figura 3 – BEMF Trapezoidal.....	15
Figura 4 – BEMF Senoidal.....	15
Figura 5 - Acionamento do motor BLDC.....	16
Figura 6 - Sequência de comutação dos sensores Hall.....	17
Figura 7 - Circuito de acionamento do motor BLDC.....	17
Figura 8 - Etapas de comutação para chaveamento das fases .....	18
Figura 9 - Diagrama de blocos do controle de Torque do motor BLDC.....	19
Figura 10 - Diagrama de blocos do controle de velocidade do motor BLDC.....	20
Figura 11 - Circuito Interno Módulo FSBB30CH60C.....	22
Figura 12 - Geometria Ideal da Curva.....	23
Figura 13 - Geometria considerando a deriva das rodas .....	23
Figura 14 – Procedimentos metodológicos do trabalho .....	25
Figura 15 - Modelo proposto do veículo .....	26
Figura 16 - Veículo utilizado como plataforma de testes.....	27
Figura 17 - Motor utilizado no projeto. ....	27
Figura 18 - Bancada para obtenção de parâmetros dos motores .....	28
Figura 19 - Circuito equivalente da medição de resistências do motor.....	29
Figura 20 - Circuito equivalente da medição das indutâncias do motor .....	29
Figura 21 - Medição da frequência elétrica do motor .....	31
Figura 22 - Geometria de Jeantaud-Ackerman.....	34
Figura 23 - Ganhos calculados para cada roda em função do ângulo e do acelerador.....	35
Figura 24 - Circuito equivalente do motor BLDC.....	36
Figura 25 - Correntes de fase e forças contra eletromotrizes do motor BLDC.....	38
Figura 26 - Circuito Equivalente do motor na primeira etapa de comutação.....	39
Figura 27 - Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada .....	40
Figura 28 - Resposta ao degrau da planta equacionada.....	41
Figura 29 - Controlador PI sintonizado na ferramenta PIDTOOL.....	42
Figura 30 - Parâmetros do Controlador sintonizado.....	43
Figura 31 - Circuito de acionamento para simulação do modelo.....	44
Figura 32 - Simulação do PWM utilizando comparação com onda triangular. ....	45

Figura 33 - Estimativa da velocidade em RPM, por meio dos sensores hall .....	46
Figura 34 - Circuito de <i>Bootstrap</i> .....	48
Figura 35 – Circuito de carga inicial do <i>bootstrap</i> .....	49
Figura 36 - Aplicação recomendada para o Módulo IGBT FSBB30CH60C.....	50
Figura 37 - Placa elaborada para o teste do protótipo com os componentes.....	51
Figura 38 - Placa de controle central com os componentes. ....	52
Figura 39 - Circuito utilizado para a validação computacional do modelo.....	53
Figura 40 - Comparação entre a planta modelada e o motor ideal do software PSIM.....	54
Figura 41 - Simulação dos modelos desprezando o efeito dos indutores.....	54
Figura 42 - Rastreamento de referência para uma velocidade de 600RPM. ....	55
Figura 43 - Rastreamento de referência para diferentes velocidades. ....	56
Figura 44 - Tensões de fase no motor BLDC.....	57
Figura 45 - Correntes de fase no motor BLDC .....	57
Figura 46 – Torque eletromagnético gerado no motor BLDC .....	58
Figura 47 - Circuito feito para simulação da programação no software PROTEUS.....	59
Figura 48 - Tensões no motor BLDC simuladas no software PROTEUS. ....	59
Figura 49 - Correntes no motor BLDC simuladas no software PROTEUS.....	60
Figura 50 - Circuito confeccionado para teste prático do projeto .....	61
Figura 51 - Tensões de fase no motor BLDC.....	61
Figura 52 - Onda PWM aplicada ao motor.....	62
Figura 53 - Forma de onda do chaveamento PWM nas chaves superiores do módulo IGBT..	63
Figura 54 - Forma de onda do chaveamento PWM nas chaves inferiores do módulo IGBT..	63
Figura 55 - Medição da forma de onda dos sensores de efeito hall.....	64
Figura 56 - Correntes de fase no motor BLDC. ....	64
Figura 57 - Correntes de fase no acionamento do motor.....	65
Figura 58 - Medição de rastreamento de velocidade fixa do motor. ....	66
Figura 59 - Rastreamento de velocidades variadas do motor.....	66
Figura 60 - Veículo suspenso para realização das medições experimentais. ....	67
Figura 61 - Velocidade das rodas de acordo com o ângulo da direção. ....	68
Figura 62 - Correntes nos motores para giro do volante à esquerda. ....	69
Figura 63 - Correntes nos motores para giro do volante à direita. ....	69

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 - Lógica de comutação para acionamento das fases .....	18
Tabela 2 - Tensão medida para velocidades variadas no motor .....	31
Tabela 3 - Coeficiente de atrito por tipo de rolamento.....	32
Tabela 4 - Parâmetros dos Motores .....	32

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BEMF	<i>Back-Electromotive Force</i>
BLDC	<i>Brushless</i> de Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
DC	Corrente Contínua
DSC	Controlador digital de sinais
DSP	Processador digital de sinais
EV	<i>Electric Vehicle</i>
GEE	Gases responsáveis pelo efeito estufa
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicles</i>
ICEV	<i>Internal Combustion to Electric Vehicles</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LCD	Display de cristal líquido
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCB	Placa de circuito impresso
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
PMSM	Motor síncrono de imã permanente
PWM	Modulação por largura de pulso
RL	Resistivo e Capacitivo
RLC	Resistivo, indutivo e capacitivo

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_{ut}$	Autonomia do veículo [h]
$B$	Coefficiente de atrito mecânico [N.ms]
$b$	Comprimento entre a roda traseira e metade do eixo traseiro
$C$	Capacidade da bateria [Ah]
$C_{BS}$	Capacitor de Bootstrap [ $\mu$ F]
$e(t)$	Erro do controlador proporcional-integral
$e_{rr}$	Erro
$e_p$	Força contraeletromotriz equivalente
$e_a$	Força contraeletromotriz da fase a [V]
$e_b$	Força contraeletromotriz da fase b [V]
$e_c$	Força contraeletromotriz da fase c [V]
$F(\theta)$	Função dependente do ângulo elétrico
$G_{Rd1}$	Ganho da roda frontal esquerda
$G_{Rd2}$	Ganho da roda frontal direita
$G_{Rd3}$	Ganho da roda traseira esquerda
$G_{Rd4}$	Ganho da roda traseira direita
$G_{ac}$	Ganho do Acelerador
$h$	Comprimento entre a roda frontal e traseira do veículo
$i$	Corrente [A]
$i_a$	Corrente de fase do enrolamento a [A]
$i_b$	Corrente de fase do enrolamento b [A]
$i_c$	Corrente de fase do enrolamento c [A]
$I_{leak}$	Máxima corrente de descarga do capacitor de Bootstrap [A]
$J$	Momento de inércia [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ]
$k_e$	Constante elétrica do motor BLDC [V/rad.s]
$K_i$	Ganho integral
$K_p$	Ganho Proporcional
$L$	Indutância própria de fase do BLDC [H]
$M$	Indutância Mútua do BLDC [H]
$m_m$	Massa do motor [kg]

$P$	Número de polos
$R$	Resistência da fase [ $\Omega$ ]
$R_{BS}$	Resistência de Bootstrap [ $\Omega$ ]
$r$	Raio [m]
$t$	Tempo [s]
$T_s$	Tempo de amostragem [s]
$T_{carga}$	Tempo de pré carga do capacitor de bootstrap [ms]
$T_e$	Torque eletromagnético do BLDC [N.m]
$T_l$	Torque requerido pela carga [N.m]
$T_i$	Tempo integrativo
$u(t)$	Erro do controlador Proporcional
$V_{an}$	Tensão de fase do enrolamento a [V]
$V_{bn}$	Tensão de fase do enrolamento b [V]
$V_{cn}$	Tensão de fase do enrolamento c [V]
$V_{ab}$	Tensão entre fases do motor [V]
$V_f$	Queda de tensão no diodo de Bootstrap [V]
$V_{cc}$	Tensão de alimentação do Módulo IGBT [V]
$V_{LS}$	Queda de tensão no IGBT [V]
$V_{BS(min)}$	Valor mínimo de tensão do capacitor de auto inicialização [V]
$\beta_1$	Ângulo de Ackerman da roda dianteira esquerda [rad]
$\beta_2$	Ângulo de Ackerman da roda dianteira direita [rad]
$\Delta_t$	Tempo de comutação entre os sensores hall [s]
$\Delta_{tc}$	Máximo período de chaveamento do IGBT [s]
$\Delta V$	Máxima tensão de descarga no capacitor de Bootstrap [V]
$\delta$	Ciclo de trabalho do PWM
$\theta$	Ângulo geral do veículo [rad]
$\theta_e$	Ângulo elétrico do rotor [rad]
$\theta_m$	Ângulo mecânico do rotor [rad]
$\omega_m$	Velocidade de rotação angular mecânica [rad/s]
$\omega_e$	Velocidade de rotação angular elétrica [rad/s]

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>10</b>
<b>1.1 Objetivos .....</b>	<b>11</b>
<b>2 REVISÃO DE LITERATURA .....</b>	<b>12</b>
<b>2.1 Sistemas de tração e diferencial .....</b>	<b>12</b>
<b>2.2 Motores BLDC.....</b>	<b>13</b>
2.2.1 Rotor .....	14
2.2.2 Estator .....	14
2.2.3 Acionamento.....	16
2.2.4 Sequência de comutação.....	16
2.2.5 Controle de velocidade e torque do motor BLDC .....	18
<b>2.3 Controlador PI.....</b>	<b>20</b>
2.3.1 Controlador proporcional.....	20
2.3.2 Controlador integral.....	20
2.3.3 Controlador proporcional integral (PI) .....	21
<b>2.4 Módulo IGBT FSBB30CH60C.....</b>	<b>21</b>
<b>2.5 Microcontrolador DSPIC33FJ12MC202 .....</b>	<b>22</b>
<b>2.6 Geometria da direção.....</b>	<b>22</b>
<b>2.7 Baterias.....</b>	<b>24</b>
<b>2.8 Autonomia do veículo.....</b>	<b>24</b>
<b>3 METODOLOGIA .....</b>	<b>25</b>
<b>3.1 Obtenção dos parâmetros do motor BLDC .....</b>	<b>28</b>
3.1.1 Resistência dos enrolamentos .....	28
3.1.2 Indutância própria do motor .....	29
3.1.3 Indutância mútua do motor .....	30
3.1.4 Momento de inércia .....	30
3.1.5 Constante elétrica do motor .....	30
3.1.6 Número de polos.....	31
3.1.7 Coeficiente de atrito.....	32
3.1.8 Parâmetros do motor.....	32
<b>3.2 Equacionamento da geometria do veículo e diferencial .....</b>	<b>33</b>
3.2.1 Geometria básica da curva.....	33
3.2.2 Diferencial eletrônico .....	34
<b>3.3 Modelo dinâmico do motor .....</b>	<b>36</b>
<b>3.4 Desenvolvimento do controlador .....</b>	<b>42</b>
<b>3.5 Validação computacional do modelo.....</b>	<b>44</b>
3.5.1 Circuito de acionamento .....	44
3.5.2 Simulação do PWM.....	45
3.5.3 Estimativa da velocidade .....	45
<b>3.6 Desenvolvimento do circuito inversor .....</b>	<b>46</b>
3.6.1 Componentes utilizados.....	47
3.6.2 <i>Bootstrap</i> .....	47
3.6.2.1 Carga inicial do <i>bootstrap</i> .....	48
3.6.3 Proteção do sistema de potência .....	49
3.6.4 Elaboração da placa .....	50
<b>3.7 Desenvolvimento do circuito de controle central .....</b>	<b>52</b>
<b>4 RESULTADOS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>53</b>
<b>4.1 Validação computacional do modelo matemático do motor .....</b>	<b>53</b>

<b>4.2</b>	<b>Simulação do sistema de controle .....</b>	<b>55</b>
<b>4.3</b>	<b>Validação das tensões, correntes e torque no motor .....</b>	<b>56</b>
<b>4.4</b>	<b>Validação da programação.....</b>	<b>58</b>
<b>4.5</b>	<b>Validação experimental .....</b>	<b>60</b>
4.5.1	Medição das tensões nas fases .....	61
4.5.2	Medição da frequência PWM .....	62
4.5.2.1	Confirmação do chaveamento .....	62
4.5.2.2	Comutação dos sensores de efeito Hall.....	63
4.5.2.3	Medição das correntes nas fases.....	64
4.5.2.4	Rastreamento de referência .....	65
<b>4.6</b>	<b>Validação do sistema de diferencial.....</b>	<b>67</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>70</b>
<b>5.1</b>	<b>Perspectivas para continuação do trabalho .....</b>	<b>70</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>71</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A preocupação com o meio ambiente e a conservação de energia tem aumentado nas últimas duas décadas. Em virtude disso, o desenvolvimento de veículos elétricos (do inglês, *Electric Vehicles* (EV)) ou veículos elétricos híbridos (do inglês, *Hybrid Electric Vehicles* (HEVs)) tem assumido ritmos acelerados e o sonho de possuir um veículo elétrico ou híbrido, comercialmente viável, está se tornando uma realidade (CHAN e WONG, 2004).

De acordo com a forma de condução, os veículos são divididos em três grupos distintos, chamados: veículos de motor à combustão interna (do inglês, *Internal Combustion to Electric Vehicles* (ICEV)), veículos elétricos híbridos (HEV) e veículos elétricos (EV). Veículos convencionais são tracionados por motores à combustão interna, e os HEVs são tracionados por um motor à combustão interna e um motor elétrico. EVs são tracionados por um ou mais motores elétricos (YILDIRIM; POLAT e KURUM, 2014).

Na maioria dos veículos convencionais, produtos petrolíferos são usados para impulsionar as rodas através do motor à combustão interna. No entanto os produtos petrolíferos são esgotáveis e estima-se que, com a taxa atual de consumo, os recursos petrolíferos mundiais serão esgotados nos próximos 50 anos. O uso de produtos petrolíferos principalmente no transporte aumentou as preocupações globais sobre a poluição ambiental e as mudanças climáticas. Nos Estados Unidos da América, o sistema de transporte convencional corresponde por 35% da emissão total de gases responsáveis pelo efeito estufa (GEE), causando um significativo aquecimento global. Estima-se que a população mundial crescerá nos próximos 50 anos para cerca de 10 bilhões de habitantes, enquanto o número de veículos em operação deve aumentar de 700 milhões para 2,5 bilhões. Diante disto, a tecnologia dos EVs e HEVs atenderá a demanda mundial de energia necessária para os sistemas de transporte e reduzirá impacto ao meio ambiente, desafios ao desenvolvimento sustentável (KUMAR e JAIN, 2014).

Diante das possibilidades tecnológicas da tração elétrica, os motores de corrente contínua são um dos muitos usados para aplicações em EVs. Antes dos avanços na eletrônica de potência, estes motores eram utilizados em diversas aplicações industriais que requeriam velocidade variável. Eles são preferíveis em EVs devido ao controle simples e robusto. Motores de corrente contínua podem ser divididos em dois tipos dominantes. Os motores com e sem escovas. Os motores com escovas possuem alto torque em baixa velocidade e curvas de torque-velocidade apropriadas, porém tem algumas desvantagens, como estrutura de tamanho

elevado, baixa eficiência e baixa confiabilidade, necessitando de manutenções constantes, devido à presença de escovas no coletor. Além disso, o atrito entre a escova e o coletor limita a velocidade do motor. Por outro lado, o motor sem escovas, popularmente conhecido como motor *brushless* de corrente contínua (BLDC), não requer a comutação mecânica para o seu funcionamento, pois adota um conversor estático que provê a comutação entre fases, propiciando um aumento de robustez mecânica e eficiência operacional (YILDIRIM; POLAT e KURUM, 2014).

Dentro do contexto das novas tendências de sistemas de transporte, este trabalho trata da utilização de motores BLDC em veículos elétricos, visando efetuar o controle de velocidade individual de cada roda, identificando e modelando diferentes parâmetros envolvidos nessa classe de veículos.

## 1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho foi desenvolver um sistema de controle de tração para um veículo elétrico *four-wheel* utilizando motores BLDC. Para atender o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos foram alcançados:

- Obter os parâmetros elétricos e mecânicos do motor;
- Modelar um sistema de direção baseado na geometria de Ackerman;
- Projetar um controlador de velocidade para os motores BLDC das rodas;
- Validar o modelo em ambiente de simulação;
- Projetar um circuito inversor para implementação do controlador nas rodas.
- Implementar o modelo de veículo em ambiente prático.

## 2 REVISÃO DE LITERATURA

Este capítulo apresenta uma revisão de literatura sobre EVs, geometria da direção, motores utilizados e formas de acionamento, explanando conceitos básicos sobre o tema e soluções propostas por outros autores com o objetivo de auxiliar no desenvolvimento do trabalho.

### 2.1 Sistemas de tração e diferencial

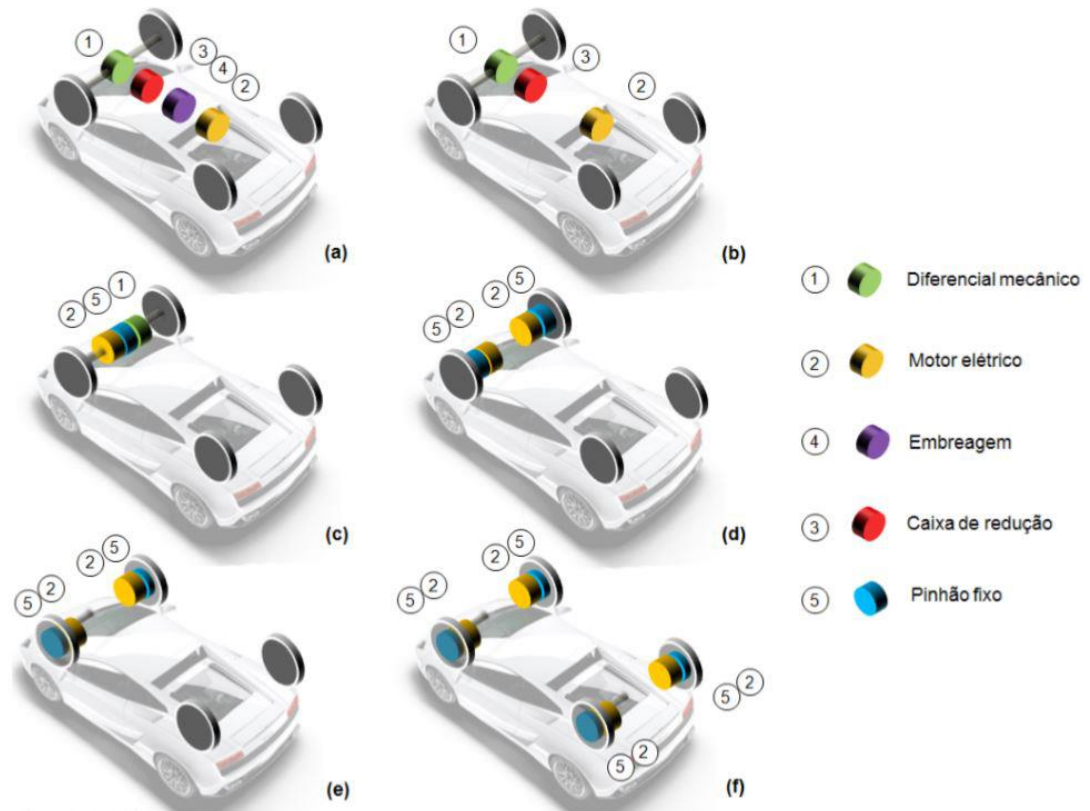
Tanto EVs como HEVs utilizam motores elétricos no sistema de tração, que foram sendo modificados com o passar dos anos. Atualmente com a preocupação a respeito de segurança e estabilidade do veículo, estão surgindo topologias que utilizam tração nas quatro rodas, garantindo vantagens de torque, resposta rápida e operação sem engrenagens com alta eficiência. A utilização destes sistemas não só oferece a ação diferencial eletrônica, mas também facilita funções avançadas, como o sistema antibloqueio da roda (CHAU, 2015).

A curva de torque-velocidade presente nos motores elétricos é muito próxima da ideal para a aplicação na tração de veículos elétricos, pois elimina a necessidade de sistemas de transmissão para aumentar ou reduzir o torque, o que gera uma redução considerável no custo de produção dos EVs. A utilização de motores elétricos nas rodas possibilita a utilização de diferenciais eletrônicos, em vez de diferenciais mecânicos, o que permite o controle individual de velocidade por roda. Em veículos com configuração 4x4 ou *four-wheel drive*, podem ser modelados sistemas que aprimorem a segurança e dirigibilidade do veículo (SAMPAIO, 2011).

Sistemas de acionamento para veículos elétricos passaram por inúmeras fases e experimentações, com diversas configurações possíveis. Na Figura 1 são mostradas algumas configurações utilizadas. Na Figura 1(a) é mostrada a primeira configuração, onde o motor elétrico e o banco de baterias fazem parte do motor à combustão. Para esta configuração, é necessária a utilização de um sistema de embreagem com caixa de câmbio. Já na Figura 1(b), é mostrada a configuração dispensando o uso da embreagem. Na Figura 1(c), é exibida a mesma configuração, porém com os elementos integrados entre si apontando para as rodas tracionadas, permitindo que o sistema seja mais compacto, utilizando uma caixa de redução fixa. Por outro lado, na Figura 1(d) é retratado o surgimento do diferencial eletrônico. Neste caso, o diferencial mecânico não é mais necessário, pois as rodas são tracionadas independentemente, cada qual com sua caixa de redução. Assim cada roda terá sua própria

velocidade angular em relação ao raio de curvatura que surge ao manobrar o veículo. Com o intuito de melhorar esta configuração surgiu o chamado “*in-wheel drive*”, que é uma roda compacta, ou uma roda com motor embutido, cuja arquitetura pode ser observada na Figura 1(e). O estágio mais recente dos EVs é ilustrado na Figura 1(f), onde os motores elétricos estão diretamente conectados às rodas e a caixa de redução é descartada (SAMPAIO, 2011).

Figura 1 - Evolução dos veículos elétricos.



Fonte: Adaptado de Sampaio (2011).

## 2.2 Motores BLDC

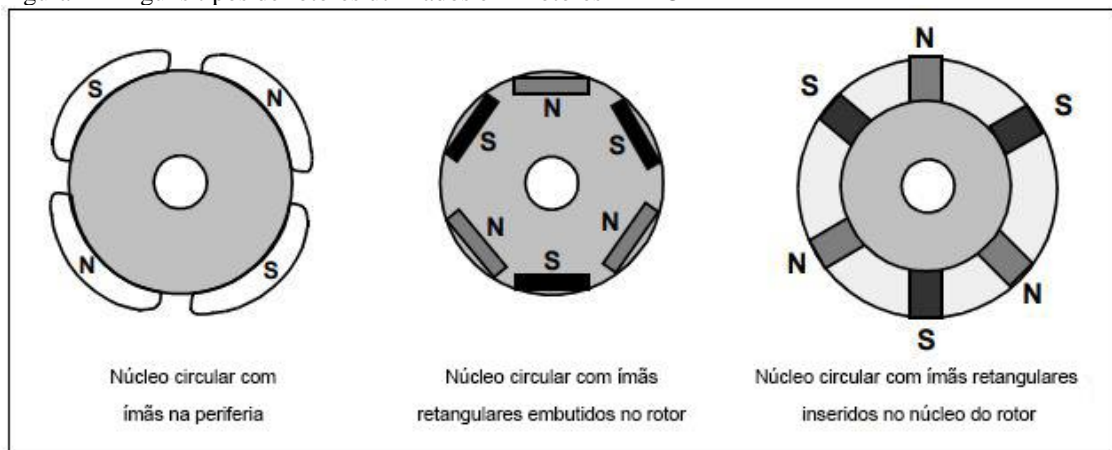
Os motores *brushless* de corrente contínua são de grande importância para aplicação na propulsão de EVs, pois não possuem escovas para efetuar a comutação, em vez disto, a comutação ocorre eletronicamente. Nos EVs, a sua instalação torna-se mais acessível, podendo também trabalhar com sobrecargas de até dez vezes a carga nominal por curtos períodos de tempo. Motores BLDC possuem diversas vantagens se comparados a motores de corrente contínua com escovas e motores de indução como alta eficiência, alta resposta dinâmica, operação com baixo ruído, vida útil longa, trabalho em grandes faixas de velocidade e boa relação torque-velocidade. Este motor também possui um alto torque

entregue em relação ao seu tamanho, fazendo com que este tipo de motor seja muito útil onde o tamanho e peso são fatores críticos (MORAES, 2015).

### 2.2.1 Rotor

O rotor é feito de ímãs permanentes e com base na densidade de campo magnético necessária para o rotor. O material magnético adequado é escolhido para a construção do mesmo. Os ímãs de ferrite são tradicionalmente utilizados para fazer ímãs permanentes, porém estes ímãs tem baixa densidade de fluxo remanescente para um determinado volume. À medida que a tecnologia avança, os ímãs de terras raras estão ganhando popularidade, pois possuem alta densidade magnética para um determinado volume, permitindo que o tamanho diminua mantendo o mesmo torque. Além disto, estes ímãs melhoram a relação tamanho-peso do motor se comparado aos ímãs de ferrite. Neodímio (Nd), Samário Cobalto (SmCo) e a liga de neodímio, ferrite e boro (NdFeB) são alguns exemplos de ímãs de terras raras. Há pesquisas contínuas em andamento para melhorar a densidade de fluxo e diminuir ainda mais o tamanho do rotor. A Figura 2 mostra seções transversais de diferentes arranjos de ímãs em um rotor (YEDAMALE, 2003).

Figura 2 - Alguns tipos de rotores utilizados em motores BLDC



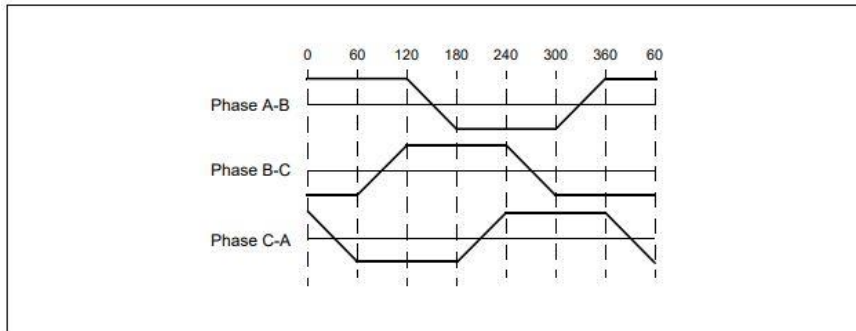
Fonte: Adaptado de Yedamale (2003).

### 2.2.2 Estator

O estator de um motor BLDC consiste em lâminas de aço silício, empilhadas com enrolamentos colocados entre as ranhuras que são cortadas de modo axial ao longo da periferia interna se assemelhando ao de um motor de indução, porém os enrolamentos são

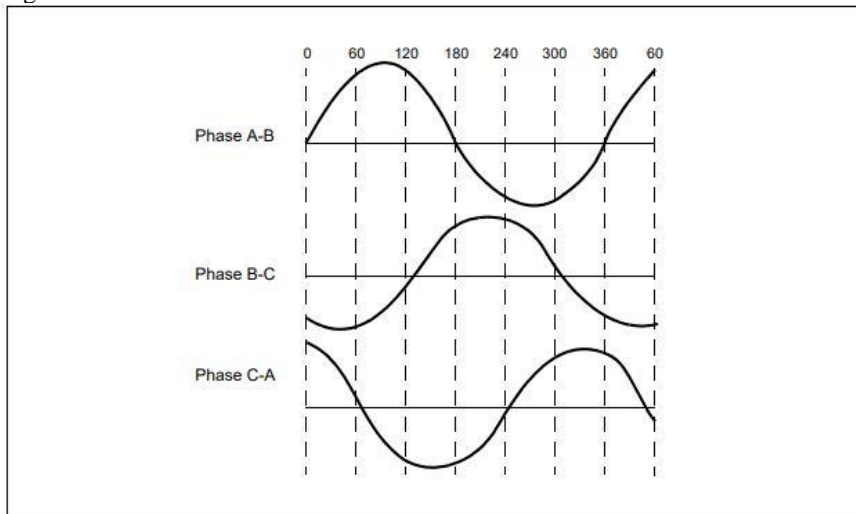
distribuídos de maneira distinta. A maioria dos motores BLDC possui três enrolamentos de estator conectados em estrela. Cada um destes enrolamentos é construído de várias bobinas interligadas entre si para formar um único enrolamento e cada um destes enrolamentos é distribuído ao redor do estator para formar um número par de polos. A movimentação dos ímãs gera dois tipos de Força Contraeletromotriz, (do inglês, *back electromotive force* (BEMF)), podendo ser trapezoidal ou senoidal. Na Figura 3 é exibida a forma de onda BEMF trapezoidal de um motor, e na Figura 4 é exibida uma BEMF senoidal. Além do retorno BEMF, as correntes de fase também possuem variações trapezoidais e senoidais nos respectivos tipos de motor. Isto faz com que o torque do motor senoidal seja mais suave do que o motor trapezoidal. No entanto os motores senoidais tem um custo mais elevado, pois possuem enrolamentos extras, aumentando assim a utilização de cobre pelos enrolamentos do estator (YEDAMALE, 2003).

Figura 3 – BEMF Trapezoidal



Fonte: Yedamale (2003).

Figura 4 – BEMF Senoidal.

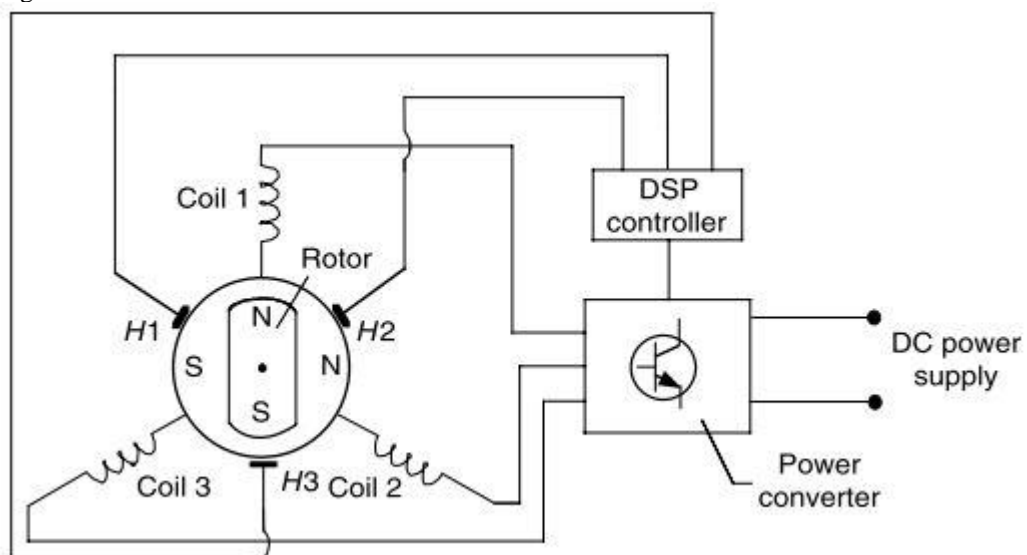


Fonte: Yedamale, (2003).

### 2.2.3 Acionamento

O acionamento do motor BLDC consiste basicamente de um motor, um controlador DSP (Processador digital de sinais) e um inversor, conforme ilustrado na Figura 5. Os sensores de efeito Hall detectam a posição do rotor, a informação obtida é enviada ao microcontrolador DSP que por sua vez fornece sinais de chaveamento ao inversor, ligando e desligando a passagem de corrente para o estator do motor. Desta maneira é possível controlar a velocidade e o torque do motor (EHSANI *et al.*, 2004).

Figura 5 - Acionamento do motor BLDC.



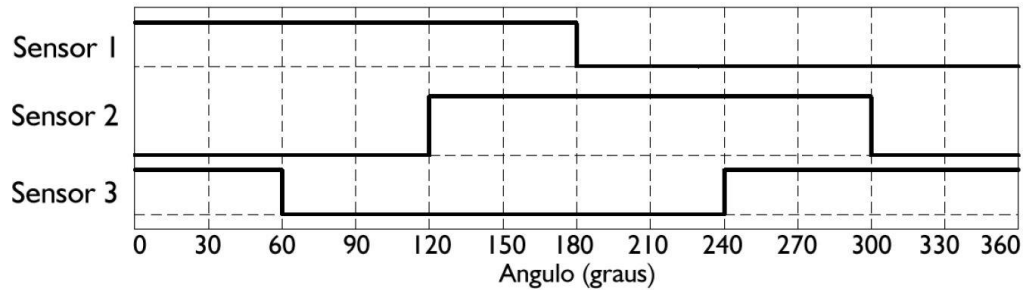
Fonte: Ehsani *et al.* (2004).

### 2.2.4 Sequência de comutação

A cada 60 graus elétricos de rotação, um dos sensores Hall altera o estado. Diante disso, são necessárias seis etapas de comutação para completar o ciclo. No entanto o ciclo elétrico pode não corresponder à rotação mecânica do rotor, visto que o número de ciclos elétricos a serem repetidos para completar uma rotação mecânica completa é determinado pelo número de polos do rotor. Para cada par de polos, um ciclo elétrico é concluído. Portanto, o número de rotações/ciclos elétricos é igual aos pares de polos do rotor. Baseado nas especificações de cada motor, como corrente e tensão, as chaves que farão a comutação necessária para a operação podem ser transistores de efeito de campo (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET)), ou transistores bipolares de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT)) (YEDAMALE, 2003).

A Figura 6 mostra a sequência com que os sensores Hall comutam durante um ciclo elétrico completo.

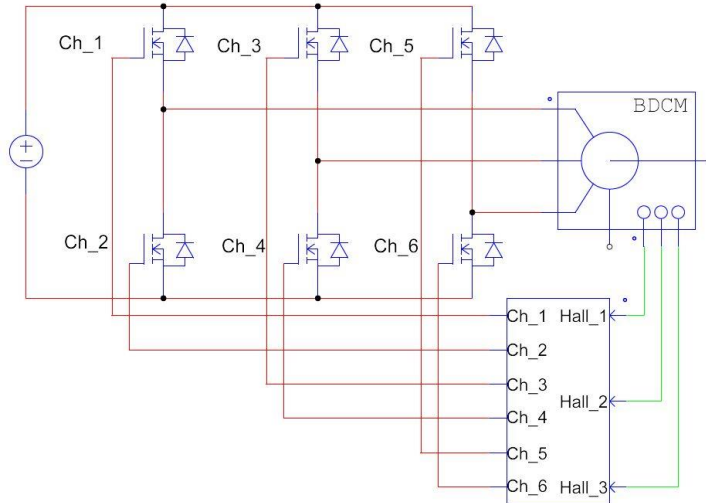
Figura 6 - Sequência de comutação dos sensores Hall



Fonte: Moraes (2015).

O circuito de acionamento pode ser visualizado na Figura 7, em que as seis chaves que efetuam a comutação correta das fases são acionadas de acordo com a posição do rotor, informada pelos sensores de efeito Hall.

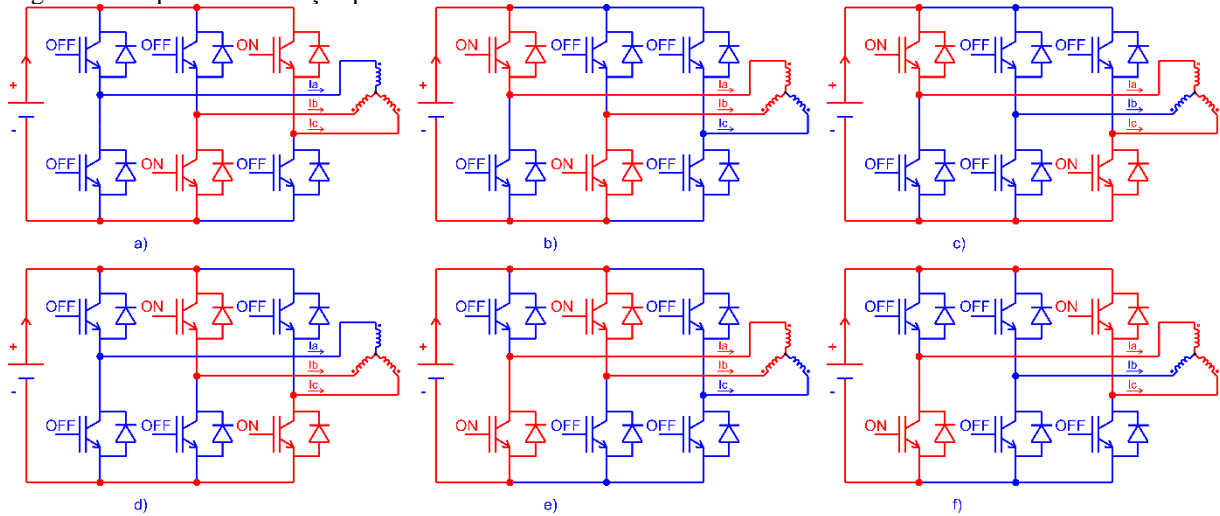
Figura 7 - Circuito de acionamento do motor BLDC



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para que a comutação ocorra adequadamente, em cada uma das seis etapas, as chaves devem ser acionadas em pares, uma chave superior e uma chave inferior, fazendo com que a corrente circule no motor. A Figura 8 ilustra a circulação de corrente nas fases do motor, conforme as seis etapas de acionamento.

Figura 8 - Etapas de comutação para chaveamento das fases



Fonte: Júnior (2018).

Com base nisto é possível obter uma lógica para o acionamento conforme o sinal dos sensores Hall for mudando. A lógica pode ser observada na Tabela 1, que mostra a sequência de chaveamento para que o motor gire no sentido horário. A sigla DC+ representa o chaveamento do MOSFET superior da fase, e a sigla DC- representa o chaveamento do MOSFET inferior.

Tabela 1 - Lógica de comutação para acionamento das fases

Sequência #	Entradas dos Sensores Hall			Saídas PWM ativas		Alimentação das Fases		
	A	B	C	H	L	A	B	C
I	1	0	1	PWM1	PWM2	DC+	DC-	Off
II	1	0	0	PWM1	PWM3	DC+	Off	DC-
III	1	1	0	PWM2	PWM3	Off	DC+	DC-
IV	0	1	0	PWM2	PWM1	DC-	DC+	Off
V	0	1	1	PWM3	PWM1	DC-	Off	DC+
VI	0	0	1	PWM3	PWM2	Off	DC-	DC+

Fonte: Adaptado de Yedamale (2003).

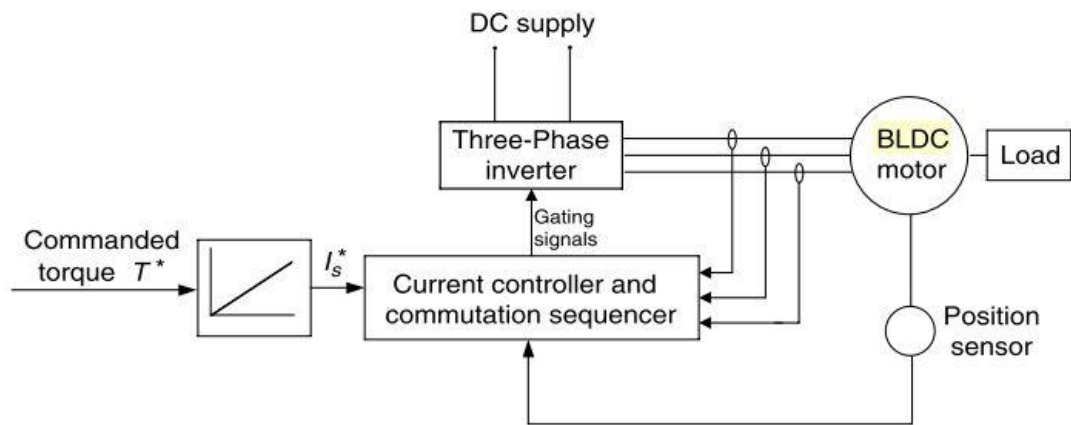
### 2.2.5 Controle de velocidade e torque do motor BLDC

Para variar a velocidade do motor, os sinais de chaveamento devem ser modulados em largura de pulso (PWM) a uma frequência muito maior que a frequência do motor. Como regra geral, a frequência PWM a ser utilizada no chaveamento deve ser pelo menos dez vezes maior que a frequência máxima do motor. Quando o ciclo de trabalho do PWM é variado, a tensão média fornecida ao motor é reduzida, reduzindo assim a velocidade do mesmo. Outra vantagem do uso de PWM é que se a tensão do barramento DC for maior do que a tensão

nominal do motor, o motor pode ser controlado limitando o ciclo de trabalho do PWM. Isto adiciona flexibilidade ao controlador, podendo ser utilizado o mesmo controlador para diferentes motores, apenas controlando o ciclo de trabalho do PWM (YEDAMALE, 2003).

Na aplicação de tração de EVs, o controle de torque é um requisito básico. A Figura 9 mostra um diagrama de blocos de um controlador de torque para acionar um motor BLDC. A corrente desejada é derivada do torque comandado pelo motorista no pedal do acelerador. O controlador de corrente e sequenciador de comutação recebem a informação e então produz os sinais de disparo para o inversor que produz o chaveamento necessário para o motor BLDC (EHSANI *et al.*, 2004).

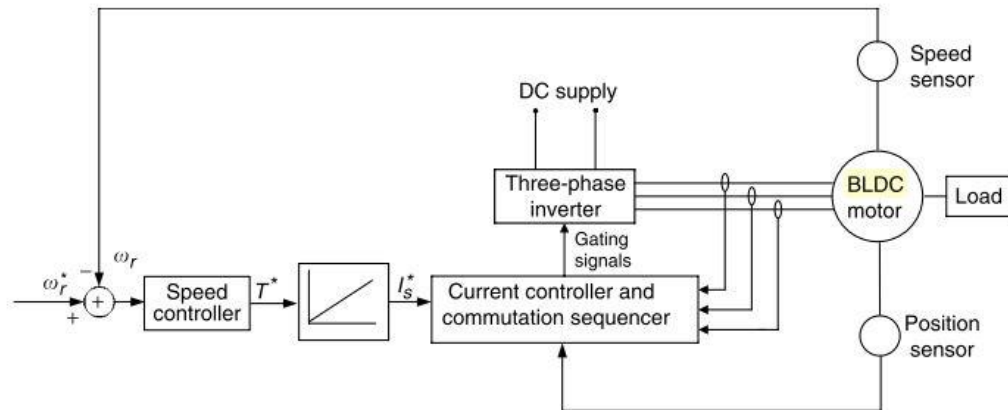
Figura 9 - Diagrama de blocos do controle de Torque do motor BLDC



Fonte: Ehsani *et al.* (2004).

Em EVs, o controle de velocidade pode ser necessário, por exemplo, para a operação de controle de cruzeiro conforme é ilustrado na Figura 10. Os blocos do controlador de velocidade podem ser de qualquer tipo, como um controlador PI ou um controlador mais avançado. O controlador de corrente e sequenciador de comutação fornece sinais de disparo para o inversor, enquanto compara as correntes detectadas a uma referência. Utilizando informações de posição o sequenciador de comutação faz com que o inversor comute eletronicamente. O ângulo de comutação associado a um motor não escovado é normalmente ajustado para que a comutação ocorra em torno do pico da curva do ângulo de torque (EHSANI *et al.*, 2004).

Figura 10 - Diagrama de blocos do controle de velocidade do motor BLDC



Fonte: Ehsani *et al.* (2004).

## 2.3 Controlador PI

O controlador proporcional-integral (PI) une dois controladores distintos, o controlador proporcional e o controlador integral.

### 2.3.1 Controlador proporcional

No controlador proporcional, a relação entre o sinal de saída do controlador e o erro realimentado é apenas um ganho, sendo representado por

$$u(t) = k_p e_{rr}(t), \quad (1)$$

onde  $k_p$  é o ganho proporcional e  $e_{rr}$  é o sinal de erro da realimentação. O controlador proporcional possui uma característica intrínseca, fazendo com que a variável se afaste da referência desejada se houver variação na carga, pois esta leva a saída do controlador a uma nova posição (PATANÉ, 2008).

### 2.3.2 Controlador integral

O controlador integral atua ao longo do processo, enquanto existir diferença entre o valor de saída e o valor desejado, sendo expresso por

$$e_{rr}(t) = K_i \int u(t) dt, \quad (2)$$

onde  $u$  é a amplitude do sinal de controle e  $K_i$  é o ganho integral. O inverso de  $K_i$  chama-se tempo integral e é o tempo necessário para que se tenha a repetição do efeito proporcional. A ação integral apresenta como sua principal vantagem a eliminação do desvio permanente para referências constantes em regime permanente (PATANÉ, 2008).

### 2.3.3 Controlador proporcional integral (PI)

O controlador PI utiliza as características de controle integral e proporcional no mesmo controlador, podendo ser escrito na forma

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt, \quad (3)$$

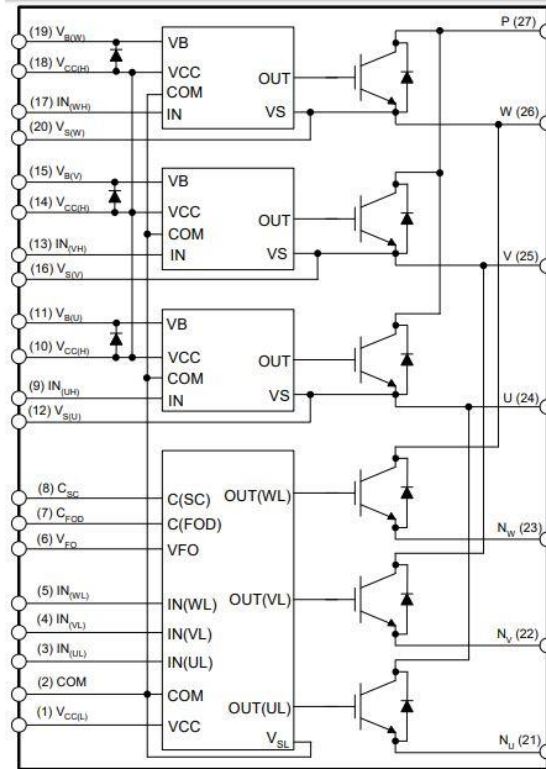
onde  $e(t)$  é o erro e  $T_i$  é o tempo integrativo (PATANÉ, 2008).

O motor elétrico a ser utilizado, possui um comportamento dinâmico de primeira ordem (um circuito RL). Desta forma, um controlador proporcional-integral atende ao objetivo de controle de velocidade no modo escalar (BARATIERI, 2011).

## 2.4 Módulo IGBT FSBB30CH60C

O módulo FSBB30CH60C é um módulo IGBT avançado que fornece uma saída do inversor com alto desempenho e todos os recursos para motores de indução CA, BLDC e PMSM. Este módulo integra acionamento otimizado de *gate* do IGBT embutido, para minimizar perdas, além de fornecer vários recursos de proteção embutidos, incluindo bloqueios de subtensão e desligamento por sobrecorrente. O módulo aceita tensões baixas de nível lógico, como 3,3 V, possibilitando uma fácil integração com dispositivos DSP. Na Figura 11 é possível visualizar uma prévia do circuito interno presente no módulo IGBT (FAIRCHILD, 2014).

Figura 11 - Circuito Interno Módulo FSBB30CH60C.



Fonte: Fairchild (2014).

## 2.5 Microcontrolador DSPIC33FJ12MC202

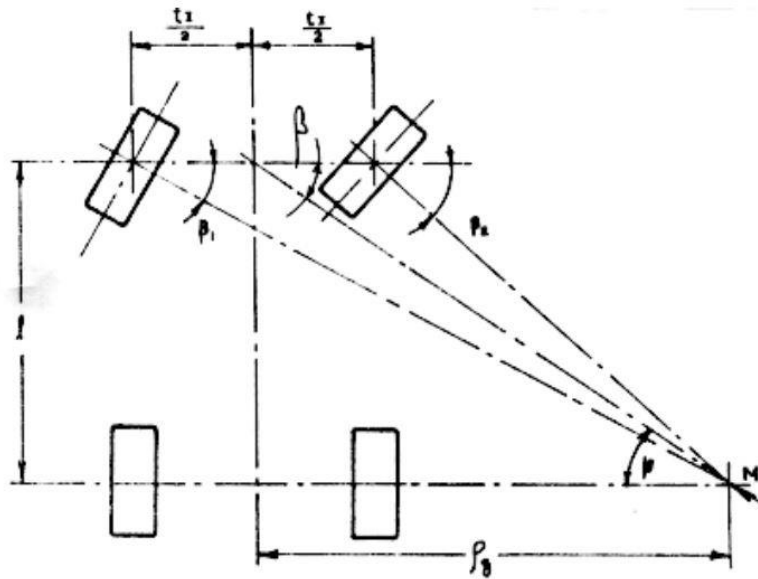
O dispositivo dsPIC33FJ12MC202, controlador digital de sinais (DSC), possui uma ampla gama de funcionalidades de processamento digital de sinais (DSP), com uma arquitetura de 16 bits de alto desempenho que é otimizada para aplicação de controle de motores, possuindo saídas PWM dedicadas e podendo operar em até 40MIPS (MICROCHIP TECHNOLOGY INC., 2011).

## 2.6 Geometria da direção

Para realizar uma curva sem que se tenha escorregamento nas rodas, a geometria da direção deve ser executada de modo que o prolongamento do eixo das rodas dianteiras se cruze na medida do possível, no prolongamento das rodas traseiras, para qualquer giro do sistema de direção (NICOLAZZI; ROSA e LEAL, 2001).

A Figura 12 mostra a geometria ideal da curva, a partir desta geometria é possível equacionar o ângulo que cada roda diretora deve ter para que o veículo siga determinada direção.

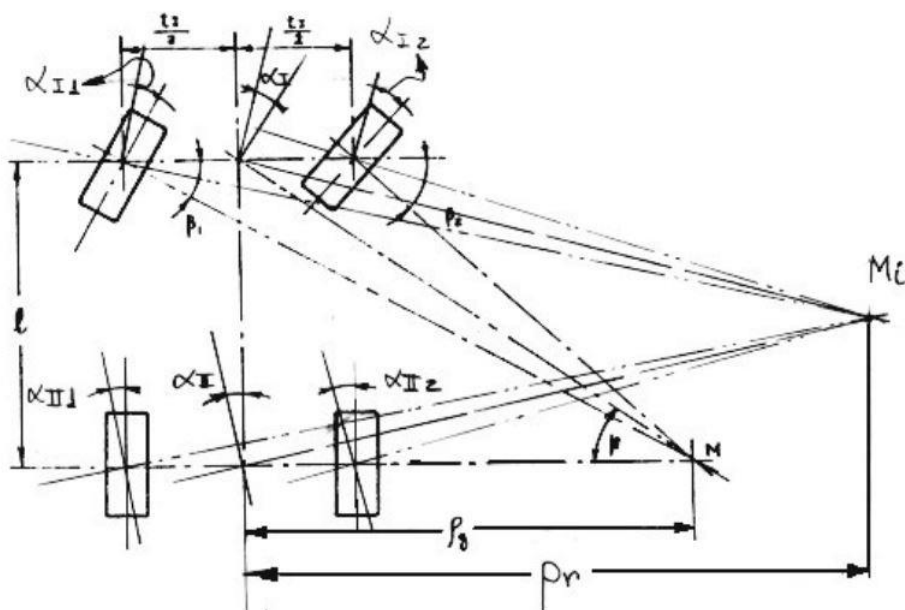
Figura 12 - Geometria Ideal da Curva



Fonte: Nicolazzi; Rosa; Leal (2001).

Porém ao percorrer curvas em grandes velocidades, surgem derivas nas rodas devido à força centrífuga. Esta deriva faz com que o centro imediato da curva mude, conforme está ilustrado na Figura 13. Para encontrar o novo centro imediato da curva, traçam-se retas paralelas às direções dadas pelos ângulos de deriva. O ponto em que estas retas se cruzam é determinado o novo centro imediato da curva (NICOLAZZI; ROSA; LEAL, 2001).

Figura 13 - Geometria considerando a deriva das rodas



Fonte: Nicolazzi; Rosa; Leal (2001).

## 2.7 Baterias

Existe atualmente no mercado uma grande gama de baterias sendo vendidas para os mais diversos tipos de uso, entre elas podem-se citar as de chumbo ácido, níquel cádmio, níquel-metal hidreto, Lí-ion, Lypo, entre outras. A que mais se destaca na utilização em veículos elétricos é a bateria de Lí-ion, pois possui uma energia específica elevada em comparação às outras baterias e não possui efeito memória, se tornando uma boa opção para os veículos elétricos. Apesar disso, estas baterias demandam um cuidado extra, pois apresentam falhas ao atingir temperaturas elevadas (acima de 70°C) e são muito suscetíveis a danos mecânicos e danos elétricos causados por descargas acima da capacidade limite, podendo até explodir em alguns casos (ORRICO, 2013).

## 2.8 Autonomia do veículo

Um fator muito importante no projeto de um veículo é a sua autonomia. Veículos à combustão interna tem como base o tamanho do tanque de combustível em razão do consumo do motor. Veículos elétricos utilizam baterias para fornecimento de energia, sendo assim é necessário dimensionar a bateria para que se tenha a autonomia desejada.

Um fator que qualifica a bateria é sua capacidade  $C$ . A autonomia do veículo, em horas, pode ser determinada através da equação (4), onde  $C$  é a capacidade da bateria em Ah e  $i$  é a corrente drenada, em A (FUHS, 2009).

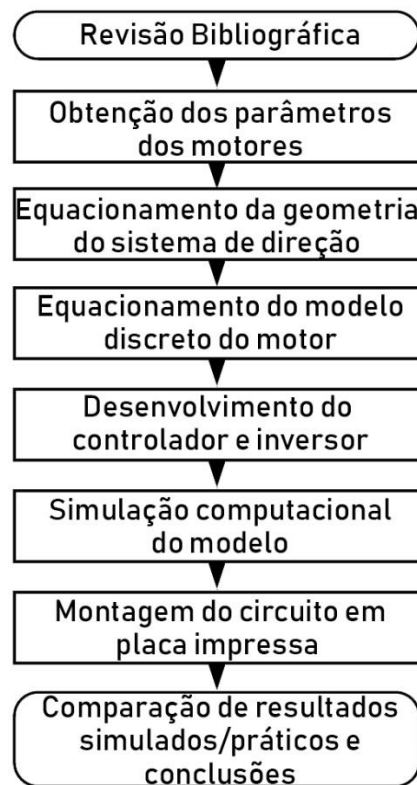
$$Aut = \frac{C}{i} \quad (4)$$

A bateria utilizada no veículo proposto possui uma capacidade  $C$  de 20,0 Ah e a corrente drenada será aproximadamente  $i=40,0$  A com potência total. Portanto a autonomia do veículo será de  $Aut = 0,5$  horas ou 30 minutos em aceleração máxima.

### 3 METODOLOGIA

Com base nas informações provenientes de diversos artigos e trabalhos da revisão bibliográfica e dos objetivos propostos, foram conduzidos os procedimentos metodológicos apresentados na Figura 14.

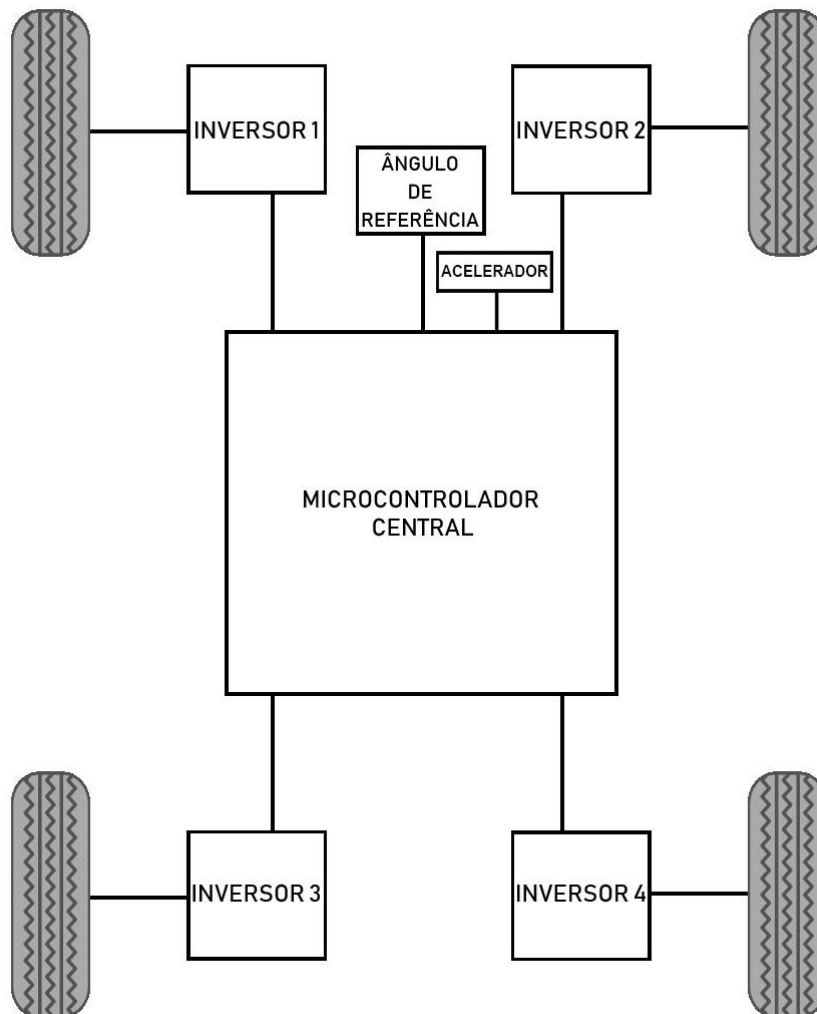
Figura 14 – Procedimentos metodológicos do trabalho



Fonte: Elaborado pelo autor

Com o objetivo de efetuar o controle do veículo em velocidades baixas, foi modelado o sistema de direção para que de acordo com o ângulo  $\theta$  determinado no volante, as rodas diretoras tenham seus respectivos ângulos  $\beta_1$  e  $\beta_2$ , obedecendo à geometria de Ackerman. Um microcontrolador central faz a leitura do ângulo  $\theta$  informado, e realiza a comunicação dos ganhos individuais para cada uma das rodas do veículo. Em cada roda foi acoplado um controlador e inversor, responsável por manter a velocidade do motor de acordo com a modelagem efetuada, obedecendo aos ganhos estipulados pelo motorista em tempo real através do acelerador e do ângulo  $\theta$ , fazendo com que o veículo tenha diferentes velocidades em cada roda enquanto realiza uma curva. Na Figura 15 é possível visualizar o modelo proposto em forma de blocos.

Figura 15 - Modelo proposto do veículo



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tendo em vista a elaboração de um sistema de controle para veículos com tração nas quatro rodas, foi construída uma plataforma experimental, adaptando quatro motores BLDC em um chassi de Kart, conforme mostra a Figura 16. A partir desta plataforma foram feitos os testes práticos do trabalho, simulações e obtenção de resultados.

Figura 16 - Veículo utilizado como plataforma de testes



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os motores utilizados no projeto são do tipo *brushless* DC, modelo HB10063593-36V. Cada motor possui sensores de efeito Hall para identificação da posição e comutação correta das fases. Os motores também possuem pneus emborrachados, sendo assim, o motor torna-se a própria roda do veículo, “*in-wheel drive*”, conforme visto na revisão bibliográfica, eliminando a necessidade de sistemas de transmissão de força com eixos, caixas de redução ou diferenciais mecânicos. O modelo de motor utilizado pode ser visto na Figura 17.

Figura 17 - Motor utilizado no projeto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.1 Obtenção dos parâmetros do motor BLDC

Quando não fornecidos pelo fabricante, os parâmetros dos motores têm que ser obtidos através de diversos tipos de ensaios com diferentes métodos. A fim de facilitar a obtenção de tais parâmetros, foi construída uma plataforma experimental conforme mostra a Figura 18. Esta plataforma facilita os ensaios, principalmente, os que exigem aplicação de rotação no motor, como por exemplo, o ensaio para obtenção da constante elétrica.

Nesta seção são descritos os métodos utilizados para a obtenção de cada um dos parâmetros necessários para a modelagem e simulação do inversor, são eles: Resistência dos enrolamentos ( $R$ ), Indutância própria do motor ( $L$ ), Indutância mútua do motor ( $M$ ), Momento de inércia ( $J$ ), Constante Elétrica ( $k_e$ ), número de polos ( $P$ ) e coeficiente de atrito ( $B$ ).

Figura 18 - Bancada para obtenção de parâmetros dos motores



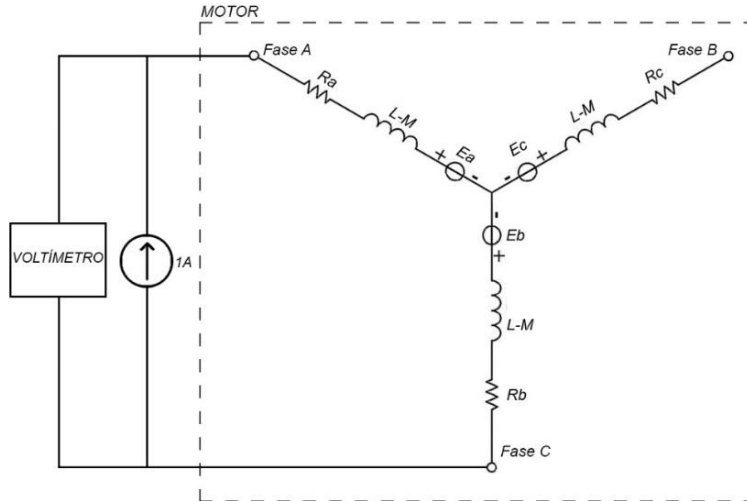
Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 3.1.1 Resistência dos enrolamentos

O motor utilizado apresenta uma resistência entre enrolamentos muito pequena, tornando a medição de resistência através de um multímetro comum imprecisa. Sendo assim adotou-se uma fonte de corrente contínua, fornecendo 1A aos terminais do motor e foi feita a medição de tensão entre os terminais das três fases, conforme mostra o circuito da Figura 19. Desta forma, obteve-se a média entre fases de 0,3291 V. Através da lei de ohm é possível calcular a resistência dos enrolamentos dividindo a tensão medida pela corrente aplicada,

resultando em  $0,3291 \Omega$  entre as fases. Como o valor foi medido entre fases, para obter a resistência para cada fase basta dividir o valor obtido por 2, resultando em  $0,1645 \Omega$  por fase.

Figura 19 - Circuito equivalente da medição de resistências do motor

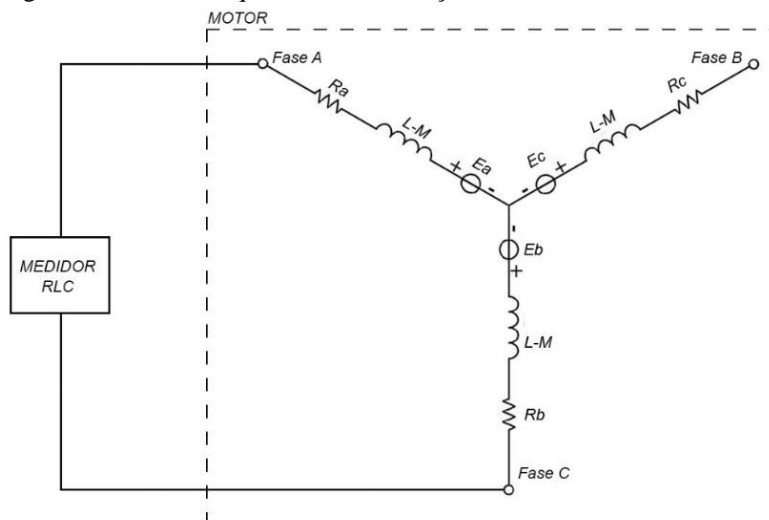


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.1.2 Indutância própria do motor

Para a obtenção da indutância dos enrolamentos foi utilizado um medidor RLC. Como cada fase possui uma indutância própria, foi feita a medição entre cada uma das fases conforme mostra a Figura 20, posteriormente foi feita a média dos valores, obtendo-se assim uma indutância entre fases de  $0,789 mH$ . O valor da indutância própria ( $L$ ) é obtido dividindo-se o valor da indutância entre fases por 2, portanto  $L = 0,3945 mH$ .

Figura 20 - Circuito equivalente da medição das indutâncias do motor



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.1.3 Indutância mútua do motor

A indutância mútua ( $M$ ) foi obtida pelas considerações de projeto típico de motores BLDC encontradas em Chiasson (2005):

$$M = \frac{3}{7}L \quad (5)$$

Sendo assim, a indutância mútua do motor é aproximadamente:  $M = 0,1690 \text{ mH}$ .

### 3.1.4 Momento de inércia

Para a obtenção do momento de inércia, assume-se que a massa do motor está concentrada na região central, podendo assim simplificar o conjunto como um cilindro com distribuição de massa uniforme, de modo que o momento de inércia pode ser obtido através da equação (6), em que  $m_m$  representa a massa do motor em kg e  $r$  representa o raio do motor em metros (SIMÃO, 2013).

$$J = \frac{1}{2}m_m r^2 \quad (6)$$

O motor utilizado possui massa igual a 3,4 kg e um raio de 0,1 m. Portanto, o momento de inércia aproximado deste motor é  $J = 0,017 \text{ kg.m}^2$

### 3.1.5 Constante elétrica do motor

A constante elétrica é uma relação proporcional entre a tensão de terminal e a velocidade de rotação do motor. Logo, foi feito um ensaio forçando rotações variadas no motor e medindo as tensões de terminal, conforme mostra a Tabela 2. Com estes dados é possível obter  $k_e$  através de

$$k_e = \frac{60 V_{ab}}{2\pi \omega_m} \quad (7)$$

Fazendo-se a média dos valores obtidos, tem-se o valor de  $k_e = 0,3114 \text{ V/rad.s}$  entre as fases, onde  $V_{ab}$  é a tensão entre terminais e  $\omega_m$  é a velocidade do motor em RPM. Para obter o valor de  $k_e$  em apenas uma fase, basta dividir o valor obtido por 2, obtendo assim o valor de  $k_e = 0,1557 \text{ V/rad.s}$ .

Tabela 2 - Tensão medida para velocidades variadas no motor

Velocidade aplicada (RPM)	Tensão medida (V)
300	11,1
450	14,0
580	17,9
700	23,2

Fonte: Elaborado pelo Autor

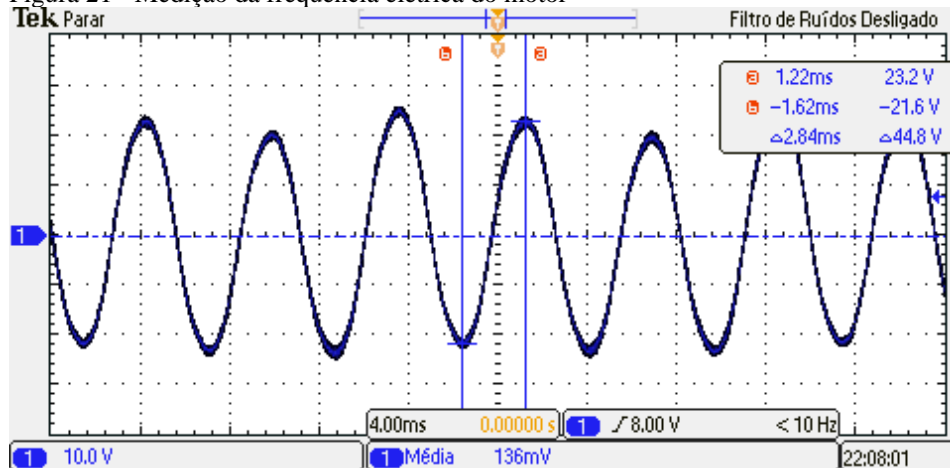
### 3.1.6 Número de polos

O número de polos do motor é uma relação entre a velocidade angular mecânica e a velocidade angular elétrica, podendo ser obtido através de

$$P = \frac{120}{\omega_m} \omega_e, \quad (8)$$

onde  $\omega_e$  é a velocidade elétrica do motor. Para obter o número de polos do motor, foi forçada uma rotação fixa de 700 RPM no rotor e feita a medição de frequência da onda gerada, conforme mostra a Figura 21.

Figura 21 - Medição da frequência elétrica do motor



Fonte: Elaborado pelo autor.

A variação de tempo entre o pico negativo e o pico positivo da onda gerada é de 2,84 ms. Sendo assim, uma onda completa tem 5,68 ms, que representa uma frequência de 176,05 Hz. Aplicando os valores obtidos à equação (8), obtém-se o número de polos do motor:  $P=30$ .

### 3.1.7 Coeficiente de atrito

O coeficiente de atrito deste motor foi obtido através dos rolamentos presentes no mesmo. O motor possui dois rolamentos fixos de esferas e conforme é possível verificar na Tabela 3, o coeficiente de atrito de cada rolamento é equivalente a  $0,0013N.ms$ . Portanto, para obter o coeficiente total basta multiplicar o valor por 2, ou seja,  $B = 0,0026N.ms$ .

Tabela 3 - Coeficiente de atrito por tipo de rolamento

Tipos de Rolamentos	Valores aproximados de $B(N.ms)$
Rolamentos Fixos de Esferas	0,0013
Rolams. de Esferas de Contato Angular	0,0015
Rolams. Autocompensadores de Esferas	0,0010
Rolamentos Axiais de Esferas	0,0011
Rolamentos de Rolos Cilíndricos	0,0010
Rolamentos de Rolos Cônicos	0,0022
Rolams. Autocompensadores de Rolos	0,0028
Rolamentos de Rolos Agulha com Gaiola	0,0015
Rolamentos de Rolos Agulha sem Gaiola	0,0025
Rolams. Axiais Autocompensadores de Rolos	0,0028

Fonte: Adaptado de (NSK, 2013).

### 3.1.8 Parâmetros do motor

Após a realização de todos os ensaios, foram obtidos todos os parâmetros necessários para a utilização do motor como mostra a Tabela 4:

Tabela 4 - Parâmetros dos Motores

Parâmetro	Valor
Resistência dos Enrolamentos ( $R$ )	0,1645 $\Omega$
Indutância Própria ( $L$ )	0,3945 $mH$
Indutância Mútua ( $M$ )	0,1690 $mH$
Momento de Inércia ( $J$ )	0,017 $kg.m^2$
Constante Elétrica ( $k_e$ )[fase]	0,1557 $V/Rad.s$
Número de Polos ( $P$ )	30
Coeficiente de atrito ( $B$ )	0,0026 $N.ms$

Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2 Equacionamento da geometria do veículo e diferencial

Nesta seção são apresentadas as deduções da geometria do sistema de direção e diferencial modelados para o veículo.

#### 3.2.1 Geometria básica da curva

Conforme foi visto na revisão bibliográfica, para que o veículo realize curvas sem que ocorram derrapagens, é necessário que cada roda diretora gire em um ângulo específico em relação ao centro imediato da curva, obedecendo a geometria de Jeantaud-Ackerman ilustrada na Figura 22. Como o veículo não atingirá altas velocidades, foi utilizado o modelo de direção ideal (Figura 12) e foram desconsiderados os escorregamentos, a fim de simplificar o equacionamento dos ganhos das rodas. A partir desta geometria é possível obter uma equação que relacione o ângulo de cada roda diretora com o ângulo  $\theta$  desejado, sendo assim, é possível obter os ângulos  $\beta_1$  e  $\beta_2$  por

$$\beta_1 = \arctg\left(\frac{h \cdot \tan(\theta)}{h + b \cdot \tan(\theta)}\right) \quad (9)$$

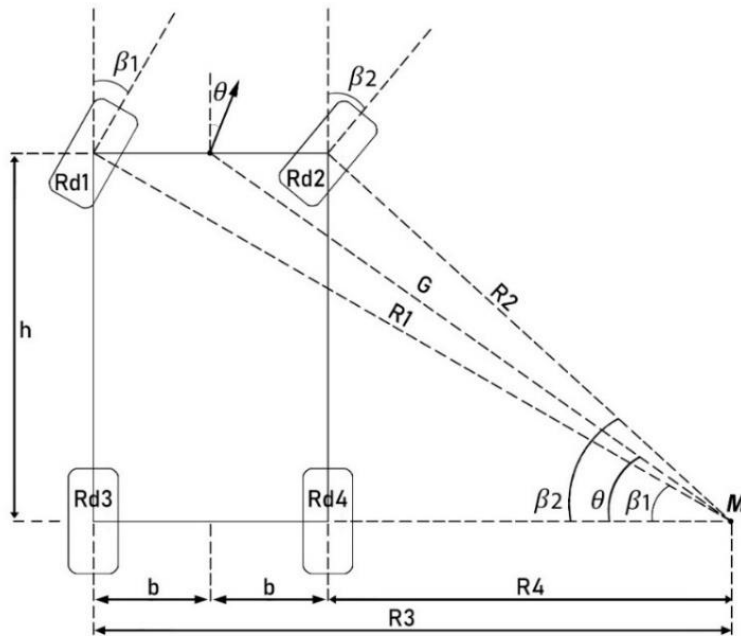
$$\beta_2 = \arctg\left(\frac{h \cdot \tan(\theta)}{h - b \cdot \tan(\theta)}\right). \quad (10)$$

O ângulo  $\theta$  pode ser obtido com a relação entre os ângulos  $\beta_1$  e  $\beta_2$  por

$$\theta = \frac{\beta_1 + \beta_2}{2}. \quad (11)$$

Como no protótipo modelado, a compensação dos ângulos é feita de forma mecânica obedecendo a geometria de Ackermann, resta ao sistema apenas compensar a velocidade nas quatro rodas com um sistema de diferencial que relaciona o ângulo em que o volante está e o ganho do acelerador.

Figura 22 - Geometria de Jeantaud-Ackerman.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.2 Diferencial eletrônico

Tomando como base as equações (9) e (10), é possível afirmar que quando o veículo for realizar uma curva, cada roda terá sua própria velocidade. Segundo (SAMPAIO, 2011), a velocidade de cada roda varia de acordo com seu raio em relação ao centro imediato da curva. Com base nisto, é possível estipular um ganho individual, comparando-se o raio da roda em razão do raio central do veículo no momento da curva, obtido por  $\theta$ . Sendo assim, para a geometria dada, os ganhos podem ser simplificados com relações trigonométricas representadas por:

$$G_{Rd1} = \frac{\text{sen}(\theta)}{\text{sen}(\beta_1)} \quad (12)$$

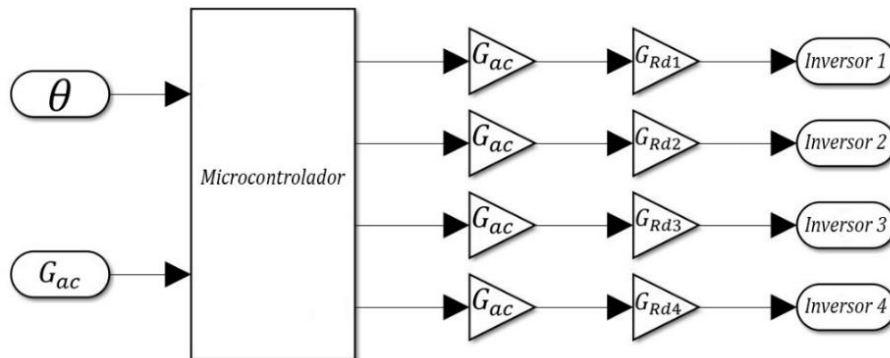
$$G_{Rd2} = \frac{\text{sen}(\theta)}{\text{sen}(\beta_2)} \quad (13)$$

$$G_{Rd3} = \frac{\text{sen}(\theta)}{\tan(\beta_1)} \quad (14)$$

$$G_{Rd4} = \frac{\text{sen}(\theta)}{\tan(\beta_2)} \quad (15)$$

Tendo os ganhos individuais de cada roda, é necessário relacioná-los ao ganho estipulado pelo motorista ao manusear o acelerador, sendo assim o ganho final de cada roda é obtido multiplicando o ganho individual pelo ganho do acelerador  $G_{ac}$ , obtendo-se assim os ganhos finais de cada roda que serão informados aos inversores. Na Figura 23 é possível visualizar um diagrama de blocos ilustrando os ganhos de cada roda em função do acelerador e do ângulo estipulado pelo motorista ao girar o volante.

Figura 23 - Ganhos calculados para cada roda em função do ângulo e do acelerador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Cada inversor recebe a informação individual de ganho para sua respectiva roda, sendo assim, a compensação de velocidade é feita rastreando a referência desejada, requerida pela informação do ângulo informado pelo microcontrolador central, mantendo o veículo com as rodas girando na velocidade correta durante uma curva. Caso o ângulo  $\theta$  informado pelo volante for igual a zero, os quatro ganhos informados aos inversores serão iguais a um, e o veículo terá as quatro rodas girando na mesma velocidade, variando somente conforme a aceleração informada no pedal do acelerador.

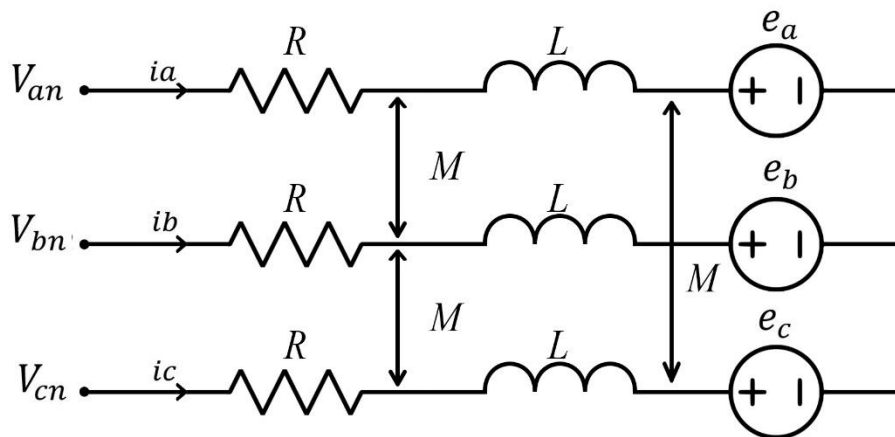
O ganho referente ao acelerador  $G_{ac}$  foi limitado em um valor que vai de 0 até 0,86 e os ganhos individuais das rodas são valores que vão de 0,85 até 1,15. Esta limitação de ganho no acelerador foi necessária, visto que quando o veículo estiver em velocidade máxima e realizar uma curva, a roda externa irá requisitar um ganho maior do que a velocidade geral do veículo. Como exemplo, pode ser utilizado o ângulo de curvatura máximo do veículo,  $\theta = 30^\circ$ . Neste ângulo, o ganho requisitado pela roda externa mais veloz é de aproximadamente 1,15 vezes a velocidade central do veículo, sendo assim, o ganho do acelerador ao multiplicar este ganho não poderá passar de 1, que representa a aceleração máxima do motor.

### 3.3 Modelo dinâmico do motor

Para o projeto e implementação do sistema de controle digital em um microcontrolador, é necessário que se tenha o modelo matemático do motor, de modo que relacione a tensão aplicada à roda com a sua velocidade mecânica, a fim de efetuar o controle da velocidade. Desta forma foi realizada a modelagem dinâmica do motor, com base nos parâmetros eletromecânicos e equações descritas em (BARATIERI, 2011; JÚNIOR, 2018). Para esta modelagem também foram feitas algumas considerações e hipóteses, definiu-se: campo magnético nulo no ferro, não há saturação magnética, a distância angular entre ímãs é desprezada, o motor possui três fases equilibradas e defasadas  $120^\circ$  entre si.

Tomando como base o circuito equivalente do motor ilustrado na Figura 24, é possível obter as equações que regem o funcionamento do mesmo.

Figura 24 - Circuito equivalente do motor BLDC



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações das tensões de fase são obtidas considerando as três fases balanceadas e simétricas, por meio de

$$V_{an} = Ri_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (16)$$

$$V_{bn} = Ri_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (17)$$

$$V_{cn} = Ri_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + e_c, \quad (18)$$

onde  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  representam as tensões de fase do motor [V],  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  representam as correntes de fase [A] e  $e_a$ ,  $e_b$  e  $e_c$  representam as forças contraeletromotrizes de cada enrolamento [V].

O torque eletromagnético do motor é dado em [N.m] por

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m}. \quad (19)$$

O comportamento dinâmico do sistema mecânico do motor pode ser expresso por meio de:

$$\omega_m = \frac{(T_e - T_l) - J \frac{d\omega_m}{dt}}{B}, \quad (20)$$

em que  $T_l$  representa o torque requerido pela carga [N.m].

A velocidade de rotação mecânica  $\omega_m$  e a velocidade de rotação elétrica  $\omega_e$  podem ser relacionadas através de

$$\omega_m = \frac{2}{P} \omega_e. \quad (21)$$

A relação entre a velocidade do motor e sua posição é obtida por

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}. \quad (22)$$

Com base nesta equação, o ângulo de rotação mecânico  $\theta_m$  e o ângulo de rotação elétrico  $\theta_e$  são relacionados através de

$$\theta_m = \frac{2}{P} \theta_e. \quad (23)$$

O ângulo de rotação elétrico  $\theta_e$  e a velocidade de rotação mecânica  $\omega_m$  são relacionados por

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \frac{P}{2} \omega_m. \quad (24)$$

As forças contraeletromotrizes  $e_a$ ,  $e_b$  e  $e_c$  são obtidas por

$$e_a = k_e \omega_m F(\theta_e) \quad (25)$$

$$e_b = k_e \omega_m F(\theta_e - 120^\circ) \quad (26)$$

$$e_c = k_e \omega_m F(\theta_e + 120^\circ), \quad (27)$$

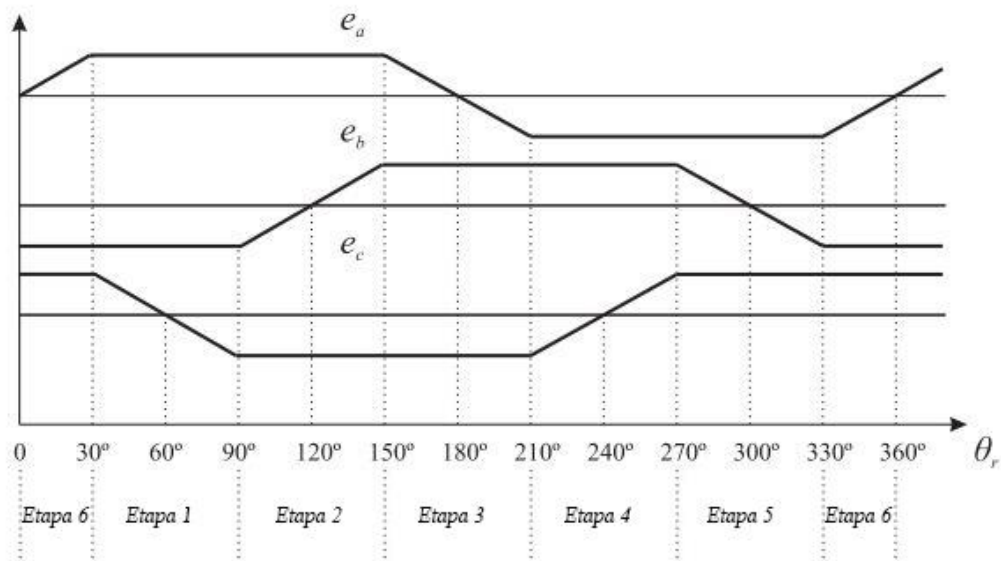
onde  $F(\theta)$  é uma função dependente do ângulo elétrico  $\theta_e$ , que define a força contraeletromotriz trapezoidal.

A função  $F(\theta)$  é definida em uma rotação completa através de

$$\left\{ \begin{array}{ll} F(\theta) = 1, & 0 < \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ F(\theta) = 1 - \frac{6}{\pi} \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right), & \frac{2\pi}{3} < \theta_e < \pi \\ F(\theta) = -1, & \pi < \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ F(\theta) = 1 + \frac{6}{\pi} \left( \theta_e - \frac{5\pi}{3} \right), & \frac{5\pi}{3} < \theta_e < 2\pi \end{array} \right.$$

Com base no equacionamento apresentado, têm-se as forças contraeletromotrizes e correntes de fase do motor em função do ângulo elétrico  $\theta_e$  conforme é possível verificar na Figura 25.

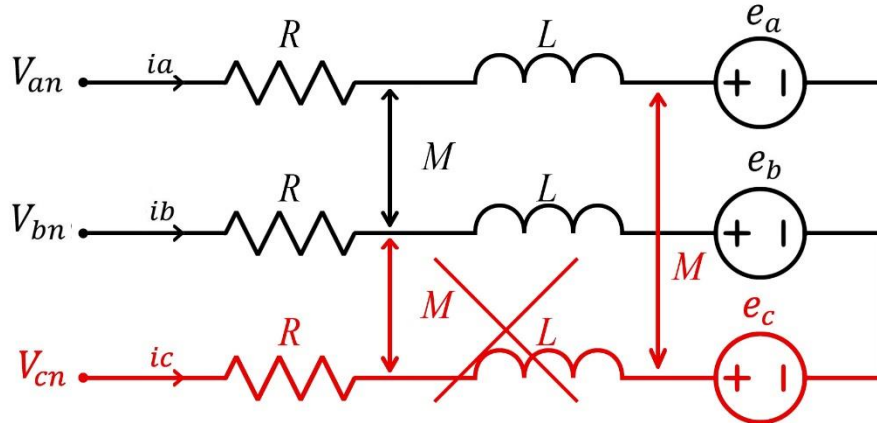
Figura 25 - Correntes de fase e forças contra eletromotrizes do motor BLDC



Fonte: Adaptado de Baratieri (2011).

O acionamento do motor foi feito em seis etapas, acionando duas fases por vez, o que permite simplificar o circuito elétrico equivalente do motor. A Figura 26 ilustra a primeira etapa do acionamento.

Figura 26 - Circuito Equivalente do motor na primeira etapa de comutação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na primeira etapa, apenas as fases  $a$  e  $b$  são acionadas, portanto não há corrente circulando na fase  $c$ . Sendo assim, é possível simplificar as correntes para  $i_a = -i_b = i$ . Com esta simplificação, a tensão entre as fases  $a$  e  $b$  pode ser expressa por meio de

$$V_{ab} = 2Ri + 2(L - M) \frac{di}{dt} + e_{ab}. \quad (28)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (28), é possível obter a função de transferência que relaciona a corrente com a tensão. A função obtida do sistema é

$$\frac{I(S)}{V_{ab}(S) - E_{ab}(S)} = \frac{1}{2R + 2(L - M)S}. \quad (29)$$

Devido à simetria considerada durante o acionamento para a modelagem, é possível definir ainda  $e_a = -e_b = e_p$ . Sendo assim é possível reescrever as equações (25), (26) e (27) como:

$$e_p = k_e \omega_m. \quad (30)$$

Com esta alteração é possível definir o torque eletromagnético  $T_e$  como:

$$T_e = 2k_e i. \quad (31)$$

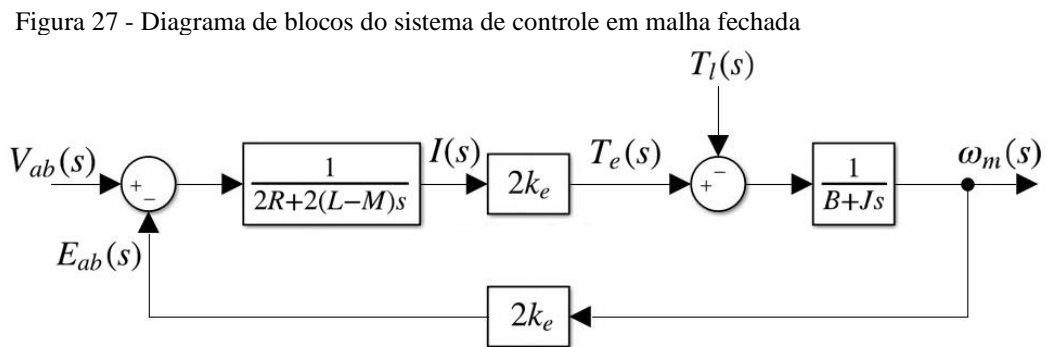
Aplicando a transformada de Laplace à equação (31), obtém-se

$$T_e(S) = 2k_e I(S). \quad (32)$$

Utilizando a transformada de Laplace na equação (20) e rearranjando os termos, obtém-se a função de transferência que relaciona velocidade mecânica com torque, sendo representada por

$$\frac{\omega_m}{T_e - T_l} = \frac{1}{B + Js}. \quad (33)$$

Com base nas deduções feitas e ainda considerando  $e_{ab} = e_a - e_b$  e  $e_a = -e_b = e_p$ , pode-se obter o diagrama de blocos em malha fechada do sistema de controle, conforme mostra a Figura 27.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Relacionando a entrada e a saída, obtém-se a função de transferência do sistema eletromecânico, representada por:

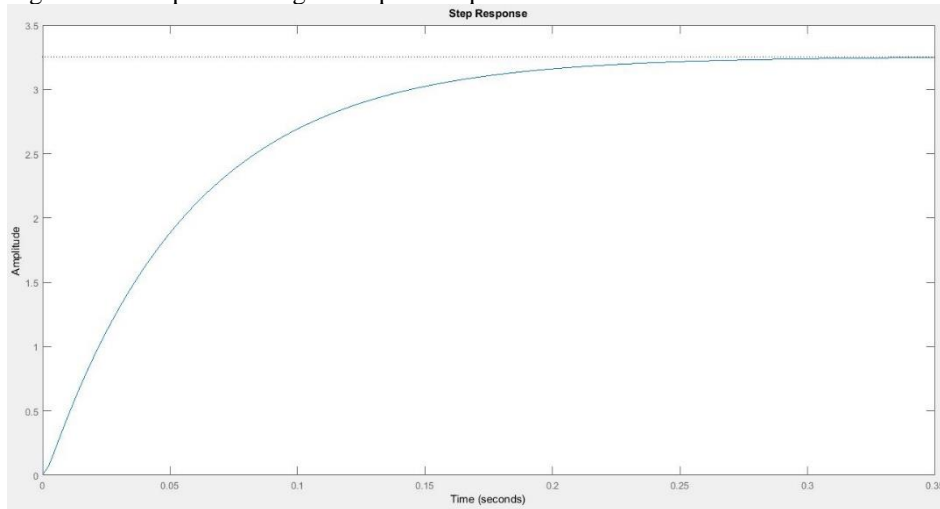
$$\frac{\omega_m(S)}{V_{ab}(S)} = \frac{2k_e}{2(L-M)JS^2 + [2RJ + 2(L-M)B]S + 2RB + (2k_e)^2}. \quad (34)$$

Inserindo os dados da Tabela 4 na equação (34), obtém-se a função de transferência, ou planta, representada por

$$G(S) = \frac{0,3165}{0,000007667S^2 + 0,005593S + 0,09726} \quad (35)$$

A fim de verificar o comportamento e a ressonância da planta, foi aplicado um degrau à mesma, utilizando o *software* MATLAB. O resultado obtido é mostrado na Figura 28.

Figura 28 - Resposta ao degrau da planta equacionada



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a obtenção do modelo discreto da planta foi utilizado o método “*zoh*”, ou “Retentor de ordem zero”. Este método realiza a retenção do valor amostrado por um período, até que a amostragem seguinte seja feita. Para o caso foi utilizado um tempo de amostragem de  $t=0,000133333s$  e através da função *c2d* presente no *software* MATLAB, obteve-se a função em tempo discreto, representada por

$$G(z) = \frac{0,0003553z + 0,000344}{z^2 - 1,907z + 0,9073} \quad (36)$$

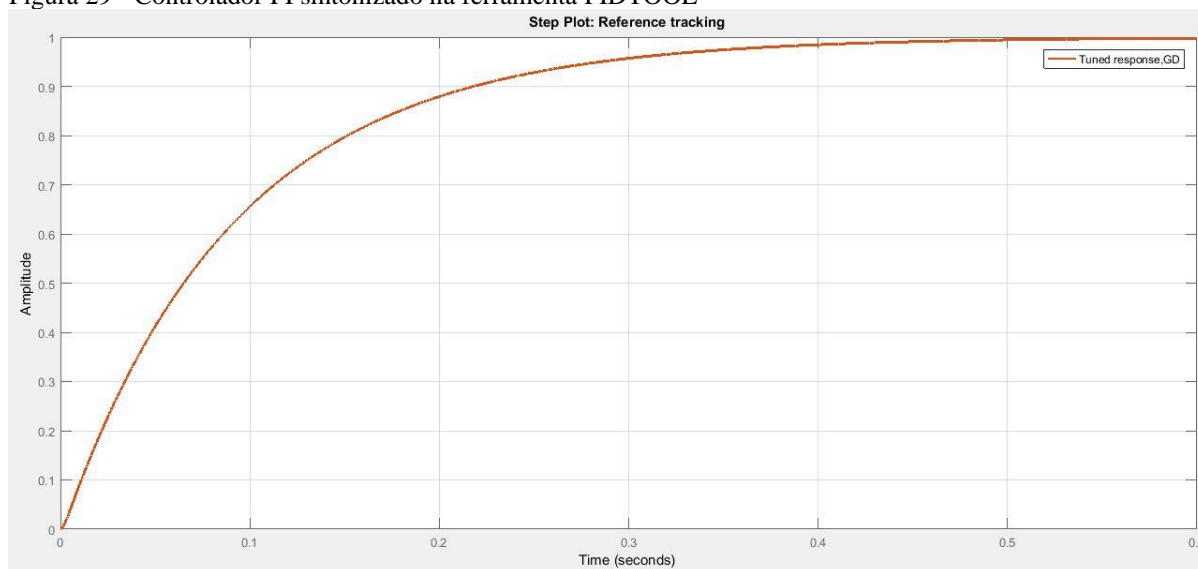
A amostragem de  $t = 0,000133333 s$  foi escolhida devido ao processamento do microcontrolador que irá efetuar o controle do motor, pois o código necessário para o controle no microcontrolador utilizado, necessita de aproximadamente  $130 \mu s$ . Sendo assim, a interrupção do timer interno foi programada em  $7,5 kHz$ , ficando um pouco acima do tempo

de código. A frequência foi utilizada no limite possível para que o microcontrolador adquira o máximo de informações possíveis do motor e efetue a comutação das fases com o mínimo de atraso possível, mantendo o giro suave e a estimação de velocidade precisa.

### 3.4 Desenvolvimento do controlador

A função de transferência da planta obtida foi importada para a ferramenta *PIDTOOL* do MATLAB. Esta ferramenta possibilita sintonizar diversos tipos de controladores com diferentes propostas de controle. A sintonização é feita de modo interativo no domínio do tempo ou da frequência, sendo possível ajustar manualmente a robustez e rapidez do sistema em função do esforço necessário para rastrear a referência desejada. Para o trabalho foi adotado o controlador PI, devido a sua característica estável, confiabilidade e facilidade de implementação. Na Figura 29 é possível visualizar o controlador obtido na ferramenta, para a obtenção deste controlador foi estipulado um tempo de rastreamento de referência em aproximadamente 0,6 s com uma robustez adequada para que não houvesse *overshoot* de acordo com a planta submetida.

Figura 29 - Controlador PI sintonizado na ferramenta PIDTOOL



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 30 são mostrados os parâmetros do controlador sintonizado como o ganho proporcional, o ganho integral e tempo de amostragem, tais parâmetros são necessários para a obtenção da função de transferência da nova planta.

Figura 30 - Parâmetros do Controlador sintonizado.

Controller Parameters	
	Tuned
Kp	0.18832
Ki	3.2404
Kd	n/a
Tf	n/a
Performance and Robustness	
	Tuned
Rise time	0.207 seconds
Settling time	0.375 seconds
Overshoot	0 %
Peak	0.998
Gain margin	62.9 dB @ 3.24e+03 rad/s
Phase margin	90 deg @ 10.6 rad/s
Closed-loop stability	Stable

Fonte: Elaborado pelo autor

Os parâmetros informados pela ferramenta se relacionam com a função de transferência discreta por meio da equação:

$$G_{pi}(z) = K_p + K_i \frac{T_s}{2} \left( \frac{z+1}{z-1} \right), \quad (37)$$

em que  $T_s$  é o tempo de amostragem. Esta equação está presente na documentação disponibilizada pelo *software MATLAB* e foi adotada, pois por ser uma fórmula trapezoidal, ao discretizar um sistema de tempo contínuo estável, sempre produz um resultado de tempo discreto estável. De todos os métodos de integração disponíveis, o método trapezoidal tem a melhor correspondência entre as propriedades do domínio de tempo contínuo e da frequência do sistema discretizado (MATHWORKS, 2019).

Realizando a transformada  $z$  inversa da equação (37), obtém-se a representação do controlador em termos de equação de diferenças no domínio do tempo discreto, para a implementação do controlador em *software*. A função inversa é dada por:

$$y(n) = \left( K_p + \frac{T_s K_i}{2} \right) x(n) + \left( -K_p + \frac{T_s K_i}{2} \right) x(n-1) + y(n-1). \quad (38)$$

Resultando na equação de diferenças

$$y(n) = 0,188536x(n) + 0,188103x(n-1) + y(n-1). \quad (39)$$

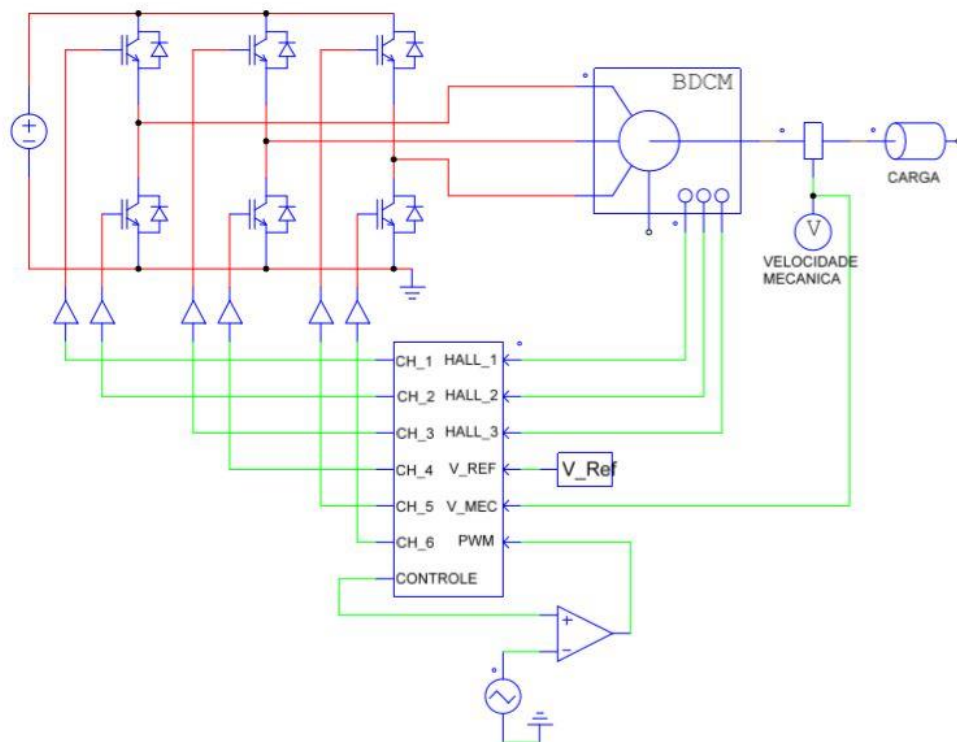
### 3.5 Validação computacional do modelo

A fim de comprovar o correto desenvolvimento dos equacionamentos da planta e do sistema de controle, foi desenvolvido um circuito equivalente ao do inversor proposto utilizando a plataforma de simulação PSIM®. Nesta plataforma é possível simular diversos fatores que englobam o sistema, sendo possível efetuar a programação de um bloco C para a implementação da equação de diferenças desenvolvida.

#### 3.5.1 Circuito de acionamento

A plataforma de simulação possui um modelo próprio do motor BLDC, necessitando apenas a inclusão dos parâmetros do mesmo para a simulação. Sendo assim, foi necessário apenas elaborar o sistema de controle, visto que a planta já está pronta. O circuito elaborado pode ser visto na Figura 31, onde a comutação das chaves para o acionamento é feita através de um bloco C, que relaciona a posição dos sensores Hall com a velocidade de referência e a velocidade mecânica do motor, efetuando o rastreamento da velocidade desejada, conforme os ganhos dimensionados para o controlador PI.

Figura 31 - Circuito de acionamento para simulação do modelo.

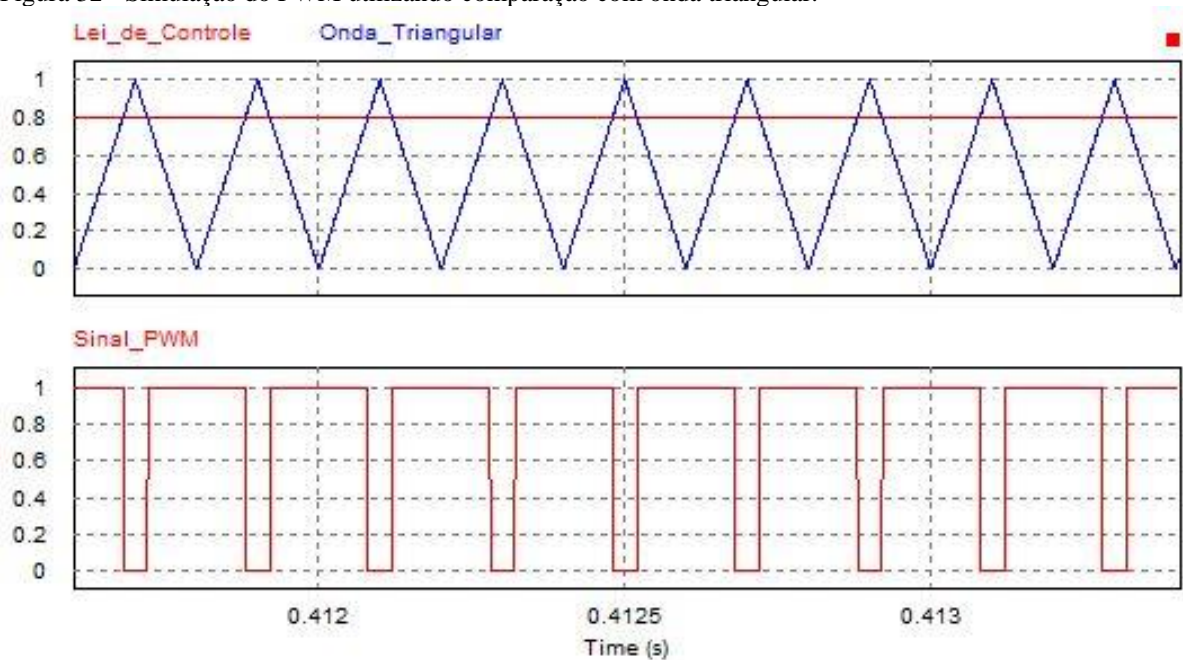


Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.5.2 Simulação do PWM

O controlador desenvolvido gera em sua saída uma lei de controle, com um valor normalizado que varia de 0 a 1, indicando o esforço necessário para rastrear a referência, porém para que o motor responda a esta lei de controle é necessário aplicá-la ao chaveamento do barramento, variando a tensão aplicada ao motor. Para isto a lei de controle foi comparada a uma onda triangular de amplitude unitária, gerando um sinal PWM com um *duty-cycle* variável, de acordo com o esforço necessário. Na Figura 32 é possível visualizar um exemplo da simulação feita, onde neste caso está sendo necessário um esforço de controle equivalente a 0,8. Portanto o PWM é gerado comparando este sinal à onda triangular, resultando em um PWM com um *duty-cycle* de 80%, que é aplicado às chaves superiores do barramento, variando os níveis da tensão aplicada no motor.

Figura 32 - Simulação do PWM utilizando comparação com onda triangular.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.5.3 Estimativa da velocidade

O *software* PSIM® possui um indicador da velocidade mecânica do motor, porém para a implementação do controlador em um microcontrolador, é necessário efetuar a obtenção da velocidade de outra maneira. Como o motor possui sensores de efeito hall que variam seu estado de acordo com a rotação do motor, foi implementado um código no bloco C que faz a

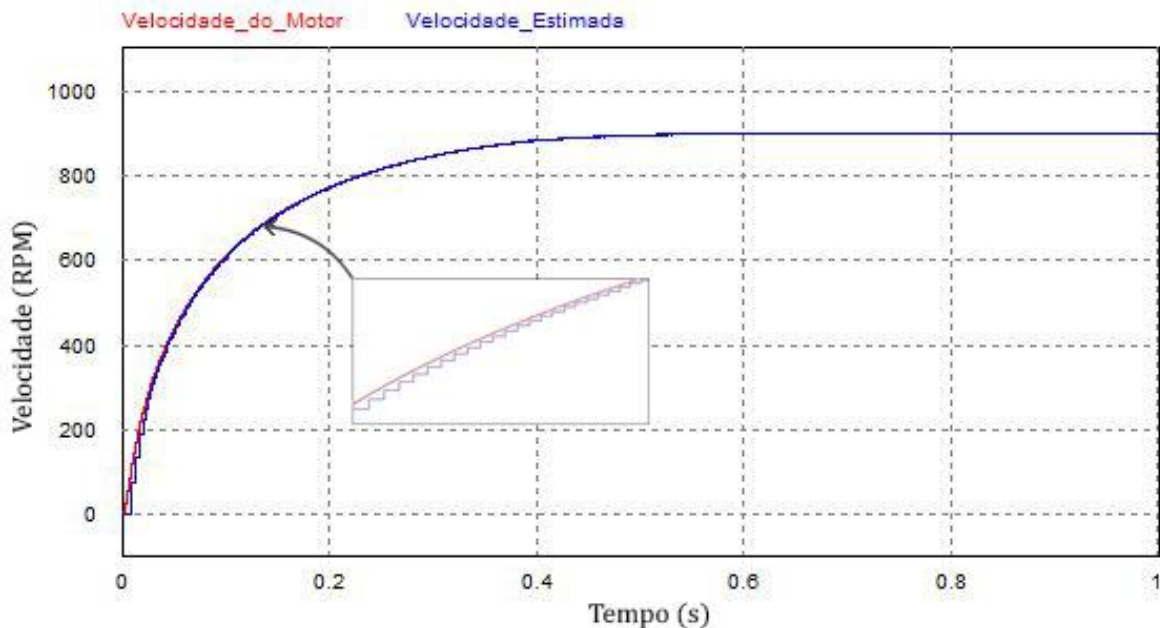
contagem de tempo entre as comutações dos sensores, podendo assim estipular a velocidade mecânica sem a necessidade da adição de equipamentos externos ao motor.

O motor possui uma variação fixa do ângulo elétrico em  $60^\circ$ , portanto é possível estimar a velocidade de rotação mecânica por meio de

$$\omega_m = \frac{2\pi}{3P\Delta_t} \frac{60}{2\pi} \quad (40)$$

onde  $\Delta_t$  é o tempo de comutação entre os sensores Hall. Na Figura 33 é possível observar a comparação entre a velocidade estimada e a velocidade real do motor. Nota-se que em velocidades muito baixas ocorre um erro de amostragem devido à baixa taxa de comutação dos sensores, porém este erro torna-se praticamente nulo em regime permanente.

Figura 33 - Estimativa da velocidade em RPM, por meio dos sensores hall



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.6 Desenvolvimento do circuito inversor

Para o desenvolvimento do inversor foi utilizado o *software* de simulação PROTEUS. Este *software* possibilita a simulação dinâmica do modelo e todos seus componentes, sendo possível efetuar a programação do microcontrolador através do VSM STUDIO presente no próprio *software*, facilitando muito a interação entre programação e *hardware*, pois é possível

simular o efeito do código no microcontrolador sem ter que passar o código para o chip toda vez que ocorrer alguma atualização.

Neste *software* também é possível desenvolver a placa de circuito através do PCB LAYOUT. Esta ferramenta é dinâmica e intuitiva, indicando as conexões de cada componente, facilitando a criação da placa.

### 3.6.1 Componentes utilizados

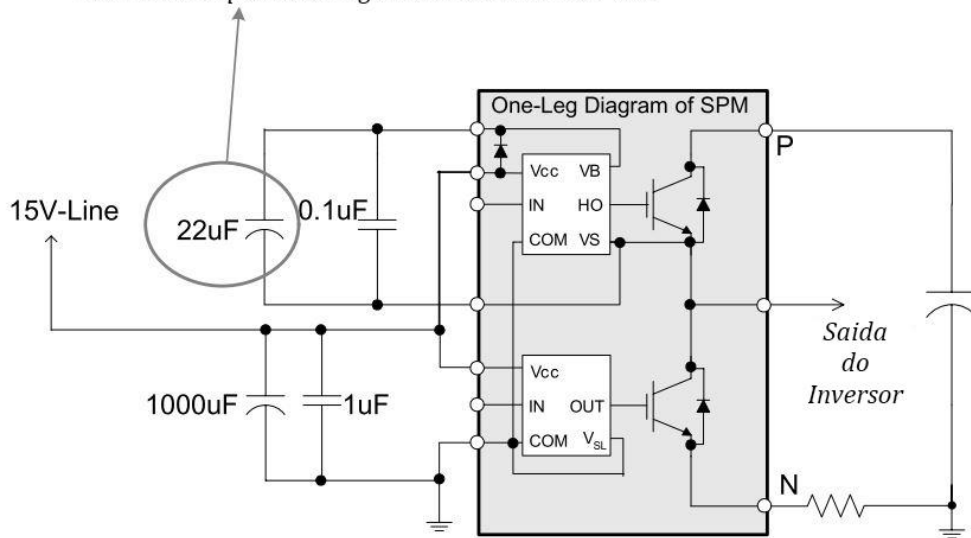
Para o projeto do inversor foi utilizado o microcontrolador dsPIC33FJ12MC202, pois possui uma alta taxa de processamento e saídas dedicadas para acionamento de motores com PWM. Para efetuar a comutação das fases, foi utilizado o Módulo IGBT FSBB30CH60C, pois o mesmo possui uma capacidade de corrente 300% superior às correntes necessárias para o acionamento dos motores, aceita níveis de tensão baixos nos terminais de controle, como 3,3 V, facilitando a implementação em PCB diretamente com o DSP, além de ser compacto, reduzindo assim o tamanho da placa final. Também foi necessária a utilização de um sensor de efeito hall ACS712T para a proteção do sistema contra sobrecorrentes.

### 3.6.2 *Bootstrap*

Para que a comutação dos *IGBTs* ocorra corretamente, especificamente das chaves superiores, foi adotada a técnica de *bootstrap*. Como a parte superior da ponte inversora presente no CI FSBB30CH60C não está diretamente conectada à referência do circuito, há uma dificuldade em gerar a tensão para ativar o *gate* do *IGBT* superior. Assim, utilizam-se capacitores para que a energia proveniente dos *gate-drivers* seja armazenada durante o período inativo do *IGBT* e seja liberada no momento da ativação, facilitando o acionamento do mesmo. A Figura 34 ilustra o circuito de *bootstrap*.

Figura 34 - Circuito de *Bootstrap*

*Este valor depende do algoritmo de controle PWM*



Fonte: Adaptado de Fairchild (2008).

Os capacitores utilizados no circuito *bootstrap* devem ser corretamente dimensionados para que consigam ser totalmente carregados no período que a chave não está acionada e não descarreguem totalmente quando a chave é acionada. Portanto, os capacitores devem ser escolhidos de acordo com

$$C_{BS} = \frac{I_{leak} \Delta t_c}{\Delta V}, \quad (41)$$

onde  $I_{leak}$  é a máxima corrente de descarga do capacitor,  $\Delta t_c$  é o máximo período em que a chave irá permanecer fechada e  $\Delta V$  é a máxima tensão de descarga admissível no capacitor (FAIRCHILD, 2008).

No circuito, a frequência será de 5 kHz, portanto o capacitor de *bootstrap* a ser utilizado é de 4,7  $\mu F$ .

### 3.6.2.1 Carga inicial do *bootstrap*

Visto que os capacitores de *bootstrap* não estão ligados à referência do circuito, se faz necessária uma pré carga dos mesmos, ativando as chaves inferiores do módulo IGBT por um período antes de partir o motor, conforme está representado na Figura 35. O tempo de pré carga dos capacitores pode ser calculado por meio de

$$T_{carga} \geq C_{BS} R_{BS} \frac{1}{\delta} \ln \left( \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_{BS(\min)} - V_f - V_{LS}} \right), \quad (42)$$

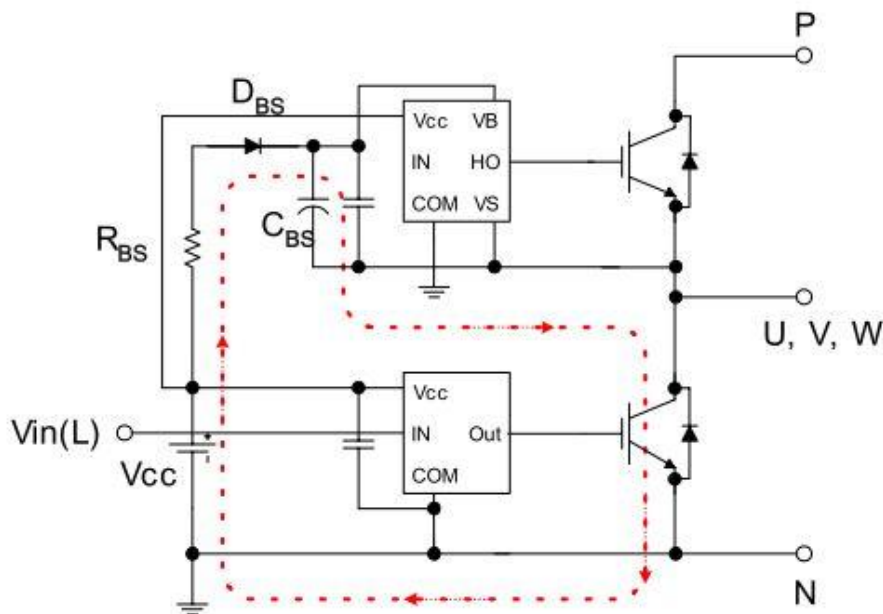
onde  $V_f$  é a queda de tensão direta no diodo de auto inicialização,  $V_{cc}$  é a tensão da alimentação,  $R_{BS}$  é a resistência interna do circuito de *bootstrap*,  $V_{BS(\min)}$  é o valor mínimo do capacitor de auto inicialização,  $V_{LS}$  é a queda de tensão no IGBT do lado inferior e  $\delta$  é o *duty-cycle* (FAIRCHILD, 2008).

Aplicando os valores dos componentes à equação, obtém-se

$$T_{carga} \geq 4,7\mu\text{F} \times 15\Omega \times \frac{1}{0,5} \times \ln \left( \frac{15}{15 - 13 - 0,5 - 0,7} \right), \quad (43)$$

portanto o tempo mínimo de pré carga é de 410  $\mu\text{s}$ . Para que não ocorra nenhum problema no acionamento, o tempo de pré carga foi dimensionado em 2,5 ms para garantir a carga total dos capacitores de *bootstrap*.

Figura 35 – Circuito de carga inicial do *bootstrap*.



Fonte: Fairchild (2008).

### 3.6.3 Proteção do sistema de potência

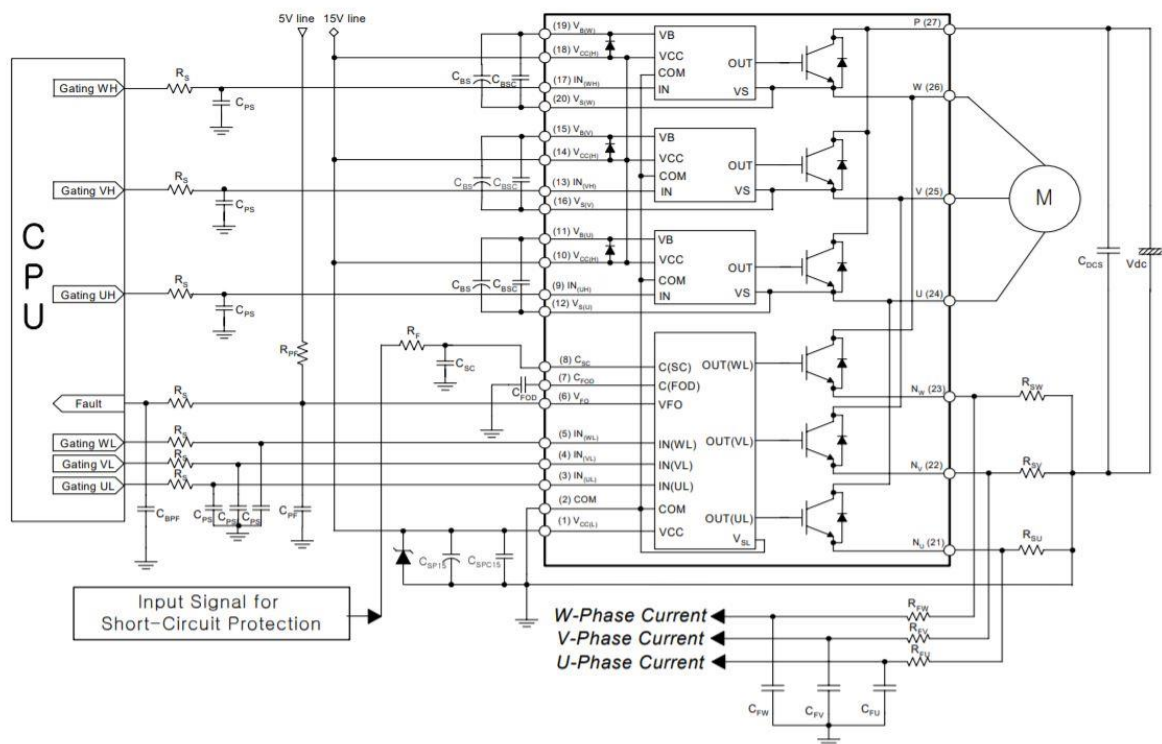
A corrente necessária para o funcionamento de cada motor não deverá ultrapassar os 10 A, porém, em caso de um curto circuito a corrente ultrapassaria facilmente este valor. Para

evitar que o motor e o inversor se danifiquem em uma situação assim, foi utilizado um sensor de efeito hall modelo ACS712T com capacidade para 20 A em série com o barramento de potência, informando ao microcontrolador um nível de tensão referente à corrente que circula no barramento. Caso esta corrente ultrapasse os 15 A, o microcontrolador desativa todas as portas PWM.

### 3.6.4 Elaboração da placa

Na Figura 36 é possível visualizar o circuito típico para aplicação disponibilizado no *datasheet* do inversor. Este circuito foi utilizado como base para a confecção das placas de circuito utilizadas no projeto.

Figura 36 - Aplicação recomendada para o Módulo IGBT FSBB30CH60C.



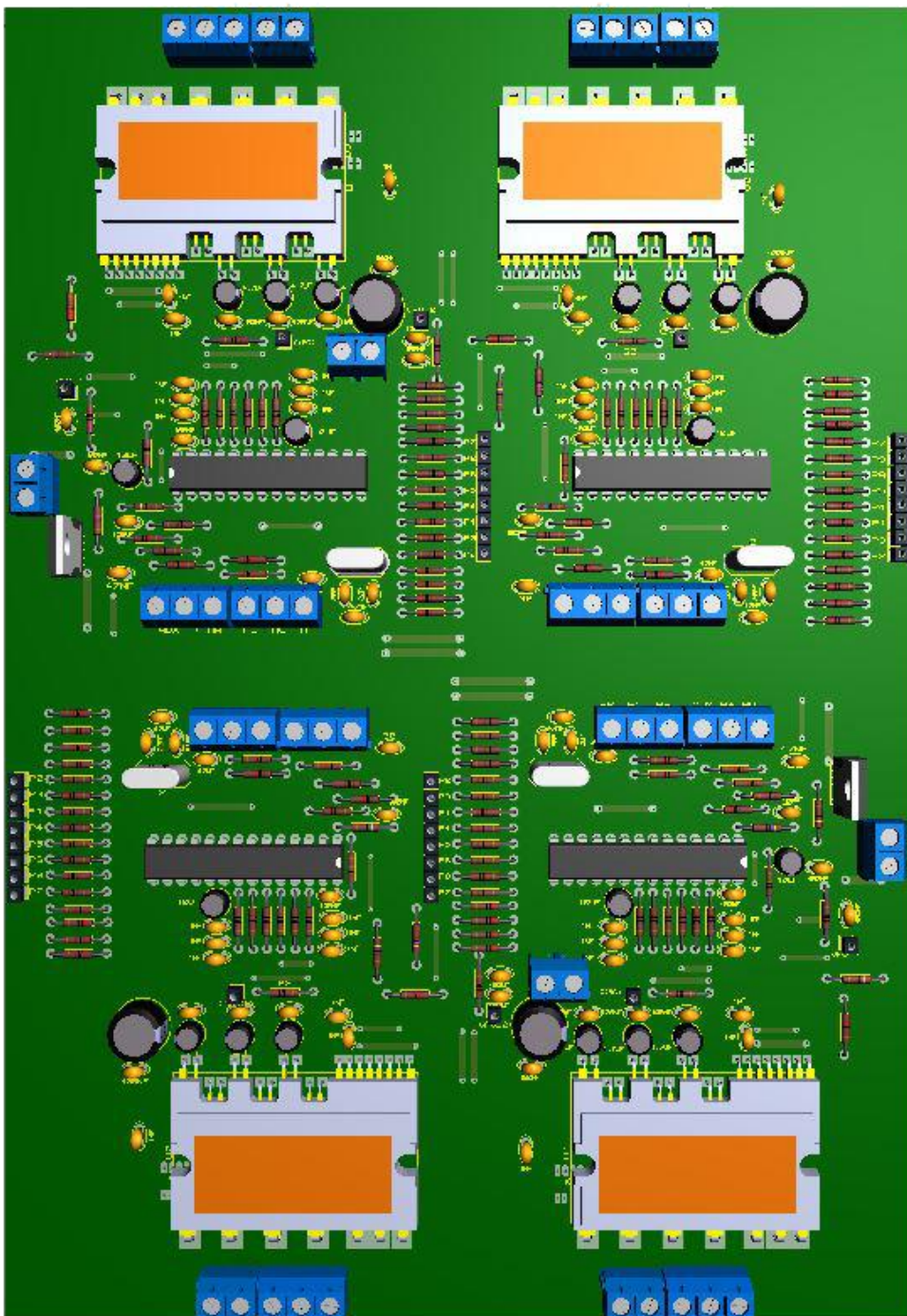
Fonte: Fairchild (2008).

Na Figura 37 é possível visualizar a placa a ser desenvolvida, gerada no *software* PROTEUS. Com esta prévia pode-se verificar a disposição dos componentes e trilhas da placa, facilitando a correção de possíveis erros antes da montagem prática da mesma. Para os circuitos de controle foram utilizadas trilhas com aproximadamente 1mm de largura, pois esta é uma boa distância de espaçamentos para uma soldagem adequada dos componentes. Na

parte de potência foram utilizadas trilhas com uma maior espessura, visto que as correntes que irão circular nestas malhas serão maiores.

Embora não ilustrado na imagem, foi colocado um dissipador para cada módulo IGBT, visto que as correntes que circularão pelos mesmos poderão provocar aquecimento excessivo se os motores requisitarem muito esforço.

Figura 37 - Placa elaborada para o teste do protótipo com os componentes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

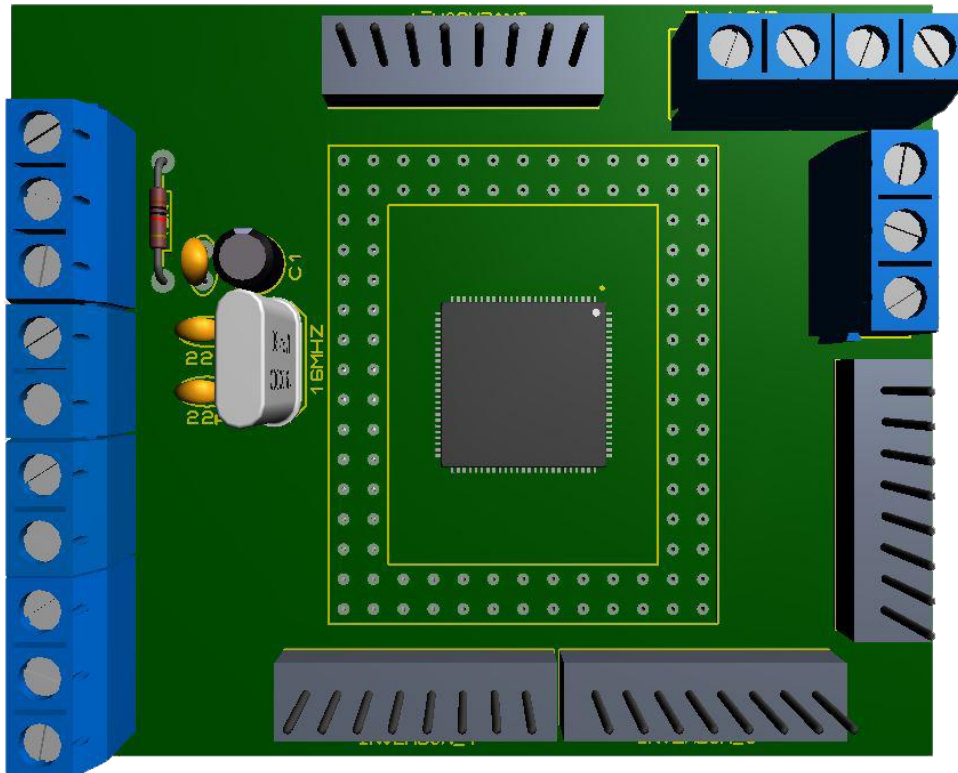
### 3.7 Desenvolvimento do circuito de controle central

Para o circuito de controle central, foi utilizado o microcontrolador ATmega2560, pois possui uma grande quantidade de terminais programáveis, facilitando a comunicação com os quatro inversores, a integração de sensores de leitura analógica e a integração de um display LCD para a visualização de informações referentes ao funcionamento do veículo.

Para realizar a comunicação da velocidade de referência aos inversores foram utilizados barramentos paralelos de 8 vias para cada inversor. Este sistema de comunicação se fez necessário em virtude da velocidade da comunicação paralela, pois protocolos de comunicação Serial ou i<sup>2</sup>C suportados pelo chip se mostraram relativamente lentos para atualizar a velocidade de referência dos inversores visto que o ATmega2560 opera em uma frequência baixa, não atendendo velocidades de comunicação satisfatórias para os quatro inversores com tais protocolos.

Na Figura 38 pode-se visualizar uma prévia da placa de controle com a disposição dos componentes.

Figura 38 - Placa de controle central com os componentes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

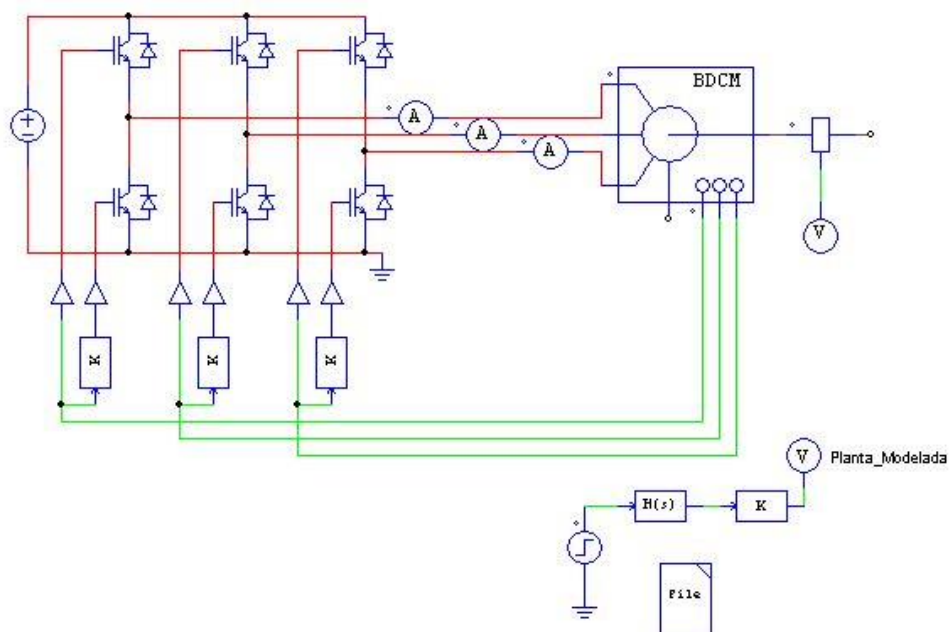
## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentadas as validações computacionais feitas por meio do *software* PSIM® e do *software* PROTEUS, a fim de verificar a correta modelagem matemática do motor e do projeto do sistema de controle de velocidade. Também são apresentadas as validações experimentais, obtidas através da plataforma desenvolvida, tornando possível confirmar os desenvolvimentos teóricos propostos neste trabalho.

### 4.1 Validação computacional do modelo matemático do motor

A validação computacional do modelo foi feita por meio do circuito demonstrado na Figura 39, sendo comparada a função de transferência modelada com a planta ideal do *software* PSIM®. Os mesmos parâmetros foram adicionados à planta e ao motor, com o objetivo de comparar o comportamento de ambos, porém, motor ideal do *software* gera uma saída de velocidade em rotações por minuto para uma tensão aplicada e a planta modelada, inserida no bloco de função de transferência, gera uma saída em rad/s, sendo necessário adicionar um ganho à planta modelada de  $60/2\pi$ , equivalente à conversão para RPM. Feitas estas considerações, foi aplicada uma tensão constante de 36V ao motor e à planta, sendo comparados os resultados.

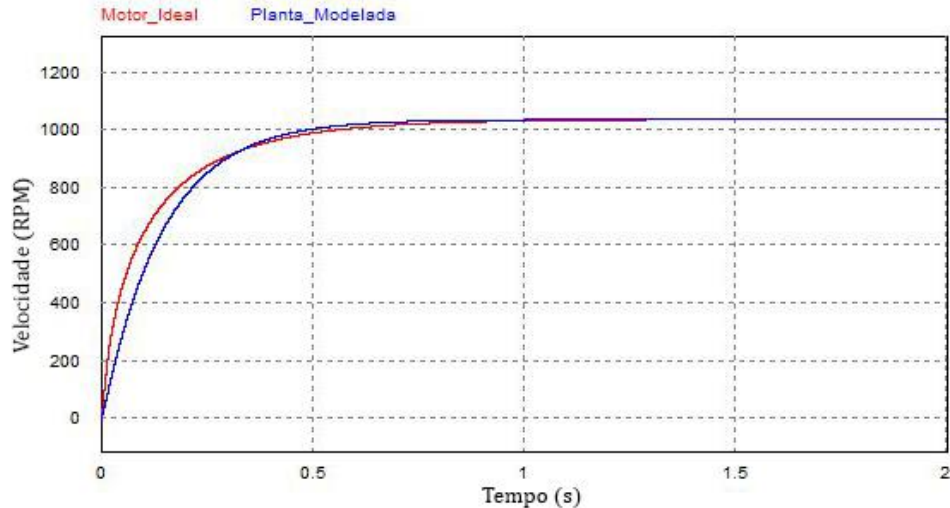
Figura 39 - Circuito utilizado para a validação computacional do modelo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 40 é possível visualizar a comparação entre o modelo ideal do *software* e a planta modelada. Como é possível observar, as velocidades convergem em regime permanente, admitindo um erro relativo quase nulo.

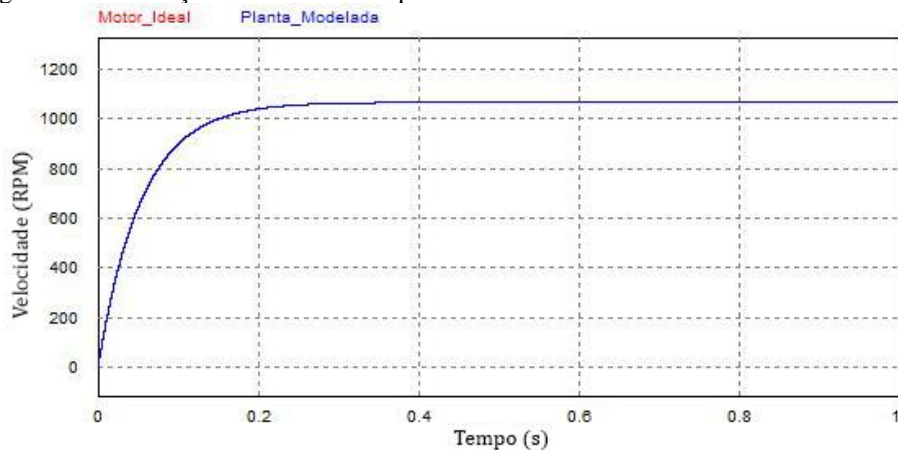
Figura 40 - Comparação entre a planta modelada e o motor ideal do software PSIM



Fonte: Elaborado pelo autor.

A divergência observada em regime transitório se deve ao fato de que o *software* PSIM® tem um motor ideal, comutado eletronicamente, ou seja, considera o efeito transitório da energia na indutância equivalente de fase, tornando a aceleração do motor distinta do que na planta modelada. Para comprovar tal afirmação, o valor das indutâncias foi desprezado no modelo ideal de motor e as modelagens comparadas. Como se pode verificar na Figura 41, o gráfico das duas plantas se sobrepõe, admitindo exatamente os mesmos valores. Sendo assim, considera-se correta a modelagem matemática do motor.

Figura 41 - Simulação dos modelos desprezando o efeito dos indutores.



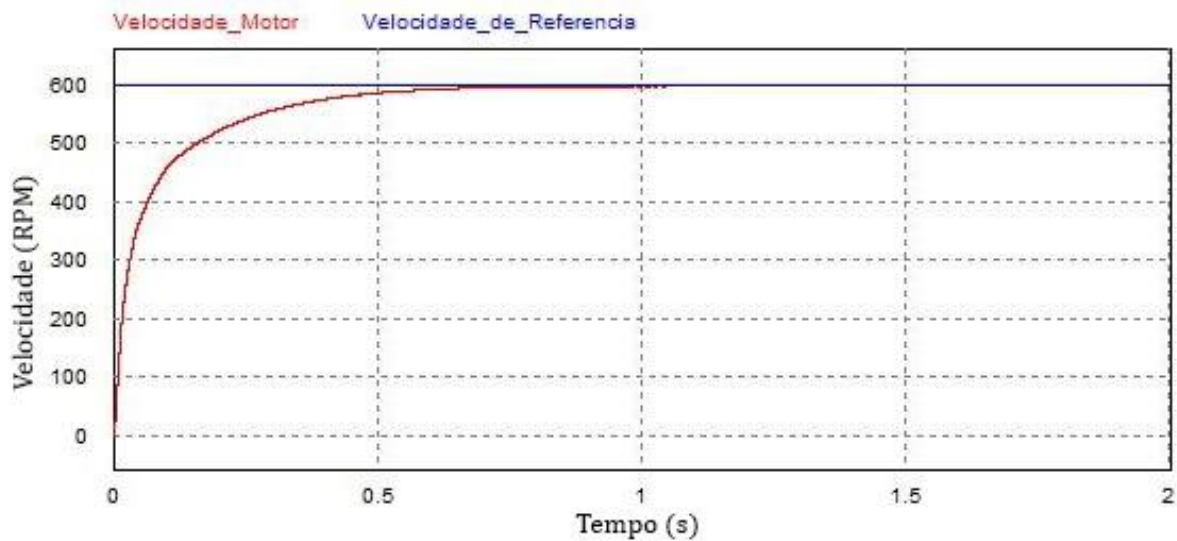
Fonte: Elaborado pelo autor.

## 4.2 Simulação do sistema de controle

Para a simulação do sistema de controle proposto, foi utilizado o circuito da Figura 31, inserindo a equação de diferenças obtida, presente na equação (39). Como já mencionado, o esforço de controle gerado pela equação é comparado a uma onda triangular no *software*, gerando um sinal PWM, que faz a variação de tensão sobre o motor. Conforme a velocidade do motor aumenta, o esforço de controle vai diminuindo e, por consequência, o *duty-cycle* do sinal PWM também diminui, até o mínimo necessário para que a referência desejada se mantenha, fazendo com que a velocidade do motor seja controlada de acordo com a realimentação fornecida da própria velocidade.

Primeiramente foi aplicada uma referência fixa, de 600 RPM, a fim de testar o comportamento do controlador no rastreamento da referência. Como se pode constatar na Figura 42, o controlador rastreia a velocidade com eficiência, sem presença de *overshoot*, comprovando o adequado projeto do controlador de velocidade.

Figura 42 - Rastreamento de referência para uma velocidade de 600RPM.

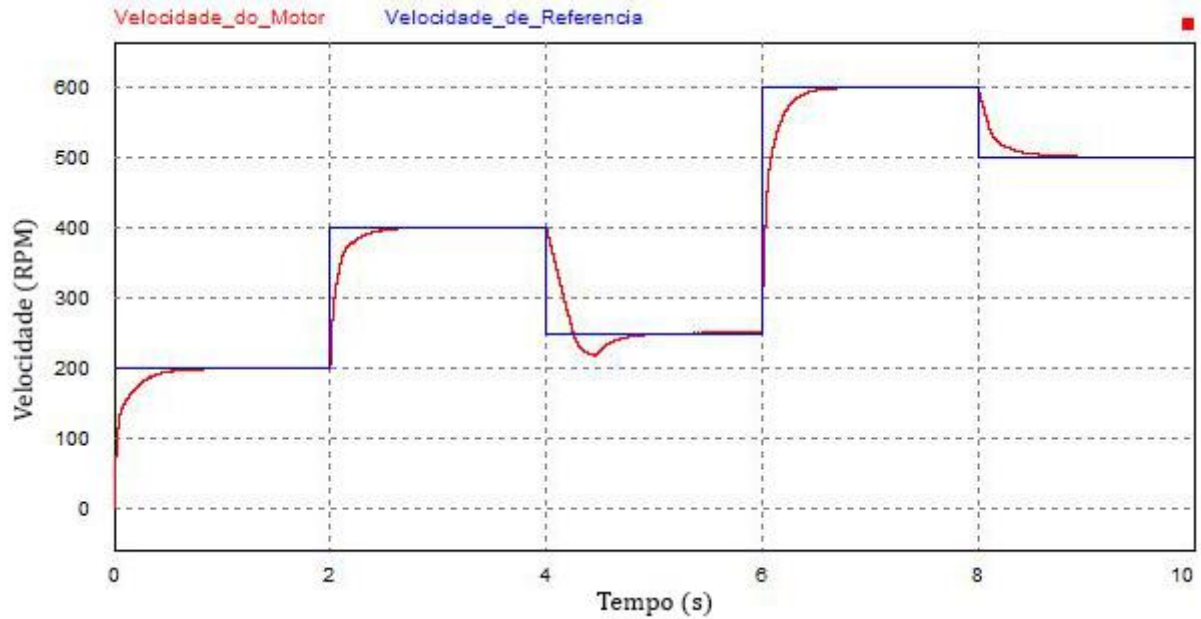


Fonte: Elaborado pelo autor.

Com o objetivo de testar o comportamento do controlador em velocidades variadas, foram inseridas diversas referências, alternando seu valor a cada 2 s. Como evidenciado na Figura 43, o controlador efetua corretamente o rastreamento de todas as referências, mantendo em média menos de 1 segundo para rastrear completamente a velocidade desejada. Também é possível observar que quando há uma redução significativa da velocidade, como é possível observar em 4 segundos, há também um *undershoot* da velocidade em relação à referência,

porém também este é estabilizado em menos de 1 segundo. Tal variação se deve ao fato de o controlador projetado não permitir a aplicação de tensões negativas na máquina, de modo a impor uma saturação durante a redução de velocidade. Esse resultado pode ser mitigado usando técnicas de *anti wind-up*, ou seja, evitar ou minimizar a ação integral durante a saturação do controlador.

Figura 43 - Rastreamento de referência para diferentes velocidades.

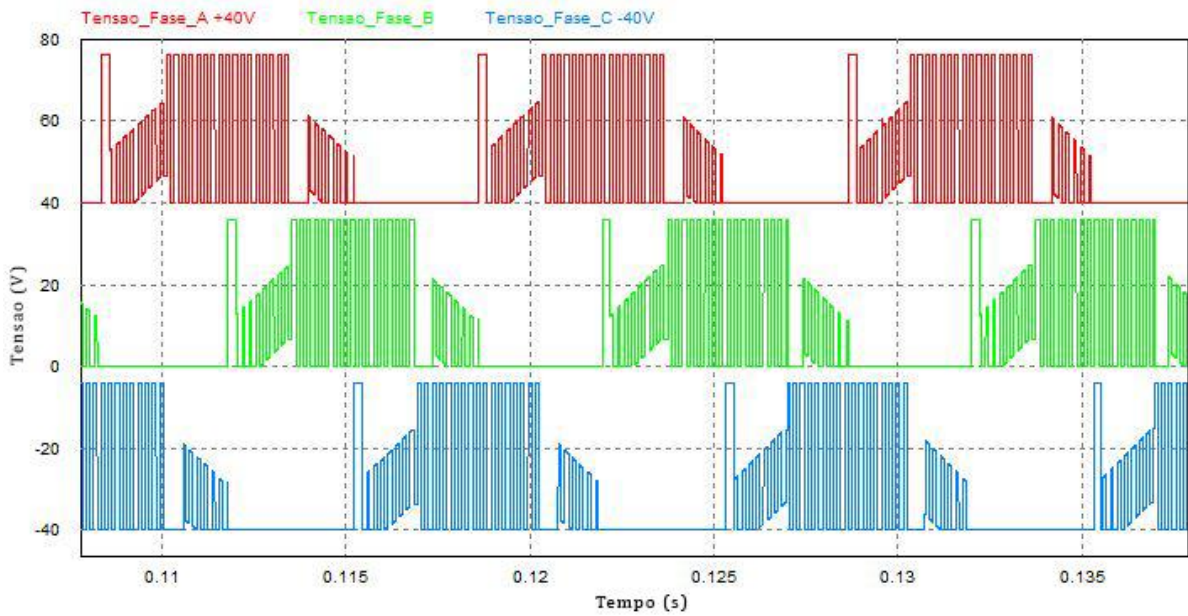


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.3 Validação das tensões, correntes e torque no motor

Para a validação das tensões, correntes e torque do motor, foi aplicada uma referência fixa de 600 RPM, com uma tensão de barramento de 36 V. Na Figura 44 é possível verificar as tensões de fase no motor, nota-se que as tensões têm forma trapezoidal, devido à construção do estator, construído de forma a tentar manter o conjugado eletromagnético constante.

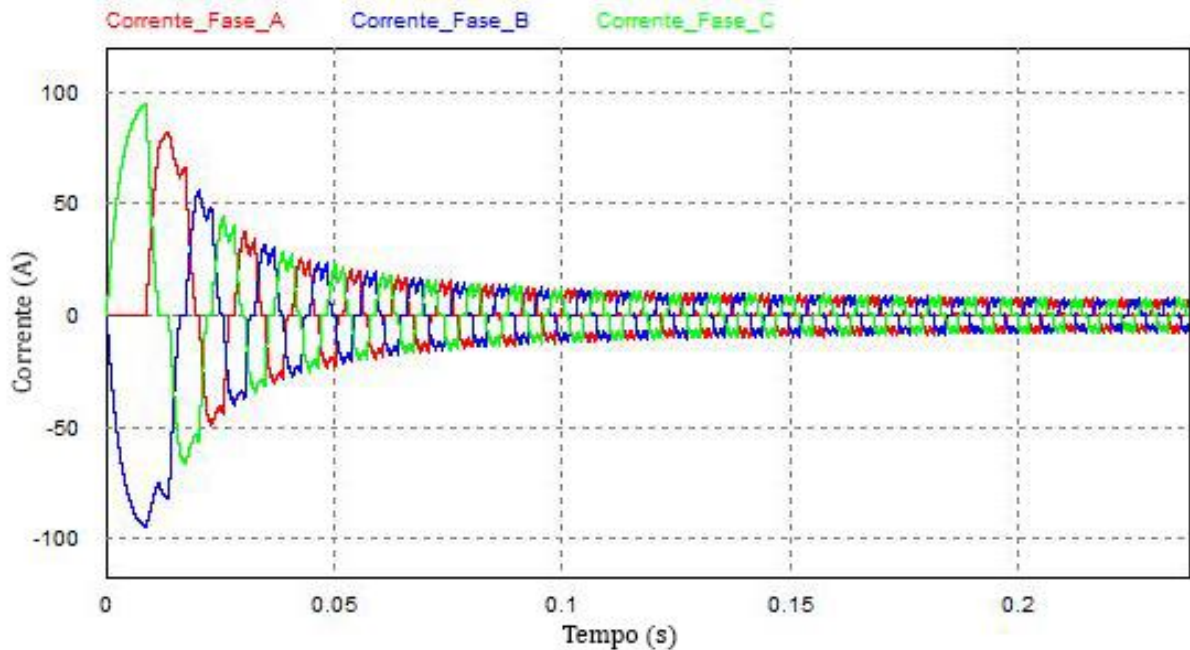
Figura 44 - Tensões de fase no motor BLDC



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 45 observa-se que as correntes de fase possuem uma amplitude elevada na partida, devido à baixa taxa de comutação das fases. Quando o motor atinge o regime permanente, esta corrente atinge o valor nominal de operação, cerca de 10 vezes menor do que a corrente de partida.

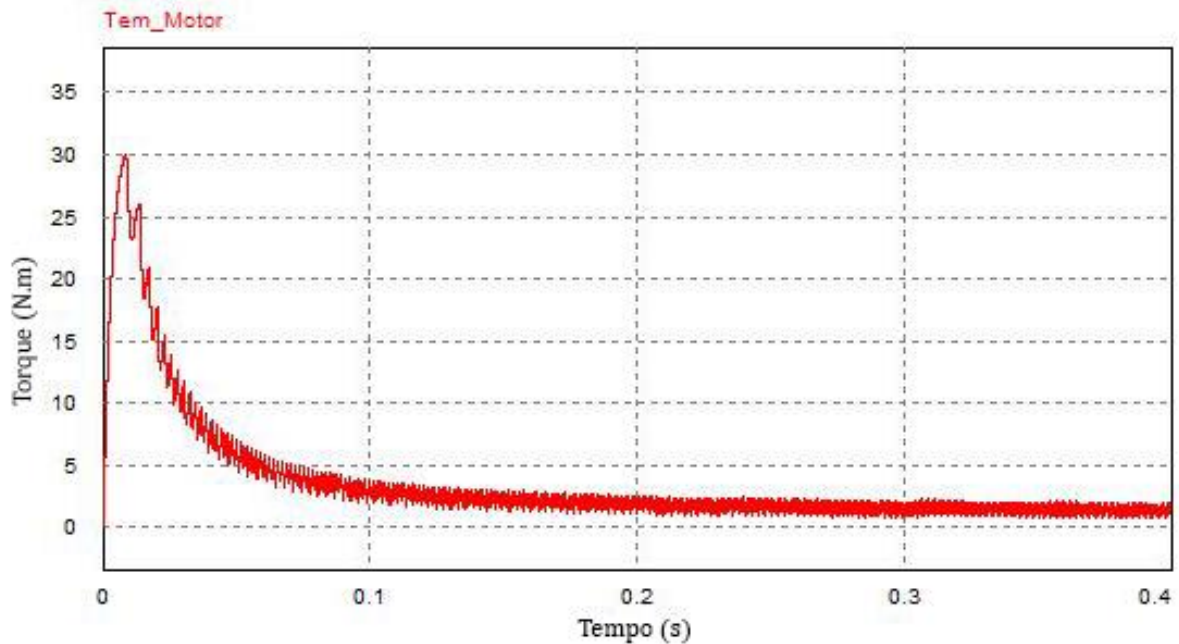
Figura 45 - Correntes de fase no motor BLDC



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 46 é analisado o torque eletromagnético no motor. Percebe-se que o torque está diretamente relacionado com a corrente das fases, sendo muito maior no acionamento e em baixas rotações, atingindo um valor bem menor em regime permanente. Nota-se também que o torque é oscilatório. Tais oscilações, inerentes do acionamento do motor BLDC, são causadas devido às comutações entre as fases do estator.

Figura 46 – Torque eletromagnético gerado no motor BLDC

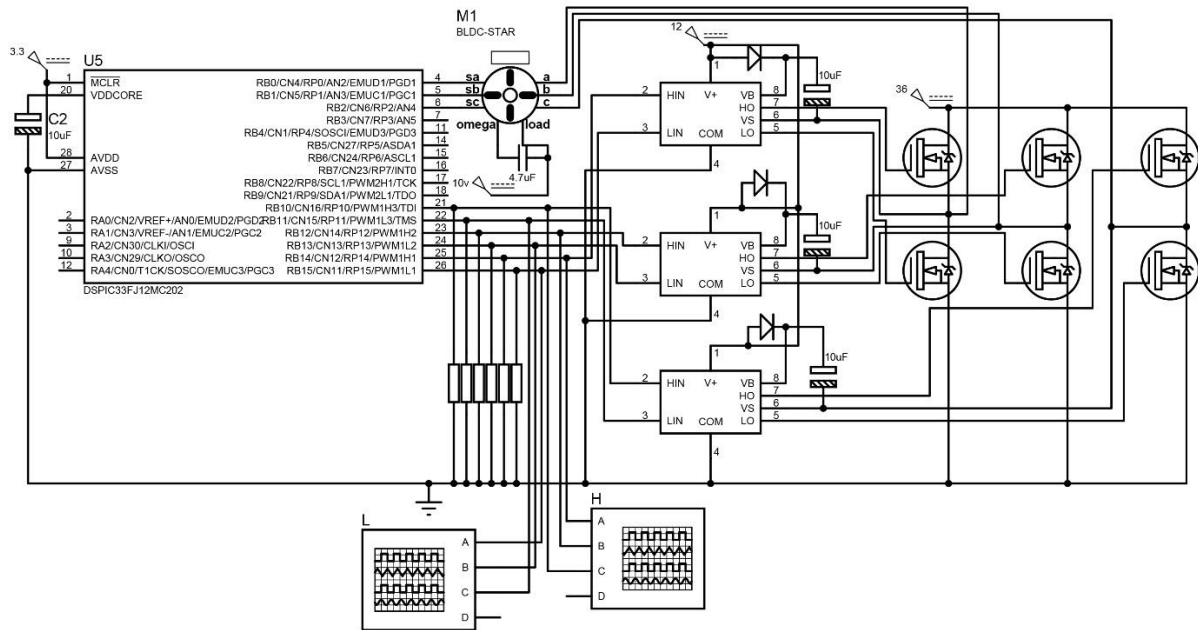


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.4 Validação da programação

Como o *software* PROTEUS não possui um módulo IGBT semelhante ao utilizado com funções simuláveis, foi montado o circuito equivalente ao módulo a fim de testar o funcionamento do código no DSPIC. Com esta simulação foi possível adquirir as formas básicas de onda que o motor deve ter. Na Figura 47 é possível visualizar o esquemático do circuito elaborado.

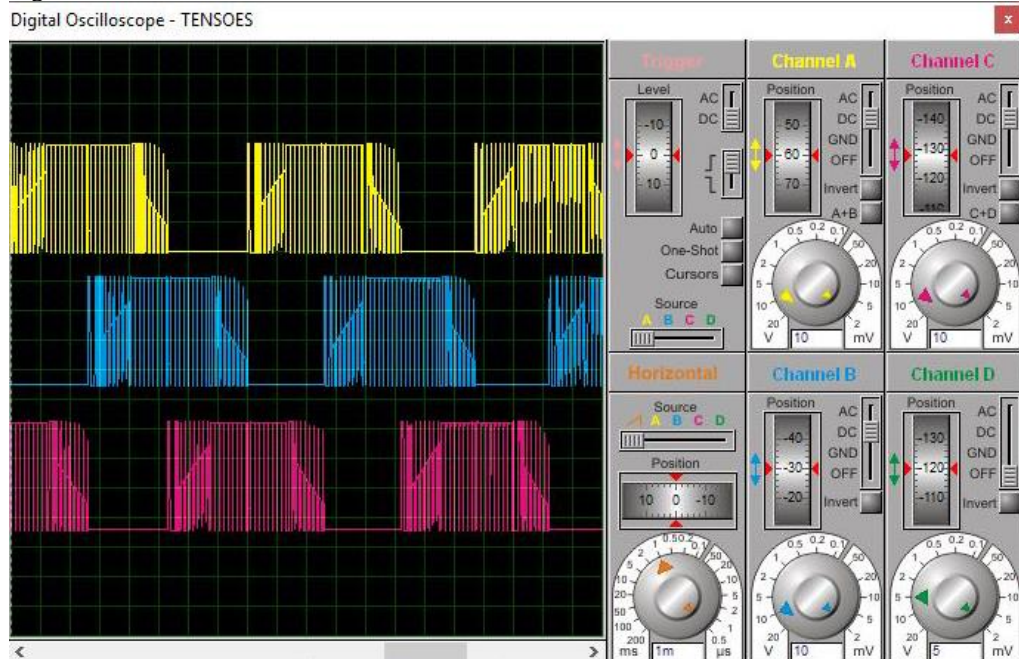
Figura 47 - Circuito feito para simulação da programação no software PROTEUS.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesta simulação foram testadas todas as funções que o microcontrolador deverá realizar, desde realizar a comunicação com o microcontrolador central, até efetuar o controle de velocidade do motor. Para garantir a correta comutação foram analisadas também as formas de tensão e corrente no motor, na Figura 48 visualizam-se as tensões de fase no motor, podendo ser observada a forma trapezoidal característica, semelhante às simulações efetuadas com o software PSIM®.

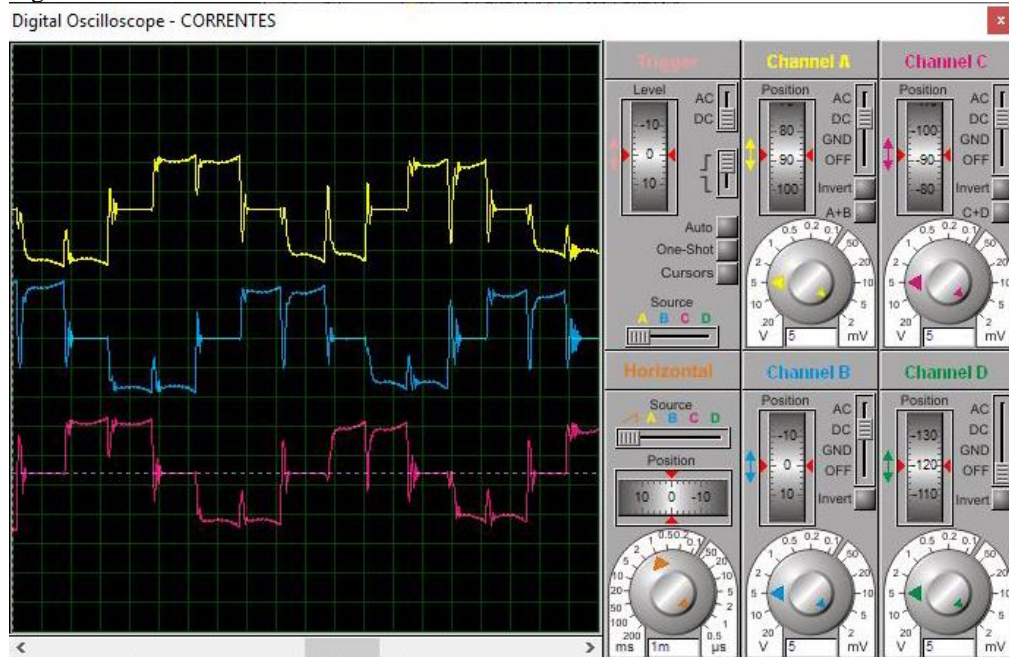
Figura 48 - Tensões no motor BLDC simuladas no software PROTEUS.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 49 visualizam-se as correntes nas fases do motor. Como é possível notar, estas também são semelhantes às simuladas no software PSIM®, assumindo entre si valores positivos, neutros ou negativos, de acordo com a etapa de comutação. Também é possível notar uma diminuição no módulo da corrente não comutada, que segundo (SCHMITZ, 2017), ocorre devido à tensão de barramento ser menor do que 4 vezes a tensão da força contraeletromotriz de fase, resultando em uma rápida descarga no indutor da fase não comutada durante a comutação das fases restantes.

Figura 49 - Correntes no motor BLDC simuladas no software PROTEUS.

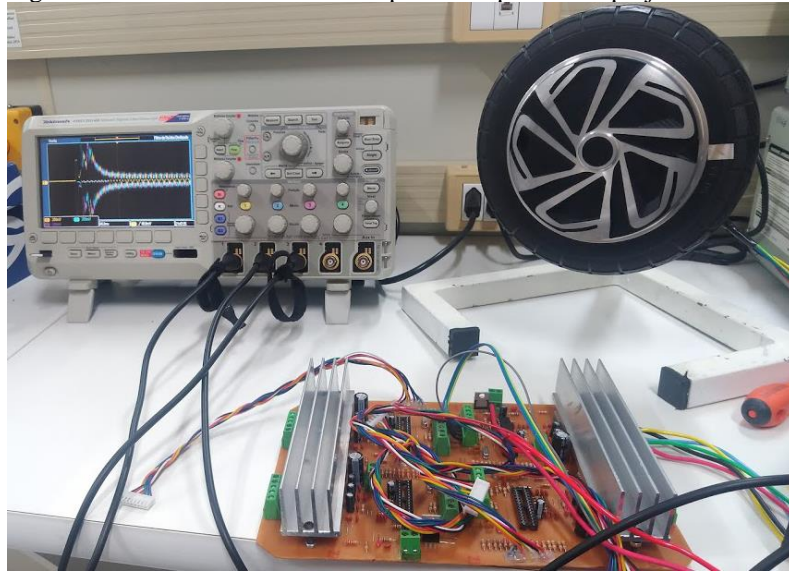


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.5 Validação experimental

Para que se fizesse a validação experimental, o circuito projetado no *software* PROTEUS foi montado em ambiente prático como é possível visualizar na Figura 50. A partir desta bancada experimental foram feitos os testes básicos de todas as formas de onda do circuito, para garantir o correto funcionamento do projeto em todas as etapas antes de efetuar a implementação no protótipo do veículo.

Figura 50 - Circuito confeccionado para teste prático do projeto

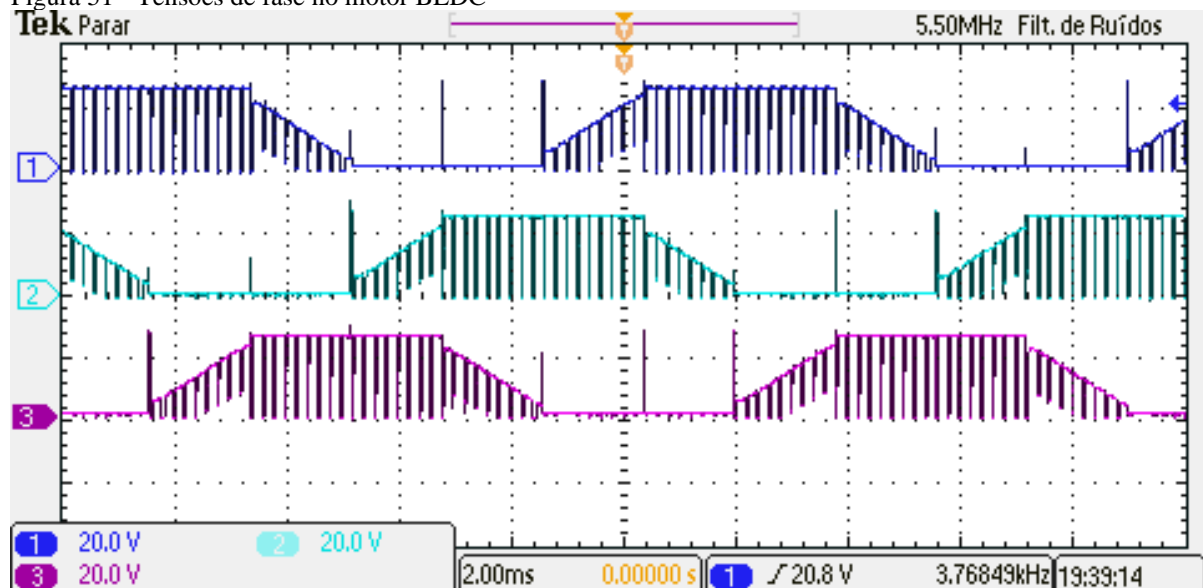


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.5.1 Medição das tensões nas fases

Para validar as tensões de fase é necessário que a forma de onda seja semelhante à simulada no software PSIM®, tendo um aspecto trapezoidal. Para isto, foi aplicada uma velocidade de referência fixa, a fim de analisar as formas de onda. Na Figura 51 é possível visualizar as tensões de fase no motor. Observa-se que a forma de onda é semelhante à onda simulada no software PSIM®, confirmando a correta comutação das fases.

Figura 51 - Tensões de fase no motor BLDC

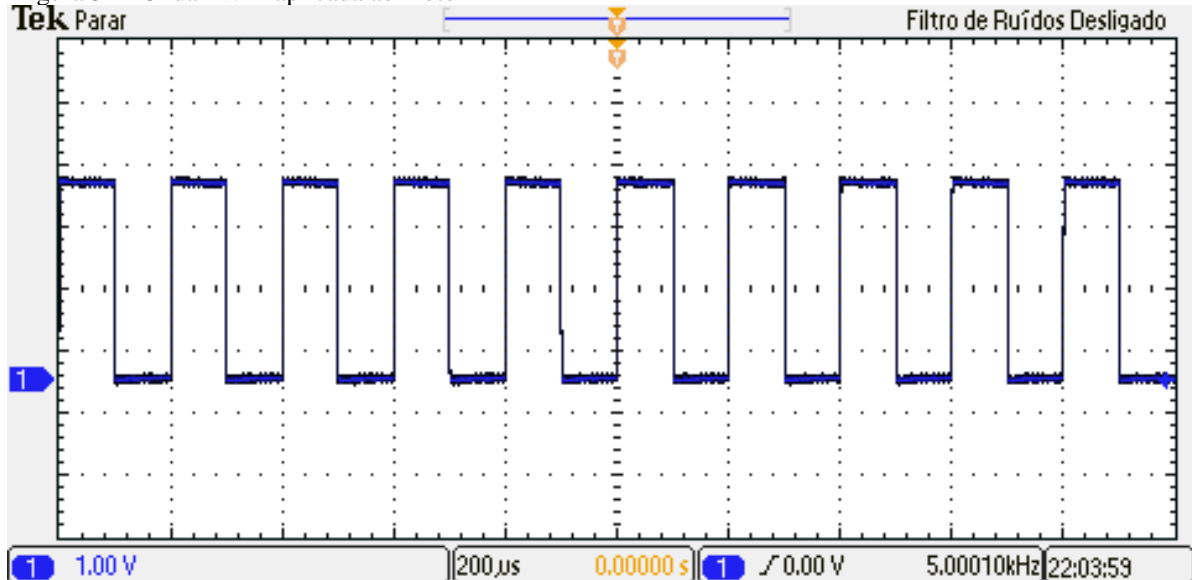


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.5.2 Medição da frequência PWM

Para o teste de chaveamento, foi definida uma onda PWM no microcontrolador com uma frequência de 5 kHz e 50% de *duty-cycle*. Tal frequência foi definida na tentativa de equilibrar as perdas no inversor e as perdas no motor, pois uma alta frequência PWM gera perdas por chaveamento, aumento das correntes de fuga e aquecimento no motor. Já em contrapartida, se utilizada uma frequência muito baixa, o inversor sofre maiores *stress* em seus componentes de comutação. Frequências normalmente aplicadas neste tipo de operação variam de 1 a 20 kHz. Na Figura 52 visualiza-se a forma de onda gerada na saída do microcontrolador, que é aplicada ao módulo IGBT.

Figura 52 - Onda PWM aplicada ao motor



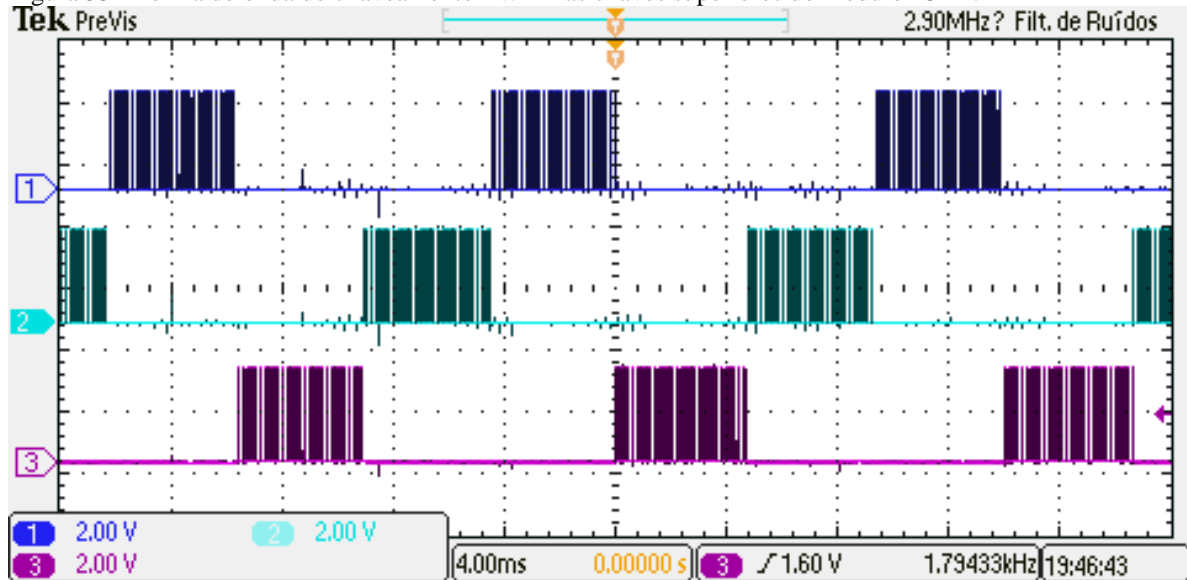
Fonte: Elaborado pelo autor.

##### 4.5.2.1 Confirmação do chaveamento

Conforme visto na revisão da literatura, para o motor girar corretamente, é necessário que se tenha a comutação em 6 etapas, mantendo cada IGBT superior chaveado por 120 graus elétricos em conjunto com um IGBT inferior de outro braço do inversor, também mantido chaveado por 120 graus elétricos. Na Figura 53, visualiza-se o chaveamento dos IGBTs superiores do módulo, confirmando o acionamento correto das chaves. Na Figura 54, de forma semelhante pode-se confirmar o correto chaveamento dos IGBTs inferiores do módulo. Nota-se que apenas as chaves superiores estão sendo comutadas com PWM e as

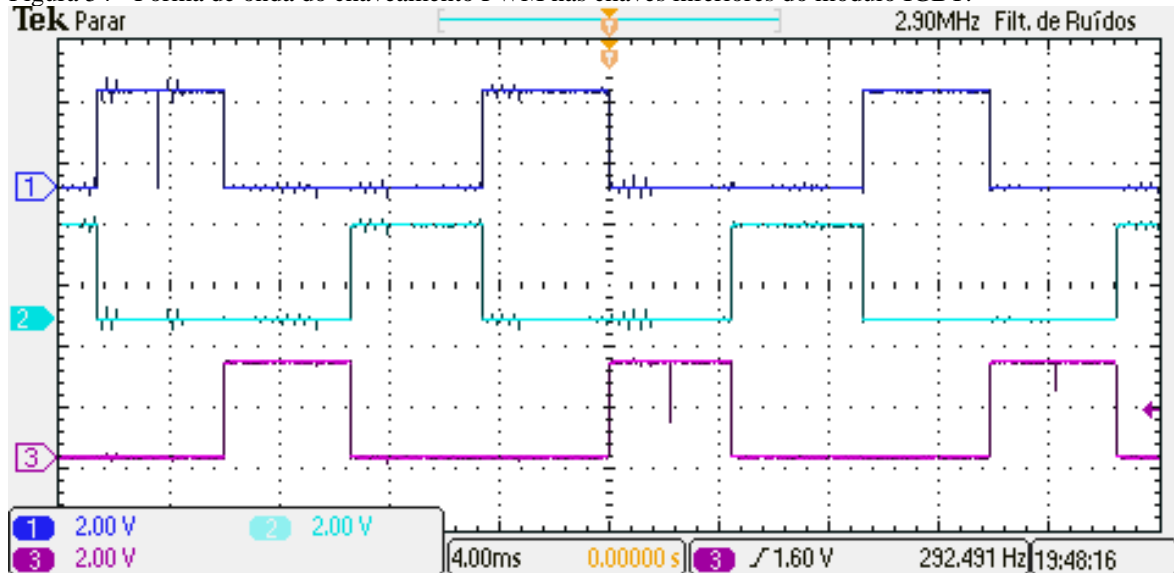
chaves inferiores estão sendo ativadas diretamente. Esta técnica de comutação foi utilizada pois facilita o carregamento dos capacitores de bootstrap, evitando falhas na comutação.

Figura 53 - Forma de onda do chaveamento PWM nas chaves superiores do módulo IGBT.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 54 - Forma de onda do chaveamento PWM nas chaves inferiores do módulo IGBT.



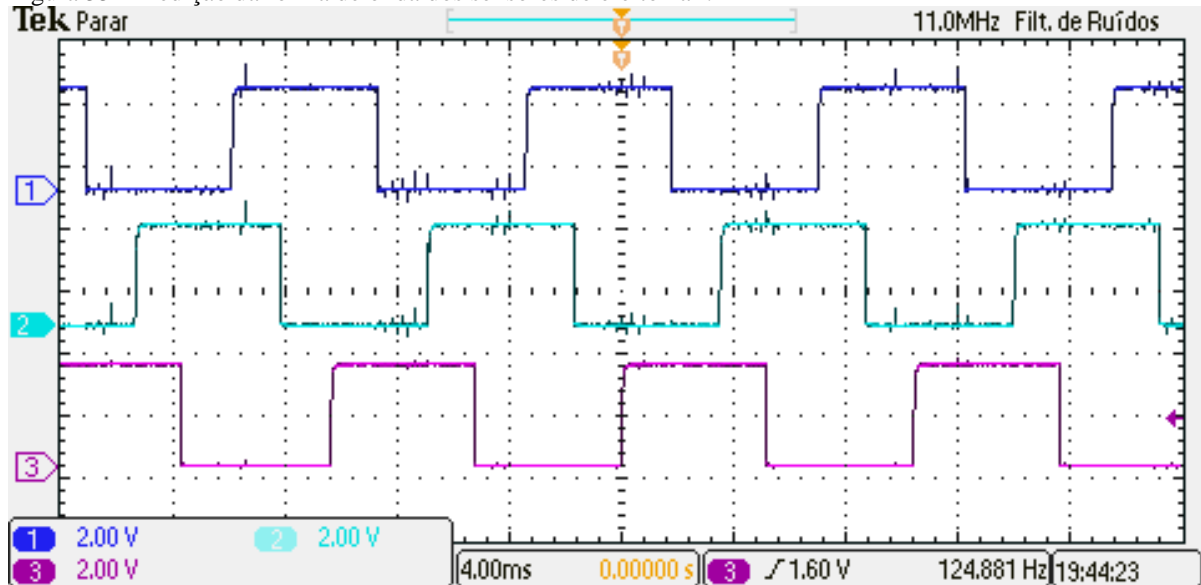
Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.5.2.2 Comutação dos sensores de efeito Hall

O teste dos sensores de efeito Hall foi feito para verificar o correto recebimento dos sinais do motor pelo microcontrolador. Como é possível observar na Figura 55, os sensores

comutam corretamente a cada 60 graus elétricos, enviando o sinal binário necessário para o microcontrolador efetuar a comutação das fases em 6 etapas.

Figura 55 - Medição da forma de onda dos sensores de efeito hall.

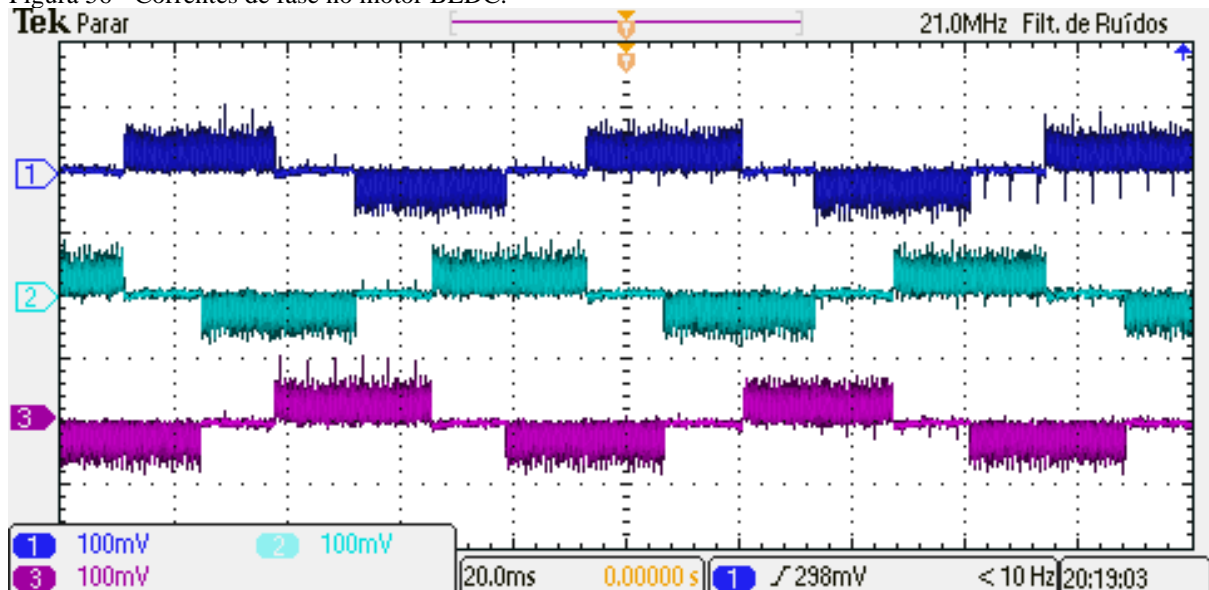


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.5.2.3 Medição das correntes nas fases

A medição das correntes nas fases teve a resposta desejada. Como é observado na Figura 56, a resposta é semelhante às simuladas nos softwares PSIM® e PROTEUS.

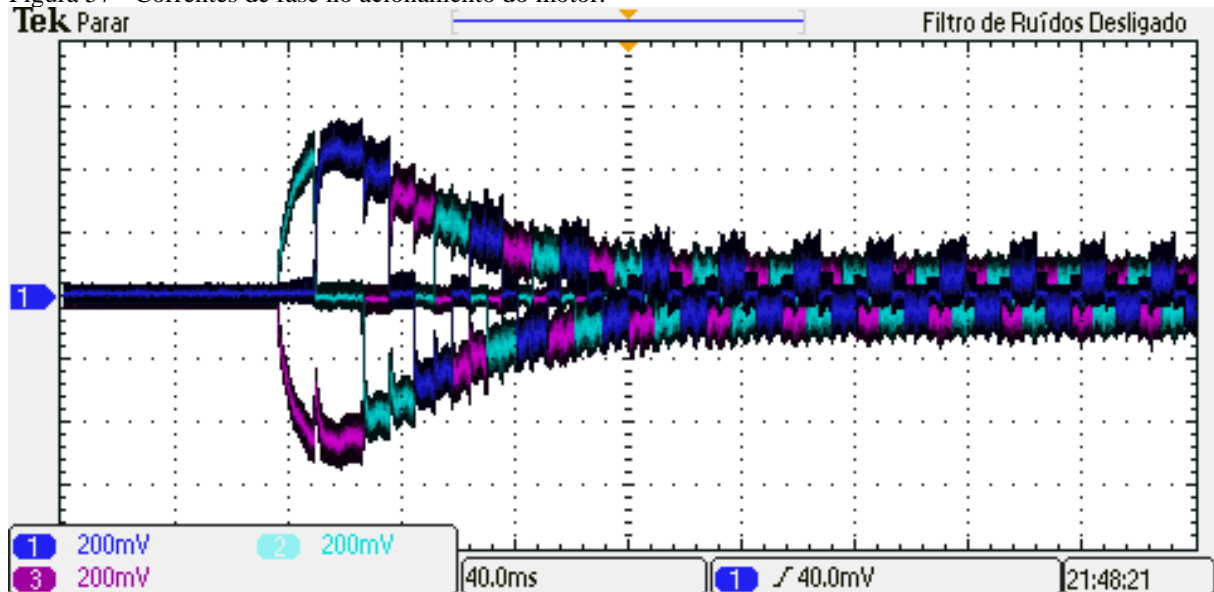
Figura 56 - Correntes de fase no motor BLDC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 57 visualizam-se as correntes no acionamento do motor. Como é possível constatar, a forma de onda é semelhante à simulada (Figura 45), atingindo um valor elevado no transitório do acionamento. Tal problema pode ser resolvido limitando o *duty-cycle* a um valor baixo até que o motor adquira uma rotação mínima, para posteriormente aplicar a lei de controle com o ganho máximo.

Figura 57 - Correntes de fase no acionamento do motor.

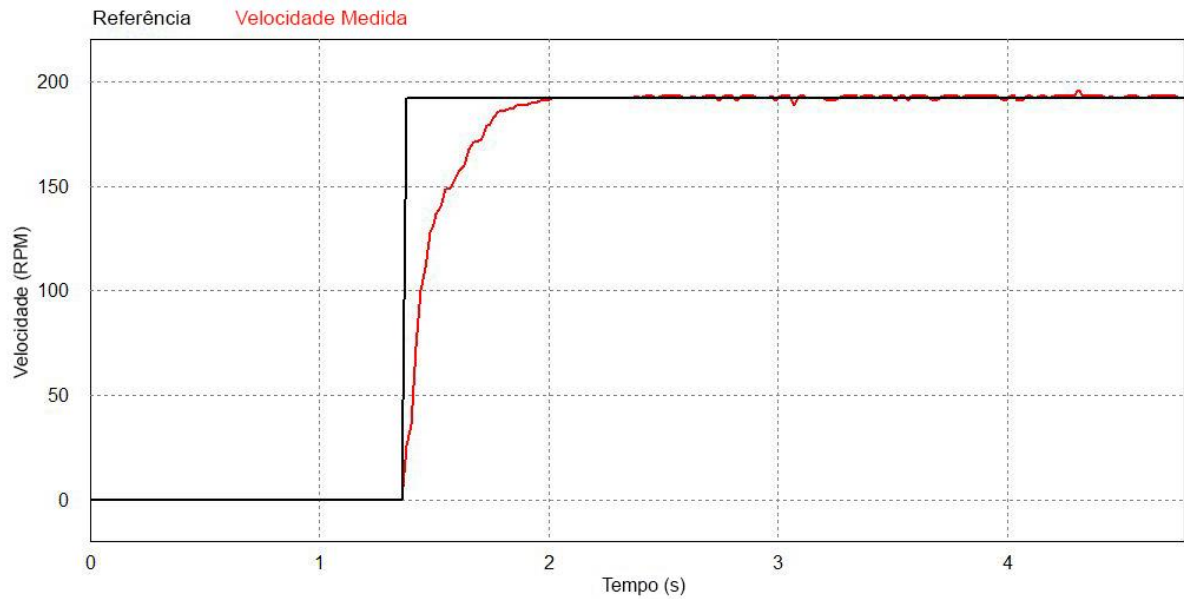


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.5.2.4 Rastreamento de referência

Para efetuar a medição de velocidade do motor foi utilizado um *Data Logger Shield* em conjunto com a plataforma Arduino. Foi realizada a leitura dos sensores de efeito hall pelo Arduino e com base nesta na leitura a estimativa de velocidade foi feita, de forma similar à estimativa feita na simulação com o software PSIM®. Para gerar um gráfico com uma resolução que o microcontrolador conseguisse processar, foi necessário efetuar a amostragem a cada 50 estimativas da velocidade. Sendo assim, a cada 0,01s uma amostra da velocidade estimada é gravada no cartão SD por meio do *Data Logger*, juntamente com o tempo da mesma, formando assim uma tabela informando a velocidade do motor em relação ao tempo decorrido. Na Figura 58 é possível visualizar o rastreamento de referência do motor. Neste caso foi estipulada uma velocidade de 190 RPM como referência, e o motor efetuou o rastreamento em aproximadamente 0,6 s, sendo muito semelhante à simulação feita, mantendo a referência na velocidade desejada após o transitório.

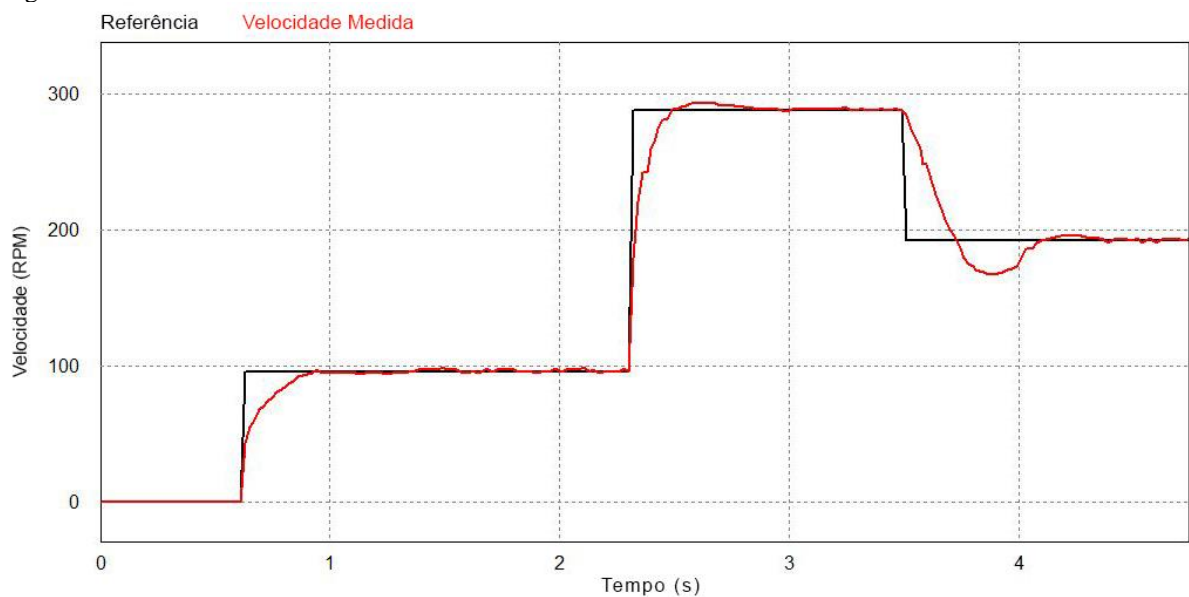
Figura 58 - Medição de rastreamento de velocidade fixa do motor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Após o teste de rastreamento de referência fixa, foram introduzidas diferentes referências a fim de analisar o comportamento dinâmico do motor. Na Figura 59 é possível visualizar o comportamento do motor ao rastrear as diferentes velocidades. De maneira geral, o comportamento foi muito similar ao simulado, apresentando apenas um pequeno *overshoot* em algumas situações e mantendo o *undershoot* na transição de velocidades elevadas para velocidades mais baixas, visto que não foram utilizadas técnicas *anti wind-up*.

Figura 59 - Rastreamento de velocidades variadas do motor.

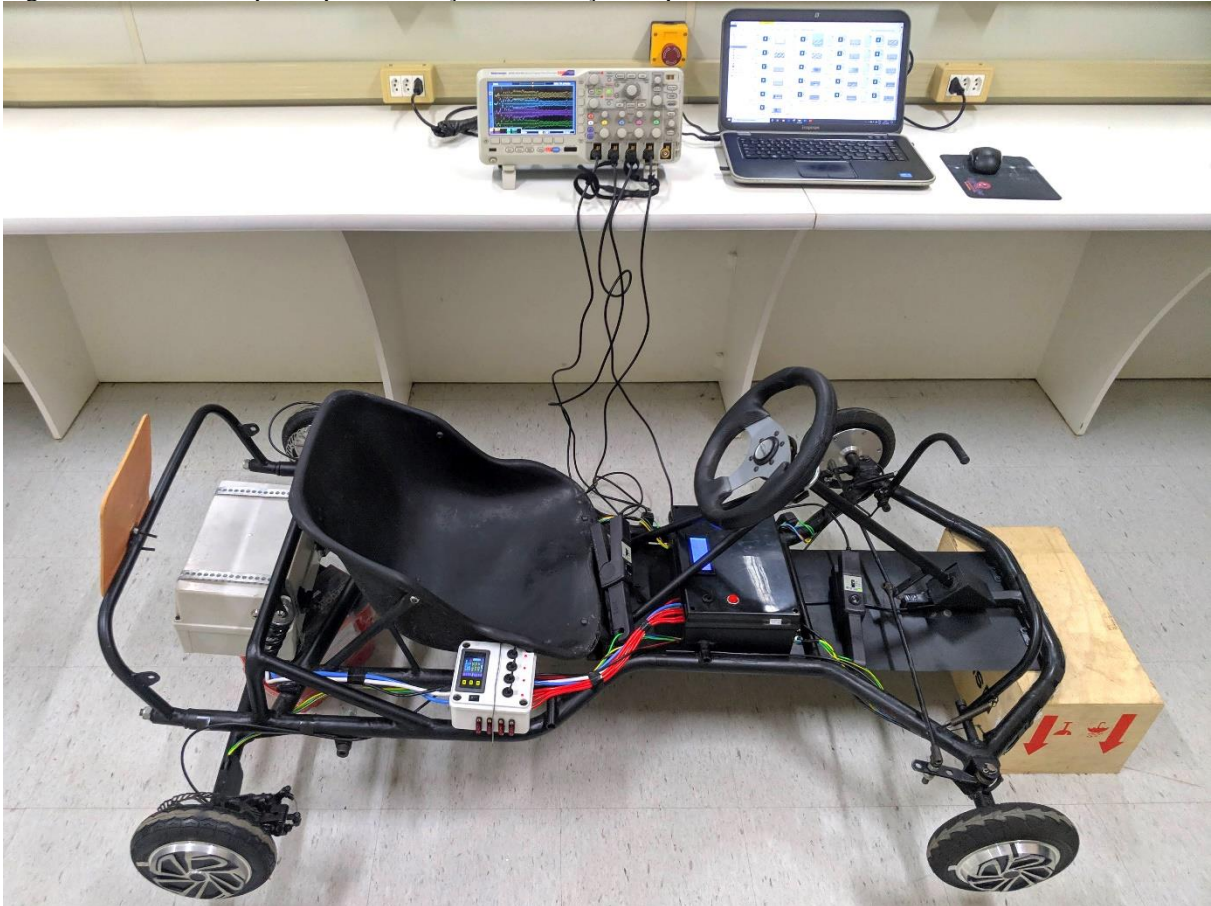


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.6 Validação do sistema de diferencial

Para validar o sistema de diferencial modelado e a geometria da direção, o protótipo montado foi submetido a testes práticos, onde foram comparadas as medições dos ângulos de direção e as velocidades das rodas, para averiguar se o protótipo montado está de acordo com o modelo proposto. O veículo foi suspenso deixando as rodas livres conforme é possível visualizar na Figura 60, sendo assim foi possível efetuar a medição de velocidade de cada roda com um tacômetro para cada ângulo do volante. Neste teste foi estipulada uma velocidade de acelerador fixa em 100 RPM e os ângulos da direção foram variados de  $-28^\circ$  até  $28^\circ$ , conforme o curso do volante. As velocidades e ângulos foram medidos e adicionados a uma tabela que posteriormente foi importada para o *software* de visualização SIMVIEW, onde foi possível obter uma visualização gráfica das medições.

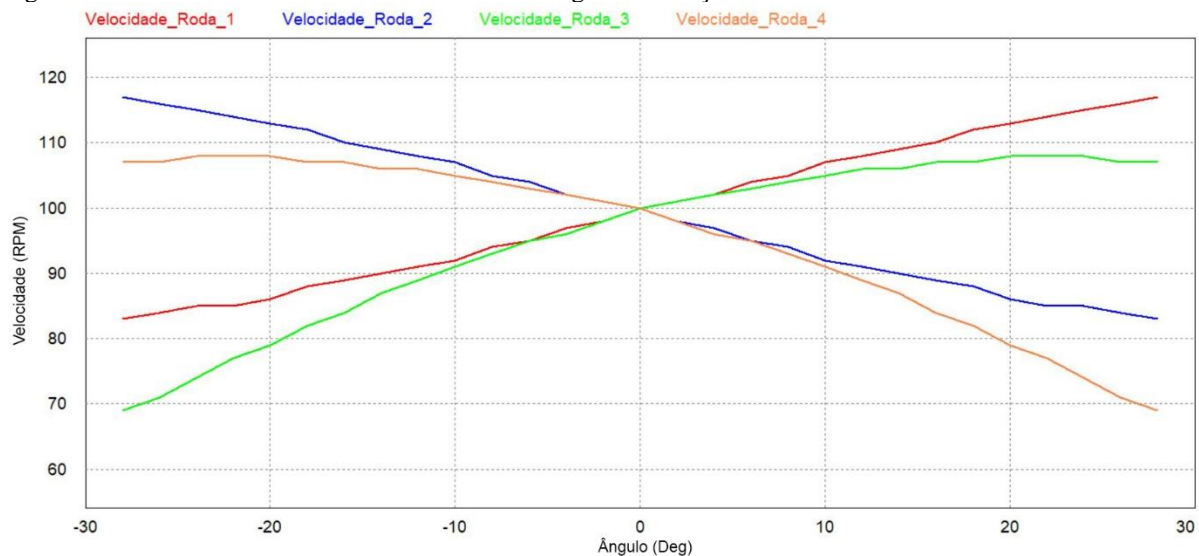
Figura 60 - Veículo suspenso para realização das medições experimentais.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 61 é possível visualizar a comparação entre a velocidade de cada roda em relação ao ângulo estipulado no volante. Foram consideradas neste caso a roda 1 sendo a roda frontal esquerda, a roda 2 sendo a frontal direita, a roda 3 sendo a inferior esquerda e a roda 4 sendo a inferior direita. Como é visto na figura, as velocidades são condizentes com o equacionamento modelado para o sistema diferencial, apresentando apenas algumas oscilações provenientes da imprecisão do sistema de medição utilizado e variações nos motores que causam pequenas diferenças no rastreamento de velocidade de cada roda.

Figura 61 - Velocidade das rodas de acordo com o ângulo da direção.

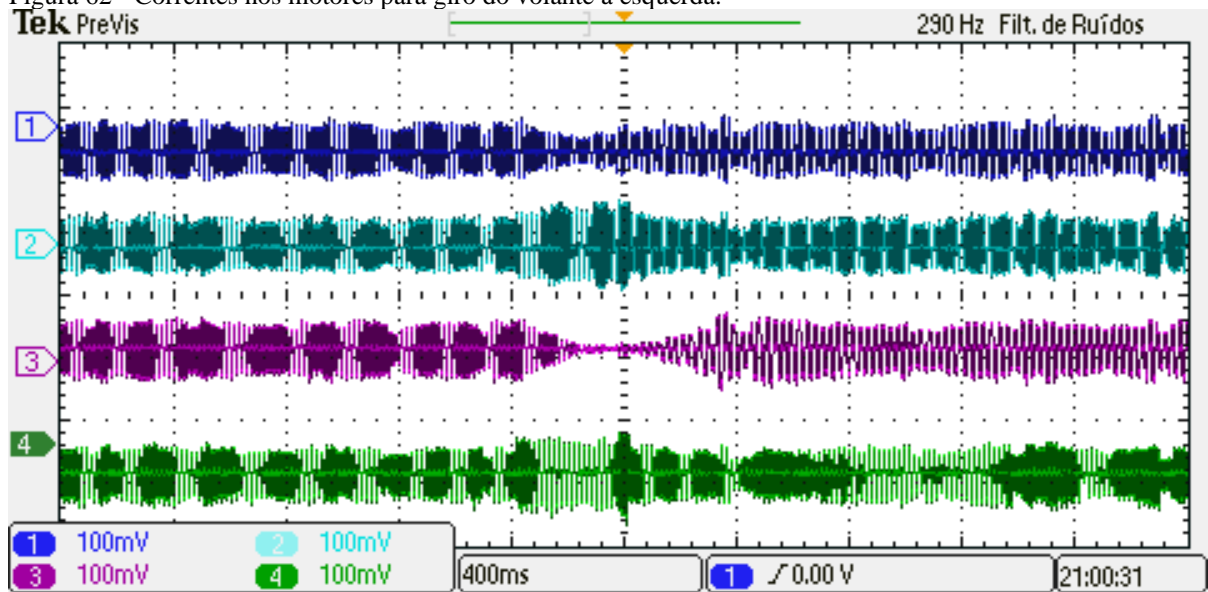


Fonte: Elaborado pelo autor.

Também foram feitas medições das correntes dos motores. Para esta medição, foram utilizados sensores de corrente nas fases dos motores. Devido à limitação de canais do osciloscópio, foi feita a medição em apenas uma fase de cada motor, obtendo-se assim a variação de corrente de acordo com a rotação dos mesmos.

Primeiramente os motores foram colocados em rotação fixa de 200 RPM, com o volante em linha reta, e posteriormente o volante foi rotacionado à esquerda. Conforme é possível visualizar na Figura 62, as correntes permanecem similares até o momento de rotação do volante. No momento em que o volante é rotacionado para a esquerda, a corrente nas rodas 2 e 4 aumentam, visto que estas rodas requisitam mais velocidade para o ângulo de curvatura estipulado e por consequência requisitam mais corrente. Em contrapartida, as correntes das rodas 1 e 3 diminuem, pois, estas rodas necessitam de menos velocidade para o ângulo estipulado. Após o transitório, as correntes se estabilizam, apresentando apenas pequenas variações, sendo proporcionais à rotação e esforço requerido por cada roda.

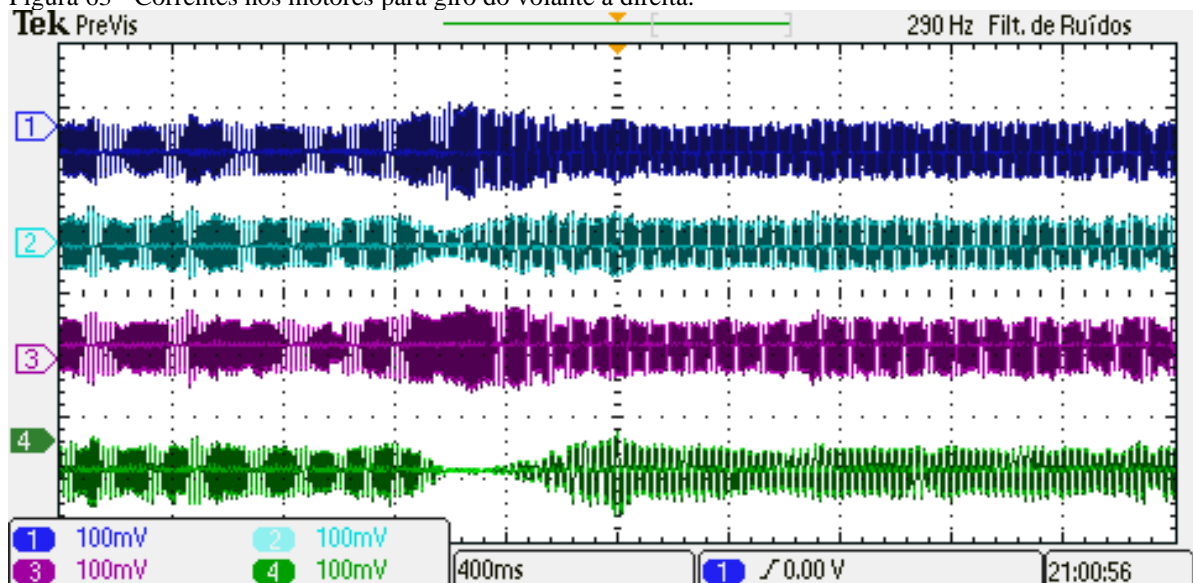
Figura 62 - Correntes nos motores para giro do volante à esquerda.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 63 é possível visualizar o mesmo teste feito para uma rotação do volante à direita. Como é possível visualizar, o teste é semelhante ao anterior, porém invertendo os resultados das rodas da esquerda do veículo em comparação com as da direita. Como o volante foi rotacionado à direita, as rodas 1 e 3 requisitaram maior velocidade, portanto mais corrente e as rodas 2 e 4 tiveram uma redução de velocidade requisitando menos corrente.

Figura 63 - Correntes nos motores para giro do volante à direita.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um sistema de controle de velocidade coordenado para veículo elétrico *four-wheel* utilizando motores BLDC. Um protótipo foi montado para efetuar a validação dos métodos utilizados, circuitos integrados foram desenvolvidos e testados em cada etapa do processo, confirmando de maneira prática os resultados das simulações e o que se encontra na literatura.

*Softwares* de análise e simulação computacional foram de suma importância para o projeto, facilitando significativamente todo o processo, desde a modelagem e simulação do sistema de controle, até a elaboração do circuito inversor em si, demonstrando o funcionamento do mesmo antes de uma montagem prática, reduzindo assim possíveis erros.

Os resultados das simulações e práticos evidenciaram o correto desenvolvimento do controlador, do inversor e da geometria de direção, sendo estes condizentes ao que se encontra na literatura. As velocidades das rodas foram rastreadas de acordo com a modelagem, apresentando variações mínimas, podendo ser explicadas pelas imprecisões de medição. O sistema diferencial mostrou perfeito funcionamento para a realização de curvas em baixas velocidades, operando de forma condizente com a literatura, efetuando a variação de velocidade para cada ângulo do volante, respeitando a aceleração estipulada pelo motorista.

Os procedimentos metodológicos em conjunto com os resultados obtidos em simulações e no protótipo, evidenciam o sucesso na aplicação da metodologia para alcançar todos os objetivos propostos para o trabalho.

### 5.1 Perspectivas para continuação do trabalho

Para continuação do trabalho sugere-se a abordagem dos seguintes tópicos:

- Otimização do sistema de controle para adaptação em plantas variadas.
- Estudo de técnicas de frenagem regenerativa para carregamento da bateria.
- Estudo de sistemas de proteção para os motores e operação em caso de rompimento de fase.

## REFERÊNCIAS

- BARATIERI, C. L. **Controle de Velocidade Sensorless de Motores Brushless DC Submetidos à Variações Periódicas de Carga**. Dissertação Mestrado - Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2011.
- CHAN, C. .; WONG, Y. . **Electric Vehicles Charge Forward**. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 2, n. december, p. 24–33, 2004.
- CHAU, K. T. **Electric Vehicles Machines and Drives**. John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd, 2015.
- CHIASSON, J. **Modeling and Performance Control of Electric Machines.pdf**. 4<sup>a</sup> ed. Estados Unidos - Waltham, 2005.
- EHSANI, M. et al. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles**. Muhammad H. Rashid, Series Editor. Estados Unidos - *University of West Florida*, 2004.
- FAIRCHILD. **Application Note : AN-9044**, 2008.
- FAIRCHILD. **Datasheet Fsb30Ch60C**, 2014.
- FUHS, A. E. **Hybrid Vehicles and the Future of Personal Transportation**. Estados Unidos - Boca Raton, 2009.
- JÚNIOR, I. A. B. **Controle Digital de um Motor Brushless DC Aplicado à Sistemas de Tração**. Erechim: Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões, 2018.
- KUMAR, L.; JAIN, S. **Electric propulsion system for electric vehicular technology: A review**. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 29, p. 924–940, 2014.
- MATHWORKS, Inc. **Control System Toolbox™ Reference**, 2019.
- MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **DSPIC33FJ12MC202 Data Sheet**. Estados Unidos, 2011.
- MORAES, R. N. **Aplicação de dsPIC no acionamento e controle de um motor brushless CC de um carro elétrico**. São Carlos: Universidade de São Paulo – USP, 2015.
- NICOLAZZI, L. C.; ROSA, E.; LEAL, L. DE C. M. **Uma introdução à modelagem quase estática de veículos automotores de rodas**. Florianópolis: Publicação interna do GRANTE - Departamento de Engenharia Mecânica da UFSC, 2001.
- NSK, M. & C. **Rolamentos**. [s.l: s.n.], 2013.
- ORRICO, M. V. DE M. **Procedimento para seleção de motor e bateria para veículo elétrico**. [s.l.] Universidade de Brasília, 2013.
- PATANÉ, E. J. **Implementação de Controle de Velocidade em Malha Fechada para Motores de Corrente Contínua Utilizando Sistema de Aquisição de Dados**. São Caetano

do Sul: Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia, 2008.

SAMPAIO, R. C. B. **Sistemas de Controle e Nova Arquitetura para Diferencial Eletrônico em Veículos de Passeio Convencionais a Combustão Convertidos em Veículos Híbridos 4x4**. São Carlos: Universidade de São Paulo, 2011.

SCHMITZ, C. **Projeto E Otimização De Motores Bldc De Ímãs Permanentes Superficiais**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2017.

SIMÃO, R. F. **Representação Em Bond Graphs De Motores Brushless Dc E Inversores De Frequência**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2013.

YEDAMALE, P. **Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals**, 2003.

YILDIRIM, M.; POLAT, M.; KURUM, H. **A survey on comparison of electric motor types and drives used for electric vehicles**, 2014.