

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE ENGENHARIA CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

Mateus Cherobini Piccinin

**SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E CONDICIONAMENTO DE
SINAIS PARA MEDIÇÃO DE DESEMPENHO DE VEÍCULO BAJA SAE**

Santa Maria, RS, Brasil
2022

Mateus Cherobini Piccinin

**SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E CONDICIONAMENTO DE SINAIS PARA
MEDIÇÃO DE DESEMPENHO DE VEÍCULO BAJA SAE**

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro de Controle e Automação**.

Orientador: Dr. Eng. Frederico Menine Schaf

Santa Maria, RS, Brasil
2022

Mateus Cherobini Piccinin

**SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E CONDICIONAMENTO DE SINAIS PARA
MEDIÇÃO DE DESEMPENHO DE VEÍCULO BAJA SAE**

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheiro de Controle e Automação**.

Aprovado em

Frederico Menine Schaf, Dr. Eng (UFSM)
(Orientador)

Rafael Concatto Beltrame, Dr. Eng (UFSM)

Claiton Moro Franchi, Dr. Eng (UFSM)

Santa Maria, RS
2022

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer a minha família, meus pais, Marcos e Vânia, e a minha irmã Amanda, por todo o apoio e incentivo durante a minha graduação, por serem sempre um porto seguro nos momentos difíceis e por tornarem tudo isso possível.

A minha namorada Karohelen, meu amor, que desde o primeiro momento sempre me apoiou nessa jornada com muito amor, carinho e paciência, com quem dividi as conquistas e dificuldades que surgiram durante o desenvolvimento deste trabalho, minha parceira para vida, te amo.

Aos meus amigos e colegas de Bombaja, Arthur Damasceno, Luiz Martinelli e Bruno Facco, que foram parte integral do desenvolvimento deste trabalho, não medindo esforços para que tudo funcionasse, agradeço pelo companheirismo, pela amizade e por todo aprendizado que obtivemos nessa jornada.

A equipe Bombaja por possibilitar e apoiar a realização deste trabalho, pela disponibilidade de todos os integrantes em ajudar sempre que necessário, e principalmente por todas as boas memórias construídas ao longo dos anos.

A meu orientador, professor Frederico Menine Schaf, por ter acreditado no potencial deste trabalho e na minha capacidade de realizá-lo, pela disponibilidade, dedicação e pelos conhecimentos compartilhados.

A todos os professores com quem tive contato durante a graduação, que contribuíram com seus ensinamentos na minha formação.

A Universidade Federal de Santa Maria, por possibilitar que toda essa vivência e aprendizado fosse possível.

RESUMO

Trabalho de Conclusão de Curso
Engenharia de Controle e Automação
Universidade Federal de Santa Maria

SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E CONDICIONAMENTO DE SINAIS PARA MEDIÇÃO DE DESEMPENHO DE VEÍCULO BAJA SAE

AUTOR: Mateus Cherobini Piccinin
ORIENTADOR: Dr. Eng. Frederico Menine Schaf

O projeto Baja SAE - Society of Automotive Engineers - é um desafio aos estudantes, o qual possibilita aos futuros engenheiros aplicarem seus conhecimentos no projeto e fabricação de um veículo off-road. O sistema elétrico embarcado ao protótipo tem como finalidade garantir condições de rodagem seguras aos pilotos, através da aquisição e exposição de informações de forma visual, além de obter dados para validação e melhora do projeto ao longo do tempo. Se tratando de um sistema importante para a segurança e evolução do projeto, e considerando as condições adversas as quais o veículo projetado opera, o desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados e condicionamento de sinais confiável se faz necessário. A partir da motivação apresentada, determinou-se as variáveis relevantes a serem instrumentadas, tanto para exibição ao piloto quanto para acompanhamento da equipe. A escolha dos sensores adequados para cada variável foi executada através de um método específico, levando em consideração fatores como custo e aplicabilidade ao ambiente de um protótipo Baja SAE. Desenvolveu-se o projeto de circuitos condicionadores para garantir a leitura correta dos sinais digitais e analógicos advindos dos sensores. Estes foram posteriormente testados individualmente através de simulações em software e em bancada. Para integrar todo o sistema, compreendido por sensores, circuitos de condicionamento de sinais, circuito de potência, microcontroladores e demais circuitos integrados utilizados, foram projetadas duas ECUs (Electronic Control Units). Foram realizadas calibrações dos sinais analógicos para obtenção das equações que relacionam os valores lidos pelo microcontrolador com as grandezas físicas medidas. Na validação do sistema proposto ocorreram testes dinâmicos com o sistema embarcado no protótipo, onde foram obtidos os resultados finais sobre o funcionamento do sistema através da análise dos dados coletados para cada variável. Os resultados finais obtidos comprovaram o funcionamento do sistema de aquisição desenvolvido, o qual encontra-se apto para ser aplicado em um protótipo Baja SAE.

Palavras Chaves: Instrumentação eletrônica, Baja SAE, Condicionamento de sinais, Sensoriamento eletrônico, Aquisição de dados.

ABSTRACT

Bachelor Final Project
Bachelor of Control and Automation Engineering
Federal University of Santa Maria

DATA ACQUISITION AND SIGNAL CONDITIONING SYSTEM FOR PERFORMANCE MEASUREMENT OF BAJA VEHICLE

AUTHOR: Mateus Cherobini Piccinin
ADVISOR: Dr. Eng. Frederico Menine Schaf

The Baja SAE (Society of Automotive Engineers) project, is a challenge to the students, which enables the future engineers to apply their knowledge on the project and manufacturing of an off-road vehicle. The finality of the electrical system embedded in the prototype, is to assure the security of the pilot while driving, through data acquisition and display, and also get data for project validation and improvement over time. As an important system for security and project evolution, and considering the harsh environment where the vehicle operates, the development of a reliable data acquisition and signal conditioning system is necessary. Based on the motivation presented, the pertinent variables to be measured were determined, both for presentation to the pilot and team monitoring. The selection of the appropriate sensors for each case was implemented by a specific method, taking into consideration points like cost and applicability to a Baja SAE project environment. It was developed the project of signal conditional circuits, to ensure the reliability of digital and analog signals acquired from the sensors, which were posteriorly tested individually by software simulation and bench test. Two PCBs (Printed Circuit Boards) were designed to integrate the whole system, composed by sensors, signal conditional circuits, power circuits, microcontrollers and, other integrated circuits. Calibrations of the analog signals were done to obtain equations that relate the read values from the microcontrollers with the physical phenomenon measured. In the validation process, several dynamics tests were performed with the proposed system embedded in the prototype, in which the final results about the system behavior were obtained by the analysis of acquired data for each variable. The final results obtained testify operation of the acquisition system, which is ready to be installed in a Baja SAE prototype.

Keywords: Electronic instrumentation, Baja SAE, Signal conditioning, Electronic sensing, Data acquisition.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Protótipo BJ16	14
Figura 2 - Representações gráficas de (a) sinais de tempo contínuo e (b) sinais de tempo discreto	15
Figura 3 - Efeitos da frequência de amostragem no sinal.....	17
Figura 4 - Representação de um filtro passa baixas	19
Figura 5 - Topologia de um filtro passa baixas RC.....	19
Figura 6 - Topologia de um circuito RC com amplificador operacional.....	20
Figura 7 - Tabela utilizada na etapa de triagem.....	23
Figura 8 - Matriz de decisão utilizada na etapa de classificação.....	23
Figura 9 - Microcontrolador STM32F103C8T6.....	26
Figura 10 - Microcontrolador Attiny85	26
Figura 11 - Variáveis aferidas pelo sistema	28
Figura 12 - Medição de velocidade através do disco de freio	29
Figura 13 - Sensor Volkswagen - 5Z0919149.....	29
Figura 14 - Motor Briggs & Stratton	30
Figura 15 – Detalhe fenda no volante do motor	31
Figura 16 - Posição para utilização do sensor de temperatura	32
Figura 17 - Termopar modelo EZA TP-01	32
Figura 18 - Posicionamento do sensor de indicação de marcha.....	33
Figura 19 - Sensor A3144 (esquerda) e encapsulamento desenvolvido para o sensor (direita)	34
Figura 20 - Posicionamento do sensor de posição do pedal	35
Figura 21 - Módulo NEO-6M.....	36
Figura 22 - Posicionamento do sensor de combustível	37
Figura 23 – Associação de baterias	37
Figura 24 - Curva de descarga de células de Lítio-Íon.....	38
Figura 25 - Posicionamento dos sensores.....	39
Figura 26 - Diagrama do sistema de aquisição.....	40
Figura 27 - Disposição das ECUs no protótipo	41
Figura 28 - Topologia de um circuito subtrator.....	43
Figura 29 - Circuito de condicionamento do sinal para sensor A1301	45
Figura 30 - Pinagem MAX6675	46
Figura 31 - Circuito de condicionamento de sinal para o sensor de combustível	47
Figura 32 - Circuito de condicionamento de sinal para tensão da bateria.....	48
Figura 33 - Circuito de condicionamento de sinal para sinal de indicação de marcha	50
Figura 34 - Circuito de condicionamento de sinal para leitura de acionamento do sistema de freios	51
Figura 35 - Circuito de condicionamento para leitura dos sinais de rotações	52
Figura 36 - Conversor CC-CC tipo Buck	54
Figura 37 - Regulador linear AMS1117	55
Figura 38 - Circuito de proteção.....	56
Figura 39 - Análise do circuito do sensor de efeito Hall no domínio do tempo.....	58
Figura 40 - Diagrama de bode do filtro do sensor de acionamento do pedal	59
Figura 41 - Placa desenvolvida para validação - Acelerador e Bateria.....	59
Figura 42 - Circuito sensor de efeito Hall - valor medido x valor calculado	60
Figura 43 - Resposta do filtro <i>anti-aliasing</i> para o circuito do sensor de efeito Hall	60
Figura 44 - Leitura de temperatura com termopar tipo K e MAX6675	61

Figura 45 - Análise do circuito do sensor de combustível no domínio do tempo	62
Figura 46 - Diagrama de bode do filtro do sensor de combustível.....	63
Figura 47 - Placa desenvolvida para validação – Combustível e Freio.....	63
Figura 48 - Resultado do circuito para sensor de combustível.....	64
Figura 49 - Resposta do filtro anti-aliasing para o circuito do sensor de combustível.....	65
Figura 50 - Análise do circuito do sensor de bateria no domínio do tempo.....	66
Figura 51 – Diagrama de bode do filtro do sensor de bateria.....	66
Figura 52 - Circuito sensor bateria - valor medido x valor calculado	67
Figura 53 - Resposta do filtro anti-aliasing para o circuito do sensor de bateria	68
Figura 54 - Análise do circuito do sensor de acionamento do sistema de freios.....	69
Figura 55 - Análise do circuito do sensor de marcha e rotações	70
Figura 56 - Esquemático validação Attiny85	71
Figura 57 - Leitura de frequência com Attiny85	72
Figura 58 - Análise do circuito de proteção	73
Figura 59 - Placa desenvolvida para validação – Circuito de proteção.....	74
Figura 60 - Circuito de proteção – Tensão de saída sem carga	75
Figura 61 - Circuito de proteção - Tensão de saída com carga	76
Figura 62 - Implementação circuito de potência	77
Figura 63 - Implementação dos circuitos no <i>software</i>	78
Figura 64 - Implementação dos circuitos extras no <i>software</i>	79
Figura 65 - Implementação circuito para leitura de rotações no <i>software</i>	80
Figura 66 - Implementação TJA1050 no <i>software</i>	81
Figura 67 - Implementação do microcontrolador da ECU dianteira no <i>software</i>	82
Figura 68 - Implementação dos circuitos de combustível e bateria	84
Figura 69 - Implementação do MAX6675	85
Figura 70 - Implementação do microcontrolador da ECU traseira	86
Figura 71 - Layout 2D das ECUs	88
Figura 72 - Prévia 3D das ECUs	89
Figura 73 - Versão final das ECUs.....	89
Figura 74 - Planificação do chicote	90
Figura 75 - Gabarito do chicote.....	91
Figura 76 - Instalação das ECUs	92
Figura 77 - Calibração tensão da bateria	93
Figura 78 - Calibração sensor de combustível.....	94
Figura 79 – Calibração sensor do pedal do acelerador	95
Figura 80 - Leitura Marcha-Freio em teste com sistema embarcado	97
Figura 81 - Leitura pedal do acelerador em teste com sistema embarcado	98
Figura 82 - Sinal pedal do acelerador após tratamento	99
Figura 83 - Sinal pedal do acelerador durante rodagem livre.....	100
Figura 84 - Leitura de rotação do motor.....	101
Figura 85 - Leitura de velocidade em teste com sistema embarcado	102
Figura 86 - Leitura de temperatura em teste com sistema embarcado	103
Figura 87 - Leitura de temperatura em teste com sistema em bancada.....	104
Figura 88 - Leitura de nível de combustível em teste com sistema embarcado	105
Figura 89 - Leitura de nível de combustível em teste com sistema em bancada.....	107
Figura 90 - Sinal de nível de combustível após tratamento.....	108
Figura 91 - Leitura de nível de tensão da bateria em teste com sistema em bancada	109

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	11
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	11
1.2	OBJETIVO	12
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	13
2.1	PROJETO BAJA SAE.....	13
2.2	SINAIS ANALÓGICOS E SINAIS DIGITAIS	14
2.3	MICROCONTROLADORES	15
2.4	CONVERSOR ANALÓGICO – DIGITAL	16
2.5	PERIFÉRICOS DE COMUNICAÇÃO.....	17
2.6	FILTRO PASSA-BAIXAS.....	18
2.6.1	Filtros passivos	19
2.6.2	Filtros ativos	20
2.7	FILTROS DIGITAIS	21
2.8	MÉTODO ASHBY	21
2.8.1	Tradução.....	22
2.8.2	Triagem.....	22
2.8.3	Classificação	23
2.8.4	Documentação	24
2.9	CONFECÇÃO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO.....	24
3	MATERIAIS E MÉTODOS	25
3.1	MICROCONTROLADOR STM32F103C8T6	25
3.2	MICROCONTROLADOR ATTINY85	26
3.3	VARIÁVEIS MEDIDAS.....	27
3.4	SENSORES	28
3.4.1	Medição de velocidade.....	28
3.4.2	Medição da rotação do motor	30
3.4.3	Medição da temperatura do óleo do motor	31
3.4.4	Indicação da marcha atual.....	32
3.4.5	Medição da posição do pedal do acelerador	34
3.4.6	Leitura da posição global do protótipo	35
3.4.7	Medição de nível de combustível	36
3.4.8	Medição de tensão da bateria	37
3.4.9	Indicação de acionamento do sistema de freios	38
3.5	POSICIONAMENTO DOS SENSORES	38
3.6	DISTRIBUIÇÃO FÍSICA DO SISTEMA.....	40
4	RESULTADOS	42
4.1	CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	42
4.1.1	Sinais analógicos	42
<i>4.1.1.1</i>	<i>Sensor de posição do pedal do acelerador.....</i>	<i>42</i>
<i>4.1.1.2</i>	<i>Sensor de temperatura do óleo do motor</i>	<i>45</i>
<i>4.1.1.3</i>	<i>Sensor de nível de combustível</i>	<i>46</i>
<i>4.1.1.4</i>	<i>Nível de tensão da bateria</i>	<i>47</i>
4.1.2	Sinais digitais.....	49
<i>4.1.2.1</i>	<i>Sinais de chaves.....</i>	<i>49</i>
<i>4.1.2.2</i>	<i>Sinais de rotações.....</i>	<i>51</i>
4.2	CIRCUITO DE POTÊNCIA	54
4.2.1	Proteção contra sobretensão e sobrecorrente	55
4.3	VALIDAÇÃO DOS CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO.....	57

4.3.1	Circuito de leitura de tensão do sensor de efeito Hall	57
4.3.2	Circuito de leitura de temperatura	61
4.3.3	Circuito de leitura de nível de combustível	62
4.3.4	Circuito de leitura de tensão da bateria	65
4.3.5	Circuito de leitura de acionamento do sistema de freios.....	68
4.3.6	Circuito de leitura de marcha e pulsos das rotações	69
4.3.7	Leitura de frequência com Attiny85	71
4.4	VALIDAÇÃO DO CIRCUITO DE PROTEÇÃO	72
4.5	CIRCUITO ESQUEMÁTICO ECUS.....	76
4.5.1	Esquemático ECU Dianteira.....	77
4.5.1.1	<i>Circuito de potência</i>	77
4.5.1.2	<i>Circuitos base</i>	78
4.5.1.3	<i>Circuitos extras.....</i>	79
4.5.1.4	<i>Tranceiver CAN.....</i>	80
4.5.1.5	<i>Microcontrolador Principal</i>	81
4.5.2	Esquemático ECU Traseira	83
4.5.2.1	<i>Circuitos base</i>	83
4.5.2.2	<i>Circuitos extras.....</i>	85
4.5.2.3	<i>Microcontrolador principal.....</i>	85
4.6	LAYOUT DAS ECUS.....	87
4.7	INSTALAÇÃO DO SISTEMA.....	90
4.8	CALIBRAÇÃO	92
4.9	TESTES DINÂMICOS	96
4.9.1	Indicação de marcha e acionamento de freios	97
4.9.2	Posição do pedal do acelerador	97
4.9.3	Rotação do motor.....	100
4.9.4	Velocidade	101
4.9.5	Temperatura	103
4.9.6	Combustível.....	105
4.9.7	Bateria.....	108
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
6	TRABALHOS FUTUROS	112
	REFERÊNCIAS	113
	APÊNDICE A – ESCOLHA DO SENSOR DE VELOCIDADE	114
	APÊNDICE B – ESCOLHA DO SENSOR DE ROTAÇÃO	120
	APÊNDICE C – ESCOLHA DO SENSOR DE TEMPERATURA	126
	APÊNDICE D – ESCOLHA DO SENSOR DE MARCHA.....	131
	APÊNDICE E – ESCOLHA DO SENSOR DE POSIÇÃO DO PEDAL.....	136
	APÊNDICE F – ESCOLHA DO SENSOR DE POSIÇÃO GLOBAL	141

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A eletrônica automotiva é um segmento que vem crescendo ao longo dos anos, movimento este que começou na década de 1970 com a necessidade de controle sobre emissões de gases poluentes. Desde então, novas tecnologias foram, e são, implementadas a todo momento, garantindo, assim, uma constante evolução da eficiência, da segurança e do conforto fornecido pelos automóveis.

O número de sensores instalados nos automóveis tem aumentado significativamente ao longo dos anos. Em 2002, o número médio de sensores era de apenas 24 por veículo, valor este que aumentou para 40 em 2007, sendo que naquela época carros luxuosos já apresentavam mais de 100 sensores instalados (FLEMING, 2008).

Este crescimento tende a ser cada vez maior com o surgimento de carros ainda mais “inteligentes”. Nos últimos anos, se estima que a quantidade de sensores em automóveis esteja entre 60 e 100 unidades, podendo chegar a 200 sensores nos próximos anos (TYLER, 2016).

O processamento das informações advindas de todos estes sensores é realizado por ECUs, do inglês, *Electronic Control Units*. Atualmente os carros modernos apresentam uma estrutura descentralizada, contendo dezenas de ECUs diferentes. Nesse sistema cada unidade recebe sinais, processa os mesmos e atua em sistemas específicos do automóvel. A comunicação entre as unidades geralmente é realizada através do padrão de comunicação CAN (*Controller Area Network*).

As unidades de controle eletrônico precisam possuir a capacidade de processar os dados advindos de todos os sensores para os quais foram projetadas. Dessa forma, engloba-se no seu projeto a etapa de condicionamento de sinais, responsável por adequar a saída dos sensores às entradas do processador utilizado.

No projeto de um veículo do tipo Baja, são utilizados diversos tipos de sensores com intuito de medir grandezas pertinentes ao funcionamento do protótipo. Estes apresentam princípios de funcionamento distintos, além de sinais de saída distintos, o que dificulta a integração dos mesmos. Dessa forma, para garantir a aquisição de dados do protótipo de maneira eficiente, torna-se necessário o desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados e condicionamento de sinais.

1.2 OBJETIVO

O projeto descrito neste relatório trata da elaboração de um sistema completo de instrumentação em um protótipo do tipo Baja SAE para medição de desempenho e validação posterior do projeto. Entretanto, este trabalho é apenas uma parte de um projeto maior, desenvolvido em conjunto com outros alunos do curso de Engenharia de Controle e Automação e integrantes do projeto Bombaja UFSM, no qual será desenvolvido o processamento dos sinais e a comunicação entre os módulos pela rede CAN.

Para alcançar os resultados propostos, devem-se escolher corretamente os sensores utilizados, além de conhecer seus sinais de saída e como adequá-los para a leitura e processamento. Dessa forma, será realizado um comparativo entre sensores para cada variável a ser medida, considerando nessa etapa diversos fatores como custo, desempenho e aplicabilidade em um veículo Baja SAE. Além disso, serão projetados circuitos para o condicionamento ideal dos sinais advindos de cada sensor, de maneira a obter o melhor resultado de cada leitura.

Concluída a estruturação do sistema, objetiva-se realizar a validação dos circuitos propostos, a ser realizada em bancada, utilizando os componentes escolhidos. Após a validação, serão projetadas placas de circuito impresso, as quais devem integrar o microcontrolador utilizado para processamento, os circuitos lógicos de condicionamento de sinais projetados, conectores para as entradas e saídas, circuito de alimentação dos componentes e também o circuito para possibilitar a comunicação CAN.

Após a confecção das ECUs, serão realizadas as calibrações finais necessárias, onde objetiva-se relacionar diretamente o sinal de entrada com o valor lido pelo microcontrolador, de forma a garantir uma correta reconstrução do sinal de cada variável e validar o sistema como um todo.

Por fim, o sistema completo será instalado no protótipo para realização dos testes finais. Nesta etapa objetiva-se gravar os dados de leitura dos sensores através de um *datalogger* enquanto o sistema é submetido a condições pré-determinadas de rodagem. Após a aquisição dos dados, será realizada a análise dos sinais obtidos e uma avaliação dos resultados.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos acerca dos tópicos que compõem este trabalho, de forma que as informações nele contidas auxiliem na compreensão dos capítulos posteriores.

Inicialmente, serão apresentados conceitos gerais sobre o projeto Baja SAE, de forma a ambientar o leitor sobre a aplicação deste trabalho. Na sequência, serão apresentados conceitos sobre microcontroladores, o método utilizado para comparação entre sensores e, por fim, alguns conceitos importantes para o desenvolvimento deste trabalho.

2.1 PROJETO BAJA SAE

Iniciado na década de 1970 na Universidade da Carolina do Sul, o projeto concebido pela *Society of Automotive Engineers* tem como proposta o desafio de projetar e fabricar um veículo *Off-Road* (vide Figura 1), capaz de suportar todos os elementos adversos presentes no terreno.

O projeto do protótipo segue o Regulamento Administrativo e Técnico Baja SAE Brasil (SAE BRASIL, 2019), texto este que tem como objetivo garantir todas as condições de segurança necessárias, de forma a diminuir os riscos e estabelecer padrões de qualidade aos projetos.

Duas vezes por ano são realizadas competições, uma regional e outra nacional, nas quais os protótipos são postos a prova contra equipes de outras universidades. Nestes eventos são avaliados tanto os aspectos teóricos dos projetos desenvolvidos, através de apresentações orais, quanto o desempenho dinâmico do carro, através de provas de velocidade, manobrabilidade, tração, dentre outras.

No âmbito da eletrônica, o projeto desenvolvido em um veículo do tipo Baja SAE compreende várias áreas, como instrumentação, programação, eletrônica analógica, comunicação, instalação, telemetria e outras. Dessa forma possibilita-se a aplicação de diversos conceitos presentes na graduação. Além disso, o projeto encontra-se em constante evolução, na medida que busca-se desenvolver um sistema cada vez mais completo, eficiente e confiável.

Figura 1 - Protótipo BJ16



Fonte: Divulgação Bombaja UFSM

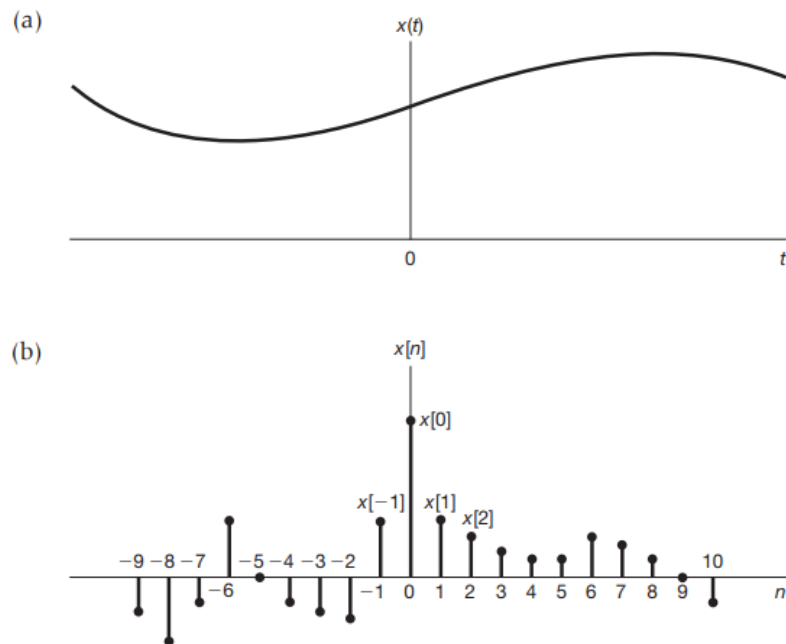
2.2 SINAIS ANALÓGICOS E SINAIS DIGITAIS

Os sinais descrevem uma grande variedade de fenômenos físicos. Embora possam ser representados de diferentes maneiras, a informação dos sinais está sempre contida em algum tipo de variação (OPPENHEIN e WILLSKY, 2010). A variação de corrente em um circuito elétrico é um exemplo de sinal.

Sinais são representados matematicamente como funções de uma ou mais variáveis independentes. Neste trabalho, se referirá a variável independente como tempo, embora ela possa não representar de fato o tempo em aplicações específicas, como, por exemplo, a medição de variações da velocidade em função da altura que é utilizada para examinar padrões climáticos.

Na eletrônica os sinais são basicamente divididos entre analógicos e digitais, ou sinais de tempo contínuo e sinais de tempo discreto. No caso dos sinais de tempo contínuo, a variável independente é contínua, dessa forma os sinais são definidos de maneira contínua, ou seja, para todos os instantes de tempo. Por outro lado, os sinais de tempo discreto são definidos somente em instantes discretos, onde a variável independente assume apenas um conjunto discreto de valores (OPPENHEIN e WILLSKY, 2010). Exemplos de ambos os sinais são mostrados na Figura 2.

Figura 2 - Representações gráficas de (a) sinais de tempo contínuo e (b) sinais de tempo discreto



Fonte: Adaptado de Oppenheim e Willsky (2010, p. 3)

2.3 MICROCONTROLADORES

Microcontroladores, como o nome já diz, são pequenos computadores, com a vantagem de serem encapsulados em um único circuito integrado. Estes contêm uma unidade central de processamento e um conjunto de periféricos internos necessários ao seu funcionamento, como memória de dados, memória de programa, *timers* e pinos de entrada e saída.

Existe uma grande variedade de modelos de microcontroladores disponíveis na indústria. Estes são agrupados em famílias, que possuem um grupo específico de periféricos internos, voltados para alguma aplicação particular (PERIM e NASCIMENTO, 2017). Dentre algumas características que os diferenciam pode-se citar itens como: periféricos programáveis disponíveis, velocidade e capacidade de processamento, arquitetura e consumo de energia.

Devido a apresentarem a maioria dos seus periféricos dentro do próprio encapsulamento, os microcontroladores são versáteis e de fácil utilização. Dessa forma, são utilizados em muitos dispositivos eletrônicos presentes nos mais diversos ambientes, desde os mais comuns, como centrais de alarme e máquinas de lavar, até os mais complexos como automóveis e aviões.

2.4 CONVERSOR ANALÓGICO – DIGITAL

Processos naturais são, por definição, analógicos. A medição destes processos não pode ser feita diretamente, dado o fato que o processador só consegue ler valores binários, ou discretos. Dessa forma, é necessária a utilização de um conversor analógico para digital, que gera uma representação discreta do sinal original.

O processo de digitalização converte os valores analógicos para uma sequência de bits com valores de zero ou um, quantizados dentro de um número finito de valores inteiros, determinado pela resolução característica do conversor. A resolução deste sinal, ou seja, a menor variação possível que pode ser detectada, é limitada à tensão que corresponde à variação de um bit.

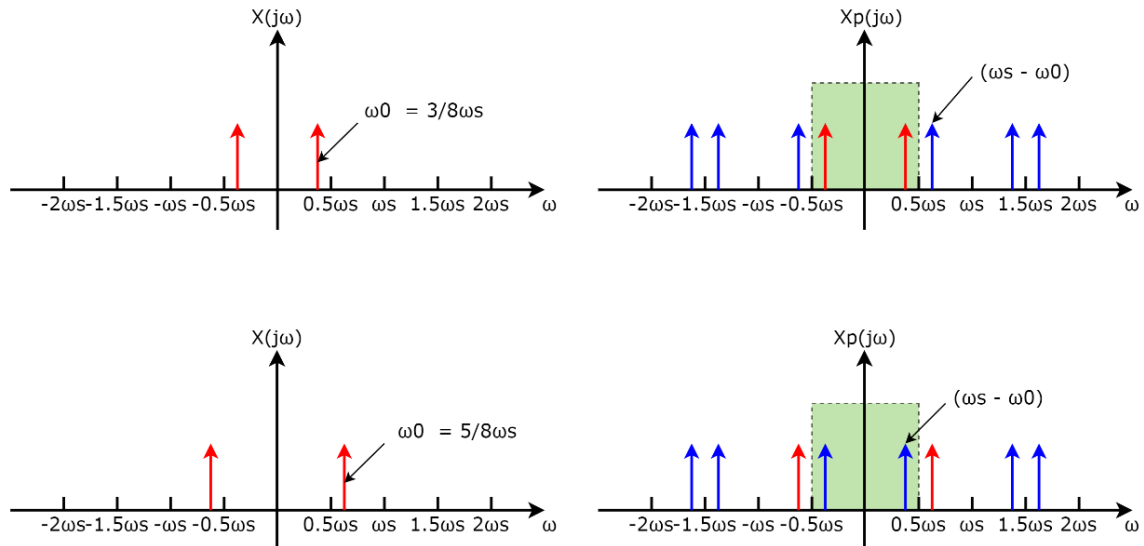
O sinal a ser convertido pelo conversor deve primeiramente ser acomodado a faixa de tensão do mesmo. Geralmente, esta tensão de entrada é equivalente à sua tensão de operação, de 0 a 5 V, por exemplo. Esta tensão deve ser respeitada, afim de não danificar o conversor, sendo um problema comum durante o projeto de circuitos para conversão AD a especificação de uma proteção contra sobretensão (WALSH, 2017).

A reconstrução digital de um sinal é obtida através de uma sucessão de amostras. Dessa forma, a preservação do sinal original depende diretamente do número de amostras consideradas por unidade de tempo, ou seja, a frequência de amostragem. Uma escolha equivocada da frequência de amostragem, como por exemplo, a utilização de uma frequência baixa em relação à máxima frequência do sinal, ocasionará erros na reconstrução do sinal, como a sobreposição espectral, fenômeno este conhecido como *aliasing* (OPPENHEIN e WILLSKY, 2010). Para evitar este problema, deve-se atentar para o teorema da amostragem de Nyquist-Shannon, o qual estabelece que a frequência de amostragem deve ser, pelo menos, duas vezes maior do que a maior frequência do sinal amostrado. Dessa forma, garante-se que nenhuma informação contida no sinal analógico seja perdida e o sinal possa ser reconstruído fielmente (SHENOI, 2005). Além disso, deve-se utilizar filtros passa baixas, conhecidos como filtros *anti-aliasing* durante o condicionamento dos sinais, de forma a eliminar as componentes de alta frequência indesejadas do sinal.

A Figura 3 ilustra a comparação entre um sinal amostrado com uma frequência de amostragem que respeita o teorema de Nyquist (parte superior) e uma frequência de amostragem inferior à estipulada por Nyquist (parte inferior). Observa-se que, no primeiro caso, a replicação do sinal gerado pela amostragem, denominado ruído de amostragem, não se

sobrepõem ao sinal original. No segundo caso, ocorre sobreposição espectral, onde não é possível diferenciar o sinal original do sinal replicado oriundo do processo de amostragem.

Figura 3 - Efeitos da frequência de amostragem no sinal



Fonte: Adaptado de Oppenheim e Willsky (2010, p. 314)

A definição do valor de frequência de amostragem a ser utilizada depende da variável que está sendo processada. Dessa forma, o conhecimento sobre o fenômeno físico que está sendo medido é de extrema importância para o projeto de um sistema de aquisição de dados.

2.5 PERIFÉRICOS DE COMUNICAÇÃO

Os microcontroladores possuem flexibilidade e poder de computação para controlar e interagir com os mais diversos componentes eletrônicos. No entanto, em muitos casos é necessário que ele se comunique com outros sistemas, inclusive outros microcontroladores, para troca de informação, leitura ou escrita de dados, diagnose de funcionamento e armazenamento de valores (PERIM e NASCIMENTO, 2017).

Os meios disponíveis para que esta comunicação ocorra são diversos, de forma que esses processos são padronizados através de protocolos e padrões, que ditam a maneira que os dados são trocados entre os dispositivos. Os sistemas do microcontrolador que são capazes de

interpretar um protocolo ou padrão de comunicação são denominados periféricos de comunicação.

Alguns dos protocolos mais comumente encontrados em microcontroladores são:

- UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*)
- SPI (*Serial Peripheral Interface*)
- I2C (*Inter-Integrate Circuit*)

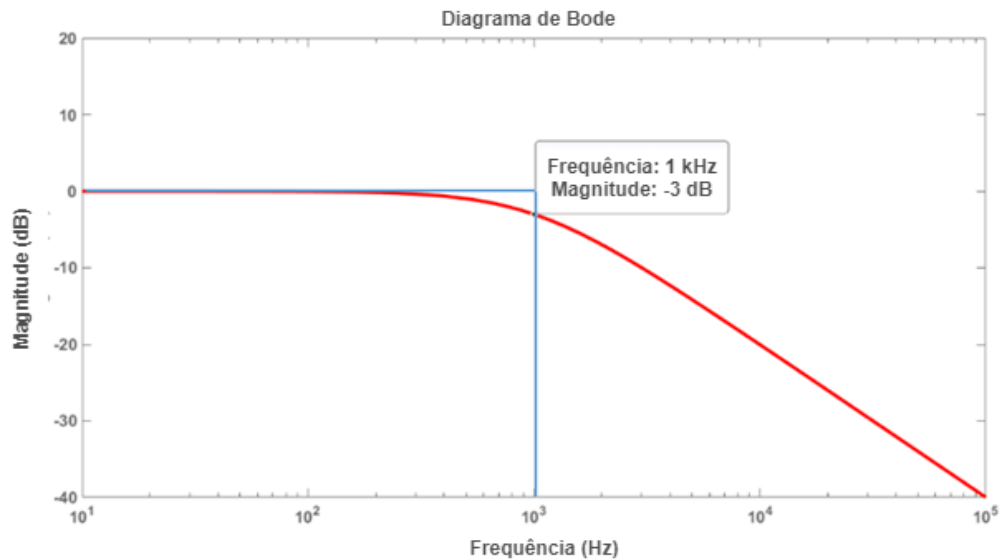
2.6 FILTRO PASSA-BAIXAS

Filtros são a ferramenta mais comumente utilizadas em processamento de sinais para remover frequências em determinadas regiões e aprimorar a magnitude, fase ou atraso em outras regiões do espectro do sinal (SHENOI, 2005). Os filtros são definidos de forma formal como um quadripolo capaz de atenuar determinadas frequências do espectro do sinal de entrada e permitir a passagem das demais (PERTENCE JÚNIOR, 2015).

Quanto à função executada, estes podem ser classificados em quatro tipos básicos: passa-baixas, passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa. Diz-se filtros passa-baixas aqueles que permitem apenas a passagem da faixa de frequência abaixo da frequência de corte do filtro, atenuando as altas frequências (PERTENCE JÚNIOR, 2015). A Figura 4 apresenta o comportamento padrão de um filtro passa-baixas, representando ganho em função de valores de frequência.

Um filtro ideal apresenta nenhuma atenuação em frequências menores do que a frequência de corte e uma atenuação total após este valor, conforme pode ser observado na linha em azul na Figura 4. Entretanto, o comportamento dos filtros aproxima-se mais do representado pela linha vermelha. Observa-se que a atenuação do sinal se inicia antes da frequência de corte e atinge a mesma com uma atenuação de -3 dB, seguindo um padrão de atenuação a partir deste ponto de -20 dB por década para filtros de primeira ordem.

Figura 4 - Representação de um filtro passa baixas

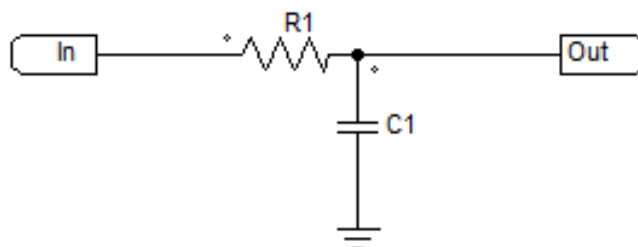


Fonte: Autor

2.6.1 Filtros passivos

Estes filtros caracterizam-se por utilizarem apenas resistores, capacitores e indutores, e não necessitam de alimentação para obtenção do resultado esperado (PERTENCE JÚNIOR, 2015). Os filtros passivos inerentes a este trabalho são os filtros passa baixas RC de primeira ordem, constituídos por um resistor e um capacitor conforme a topologia descrita na Figura 5.

Figura 5 - Topologia de um filtro passa baixas RC



Fonte: Autor

A frequência de corte para estes filtros depende apenas dos valores do resistor R1 e do capacitor C1 e é definida pela Equação (1).

$$f_c = \frac{1}{2\pi R1C1} \quad (1)$$

Para obter filtros de uma ordem superior e dessa forma aumentar a atenuação gerada, basta adicionar conjuntos resistor-capacitor na saída do filtro anterior. Uma desvantagem da aplicação deste arranjo é a necessidade de manter uma alta impedância na saída de cada conjunto RC, fazendo com que o resistor do próximo filtro aumente muito conforme estágios são adicionados.

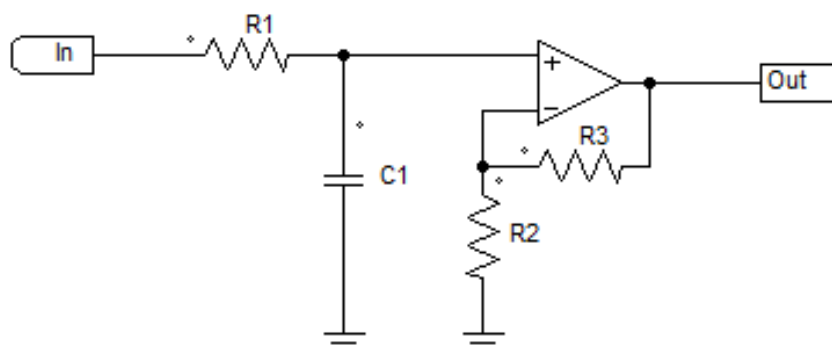
2.6.2 Filtros ativos

Nestes filtros, além dos componentes passivos, são utilizados amplificadores operacionais. Desta forma, obtém-se algumas vantagens em relação aos filtros passivos, como por exemplo a possibilidade de determinar juntamente com o filtro um ganho para o sinal. Além disso, o amplificador operacional garante uma alta impedância de saída para o filtro.

Existem vários tipos de filtros ativos, com várias estruturas e diferentes componentes passivos. Neste relatório serão tratados apenas os filtros ativos RC de primeira ordem com estruturas VCVS (*voltage-controlled voltage source*), também denominada de Sallen Key.

Os filtros de primeira ordem na estrutura VCVS são montados em uma configuração não inversora no amplificador operacional. A Figura 6 mostra o modelo citado acima.

Figura 6 - Topologia de um circuito RC com amplificador operacional



Através dos resistores R2 e R3 é definido o ganho do filtro pela equação característica do amplificador operacional na configuração não inversora. Entretanto, caso o ganho desejado seja unitário, basta retirar os dois resistores do circuito e utilizar o amplificador operacional como seguidor de tensão. A frequência de corte é calculada da mesma maneira que para o filtro passivo citado no item anterior, através da Equação (1).

2.7 FILTROS DIGITAIS

Em processamento de sinais, um filtro digital é um sistema que executa operações matemáticas em um sinal discreto amostrado, modificando a sua resposta em determinadas frequências, de forma a atenuar ou acentuar determinadas características deste sinal.

O projeto de um filtro digital é caracterizado pela determinação de parâmetros de uma função de transferência ou equação de diferenças que aproximam uma resposta desejada ao impulso ou uma resposta em frequência (OPPENHEIM e SCHAFER, 2009).

Os filtros digitais são divididos entre duas categorias: filtros de resposta ao impulso infinito ou IIR (*Infinite Impulse Response*) e filtros de resposta ao impulso finito ou FIR (*Finite Impulse Response*). O projeto de um filtro IIR implica na obtenção de uma função de transferência no domínio Z, enquanto o projeto de um filtro FIR resulta em uma aproximação polinomial (OPPENHEIM e SCHAFER, 2009).

O procedimento utilizado para o projeto de filtros IIR pode ser realizado a partir de diferentes métodos para mudança da função de transferência do filtro do domínio S para o domínio Z, sendo a transformação bilinear a mais comumente utilizada no projeto de filtros IIR (SHENOI, 2005).

A transformação bilinear é definida pela Equação (2).

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{z - 1}{z + 1} \right) \quad (2)$$

Onde T é o período de amostragem utilizado na aquisição do sinal contínuo.

2.8 MÉTODO ASHBY

Uma metodologia estruturada para seleção de materiais foi desenvolvida por Michael Ashby da Universidade de Cambridge. Esta começou a ser elaborada no fim da década de 1980

e tem como base os mapas de propriedades dos materiais, ou seja, suas características, o que permite que sejam realizadas comparações entre os mesmos.

O processo básico de escolha de materiais apresentado por Ashby (2018) envolve quatro etapas, sendo elas: (1) um método para traduzir os requisitos de projeto em características para o material, (2) um processo de triagem para retirar da lista os materiais que não cumprem as especificações, (3) um método para classificar os materiais ou processos e identificar o que apresenta maior potencial e (4) obtenção de informações de apoio sobre os itens melhores classificados, apresentando o máximo de conteúdo sobre questões como pontos fracos e fortes e histórico de uso.

Para aplicação neste trabalho buscou-se adaptar este método, originalmente voltado para escolha de materiais e processos, para guiar a escolha de sensores a serem utilizados no protótipo. Visando auxiliar na realização das quatro etapas do método, foram selecionados procedimentos específicos e ferramentas adequadas a escolha de sensores.

2.8.1 Tradução

Esta etapa corresponde à fase de análise dos requisitos de projeto e posterior expressão destes em atributos dos materiais. Assim, conforme a adaptação do método para este trabalho, definiu-se pela utilização do guia de tradução. Este aborda parâmetros como: função do componente, restrições absolutas que o componente deve obrigatoriamente cumprir, restrições negociáveis que são desejadas, mas não obrigatórias, objetivos a serem alcançados no processo de escolha e variáveis livres a cargo do projetista.

2.8.2 Triagem

Trata-se do ponto central do processo de seleção. As escolhas realizadas nesta etapa buscam eliminar, a partir de uma lista pré-estabelecida de sensores aplicáveis ao projeto, aqueles que não satisfazem as especificações definidas na etapa de tradução. Ao final deste processo permanecem apenas alguns modelos que seguem para a próxima etapa.

Para melhor visualização da etapa, optou-se pela elaboração de uma tabela na qual são inseridos os modelos pré listados e suas especificações, conforme o exemplo da Figura 7.

Figura 7 - Tabela utilizada na etapa de triagem

Requisitos	Unidade	Modelo de Sensor					
		1	2	3	4	5	6

↓
↓
↓

Especificações da etapa de Tradução

Unidade de cada requisito (metro, Ampere, Volt, R\$...)

Características de cada sensor no respectivo requisito

Fonte: Autor

2.8.3 Classificação

A terceira etapa compreende a classificação e por meio desta a escolha dos melhores modelos para o projeto em questão. Nesta etapa participam todos os modelos que restaram da etapa anterior.

Para realização deste processo podem ser utilizados diversos critérios e ferramentas, conforme a equipe de projeto julgar necessário. Neste trabalho, optou-se por simplificar o processo e aplicar uma matriz de decisão.

No modelo de matriz de decisão utilizado, descrito na Figura 8, cada sensor recebe uma nota referente aos requisitos definidos anteriormente. A nota deve ser um valor de zero a cinco, sendo zero equivalente a um desempenho baixo, e cinco a um desempenho excelente. A partir da soma das notas de cada modelo, o maior valor obtido determina o modelo que melhor se adequa à aplicação.

Figura 8 - Matriz de decisão utilizada na etapa de classificação

Modelo	Requisito 1	Requisito 2	Requisito 3	Requisito 4	Requisito 5	Total
1						0
2						0
3						0
4						0
5						0

↓
↓

Nota atribuída a cada modelo e respectiva ao requisito

Total definido pela soma das notas individuais

Fonte: Autor

2.8.4 Documentação

Nesta etapa os sensores restantes são avaliados de forma mais detalhada através da busca de informações sobre os mesmos. A partir deste material de apoio (documentação) disponível, são levantados os pontos fracos e fortes de cada modelo. Além disso, neste trabalho considerou-se também o histórico de uso do componente no próprio projeto e em aplicações similares. Após o levantamento destes tópicos, é realizada a escolha final do modelo a ser utilizado.

2.9 CONFECÇÃO DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

O projeto de placas de circuito impresso (PCB) pode ser realizado a partir de diversos *softwares* disponíveis no mercado. De maneira geral, estes contam com algumas funcionalidades básicas comuns, como editor de esquemático para desenvolvimento do circuito lógico e editor de *layout*, onde é prototipada a estrutura física da placa através da definição de tamanho, posição dos componentes e roteamento das trilhas.

Os *softwares* utilizados para projeto de placas de circuito impresso contam com diversos componentes em suas bibliotecas próprias, além de ser possível obter os arquivos em diversas páginas de componentes e adicioná-los ao *software*, o que facilita muito o desenvolvimento das PCBs. Ainda assim, caso seja necessária a inserção de componentes difíceis de encontrar, os *softwares* permitem que o usuário crie a representação dos componentes em esquemático e adicione a ele um *footprint* e um corpo tridimensional, permitindo a completa personalização dos mesmos.

Após a conclusão do projeto são necessários os *gerber files* para a fabricação da PCB. Estes são gerados pelo próprio *software* e contém as posições de trilhas, planos e furos definidos no projeto. Existem vários métodos para fabricação destas placas, desde os mais profissionais com utilização de prototipadoras automatizadas, até os mais simples, onde o processo é realizado de maneira manual.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentados os materiais e métodos utilizados no desenvolvimento do sistema, onde estão descritos os dispositivos utilizados, os processos realizados e as decisões tomadas para a elaboração do projeto.

3.1 MICROCONTROLADOR STM32F103C8T6

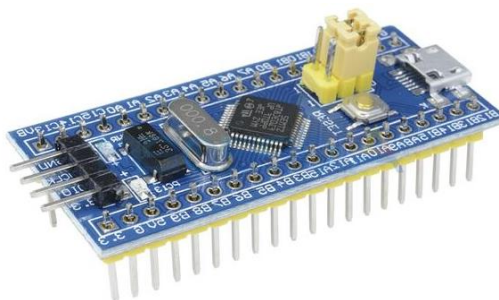
O processamento de dados do protótipo se dá através da utilização de periféricos implementados no microcontrolador STM32F103C8T6 em sua versão placa de desenvolvimento (vide Figura 9), conhecida como “Bluepill”. Este é utilizado a alguns anos pela equipe em substituição aos clássicos microcontroladores Arduino.

A utilização deste microcontrolador se deve à evolução do projeto elétrico desenvolvido pela equipe nos últimos anos. Dessa forma, buscou-se utilizar estes *chips* fabricados pela STMicroelectronics devido ao seu maior poder de processamento, a maior resolução do conversor AD e a qualidade dos periféricos disponíveis. Além disso as bibliotecas de abstração de *hardware* disponíveis são bem documentadas e fornecem uma ampla praticidade ao projeto.

Os principais periféricos incluídos consistem em:

- 4 portas GPIO de 16 bits
- 3 USART
- 2 controladores I2C
- 2 controladores SPI
- 2 ADCs
- 4 temporizadores
- 1 controlador CAN
- 1 gerador CRC
- CPU ARM CortexM3 com *clock* máximo de 72 MHz.

Figura 9 - Microcontrolador STM32F103C8T6



Fonte: Adaptado de <https://www.simuladorx.com/>

O STM32F103C8T6 apresenta em alguns pinos um conversor analógico digital. Este é de suma importância para a aplicação, pois permite a leitura de variáveis de tempo contínuo. O conversor em questão apresenta uma resolução de 12 bits, ou seja, assume valores inteiros de 0 a 4095. Com essa resolução e uma faixa de operação que compreende valores entre 0 e 3,3 V, a menor variação de sinal detectável é de aproximadamente $0,8 \mu\text{V}$.

3.2 MICROCONTROLADOR ATTINY85

Para o processamento de alguns sinais também é utilizado um microcontrolador Attiny85 (vide Figura 10). Este é um microcontrolador AVR de 8 bits produzido pela Microchip que conta com 6 GPIOs, 32 registradores de uso geral, 2 contadores de 8 bits, conversor AD de 10 bits e *clock* interno de 8 Mhz.

Figura 10 - Microcontrolador Attiny85



Fonte: Retirado de <https://www.eletrogate.com/microcontrolador-attiny85>

A utilização deste microcontrolador se justifica por seu baixo custo e sua capacidade de processamento, compatível com os sinais pulsados obtidos dos sensores de rotação. Dessa forma, evita-se a utilização de interrupções externas no microcontrolador principal.

3.3 VARIÁVEIS MEDIDAS

Para o desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados para um veículo Baja, tomou-se como ponto de partida a definição sobre quais variáveis deveriam ser aferidas, para que fosse possível, monitorar o comportamento do protótipo durante e após sua operação.

A escolha destas variáveis baseou-se em diversos aspectos, como, por exemplo, a opinião dos pilotos da equipe, na qual foram elegidas quais informações são de maior relevância. Além disso, foram levados em consideração os projetos já desenvolvidos por outras equipes de projeção nacional da mesma categoria, de forma a servirem de inspiração. Em adição a estes aspectos, considerou-se a importância da medição de algumas variáveis para acompanhamento da equipe durante a rodagem e também para análise posterior através do registro dos dados obtidos.

Dessa forma foram definidas as variáveis desejadas para o sistema, sejam elas expostas ao piloto por meio de um painel, transmitidas à equipe por telemetria ou registradas para análise posterior. A Figura 11 descreve as variáveis a serem instrumentadas e sua classificação quanto a forma como os dados obtidos serão utilizados.

De uma maneira geral, as variáveis exibidas ao piloto têm como finalidade auxiliar e garantir segurança na pilotagem do protótipo. A velocidade, por exemplo, pode ajudar o piloto em curvas e manobras. Além disso, a rotação do motor permite ao usuário permanecer na faixa de maior torque em situações nas quais este seja o objetivo. A variável de temperatura do motor garante o funcionamento correto do mesmo e pode vir a evitar a perda deste componente caso algum problema seja detectado. As variáveis restantes disponíveis ao piloto, neste caso nível de combustível e nível de bateria, alertam sobre a necessidade da realização de alguma atividade em relação ao carro, como, por exemplo, um abastecimento.

Todas as variáveis aferidas são transferidas por telemetria para monitoramento da equipe em tempo real, além de serem salvas em cartão SD para análise posterior. Dessa forma, variáveis que sozinhas não são muito relevantes, como marcha atual e posição do pedal do acelerador, ao serem analisadas em conjunto com as demais, auxiliam na criação de um mapa geral que descreve o comportamento do carro durante sua operação.

Figura 11 - Variáveis aferidas pelo sistema

Variáveis	Utilização		
	Painel	Telemetria	Datalogger
Velocidade	X	X	X
Rotação do motor	X	X	X
Temperatura do óleo do motor	X	X	X
Nível de combustível	X	X	X
Acionamento do sistema de freios		X	X
Posição do pedal do acelerador		X	X
Tensão de bateria	X	X	X
Marcha atual		X	X
Posição global (GPS)		X	X

Fonte: Autor

3.4 SENSORES

Os sensores utilizados no projeto para medição de cada variável precisam ser escolhidos de forma a obter-se o melhor resultado no que diz respeito à fidedignidade destes em relação às variáveis durante a operação do protótipo.

Entretanto, diversos fatores precisam ser levados em consideração durante o processo de escolha, como, por exemplo, a aplicabilidade para as condições de barro e lama, às quais o protótipo é constantemente exposto, e o custo, que deve ser minimizado devido ao baixo orçamento disponível.

Tendo em vista todos estes fatores que trazem uma certa complexidade ao processo, optou-se pela utilização do Método Ashby. Este foi adaptado para ser utilizado no levantamento e escolha dos sensores para cada variável, como citado na subseção 2.8.

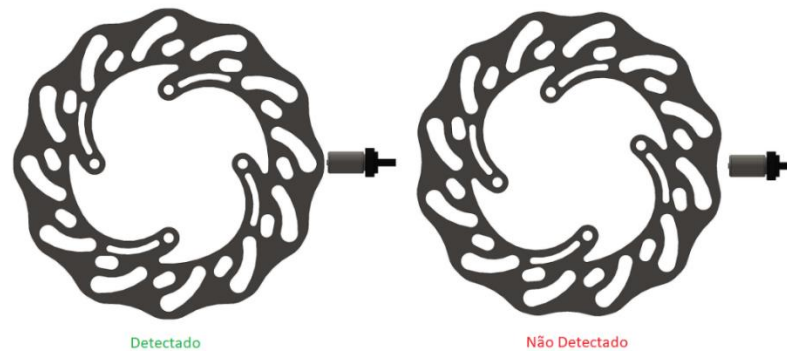
3.4.1 Medição de velocidade

O protótipo no qual o sistema de aquisição de dados será utilizado apresenta tração traseira, sem diferencial, ou seja, a velocidade é igual para as duas rodas. Dessa forma, a velocidade pode ser obtida a partir da rotação do eixo de transmissão ou de algum elemento associado a ele. Sendo assim, optou-se por utilizar o disco de freio para fazer a leitura.

A escolha do disco deve-se ao fato do mesmo permitir a implementação da leitura por roda fônica, método utilizado em veículos comerciais e também em outros veículos do tipo Baja. A leitura pode ser realizada tanto com a colocação do sensor de maneira paralela ao disco,

detectando os dentes na borda do mesmo, ou de maneira perpendicular, para detectar áreas sem material. A geometria do disco de freio utilizado no protótipo e o princípio de medida são visualizados na Figura 12.

Figura 12 - Medição de velocidade através do disco de freio



Fonte: Autor

A partir desta predefinição, utilizou-se o método Ashby para definição do modelo de sensor a ser utilizado, onde os principais parâmetros considerados foram a aplicação, sua precisão e o custo do modelo. Após a realização de todos os passos descritos na subseção 2.8, optou-se pela utilização do sensor de efeito Hall automotivo, modelo 5Z0919149 da Volkswagen (vide Figura 13). O processo completo desenvolvido não será descrito nesta seção e está disponível no Apêndice A.

Figura 13 - Sensor Volkswagen - 5Z0919149



Fonte: Retirado de <https://www.camposautopecas.com.br>

3.4.2 Medição da rotação do motor

O motor utilizado no protótipo é padronizado para todas as equipes participantes das competições Baja SAE, o que acarreta em uma equiparação das equipes, de forma que estas, para se destacarem, precisam realizar um projeto capaz de obter o máximo desempenho do motor. Atualmente, são utilizados os motores da fabricante Briggs & Stratton, modelo Vanguard Engine 10HP, de código 19L232-0054-G, conforme Figura 13.

Figura 14 - Motor Briggs & Stratton

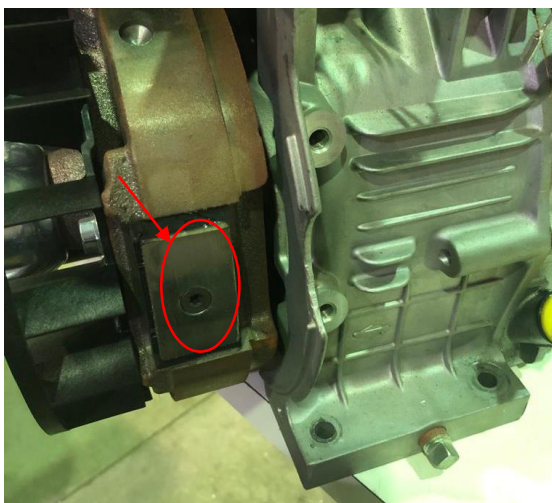


Fonte: Retirado de <https://shop.briggsandstratton.com>

Um dos métodos para medição da velocidade do motor, utilizado por algumas equipes, é a detecção do sinal gerado pela vela de ignição. Entretanto, este sinal obtido, além de não ser periódico, apresenta uma quantidade considerável de ruído, o que impossibilita uma leitura eficaz desta variável.

Em contrapartida, optou-se por utilizar um método similar ao utilizado para leitura de velocidade, por roda dentada, no qual garante-se a eficiência da leitura através da utilização de um procedimento conhecido. Neste método utiliza-se um sensor capaz de detectar uma fenda presente no volante do motor (vide Figura 15). Devido à construção do mesmo, cada detecção representa uma volta completa do volante e, conseqüentemente uma rotação do eixo do motor.

Figura 15 – Detalhe fenda no volante do motor



Fonte: Autor

Através do método Ashby foi definido o modelo de sensor a ser utilizado. Considerou-se principalmente questões como a aplicação, precisão do modelo e custo. Após a conclusão de todos os passos descritos no subseção 2.8, optou-se pela utilização do sensor de efeito Hall automotivo, modelo 5Z0919149 da Volkswagen (vide Figura 13). A descrição do processo de escolha está disponível no Apêndice B.

3.4.3 Medição da temperatura do óleo do motor

A leitura e a análise desta variável tem um papel importante para segurança e operação correta do motor durante a rodagem, tendo em vista que a temperatura elevada pode acarretar na degradação e até a perda total dos componentes internos do mesmo.

Através da análise da construção do motor, optou-se por utilizar o sensor em um dos acessos disponíveis para inserção de óleo lubrificante (vide Figura 16). Esta escolha baseou-se na facilidade de acesso, não sendo necessário realizar nenhuma alteração na estrutura do motor. Entretanto, será ainda necessário o desenvolvimento de algum mecanismo para vedação e fixação do sensor.

Figura 16 - Posição para utilização do sensor de temperatura



Fonte: Adaptado de <https://shop.briggsandstratton.com>

Ao final do processo de escolha, onde considerou-se aspectos como temperatura de operação, custo do modelo e adequação à aplicação, decidiu-se pela utilização de um termopar do tipo K, modelo EZA TP-01, conforme Figura 17. Este modelo é capaz de aferir temperaturas na faixa de -50°C até 400°C , valores que o tornam adequado para a aplicação proposta. No desenvolvimento do método, os sensores considerados foram os destacados por Franchi (2015) para medição de temperatura e o processo completo da escolha do sensor está disponível no Apêndice C.

Figura 17 - Termopar modelo EZA TP-01



Fonte: Retirado de <https://www.smartkits.com.br/>

3.4.4 Indicação da marcha atual

A leitura desta variável desempenha um papel importante para o monitoramento do veículo em rodagem, permitindo que a equipe acompanhe o funcionamento correto do sistema

de acionamento e, conseqüentemente, da caixa de câmbio em tempo real. Além disso, pode-se utilizar as informações desta variável, em conjunto com os dados de velocidade e rotação do motor, para determinar o momento ideal para troca de marcha, visando obter uma maior eficiência.

O protótipo atual da equipe conta com uma caixa de redução com duas marchas, acionada por uma alavanca de câmbio (vide Figura 18) com apenas um grau de liberdade, permitindo apenas movimentos no plano longitudinal. Dessa forma, para obter a marcha atual, basta detectar a presença, ou não, desta alavanca em uma das possíveis duas posições.

Figura 18 - Posicionamento do sensor de indicação de marcha



Fonte: Autor

Através do método Ashby adaptado, conforme descrito na subseção 2.8, definiu-se o modelo de sensor utilizado para medição desta variável. Neste processo observou-se itens como robustez, adequação a aplicação e custo. Optou-se pelo sensor de efeito Hall A3144 com encapsulamento confeccionado pela própria equipe (vide Figura 19). O processo desenvolvido para escolha do componente encontra-se disponível no Apêndice D.

Figura 19 - Sensor A3144 (esquerda) e encapsulamento desenvolvido para o sensor (direita)



Fonte: Autor

3.4.5 Medição da posição do pedal do acelerador

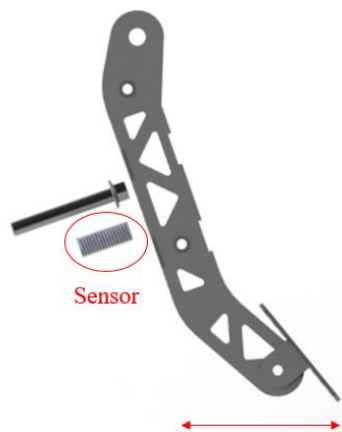
A leitura desta variável tem como objetivo fornecer informações sobre a utilização do pedal do acelerador por parte do piloto. Dessa forma, a equipe pode detectar caso ocorra algum problema com este sistema do carro, como, por exemplo, o piloto não esteja utilizando a aceleração máxima em trechos no qual seria o esperado. Além disso, por meio da medição da distância do pedal do acelerador, obtém-se a porcentagem de utilização do mesmo. Estes dados podem ser utilizados, por exemplo, em conjunto com dados de consumo de combustível, para determinar a faixa de operação na qual o carro obtém a maior relação de distância percorrida por litro de combustível.

O processo de medição consiste em obter a posição do pedal do acelerador (vide Figura 20) em relação à sua posição inicial, sendo esta definida como pedal em estado de repouso, sem ação do piloto. Dessa forma, o sensor escolhido deve ser capaz de detectar o deslocamento completo do pedal, ou seja, deve ser capaz de detectar toda faixa de posições compreendidas entre a posição inicial e a posição final do mesmo.

Por meio do método Ashby adaptado, definiu-se o modelo a ser utilizado nesta medição, onde atentou-se para fatores como custo do modelo, adequação à aplicação e distância de detecção. O sensor escolhido foi o sensor de efeito Hall A1301, de mesmo empacotamento do sensor utilizado para indicação da marcha do protótipo. O processo de escolha está disponível no Apêndice E.

O modelo consiste em um sensor Hall analógico no qual o sinal varia conforme a proximidade de um elemento magnético. Assim como o sensor escolhido para indicação da marcha do protótipo, este modelo requer um encapsulamento que garanta o seu isolamento do meio externo. Devido a esta condição, projetou-se um involuço para acomodar o componente da mesma forma que para o sensor de marcha, conforme Figura 19.

Figura 20 - Posicionamento do sensor de posição do pedal



Fonte: Autor

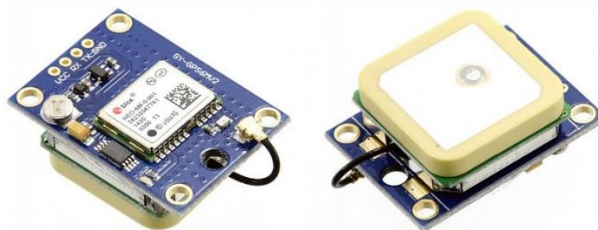
3.4.6 Leitura da posição global do protótipo

A obtenção e análise da posição global do protótipo através de um módulo GPS (*Global Positioning System*) auxilia no monitoramento geral do veículo em rodagem. A partir da transmissão desses dados por telemetria, a equipe consegue acompanhar a posição do veículo na pista e comparar o desempenho do protótipo em pontos conhecidos, obtendo, dessa forma, um padrão de comportamento e, por consequência, pontos de discrepâncias que podem indicar problemas no protótipo.

Além disso, a partir de um módulo GPS não são obtidos apenas dados de posição, mas também informações de velocidade e aceleração instantânea. Estes podem ser utilizados em testes para validação do protótipo, como, por exemplo, obtenção da velocidade máxima, aceleração máxima desenvolvida, tempo de desaceleração, dentre outros.

Dessa forma, utilizou-se o método Ashby para estabelecer critérios e escolher o melhor modelo de GPS para a aplicação. O processo encontra-se disponível no Apêndice F. Ao final do processo, o sensor escolhido foi o módulo GPS NEO-6M (vide Figura 21) por apresentar o melhor custo benefício dentre os modelos considerados.

Figura 21 - Módulo NEO-6M



Fonte: Retirado de <https://www.electroschematics.com>

3.4.7 Medição de nível de combustível

Assim como em um veículo de uso comercial, o conhecimento sobre a quantidade de combustível disponível é de extrema importância para o protótipo. De maneira geral, esta variável auxilia durante a rodagem ao permitir que o piloto e a equipe tenham conhecimento suficiente para planejar um abastecimento, evitando que o veículo fique sem combustível.

Além disso, pode-se utilizar destas informações em testes de validação do protótipo, onde podem ser levantados dados de consumo médio de combustível do veículo. Além disso, também é possível obter, juntamente com a variável de rotação do motor, a faixa de operação que apresenta a melhor relação de distância por consumo de combustível.

O sensor empregado para esta variável foi projetado em um outro trabalho realizado pelo integrante da equipe Bombaja, Luiz Fernando Martinelli, intitulado “Desenvolvimento de um sensor de nível de combustível capacitivo não invasivo”. Foi projetado um sensor capaz de detectar o nível de combustível através do princípio da variação de capacitância causada pela mudança de dielétrico entre as placas de um capacitor.

De maneira geral, o sensor é inserido em cavidades presentes na parte interior do tanque de combustível do protótipo. Estas partes do sensor agem como as placas de um capacitor e ao passo que o tanque é esvaziado, o dielétrico entre essas placas é alterado, gerando uma mudança na capacitância. Esse capacitor é inserido em um circuito com o CI 555, de forma que, com a mudança de capacitância ocorra uma variação na frequência do sinal pulsado produzido pelo CI, sendo este convertido em tensão para ser lido pelo microcontrolador.

Uma aproximação do sensor e da instalação do mesmo pode ser observado na Figura 22.

Figura 22 - Posicionamento do sensor de combustível



Fonte: Autor

3.4.8 Medição de tensão da bateria

A alimentação do sistema elétrico do protótipo é realizada por meio de uma associação de baterias de Lítio-Íon (vide Figura 23) que apresentam tensão máxima de 4,2 V e uma capacidade aproximada de 3000 mAh. Este modelo de bateria possui uma curva de descarga característica, conforme a Figura 24. Pode-se observar que a tensão decai a partir do seu valor inicial até seu valor mínimo de operação de 2,5 V, conforme o sistema vai consumindo corrente ao longo do tempo.

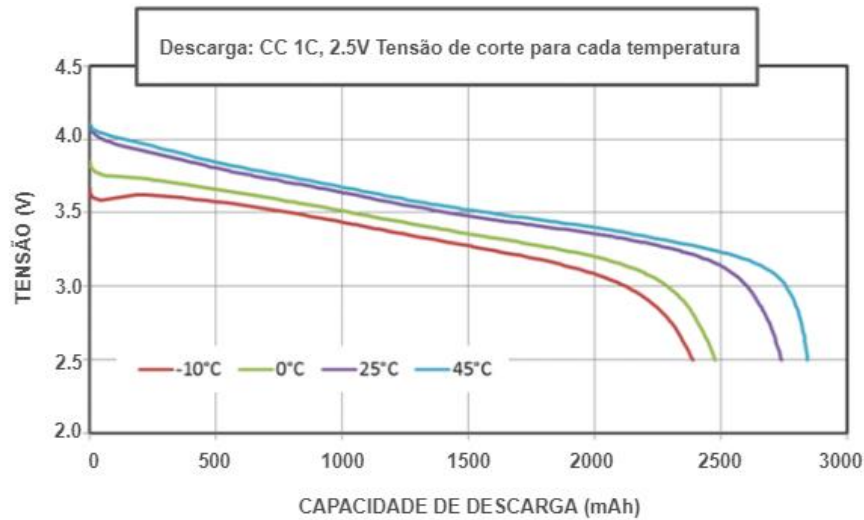
Dessa forma, se faz necessário acompanhar a tensão instantânea do conjunto de baterias visando evitar o desligamento do sistema. Optou-se por realizar esta medição diretamente pelo microcontrolador, utilizando um dos seus canais do conversor analógico digital.

Figura 23 – Associação de baterias



Fonte: Adaptado de <https://pt.aliexpress.com/item/1005002541982199.html>

Figura 24 - Curva de descarga de células de Lítio-Íon



Fonte: Adaptado de <https://www.embarcados.com.br/baterias-de-litio-ion-um-guia-completo/>

3.4.9 Indicação de acionamento do sistema de freios

Da mesma forma que para a leitura do pedal do acelerador, a leitura desta variável tem como objetivo fornecer informações para a equipe acerca da utilização do sistema de freio por parte do piloto. Dessa forma, pode-se acompanhar o veículo durante a rodagem e detectar possíveis problemas com o sistema de freios, como, por exemplo, caso não sejam detectados acionamentos em momentos de frenagem.

O sistema apresenta um interruptor hidráulico ligado a linha de freio, o qual é acionado quando ocorre a pressurização do sistema, acionando assim a luz indicadora de freio. Dessa forma, optou-se por utilizar este mesmo sinal enviado para a lanterna de freio como sinal indicador do acionamento do sistema. Entretanto, assim como para a leitura do sinal da bateria, para adequar o sinal aos valores compatíveis com o microcontrolador faz-se necessário a utilização de um circuito adicional.

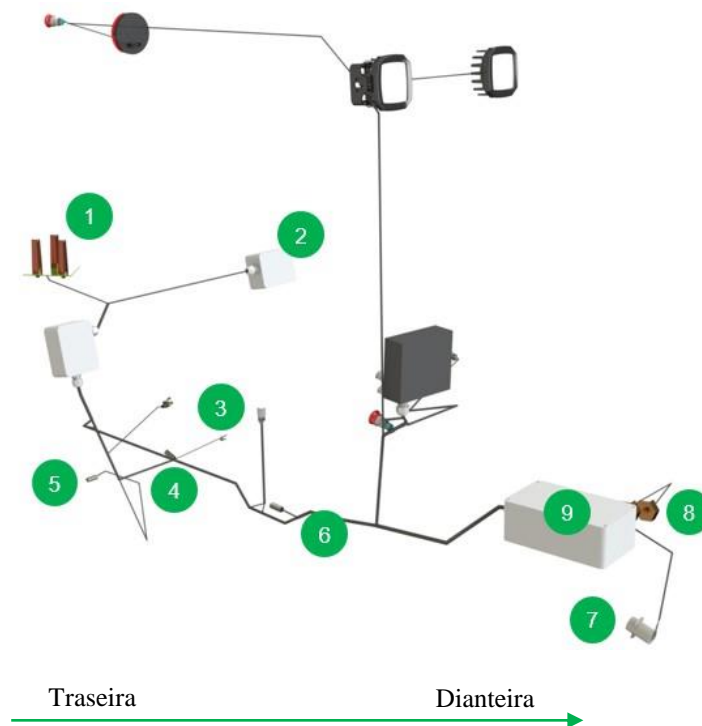
3.5 POSICIONAMENTO DOS SENSORES

A posição física dos sensores no protótipo está atrelada aos elementos mecânicos nos quais é realizada a medição, ou seja, o posicionamento é realizado conforme o projeto dos demais subsistemas presentes no veículo.

Utilizando o projeto CAD do protótipo, desenvolvido no *software* SolidWorks, pode-se obter uma visão geral da posição física dos sensores no veículo. A Figura 25 ilustra o posicionamento dos sensores no protótipo, onde a estrutura e os demais subsistemas foram suprimidos de forma a melhorar a visualização. A identificação de cada sensor na Figura 25 ocorre por meio dos números inseridos na imagem, onde:

- 1 – Sensor de combustível
- 2 – Leitura de tensão da bateria
- 3 – Sensor de temperatura
- 4 – Sensor de velocidade
- 5 – Sensor de rotação do motor
- 6 – Sensor de indicação de marcha
- 7 – Sensor de posição do pedal do acelerador
- 8 – Sensor de indicação do acionamento do sistema de freios
- 9 – Sensor de posição global do protótipo

Figura 25 - Posicionamento dos sensores

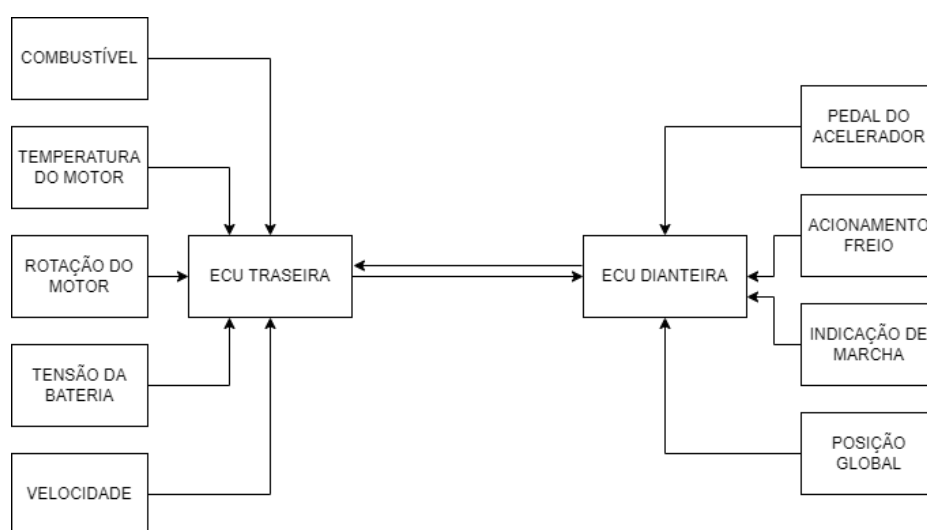


Fonte: Autor

3.6 DISTRIBUIÇÃO FÍSICA DO SISTEMA

Tendo em vista o posicionamento dos sensores no protótipo, conforme descrito na seção 3.5, e também a distância entre eles, obtida através do projeto CAD desenvolvido no *software* SolidWorks, optou-se pela utilização de um sistema descentralizado, com duas ECUs. O diagrama que exemplifica a distribuição adotada para o sistema pode ser observada na Figura 26.

Figura 26 - Diagrama do sistema de aquisição



Fonte: Autor

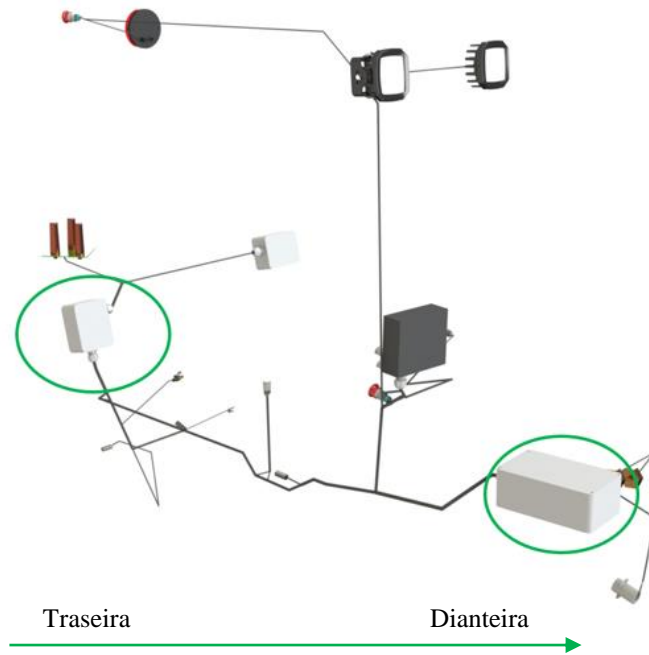
A opção pelo sistema descentralizado se deu pela presença de diversos sinais analógicos com resposta em tensão elétrica. Estes devem ser medidos utilizando a menor distância de cabeamento possível, de forma a evitar queda de tensão devido à impedância dos cabos, o que acarretaria em um erro entre o valor de saída do sensor e o valor de entrada no microcontrolador.

Além disso, sensores, como termopares, também apresentam restrições quanto a distância, pois estes são comercializados com seu próprio cabeamento e apresentam tamanhos definidos, o que torna inviável o seu posicionamento distante do microcontrolador.

Dessa forma, o sistema foi dividido entre uma ECU posicionada na parte frontal do veículo, próxima ao pedal do acelerador, denominada ECU dianteira, e outra posicionada atrás da parede que separa o trem de força do piloto, no canto superior direito, denominada ECU traseira.

O posicionamento das ECUs pode ser melhor observado na Figura 27.

Figura 27 - Disposição das ECUs no protótipo



Fonte: Autor

4 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os dimensionamentos e as validações dos circuitos projetados para condicionamento dos sinais pertinentes a cada variável, como também do circuito de proteção projetado. Além disso serão apresentados os projetos das placas de circuito impresso do sistema, a calibração dos sensores utilizando o sistema de aquisição e os resultados obtidos a partir dos dados levantados em testes com o sistema embarcado no protótipo durante a rodagem do mesmo.

4.1 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Os sensores escolhidos para aplicação no protótipo apresentam funcionamentos distintos, tanto para a tensão de operação, quanto para o seu sinal de saída. Dentre estes, existem os que se comunicam com o microcontrolador através de algum protocolo de comunicação, como por exemplo o módulo GPS, que utiliza a interface de comunicação UART. Dessa forma, estes em questão não necessitam a aplicação de um circuito de condicionamento. Por outro lado, os demais sensores, analógicos e digitais, necessitam passar por um tratamento de seus sinais para que possam ser processados de maneira eficiente.

4.1.1 Sinais analógicos

Estes são sinais que necessitam passar pelo conversor analógico-digital do microcontrolador antes de serem processados, dessa forma devem estar adequados à faixa de tensão do mesmo, ou seja, devem apresentar valores entre 0 e 3,3 V.

4.1.1.1 *Sensor de posição do pedal do acelerador*

O modelo escolhido para esta leitura foi o sensor de efeito Hall A1301. Este possui tensão de alimentação de 4,5 a 6 V e produz um sinal de tensão no seu pino de saída que varia conforme a intensidade do campo magnético detectado pelo sensor. Este valor é inicialmente de 2,5 V quando não é detectada a presença de um campo magnético, conforme a polaridade do campo magnético este valor cresce ou decresce proporcionalmente à intensidade do mesmo, assumindo valores máximos e mínimos de respectivamente 4,7 V e 0,2 V.

Dessa forma, como o sensor será utilizado apenas com uma polaridade de campo magnético, ao se escolher a polaridade que gera um crescimento do sinal, obtém-se uma faixa de tensão de 2,5 V a 4,7 V. Este sinal necessita ser condicionado à faixa de tensão do conversor AD.

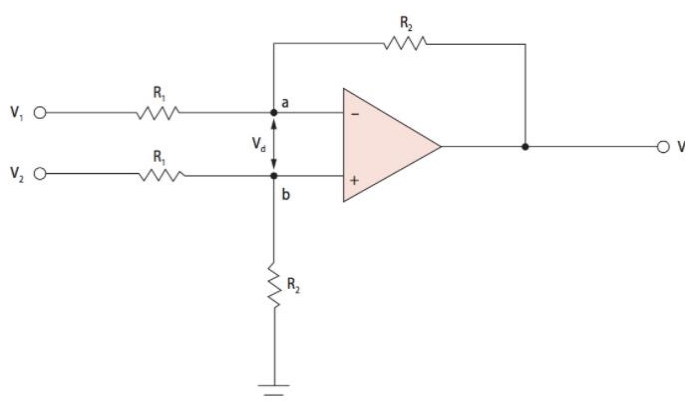
Para adequar o sinal a faixa de 0 a 3,3 V, deseja-se realizar um deslocamento negativo no sinal, no valor de 2,5 V, gerando um sinal entre 0 e 2,2 V. Este então deve ser amplificado em uma proporção de 1,5 vezes para preencher toda faixa de medida do conversor analógico digital, o que aumenta a sua resolução e garante uma leitura mais eficaz.

No condicionamento deste sinal optou-se pela utilização de um circuito com amplificador subtrator, empregando o circuito integrado LMV358. Este amplificador operacional apresenta alimentação *single supply*, ou seja, não utiliza alimentação com tensão negativa. Além disso, também apresenta como característica uma faixa de sinal de entrada aceita pelo amplificador que, inicia na alimentação inferior e tem limite máximo de menos um Volt da alimentação superior. A topologia de um circuito amplificador subtrator descrita por Pertence Júnior (2015) pode ser observada na Figura 28.

A tensão de saída é dada pela Equação (3).

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \quad (3)$$

Figura 28 - Topologia de um circuito subtrator



Fonte: Retirado de Pertence Júnior (2003, p. 62)

Como deseja-se um *offset* negativo de 2,5V, inseriu-se este valor de tensão na entrada V1. Utilizou-se um divisor de tensão para obter este valor a partir do sinal de alimentação de 5 V. Além disso, foi utilizado um amplificador operacional na configuração seguidor de tensão para isolar o divisor do restante do circuito.

Dimensionou-se os resistores R1 e R2 de forma a obter como quociente da divisão o valor de 1,5, conforme desejado. Dessa forma, optou-se pela utilização de um resistor no valor de 100 k Ω para R1 e um resistor de 150 k Ω para R2.

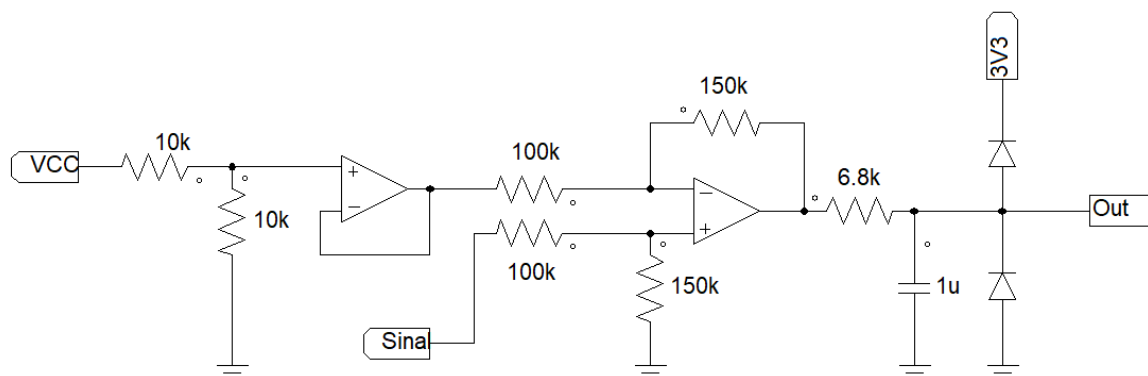
Para realizar o projeto do filtro *anti-aliasing*, responsável por eliminar as componentes de alta frequência e, dessa forma, evitar a sobreposição do sinal, necessita-se determinar primeiro a frequência de amostragem a ser utilizada. Usualmente utiliza-se como valor seguro para uma boa reconstrução do sinal uma frequência de amostragem dez vezes superior à maior frequência esperada para o sinal. Dessa forma, a partir do tipo de variável em questão e de seu comportamento esperado, definiu-se a frequência de amostragem de 100 Hz, valor este que garante uma boa reprodução da variação do sinal.

Definiu-se pela utilização de um filtro passa baixas RC de primeira ordem. O projeto deste deve garantir que a frequência de amostragem estipulada observe o teorema de Nyquist, ou seja, deve possuir uma frequência de corte de aproximadamente metade da frequência de amostragem. Entretanto, como os filtros de primeira ordem apresentam uma banda de transição lenta, na qual o sinal é atenuado gradualmente a uma taxa de 20 dB por década, projetou-se o filtro passa baixas com uma frequência menor, de 25 Hz, para garantir uma atenuação maior, no valor teórico de -7,45 dB para a frequência de Nyquist, sem causar atenuação na parte de interesse do sinal.

A partir da Equação (1) foram calculados os componentes do filtro RC, optando-se por utilizar o valor de 6,8 k Ω para o resistor e, a partir desta definição e da frequência desejada, calculou-se o valor do capacitor necessário. Este foi aproximado para um capacitor comercial de 1 μ F.

Para proteção do conversor analógico digital do microcontrolador, inseriu-se o CI BAT54S após o filtro *anti-aliasing*. Este é composto por dois diodos de barreira Schottky encapsulados em série e tem como função garantir que não ocorra uma sobretensão no sinal de entrada do microcontrolador. O resultado obtido é descrito pela Figura 29.

Figura 29 - Circuito de condicionamento do sinal para sensor A1301



Fonte: Autor

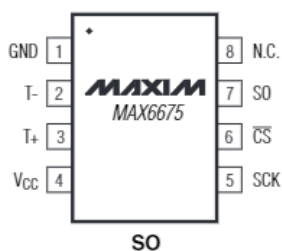
4.1.1.2 Sensor de temperatura do óleo do motor

O sensor escolhido para medição desta variável foi o termopar tipo K, modelo EZA TP-01. Este é capaz de aferir temperaturas entre -50°C e 400°C com uma incerteza de medição de $2,5^{\circ}\text{C}$ para mais ou para menos. Os termopares são sensores que não precisam de uma tensão de alimentação e seu sinal de saída é obtida pela diferença de potencial gerada entre os seus dois terminais pelo efeito Seebeck. Estes valores encontram-se na ordem de milivolts ou microvolts, sendo a sensibilidade aproximada de um termopar do tipo K cerca de $41\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$.

Para obter uma leitura correta da temperatura da junta quente do termopar, ou seja, da ponteira do sensor, deve-se realizar esta medição a partir de uma referência fixa de temperatura na sua junta fria, denominação que se dá a parte do termopar que não é exposta as fontes de calor. Assim, deve-se manter a temperatura de referência de 0°C ou ajustar a tensão gerada para uma corresponde a 0°C . Este procedimento é chamado de compensação de junta fria.

Dessa forma, optou-se pela utilização do conversor digital com compensação de junta fria para termopares do tipo K, MAX6675. Este circuito integrado realiza todo condicionamento do sinal proveniente do termopar e digitaliza o mesmo através de um conversor AD com resolução de 12 bits. Além disso, o dispositivo possui comunicação compatível com a interface SPI para envio das informações ao microcontrolador. A Figura 30 apresenta os pinos para conexão do dispositivo.

Figura 30 - Pinagem MAX6675



Fonte: Retirado do datasheet do componente.

4.1.1.3 Sensor de nível de combustível

A leitura desta variável é realizada pelo sensor descrito na subseção 3.4.7, que foi projetado especificamente para utilização no protótipo. Dessa forma, já possui seu sinal condicionado entre 0 e 3,3 V, ou seja, adequado para leitura pelo conversor analógico digital do microcontrolador.

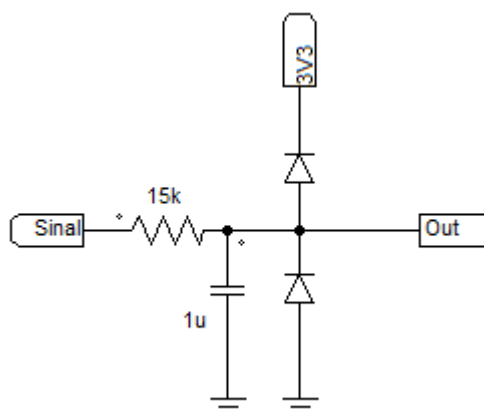
O tempo de esvaziamento do tanque de combustível é de aproximadamente 1,5 horas, o que configura uma variação lenta no sinal elétrico proveniente do nível de combustível. Entretanto, devido às oscilações que ocorrem no tanque do protótipo durante a rotação, o sinal pode sofrer variações abruptas que não representam de forma correta o nível de combustível, por isso optou-se por utilizar uma frequência de amostragem de 50 Hz, alta para a variável em questão, mas que possibilita a implementação de um filtro digital, que diminui a influência de falsas leituras e oscilações no sinal medido.

A partir da frequência de amostragem definida projetou-se o filtro *anti-aliasing* para que não existam frequências superiores à metade da frequência de amostragem, garantindo assim uma correta reconstrução do sinal. Devido à baixa frequência do sinal, foi possível utilizar uma frequência de corte mais baixa, de 10 Hz, para o filtro passa baixas RC de primeira ordem, garantindo assim uma maior atenuação das altas frequências sem que ocorresse atenuação na banda de interesse do sinal.

Pela Equação (1), calculou-se os valores dos componentes do circuito. Para o capacitor C1 definiu-se o valor de 1 μ F. A partir deste, calculou-se o valor do resistor de forma a obter a frequência desejada. Após o cálculo optou-se pela utilização do resistor mais similar disponível, no valor de 15 k Ω , com o qual obtém-se uma frequência de corte aproximada de 10,61 Hz e uma atenuação de -8,16 dB na frequência de Nyquist.

Ainda, foi inserido no circuito o CI BAT54-S, o qual, como citado anteriormente, tem a função de grampear a tensão do sinal no valor máximo tolerado pelo conversor, impedindo uma sobretensão. O circuito resultante pode ser observado na Figura 31.

Figura 31 - Circuito de condicionamento de sinal para o sensor de combustível



Fonte: Autor

4.1.1.4 Nível de tensão da bateria

A bateria utilizada para alimentação do sistema é composta por um conjunto de três células de Lítio-Íon em série, gerando uma tensão total máxima de 12,6 V. Em associação com o conjunto de baterias utiliza-se um circuito BMS comercial, do inglês *Battery Management System*, este é responsável por regular a corrente de descarga individual de cada célula e, assim, manter um equilíbrio entre os seus valores de tensão. Dessa forma, pode-se realizar a leitura de tensão de apenas uma célula e, a partir deste valor, obter a tensão do conjunto.

Para adequar o sinal de tensão da célula, que varia de 2,5 V a 4,2 V, à tensão do conversor AD, deseja-se realizar um deslocamento negativo do sinal no valor de 2,5 V, gerando um sinal de 0 a 1,7 V. Este então deve ser amplificado em aproximadamente 1,94 vezes para que assuma uma amplitude de 0 a 3,3 V, utilizando assim toda faixa de medida do conversor.

Optou-se pela utilização de um circuito com amplificador operacional na configuração subtrator, o qual foi implementado através do circuito integrado LMV358. A topologia deste circuito, bem como a sua equação característica, foram mencionadas anteriormente na subseção 4.1.1.1.

O *offset* negativo de 2,5 V foi obtido através de um divisor de tensão a partir do sinal de alimentação de 5 V. Este foi conectado à entrada de um amplificador operacional configurado

como seguidor de tensão, de forma a isolar o divisor de tensão do restante do circuito, enquanto a saída do seguidor de tensão foi conectada à entrada V1 do circuito subtrator.

Utilizando a Equação (3), os resistores R1 e R2 foram dimensionados de forma a obter como quociente da divisão o valor de aproximadamente 1,94. Após uma análise de valores comerciais de resistores, optou-se pela utilização de um resistor de 47 k Ω para R1 e um resistor de 91 k Ω para R2.

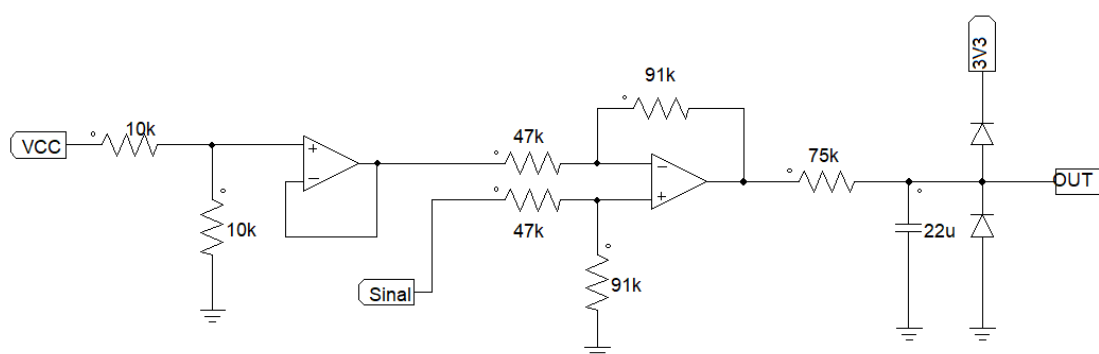
O período em que ocorre a variação da tensão das células, do seu valor máximo até o seu valor mínimo, é de aproximadamente 6 horas para o consumo estimado do sistema elétrico do protótipo, o que configura a variação de tensão da bateria como lenta. Dessa forma, optou-se por utilizar uma frequência de amostragem de 1 Hz, valor que ainda permite a utilização de um filtro digital para obter uma reconstrução mais fiel do sinal aferido.

No projeto do filtro *anti-aliasing*, a frequência de corte escolhida foi de 0,1 Hz, dessa forma obtém-se uma atenuação maior na frequência de Nyquist e evita-se a atenuação do sinal na banda de interesse.

Os valores dos componentes do circuito foram calculados através da Equação (1). Para o capacitor C1 se definiu o valor de 22 μ F. A partir disso foi calculado o valor do resistor de forma a obter a frequência desejada. Dentre os valores comerciais, se optou pelo resistor de 75 k Ω com o qual obtém-se uma frequência de corte aproximada de 0,096 Hz e uma atenuação na frequência de 500 mHz de aproximadamente -14,45 dB.

Visando a proteção do microcontrolador, inseriu-se o circuito integrado BAT54S, conectado ao referencial de 0 V e à tensão de alimentação máxima tolerada pelo conversor analógico digital. O circuito de condicionamento resultante pode ser observado na Figura 32.

Figura 32 - Circuito de condicionamento de sinal para tensão da bateria



4.1.2 Sinais digitais

Os sinais descritos neste item são sinais discretos, provenientes de sensores cujo sinal de saída apresenta comportamento ON/OFF. Estes precisam ser condicionados de forma a apresentarem valor máximo de 5 V, pois o microcontrolador possui pinos tolerantes a esta tensão.

Estes sinais foram divididos em duas categorias: sinais provenientes de rotações e que geram na saída uma onda quadrada com frequência variável, através da qual são obtidos os valores de rotação, e sinais que são provenientes de chaves, em que se está interessado apenas na mudança de nível do sinal.

4.1.2.1 Sinais de chaves

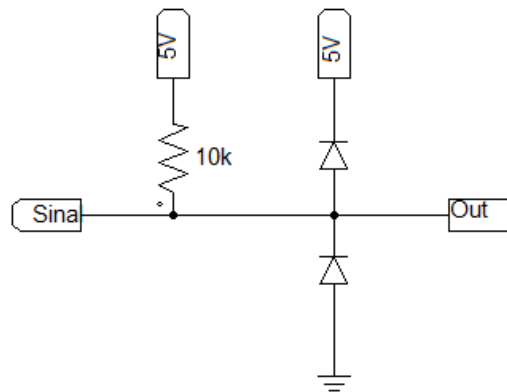
Dois dos sinais enquadram-se nesta categoria. São eles o sinal proveniente do sensor de indicação de marcha e o sinal advindo do interruptor de pressão hidráulica, responsável por indicar o acionamento dos freios.

4.1.2.1.1 Sensor de indicação de marcha

O modelo escolhido para esta variável foi o sensor de efeito Hall A3144, este apresenta tensão de operação de 4,5 V a 24 V e apresenta saída em coletor aberto, ou seja, quando o transistor interno é acionado, perante a presença de um campo magnético, o pino de saída é conectado ao nível lógico baixo. Para garantir o nível lógico alto, um resistor de *pull-up* deve ser conectado ao pino de saída do sensor.

A alimentação do sensor é realizada com uma tensão de 5 V, dessa forma, não se faz necessário nenhum ajuste na amplitude do sinal. Em adição ao resistor de *pull-up* conectado ao sinal de saída do sensor, foi inserido apenas um BAT54S como forma de proteção ao microcontrolador. O circuito resultante para esta variável está descrito na Figura 33.

Figura 33 - Circuito de condicionamento de sinal para sinal de indicação de marcha



Fonte: Autor

4.1.2.1.2 Sensor de indicação de acionamento do sistema de freios

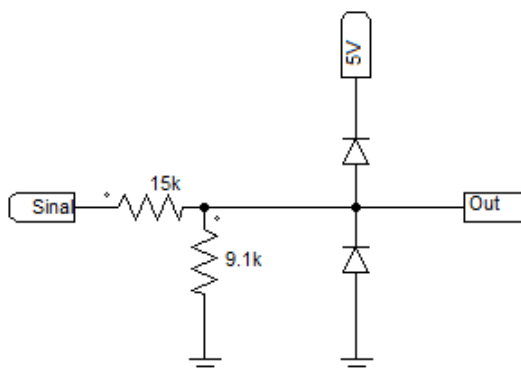
A detecção do acionamento dos freios é obtida através do sinal advindo do interruptor de pressão hidráulica, o mesmo sinal enviado para acionar a lanterna traseira. Este é apenas uma chave ON/OFF que permite a passagem de corrente quando a linha de freio é pressurizada. Desta forma, optou-se por utilizar o sinal pós-chave como sinal indicativo do acionamento do sistema de freios.

A lanterna traseira é ligada diretamente pela bateria, sendo assim, a tensão utilizada varia do valor máximo de 12,6 V para um valor mínimo de 7,5 V. Para ser lido pelo microcontrolador, este sinal necessita ser atenuado de forma a obter-se uma tensão máxima de aproximadamente 5 V. Quanto ao valor mínimo, este deve apresentar um valor superior ao limite no qual o microcontrolador reconhece um sinal como nível lógico alto. Para o microcontrolador em questão este valor é de aproximadamente 2,14 V.

Projetou-se um circuito com divisor de tensão para atenuar o sinal proveniente da bateria em uma proporção de 2,6 vezes, dessa forma o valor de tensão esperado encontra-se na faixa de 2,88 V à aproximadamente 4,84 V, dentro dos limites especificados. Utilizou-se para obter esta proporção um resistor de 9,1 k Ω e outro de 15 k Ω , obtendo assim uma atenuação de aproximadamente 2,65 vezes.

Por fim, da mesma forma que para os outros circuitos, adicionou-se um BAT54S na saída do sinal, com o objetivo proteger o microcontrolador contra casos de sobretensão que possam ocorrer. O circuito resultante pode ser observado na Figura 34.

Figura 34 - Circuito de condicionamento de sinal para leitura de acionamento do sistema de freios



Fonte: Autor

4.1.2.2 Sinais de rotações

Os sinais que pertencem a esta categoria são o sinal de rotação do motor e o sinal de velocidade do protótipo. Ambos são aferidos utilizando o mesmo sensor e o mesmo princípio, dessa forma não será feita distinção entre eles.

Devido ao comportamento destes sinais, onde é gerada uma sequência de pulsos com frequência variável e proporcional à velocidade de rotação dos eixos, optou-se por implementar um frequencímetro digital com o microcontrolador Attiny85 para cada rotação e posteriormente enviar o sinal condicionado para o microcontrolador principal.

Optou-se por esta abordagem devido a leitura ser realizada por meio de interrupções geradas em um pino do microcontrolador, a qual ocorre sem nenhum controle de periodicidade, ficando unicamente relacionada com a frequência dos pulsos gerados pelos sensores. Dessa forma, ao tratar estes pulsos com o microcontrolador Attiny85 evita-se a necessidade da utilização de interrupções no microcontrolador principal, que poderiam atrapalhar na leitura das demais variáveis e, além disso, assegura-se a utilização de uma frequência conhecida e estipulada para leitura desta variável.

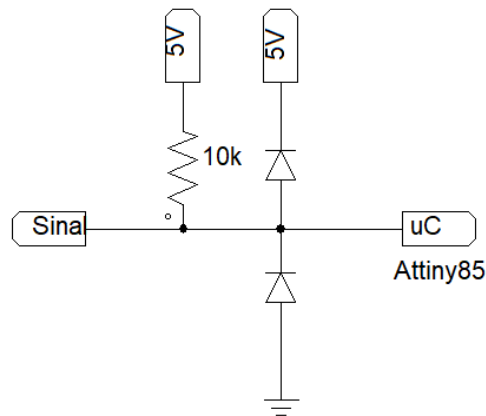
4.1.2.2.1 Condicionamento do sinal

O sensor utilizado, conforme escolhido previamente, é o modelo automotivo 5Z0919149 da Volkswagen. Este apresenta um princípio de operação similar ao sensor utilizado para indicação da marcha do carro, vide sessão 4.1.2.1.1. Dessa forma, apresenta

alimentação entre 5 V e 12 V e necessita de um resistor de *pull-up* conectado ao seu pino de sinal para funcionar corretamente.

A tensão de 5 V foi escolhida para alimentação do sensor, dessa forma, não se faz necessário nenhum ajuste na amplitude do sinal, tendo em vista que o microcontrolador opera com este valor de tensão. Inseriu-se ainda o CI BAT54-S ligado ao sinal advindo do sensor para proteção do microcontrolador. O circuito resultante deste condicionamento é descrito na Figura 35.

Figura 35 - Circuito de condicionamento para leitura dos sinais de rotações



Fonte: Autor

4.1.2.2.2 Attiny85

Os sinais advindos dos sensores automotivos são processados pelo microcontrolador Attiny85, onde são obtidos os valores de frequência destes sinais e realizada a conversão para quilômetros por hora e rotações por minuto.

Na leitura dos sinais utilizou-se interrupções externas, onde detecta-se a mudança de nível lógico de um, ou mais, pinos do microcontrolador. Estas interrupções, quando disparadas, interrompem a execução do código principal e executam uma função específica.

Também utilizou-se um *timer* no processo, que funciona como um contador de 8 *bits* incrementado a cada pulso de *clock* do microcontrolador. Dessa forma, a partir do número de pulsos determina-se o tempo decorrido em um intervalo. Na configuração do *timer*, pode-se ainda utilizar um *prescaler* para reduzir a frequência do *clock* dividindo-o por um fator predeterminado, o que permite a contagem de forma mais lenta.

Nesta aplicação, o *timer* é utilizado em conjunto com as interrupções externas de forma a obter o intervalo de tempo entre dois disparos, ou seja, duas leituras do sensor e, dessa forma, calcular a frequência do elemento rotacional medido.

Após o cálculo da frequência, é realizada a conversão destes valores para rotações por minuto no caso do motor, conforme Equação (4), e velocidade do protótipo em quilômetros por hora advinda da leitura do disco de freio, conforme a Equação (5).

$$Rotação = \left(\frac{f}{n}\right) * 60 \quad (4)$$

$$Velocidade = \left(\frac{f}{n}\right) * D * \pi * 3,6 \quad (5)$$

Onde:

f = frequência medida

n = número de dentes

D = diâmetro da roda

Os valores são atualizados a cada nova interrupção, ou seja, a frequência de atualização varia conforme o número de janelas da roda dentada e a própria variação do elemento rotacional. O valor máximo em condições normais é de aproximadamente 90 Hz para ambas as variáveis, conforme testes realizados anteriormente. Entretanto, esta frequência máxima não condiz com a frequência de variação de rotação dos componentes, logo, o sinal é atualizado com uma frequência máxima de 90 Hz, mas os valores lidos variam com uma frequência bem menor.

Dessa forma, estipulou-se a leitura destes valores com uma frequência de 100 Hz, valor mais que suficiente para visualizar as mudanças de rotação dos elementos. A comunicação ocorre por meio de I2C, onde o microcontrolador principal (mestre) solicita aos microcontroladores Attiny85 (escravos) o envio dos valores em intervalos de 10 ms.

4.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA

A alimentação do sistema elétrico do protótipo ocorre por meio de uma associação de células de lítio-íon, que foram interligadas de forma a obter uma tensão de aproximadamente 12 V, conforme citado na subseção 3.4.8.

A partir da definição dos microcontroladores, sensores e dos circuitos de condicionamento presentes no sistema, constatou-se a necessidade de rebaixar esta tensão da bateria para outros dois valores, sendo estes 5 V e 3,3 V.

O valor de tensão de 5 V é utilizado para alimentação das ECUs, onde estão presentes outros dispositivos e circuitos integrados, e também para alimentação dos sensores distribuídos pelo protótipo. A tensão de 3,3 V, por outro lado, é utilizada quase que exclusivamente para alimentação dos microcontroladores STM32F103C8T6 e do módulo GPS.

Para obtenção do valor de tensão de 5 V optou-se pela utilização de um conversor CC-CC comercial do tipo Buck (vide Figura 36), através do qual obtém-se uma saída de tensão regulável conforme necessário. Optou-se por este conversor devido a sua maior eficiência em comparação com os reguladores lineares, além de apresentar maior capacidade de corrente de saída. O conversor em questão apresenta as seguintes características.

- Corrente de saída: 1.8 A
- Tensão de entrada: 4,75 – 23 V
- Tensão de saída: 1 – 17 V
- Eficiência: até 95%

Figura 36 - Conversor CC-CC tipo Buck



Fonte: Retirado de <https://www.casadarobotica.com/>

Devido ao menor número de dispositivos conectados à alimentação de 3,3 V, optou-se pela utilização de um regulador de tensão linear, modelo AMS1117 (vide Figura 37). Este, apesar de apresentar uma eficiência menor em comparação aos conversores chaveados, tem como diferencial seu menor custo e também seu tamanho reduzido.

Figura 37 - Regulador linear AMS1117



Fonte: Retirado de <https://www.saravati.com.br>

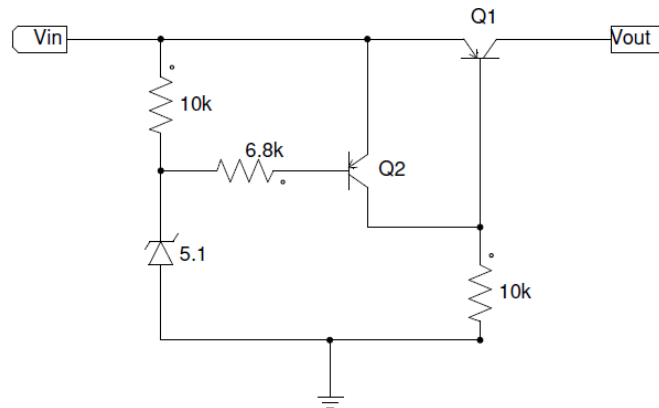
4.2.1 Proteção contra sobretensão e sobrecorrente

Visando proteger as ECUs e, conseqüentemente, os dispositivos nela conectados, se optou pela implementação de circuitos de proteção contra sobretensão e sobrecorrente juntamente aos reguladores de tensão.

Na proteção contra curto-circuito foi utilizado apenas um fusível de 400 mA em série com a saída de tensão do regulador chaveado e a entrada do circuito de proteção contra sobretensão, de forma a desconectar a alimentação da ECU e, conseqüentemente, dos demais dispositivos caso um surto venha a ocorrer.

Para a proteção contra sobretensão, aplicou-se um circuito para desconectar a fonte de alimentação do restante da ECU (MAXIM INTEGRATED, 2002). Este circuito conta com resistores, transistores PNP e um diodo Zener, conforme Figura 38.

Figura 38 - Circuito de proteção



Fonte: Autor

Quando a tensão de entrada apresenta um valor menor ou igual à tensão predeterminada, o terminal de base do transistor Q2 está em nível lógico alto, ou seja, o transistor está aberto. Dessa forma, o terminal de base do transistor Q1 está conectado ao terra por meio do resistor de *pull-down*, garantindo a condução de corrente da base do transistor para o terra e seu estado chaveado, permitindo a passagem de corrente de V_{in} para V_{out} .

Em casos de sobretensão, quando V_{in} ultrapassa o valor predeterminado, o diodo Zener entra em condução, a base do transistor Q2 é conectada ao terra, permitindo a passagem de corrente pela base e conseqüentemente mudando o estado do transistor para fechado. A partir disso, a tensão de entrada V_{in} é conectada à base do transistor Q1, condição esta que o desativa, mudando seu estado para aberto. Dessa forma não é mais possível a condução de corrente por Q1, isolando assim a saída V_{out} da entrada V_{in} .

Para que este circuito não altere significativamente a tensão de saída V_{out} devido à queda de tensão coletor-emissor no transistor Q1, optou-se pela utilização do transistor PNP de modelo FM718 que apresenta um baixo valor de tensão de saturação, na faixa de 16 mV a 50 mV para correntes de coletor de até 100 mA, segundo o *datasheet*.

O diodo Zener é o elemento que define a partir de quais valores de tensão o circuito deve entrar em funcionamento. Analisando a curva de operação do dispositivo, observou-se que o diodo Zener permite a passagem de pequenos valores de corrente antes de sua tensão nominal ser atingida, comportamento este que permite o acionamento do circuito de proteção caso o valor de corrente de base do transistor seja atingido. Como o sistema deve entrar em operação apenas para tensões maiores que 5 V, optou-se por utilizar um diodo Zener com tensão de 5,6 V, evitando assim o desligamento do circuito de forma indevida.

4.3 VALIDAÇÃO DOS CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO

Após a conclusão dos projetos de condicionamento para cada sinal, foram realizadas simulações em *software* e testes em bancada. Nas simulações utilizou-se o *software* TINA-TI, da fabricante de componentes eletrônicos Texas Instruments, o qual possui um ambiente para inserção do esquemático do circuito e posterior análise no domínio do tempo e da frequência, esta última ideal para observar o comportamento dos filtros. Os testes em bancada variam para cada circuito, mas, de maneira geral, foram utilizadas placas de circuito impresso ou *protoboards* para montagem dos circuitos, enquanto na análise utilizou-se um gerador de sinais em conjunto com um osciloscópio.

4.3.1 Circuito de leitura de tensão do sensor de efeito Hall

Iniciou-se a validação deste circuito pela simulação no *software* TINA-TI, no qual inseriu-se o circuito referente a este condicionamento, conforme a Figura 29.

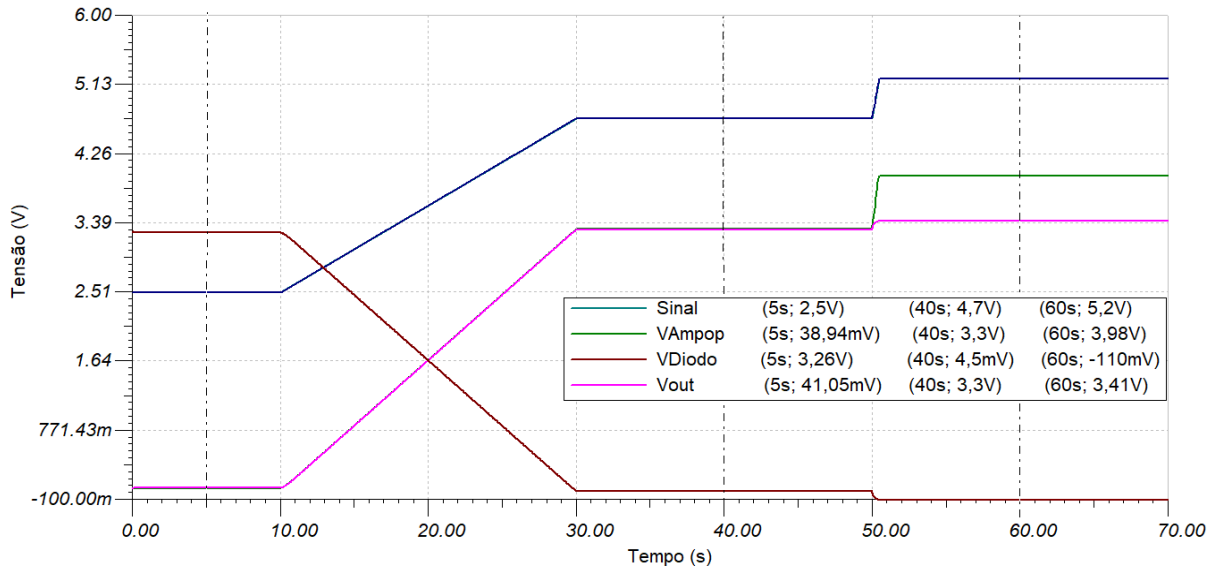
O sinal de entrada foi definido de forma a permitir uma análise completa do funcionamento do circuito proposto. Dessa forma, foi utilizado, uma tensão de entrada do tipo rampa, com variação de 2,5 V a 4,7 V, conforme esperado para esta variável. Adicionou-se ainda um degrau de 0,5 V próximo ao final do tempo de análise, o qual tem como objetivo analisar o comportamento do circuito quando ocorre uma sobretensão.

A resposta obtida para este sinal de entrada pode ser observada na Figura 39, onde observa-se que o circuito apresenta o comportamento esperado, apresentando apenas um pequeno *offset* na tensão próxima de zero volts, devido a característica do próprio amplificador operacional, que não consegue fornecer na saída valores de tensão muito próximos aos valores de alimentação do mesmo. Este comportamento não influencia na leitura do acionamento do pedal do acelerador, pois na aplicação utilizada o sensor não trabalha na sua saída de tensão mínima, apresentando um valor intermediário para a posição inicial de deslocamento. Ainda, ao inserir-se um degrau, no tempo de 50 ms, observa-se que o diodo começa a conduzir até estabilizar com uma tensão de polarização direta de 110 mV, gerando um sinal final de 3,41 V na saída do circuito.

Ainda, foi realizada uma análise da resposta em frequência do sinal para observar o comportamento do filtro *anti-aliasing* (vide Figura 40). Nesta simulação, buscou-se observar a frequência de corte do filtro e também a atenuação obtida na frequência de 50 Hz. Esta

frequência foi escolhida por ser a frequência de Nyquist para esta leitura, desta forma pode-se comprovar que o projeto do filtro está de acordo com o esperado.

Figura 39 - Análise do circuito do sensor de efeito Hall no domínio do tempo

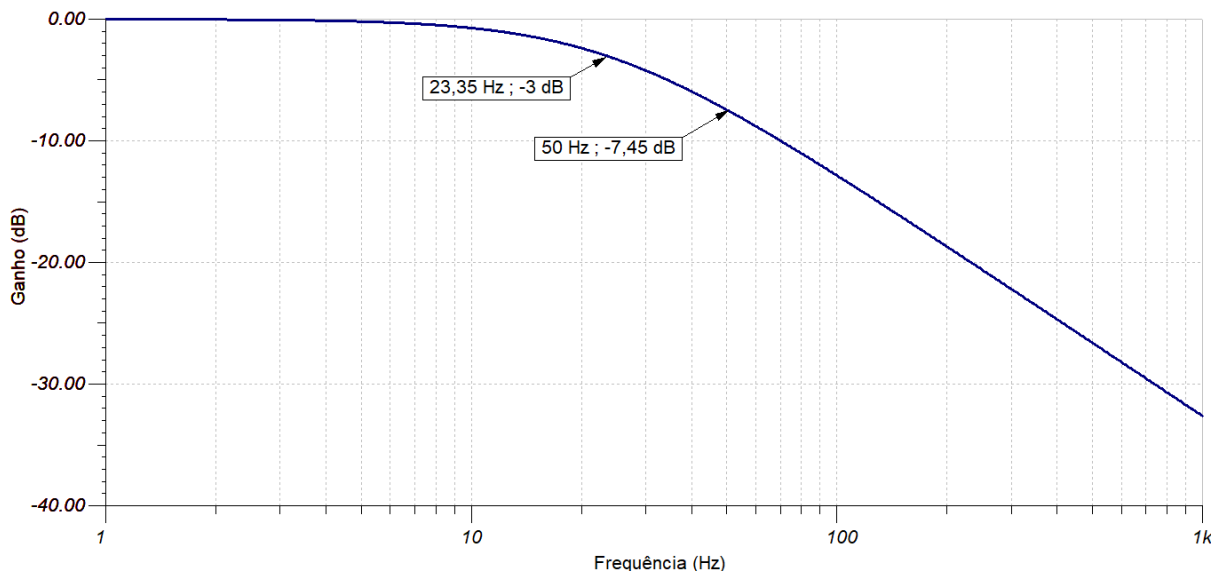


Fonte: Autor

Através da análise realizada obteve-se o gráfico de bode filtro projetado. Observa-se que o sinal não apresenta atenuação na componente contínua, 0 dB, enquanto que na frequência de 50 Hz foi obtido uma atenuação de -7,45 dB, valor este que condiz com o valor teórico apresentado na subseção 4.1.1.1.

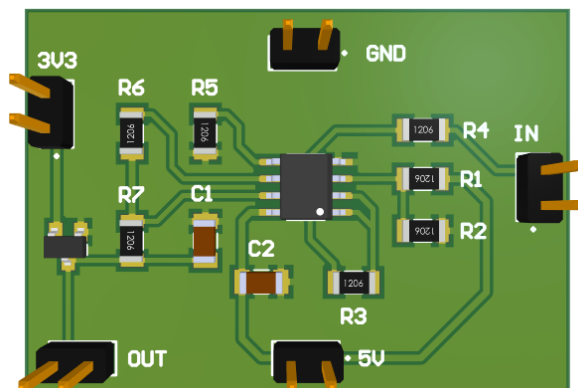
Na segunda parte da validação, realizou-se a montagem do circuito em uma placa de circuito impresso para obter o comportamento real do sistema (vide Figura 41). Da mesma forma que para o teste no *software* de simulação, inseriu-se no circuito um sinal de entrada de 2,5 V a 4,7 V, seguidos por um degrau de 0,5 V para analisar o comportamento em caso de sobretensão.

Figura 40 - Diagrama de bode do filtro do sensor de acionamento do pedal



Fonte: Autor

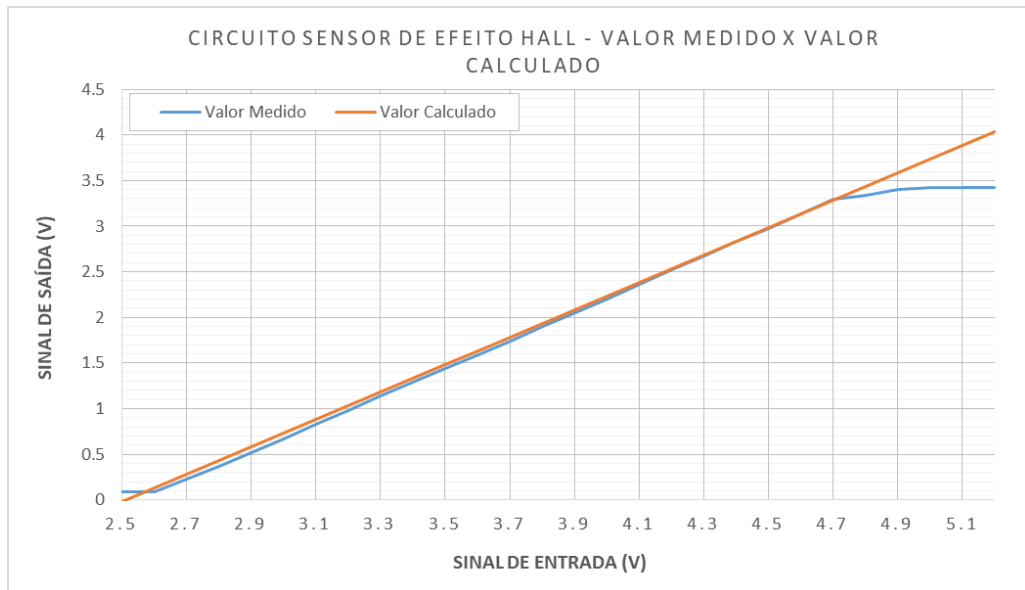
Figura 41 - Placa desenvolvida para validação - Acelerador e Bateria



Fonte: Autor

Os valores de entrada e saída obtidos no teste foram tabelados e comparados com o resultado esperado através do gráfico ilustrado na Figura 42. Observa-se que o resultado obtido assemelha-se aos valores calculados de maneira teórica, havendo uma exceção na região próxima a zero volts, onde o menor valor alcançado é de 93 mV. Isto se deve ao comportamento não linear do amplificador operacional nos valores próximos a sua tensão de alimentação. Além disso, ao aumentar-se a tensão em passos de 100 mV até o valor de 5,2 V, observou-se o funcionamento do BAT54-S, grampeando a tensão em 3,42 V.

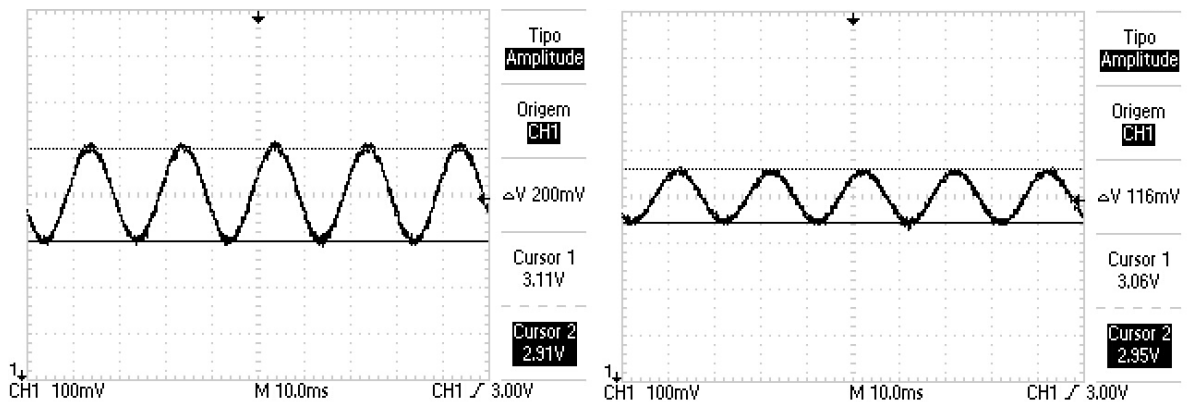
Figura 42 - Circuito sensor de efeito Hall - valor medido x valor calculado



Fonte: Autor

Por fim, visando obter o comportamento do filtro *anti-aliasing*, inseriu-se um sinal senoidal na entrada do circuito, com amplitude de 200 mV para facilitar a visualização no osciloscópio.

O resultado encontrado é apresentado na Figura 43, onde observa-se o sinal original no gráfico da esquerda, com amplitude de 200 mV, e a direita o sinal atenuado pelo filtro, com uma amplitude de 116 mV. Dessa forma, obteve-se uma atenuação de aproximadamente -5 dB na frequência do ruído inserido, valor similar ao valor de -7,45 dB encontrado em simulação.

Figura 43 - Resposta do filtro *anti-aliasing* para o circuito do sensor de efeito Hall

Fonte: Autor

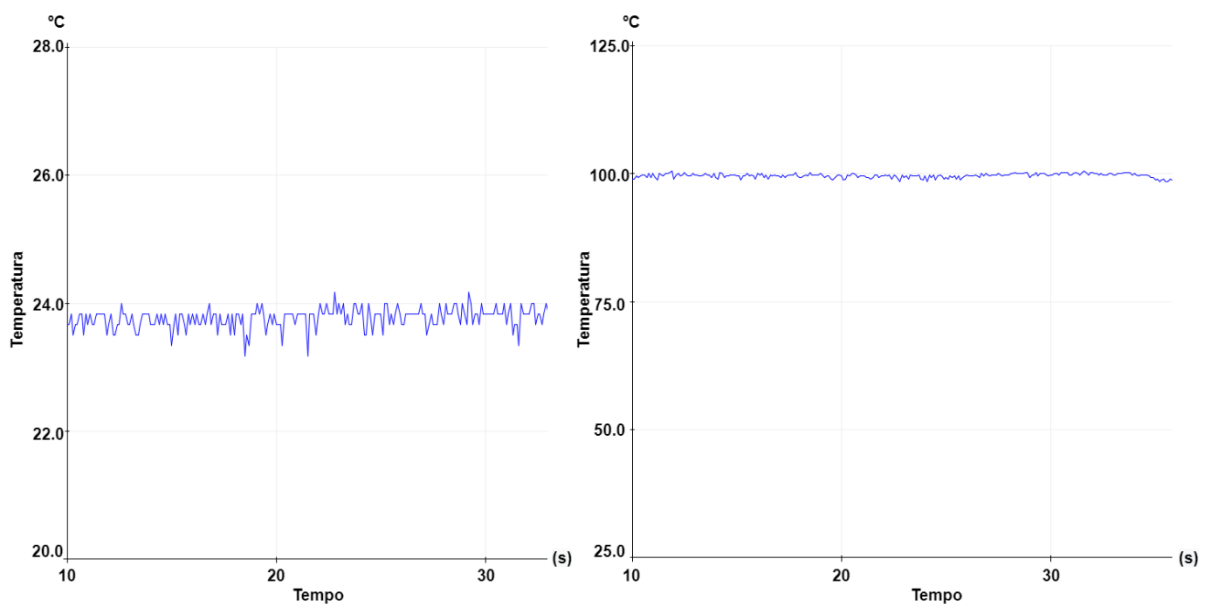
4.3.2 Circuito de leitura de temperatura

Para a validação desta leitura não foi necessário realizar nenhuma montagem de circuito de condicionamento, pois a mesma é realizada através do CI MAX6675, que converte o sinal advindo do termopar para um sinal digital pronto para ser lido pelo microcontrolador, como citado na subseção 4.1.1.2.

Dessa forma, realizou-se a ligação do termopar com o MAX6675 e conectou-se o circuito integrado a um microcontrolador Arduino Uno para a leitura dos dados de temperatura. A partir do código desenvolvido no microcontrolador, onde os 12 bits de dados do sensor são lidos e convertidos para temperatura, obteve-se os valores com uma resolução de 0,25 °C, conforme estipulado no *datasheet* do componente.

A Figura 44 ilustra os dados obtidos a partir de leituras realizadas. No levantamento destes considerou-se a temperatura ambiente e também a temperatura da água em ebulição. Observa-se nos dois gráficos o comportamento esperado, em torno de 24 °C para temperatura ambiente e próximo de 100 °C para a água.

Figura 44 - Leitura de temperatura com termopar tipo K e MAX6675



Fonte: Autor

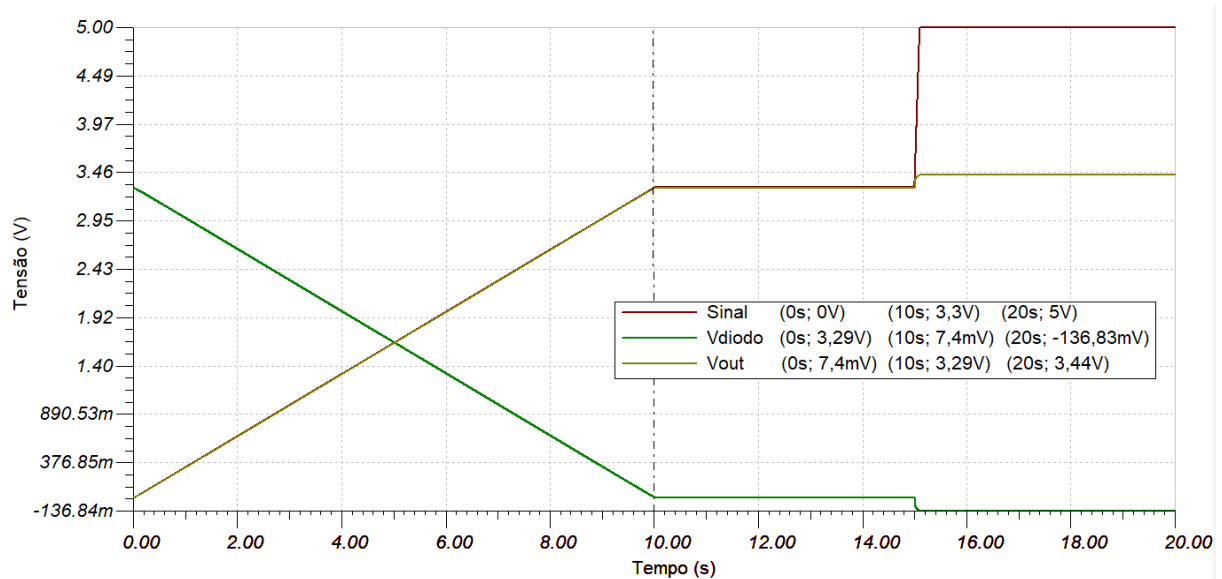
4.3.3 Circuito de leitura de nível de combustível

O sensor de nível de combustível já apresenta sinal previamente condicionado para ser lido pelo microcontrolador, como citado na subseção 4.1.1.3. Dessa forma, a validação do circuito desse sensor refere-se ao filtro *anti-aliasing* e ao circuito de proteção contra sobretensão.

No *software* de simulação TINA-TI, inseriu-se o circuito referente a este condicionamento, conforme Figura 31. O sinal de entrada considerado foi do tipo rampa, percorrendo toda faixa de tensão, de 0 a 3,3 V. Ainda, inseriu-se um degrau ao sinal, de forma a obter uma tensão de 5 V na entrada do circuito, simulando algum erro na saída do sensor.

Pode-se observar, na Figura 45, um comportamento linear do circuito para valores dentro da faixa estipulada para o sinal. Além disso, percebe-se que ao ser inserido um degrau no sinal, a proteção contra sobretensão entra em funcionamento, grampeando a saída em 3,4 V.

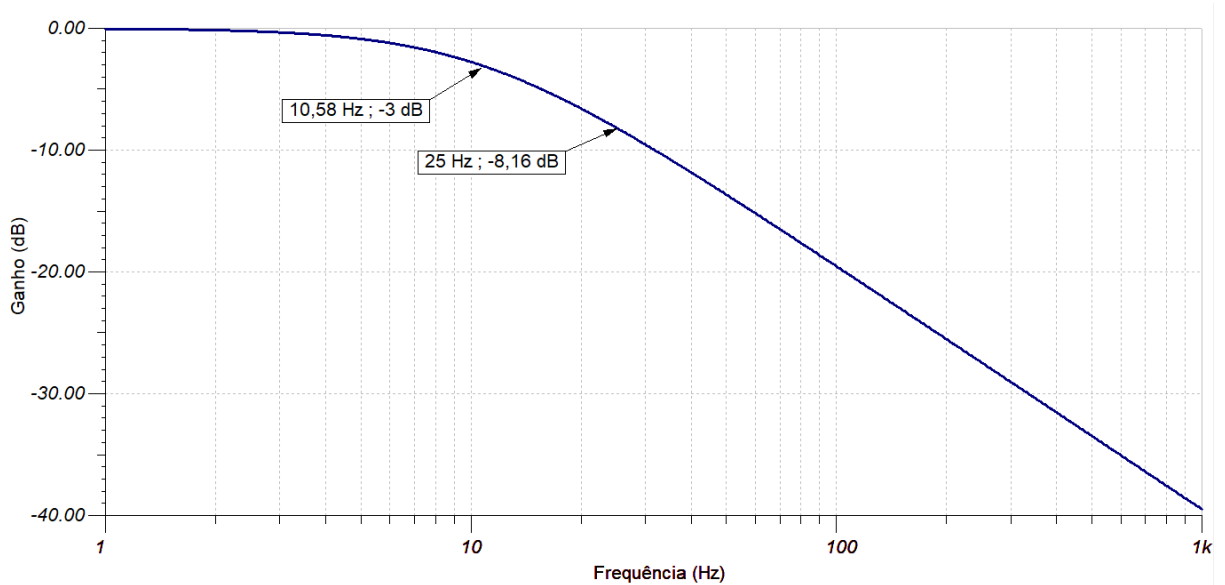
Figura 45 - Análise do circuito do sensor de combustível no domínio do tempo



Fonte: Autor

A validação do filtro *anti-aliasing* foi realizada através de uma análise da resposta em frequência do filtro. A Figura 46 apresenta o diagrama de bode obtido para o filtro projetado.

Figura 46 - Diagrama de bode do filtro do sensor de combustível

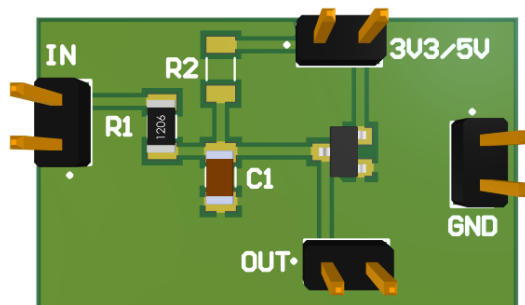


Fonte: Autor

Através do diagrama de bode do filtro, observa-se que foi obtido uma frequência de corte para o filtro RC de 10,58 Hz, conforme o projeto teórico. Além disso, a atenuação obtida na frequência do ruído inserido no sinal, ou seja, 25 Hz, apresentou o valor de -8,16 dB conforme o valor teórico apresentado na subseção 4.1.1.3.

Para a segunda parte da validação, foi realizada a montagem do circuito em uma placa de circuito impresso (vide Figura 47), visando observar o comportamento do mesmo para diferentes sinais de entrada.

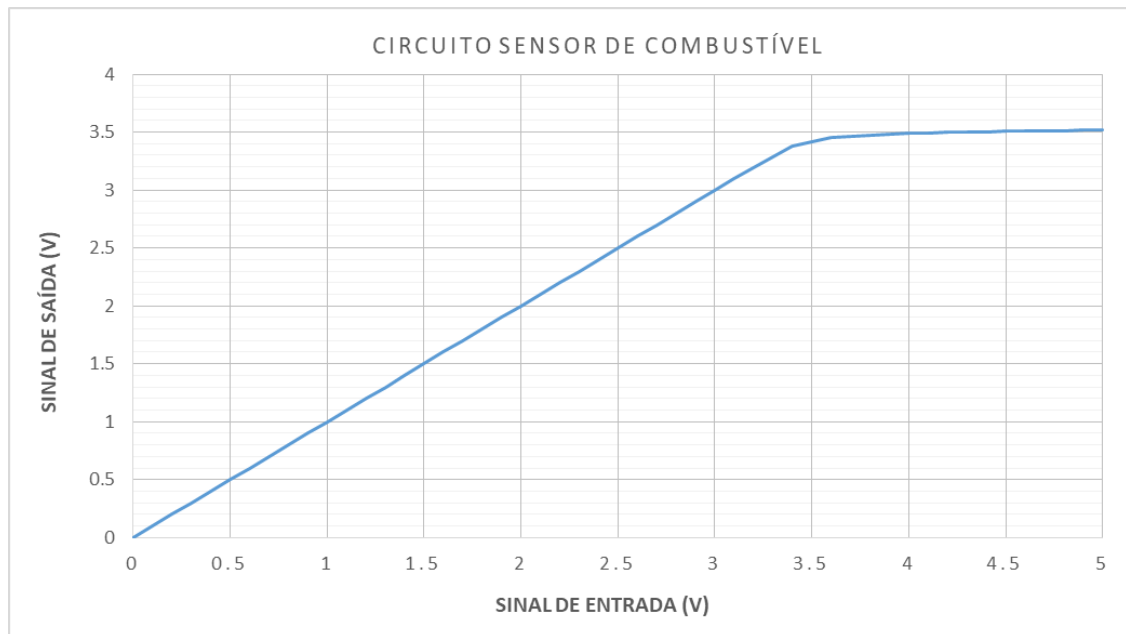
Figura 47 - Placa desenvolvida para validação – Combustível e Freio



Fonte: Autor

Inicialmente, inseriu-se um sinal de 0 a 3,3 V, para avaliar possíveis divergências no sinal, como alguma queda de tensão no filtro *anti-aliasing* por exemplo. Além disso, visando validar o circuito de proteção, elevou-se o sinal de entrada até o valor de 5 V. O resultado obtido pode ser observado no gráfico descrito pela Figura 48.

Figura 48 - Resultado do circuito para sensor de combustível



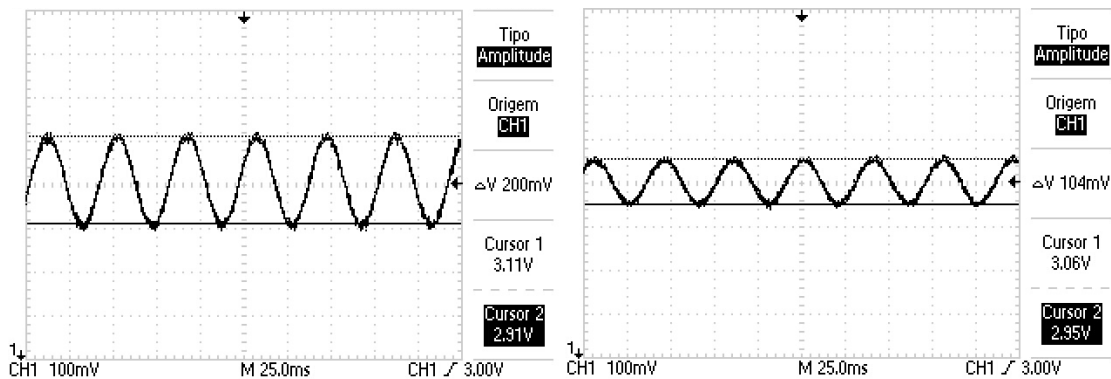
Fonte: Autor

A partir da Figura 48 observa-se o comportamento linear do circuito para os valores na faixa de operação esperada para o sensor. Após o valor de 3,3 V, observa-se que a tensão de saída apresenta um leve crescimento, entretanto, estabiliza gradativamente em torno de 3,5 V, conforme esperado pela ação dos diodos de proteção.

Para concluir a análise do circuito, realizou-se o teste de funcionamento do filtro *anti-aliasing*. Foi definido um sinal de entrada senoidal, com amplitude de 200 mVpp e *offset* de 3 V, sendo a frequência neste caso de 25 Hz.

Através da Figura 49 observa-se uma análise gráfica do comportamento dos sinais. Na parte esquerda tem-se o sinal original, conforme definido, e na parte direita o sinal atenuado. A partir desta análise, constatou-se uma atenuação de aproximadamente -6 dB na amplitude do sinal para a frequência estabelecida, valor este que aproxima-se do valor de -8,16 dB encontrado na simulação e no cálculo teórico.

Figura 49 - Resposta do filtro anti-aliasing para o circuito do sensor de combustível



Fonte: Autor

4.3.4 Circuito de leitura de tensão da bateria

A validação desta variável teve como primeiro passo a simulação no *software* TINA-TI, onde inseriu-se o circuito da Figura 32. Para o sinal de entrada utilizou-se uma função do tipo rampa, com valor variando entre 2,5 V e 4,2 V, simulando o comportamento da tensão da bateria. Ainda, adicionou-se um degrau de 0,5 V ao sinal, próximo ao final da simulação, de forma a analisar o comportamento do circuito de proteção.

O resultado obtido na simulação é descrito pela Figura 50, onde observa-se que o sinal de saída está de acordo com o esperado, apresentando apenas um leve *offset* para valores próximos a 0 V, o que se deve a não linearidade do amplificador operacional nas faixas próximas a sua tensão de alimentação. Esta condição não afeta a leitura correta da tensão da bateria devido a utilização do módulo BMS, o qual desconecta a bateria do restante do circuito antes que a tensão desta assuma o valor mínimo considerado no condicionamento. Nota-se também um pequeno atraso no sinal de saída em relação ao sinal anterior ao filtro, ocorrência esta que se deve ao alto valor do capacitor, de 22 μ F, utilizado para obter a frequência de corte do estipulada.

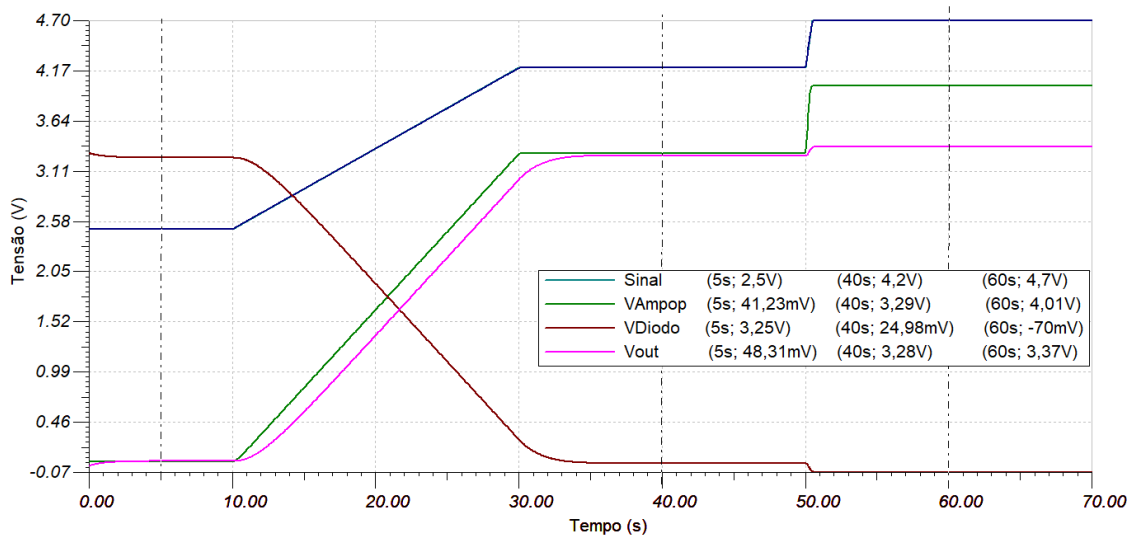
Outro aspecto que pode ser observado pela Figura 50 é o comportamento do circuito de proteção, onde após a inserção de um degrau ao tempo de 50 s, o diodo entra em condução e realiza o grampeamento da tensão de saída do circuito em 3,37 V, protegendo assim o microcontrolador.

O comportamento do filtro *anti-aliasing* foi obtido através de uma análise da resposta em frequência do filtro. O resultado obtido pode ser observado na Figura 51, onde são exibidos

os valores de frequência de corte do filtro projetado e também a atenuação obtida na frequência de Nyquist.

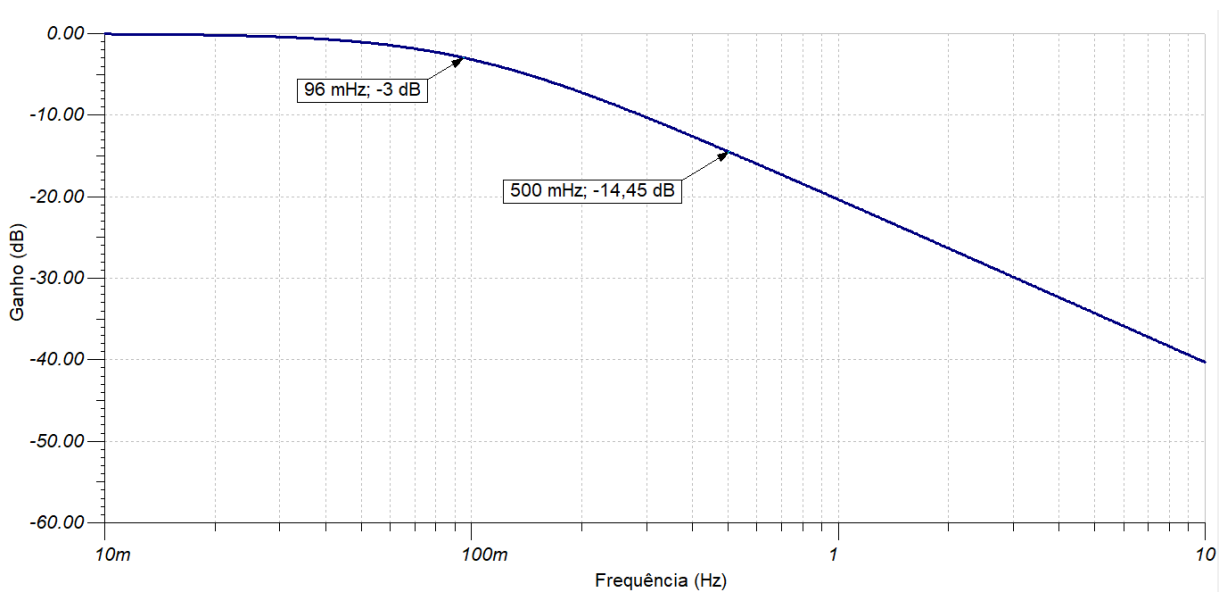
A frequência de corte obtida durante a simulação do filtro foi de 96 mHz. Além disso, a atenuação obtida para frequência de 500 mHz foi de -14,45 dB conforme o valor teórico apresentado na subseção 4.1.1.4.

Figura 50 - Análise do circuito do sensor de bateria no domínio do tempo



Fonte: Autor

Figura 51 – Diagrama de bode do filtro do sensor de bateria

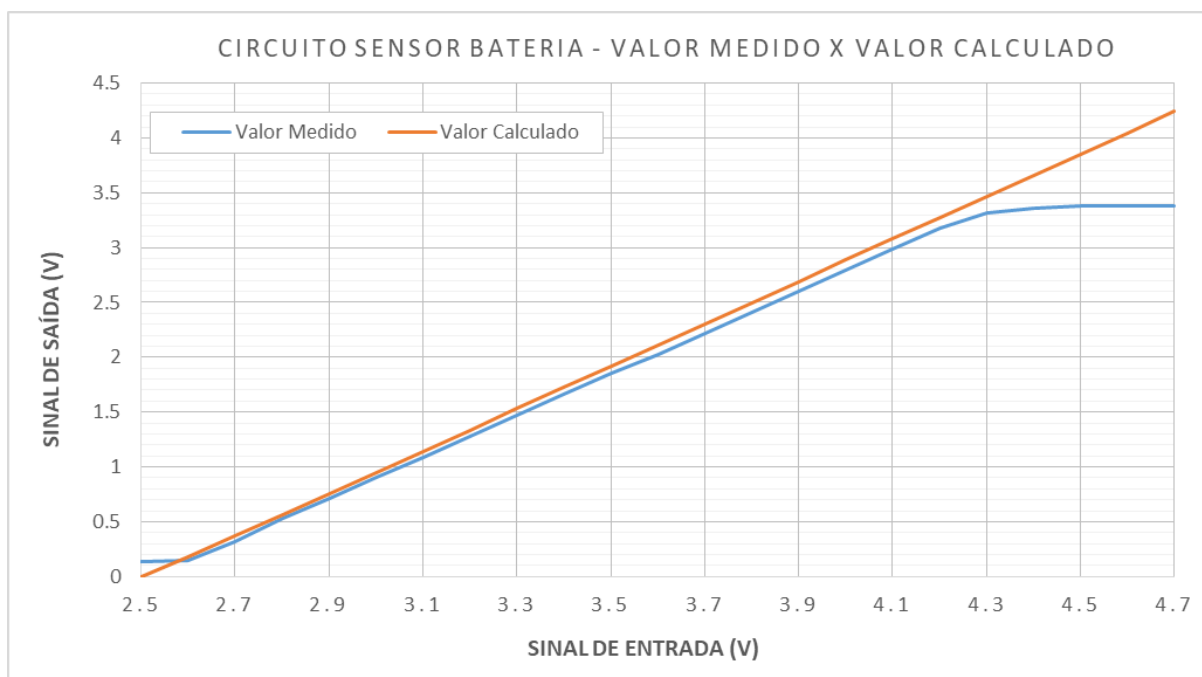


Fonte: Autor

Para a validação em bancada, foi realizada a implementação do circuito proposto em uma placa de circuito impresso (vide Figura 41). Seguindo a mesma ideia utilizada na etapa de simulação, definiu-se o sinal de entrada como sendo do tipo rampa, variando de 2,5 V a 4,2 V. Além disso, realizou-se mais algumas medidas considerando-se tensões superiores às esperadas para a variável, até ser atingido o valor de 4,7 V, permitindo assim analisar o comportamento do circuito de proteção.

Os sinais obtidos na saída do circuito para os valores de entrada estabelecidos foram tabelados e comparados graficamente com os resultados calculados de maneira teórica (vide Figura 52). Através da análise deste, nota-se que o resultado encontrado se aproxima dos valores esperados, apresentando um comportamento linear na faixa de tensão estipulada e uma pequena diferença entre os valores teóricos e práticos, que pode ser explicada pela tolerância dos componentes passivos utilizados, que não é levada em conta no cálculo teórico. Uma exceção a linearidade da leitura ocorre nos valores próximos a 0 V, onde o sinal de saída apresenta valor mínimo de 132mV devido à não linearidade do amplificador operacional nesta região. Por fim, ao aumentar-se a tensão até o valor de 4,7 V, observou-se o funcionamento do circuito de proteção, onde a tensão de saída não ultrapassa 3,38 V, apesar da sobretensão inserida na entrada do circuito.

Figura 52 - Circuito sensor bateria - valor medido x valor calculado

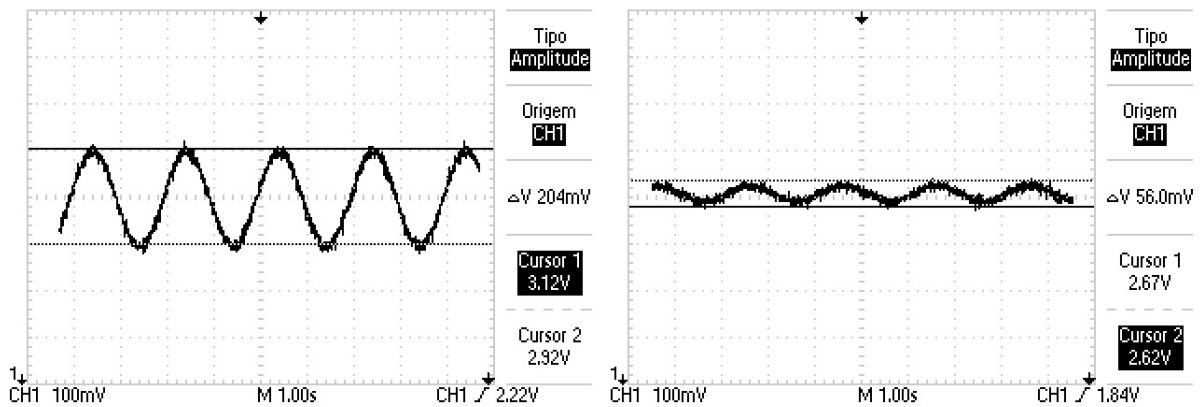


Fonte: Autor

Para obter o comportamento do filtro *anti-aliasing* foi realizado um segundo teste no circuito, neste definiu-se o sinal de entrada como sendo uma onda senoidal de amplitude 200 mVpp e *offset* de 3 V. A frequência foi definida em 500 mHz, seguindo o padrão de metade da frequência de amostragem do sinal, o mesmo utilizado para as demais análises.

A Figura 53 apresenta o sinal original, a esquerda, e o sinal atenuado, a direita da imagem. A partir desta é possível analisar a atenuação gerada pelo filtro na frequência do sinal inserido. Neste caso, o sinal de saída é atenuado em aproximadamente -11db, apresentando um valor um pouco inferior ao encontrado na etapa de simulação.

Figura 53 - Resposta do filtro anti-aliasing para o circuito do sensor de bateria



Fonte: Autor

4.3.5 Circuito de leitura de acionamento do sistema de freios

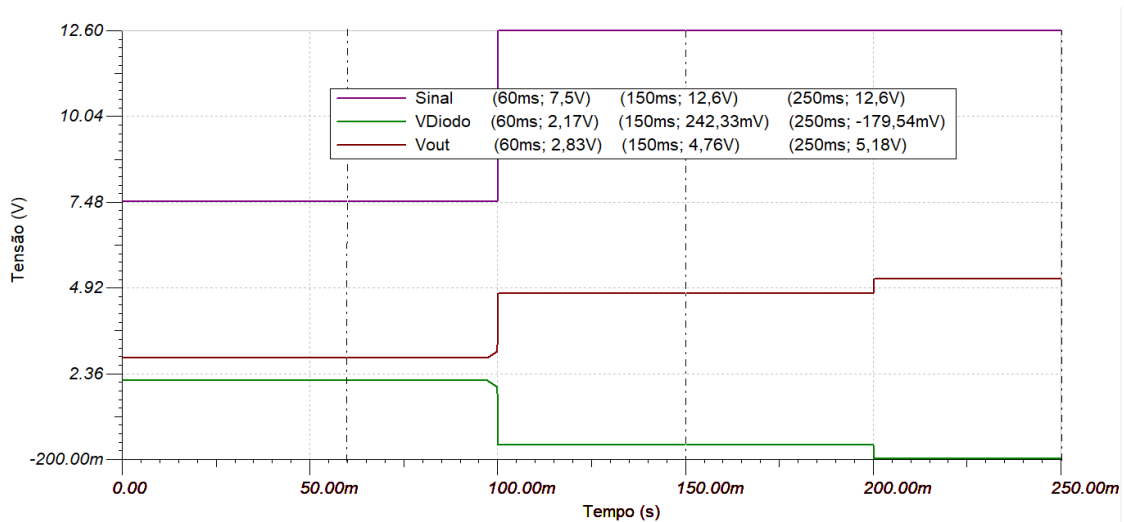
O sinal referente a esta validação é do tipo digital, entretanto, como ocorre uma variação de tensão na bateria durante o processo de descarga, deve-se garantir que o sinal esteja dentro da faixa de tensão na qual o microcontrolador o considere como nível lógico alto.

Como citado na subseção 4.1.2.1.2, foi projetado um circuito com divisor de tensão de forma a obter uma tensão de saída na faixa de 2,14 V a 5V. A simulação deste circuito foi realizada utilizando o *software* TINA-TI, no qual inseriu-se o circuito correspondente, conforme Figura 34.

Na simulação definiu-se o sinal de entrada como três valores de tensão diferentes, o primeiro assumindo o valor mínimo de tensão da bateria, 7,5 V, o segundo como o valor máximo, 12,6 V, e o terceiro considerando um erro no divisor de tensão, em que a tensão de 12,6 V é aplicada diretamente sobre o circuito de proteção.

Analisando a Figura 54, observa-se que o circuito apresenta o comportamento esperado, apresentando na saída um sinal mínimo de 2,83 V e um sinal máximo de 4,76 V, dentro da faixa estabelecida anteriormente. Além disso, a partir do instante de tempo de 200 ms, o resistor de 15 k Ω é retirado do circuito, fazendo com que toda tensão seja aplicada diretamente sobre o BAT54-S. Neste ponto o diodo entra em condução, mantendo a tensão de saída em 5,18 V.

Figura 54 - Análise do circuito do sensor de acionamento do sistema de freios



Fonte: Autor

Para a validação em bancada, montou-se o circuito em uma placa de circuito impresso similar a descrita pela Figura 47, com a única diferença da troca do capacitor por um resistor, de forma a obter um divisor de tensão. Através desta foi possível obter os valores de saída do circuito a partir dos sinais de entrada, os quais foram os mesmos da simulação.

Os resultados obtidos para o valor mínimo e o valor máximo foram, respectivamente, 2,79 V e 4,7 V, os quais são valores próximos aos obtidos em simulação e dentro dos limites estabelecidos. O circuito de proteção também foi testado, apresentando um valor de tensão na saída de 5,3 V quando aplicado diretamente sobre ele a tensão máxima da bateria.

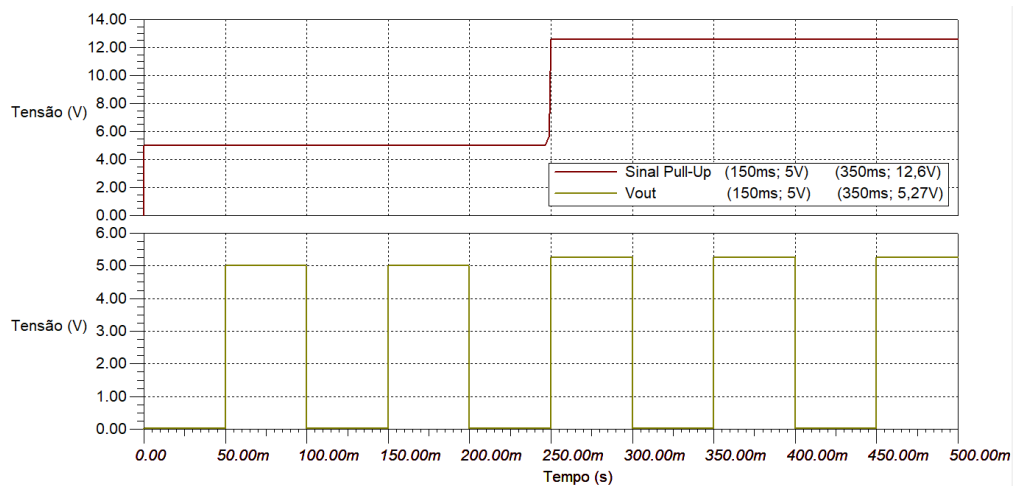
4.3.6 Circuito de leitura de marcha e pulsos das rotações

Os sinais advindos destas variáveis apresentam sensores com o mesmo princípio de operação e, por consequência, possuem o mesmo circuito de condicionamento. Ambos apresentam apenas um resistor de *pull-up* para 5 V e um BAT54-S na saída para prevenir possíveis casos de sobretensão, conforme Figura 33.

Para simular o comportamento do sensor, utilizou-se um circuito com transistor em configuração de coletor aberto, o qual é acionado por um sinal de onda quadrada de 10 Hz, frequência que simula o comportamento do motor em baixa rotação, ligado a seu terminal de base. O terminal de coletor foi conectado à entrada do circuito descrito anteriormente, com o resistor de *pull-up* e o circuito de proteção.

Na simulação, inicialmente considerou-se a tensão do resistor de *pull-up* como sendo a correta, ou seja, 5 V. Na sequência, considerou-se um erro na alimentação do sensor, onde a tensão aplicada ao resistor de *pull-up* atinge a tensão máxima da bateria, neste caso, 12,6 V.

Figura 55 - Análise do circuito do sensor de marcha e rotações



Fonte: Autor

Analisando a Figura 55, observa-se o comportamento do sinal de saída. Este possui um padrão de onda quadrada de 10 Hz, proveniente do sinal de acionamento do transistor, e apresenta nível lógico alto no valor da tensão conectada ao resistor de *pull-up*. Quando a tensão conectada a este resistor assume valores acima do esperado, neste caso, a tensão da bateria, o circuito de proteção atua e grampeia a tensão de saída em 5,27 V.

Na validação em bancada optou-se por considerar apenas a parte relevante do sinal, ou seja o seu nível lógico alto. Dessa forma, ao invés de conectar um transistor para simular o comportamento do sensor, considerou-se o mesmo como não acionado, ou seja, com a tensão de saída sendo a tensão de alimentação do resistor de *pull-up*. A partir disso, foi realizado o mesmo procedimento da simulação: inicialmente, alimentou-se o resistor com a tensão ideal de 5 V e, na sequência, com uma tensão de 12,6 V, equivalente à tensão da bateria.

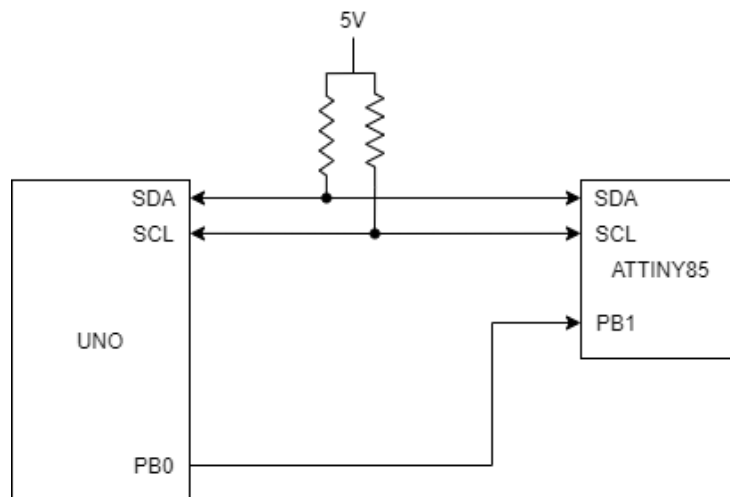
Os resultados obtidos durante a simulação com a tensão de 5 V demonstraram um comportamento correto do circuito, com a saída seguindo o valor de alimentação do resistor de *pull-up*. Num segundo momento, com a aplicação da tensão mais elevada, observou-se que o dispositivo de proteção entra em condução, fixando a tensão na saída em 5,30 V, valor similar ao encontrado em simulação.

4.3.7 Leitura de frequência com Attiny85

Os pulsos provenientes dos sensores de rotação são tratados por microcontroladores Attiny85, onde, através do processo descrito na subseção 4.1.2.2.2, o sinal pulsado é convertido em frequência e posteriormente enviado ao microcontrolador principal pelo protocolo I2C.

Para realizar a validação deste processo de medição, utilizou-se um Arduino Uno para gerar um sinal com frequência conhecida e também receber os dados enviados pelo Attiny85 após o processamento. O diagrama esquemático do circuito utilizado pode ser observado na Figura 56.

Figura 56 - Esquemático validação Attiny85



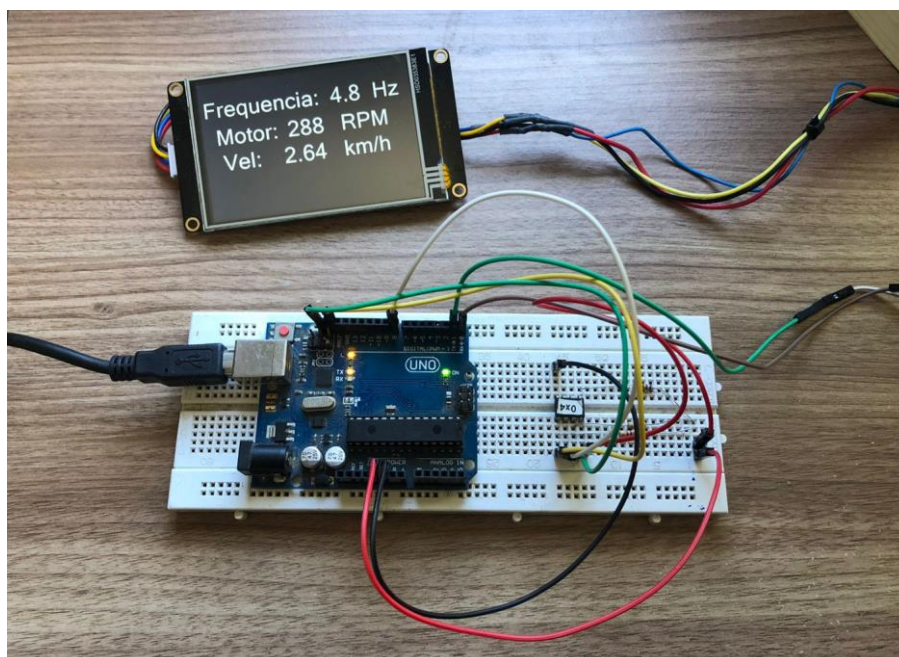
Fonte: Autor

O sinal de referência foi gerado a partir da configuração de um dos *timers* disponíveis no Arduino, que foi programado para gerar um sinal digital ON-OFF no pino PB0 com frequência de 5 Hz. O sinal gerado foi conectado ao pino PB1 do Attiny85, onde ocorre o cálculo da frequência do mesmo e posterior conversão para rotações por minuto e quilômetros por hora.

A partir das Equações (4) e (5), calculou-se o valor esperado para a leitura. Dessa forma, obteve-se respectivamente, 300 RPM para rotação, e 2,75 km/h para a velocidade.

No teste prático, a frequência obtida foi de 4,8 Hz (vide Figura 57), o que caracteriza um erro relativo de 4% em relação à frequência do sinal gerado. Os valores de rotação e velocidade foram obtidos através da aplicação deste valor de frequência nas Equações (4) e (5), onde obteve-se 288 RPM para a rotação do motor e 2,64 km/h para velocidade.

Figura 57 - Leitura de frequência com Attiny85



Fonte: Autor

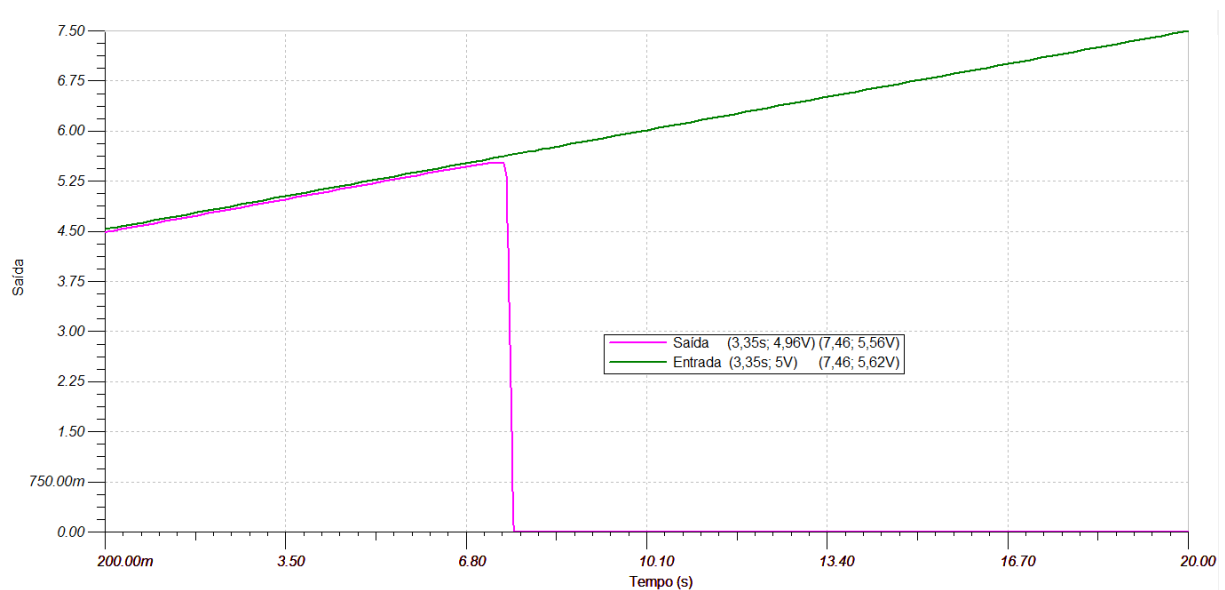
4.4 VALIDAÇÃO DO CIRCUITO DE PROTEÇÃO

Após a realização das validações referentes aos circuitos de condicionamento, foi utilizado novamente o *software* TINA-TI para validar o comportamento do circuito de proteção contra sobrecorrente e sobretensão. Além disso, foi realizado também um teste em bancada utilizando uma fonte de tensão e um multímetro, sendo a montagem do circuito realizada através da fabricação de uma placa de circuito impresso.

Iniciou-se a validação pela simulação no *software* TINA-TI, no qual inseriu-se o circuito conforme a Figura 38. O sinal de entrada foi definido de forma a se observar duas regiões de operação, sendo estas a tensão nominal e de sobretensão. Dessa forma, foi utilizada uma tensão de entrada do tipo rampa, com variação de 4,5 V a 7.5 V, simulando assim ambos os casos.

A partir da Figura 58, se observa que o circuito apresenta o comportamento esperado, apresentando na saída um valor correspondente à tensão de entrada, comportamento este que ocorre enquanto a tensão não atinge o limiar definido pelo diodo Zener. A partir do instante no qual o diodo Zener entra em condução, o circuito atua alterando o estado dos transistores e a tensão na saída passa a ser zero.

Figura 58 - Análise do circuito de proteção



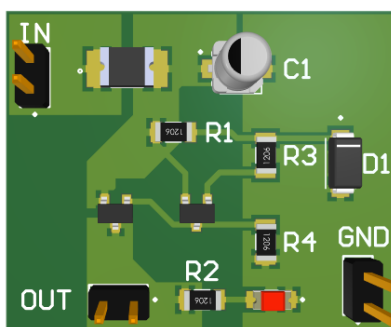
Fonte: Autor

Pode-se observar também pela simulação que existe uma queda de tensão entre a tensão de entrada e a tensão de saída, a qual se deve à tensão de coletor-emissor presente no transistor durante a saturação. Os valores são de aproximadamente 40mV para tensão de 5V. Além disso, observa-se que a faixa em que o diodo Zener passa a conduzir não é exatamente no seu valor de tensão reversa, o que justifica a escolha de um valor um pouco maior do que o esperado na saída do circuito, pois, dessa forma, evita-se que ocorra o desligamento da ECU de maneira indevida.

Após a análise em simulação, realizou-se a montagem do circuito em uma placa de circuito impresso, onde buscou-se observar o comportamento real do sistema (vide Figura 59). Neste teste foi utilizado o mesmo procedimento da simulação, ou seja, foram inseridos na entrada valores crescentes de tensão, a partir de 4,5 V, de forma a descobrir para qual valor de entrada o circuito entra em operação e também observar a influência da queda de tensão coletor-emissor no valor de saída.

No primeiro teste do circuito foram utilizados os valores de resistência dos componentes conforme definido na subseção 4.2.1, entretanto, observou-se durante a validação que o corte de tensão na saída ocorria em aproximadamente 4,9 V. Dessa forma, analisou-se novamente o circuito por meio da simulação no *software* TINA-TI, onde foi observado que a tensão de corte do circuito está diretamente relacionada com o resistor R1, sendo que uma redução na resistência gera um aumento na tensão de corte do circuito.

Figura 59 - Placa desenvolvida para validação – Circuito de proteção



Fonte: Autor

Foi realizado, então, um segundo teste com a alteração no valor de R1, de 10 k Ω para 4.7 k Ω , com intuito de aumentar a corrente que passa por R1, a qual é dividida entre R3 e o diodo Zener. Como o diodo limita a corrente que passa por ele, a passagem de corrente pela base do transistor é limitada, sendo necessário que o diodo permita a passagem de mais corrente para que ocorra o chaveamento do transistor, atrasando assim o corte da tensão.

Com a alteração, obteve-se um corte da tensão de saída em aproximadamente 5.2 V. Apesar deste valor já garantir o funcionamento correto do sistema, optou-se por alterar o resistor mais uma vez, de forma a garantir uma margem segura para que não ocorra o desligamento indevido do sistema.

Utilizou-se, então, um resistor de 2 k Ω para R1 e realizou-se novamente o teste, no qual observou-se o corte da tensão de saída em 5,5 V. A partir deste resultado optou-se por manter o resistor escolhido, pois o circuito obteve o funcionamento desejado.

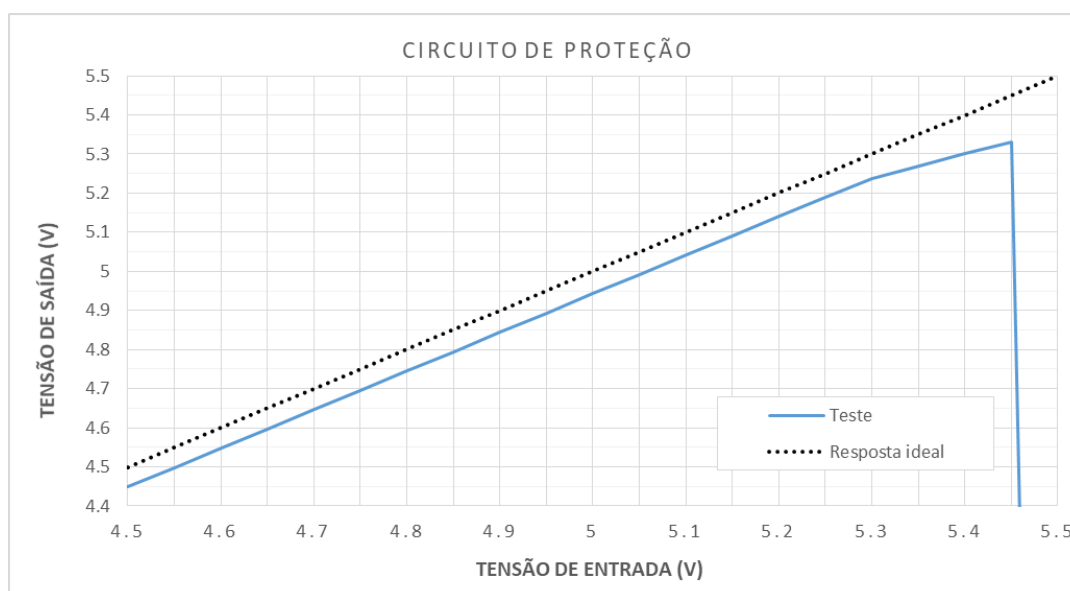
Por fim, foi obtido o valor da queda de tensão no transistor, onde utilizou-se um passo de 50 mV para cada acréscimo de tensão na entrada. O teste foi realizado sem adição de carga na saída do circuito e o resultado obtido é apresentado na Figura 60.

O gráfico apresenta a tensão de saída medida para determinados valores de tensão de entrada. Além disso, inseriu-se no gráfico uma linha representando a resposta ideal do sistema em relação à queda de tensão, ou seja, considerando a queda no transistor nula, onde tensão de saída igual a tensão de entrada. Dessa forma, observa-se o valor da queda de tensão pela diferença entre as duas linhas. Na faixa de interesse para a operação nominal do circuito, ou seja, tensão de entrada igual a 5 V, a queda é de aproximadamente 57 mV. Além disso, se observa pelo gráfico o corte da tensão de saída quando a tensão de entrada assume valor maior ou igual a 5,45 V.

Visando simular o circuito de forma mais fidedigna a sua aplicação, realizou-se um novo teste, onde foi inserido na saída do circuito uma carga representando os dispositivos utilizados nas ECUs. Optou-se por utilizar neste teste uma corrente de 50 mA, a qual foi obtida através da utilização de um circuito de corrente constante conectado na saída do circuito de proteção.

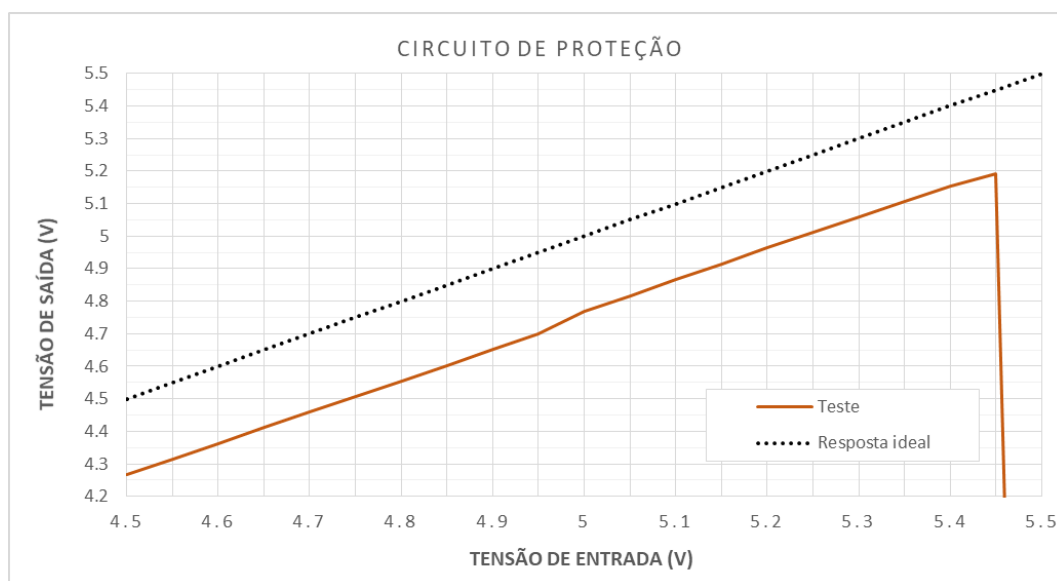
Repetiu-se então o procedimento realizado no primeiro teste, onde a tensão de entrada é acrescida com incrementos de 50 mV até a ativação do circuito e consequente corte da tensão de saída. Os resultados são descritos na Figura 61.

Figura 60 - Circuito de proteção – Tensão de saída sem carga



Fonte: Autor

Figura 61 - Circuito de proteção - Tensão de saída com carga



Fonte: Autor

Analisando o gráfico, que apresenta as mesmas informações presentes na Figura 60, observa-se que a queda de tensão no transistor aumentou consideravelmente com a adição de carga, apresentando o valor de aproximadamente 230 mV na região de interesse.

Apesar do aumento da queda de tensão no circuito para a corrente estimada nas ECUs, o circuito apresenta um comportamento aceitável, sendo necessário apenas regular a tensão de entrada, inserindo um *offset*, para obter o valor de 5 V na saída. Entretanto, para aplicações com consumo de corrente maior, o circuito pode não funcionar corretamente, sendo necessária a realização de novos testes.

4.5 CIRCUITO ESQUEMÁTICO ECUS

Após a conclusão dos testes que comprovam o funcionamento correto dos circuitos de potência e de condicionamento, foi realizado o projeto do esquemático das ECUs, onde os circuitos projetados previamente foram inseridos nas respectivas ECUs de acordo com o posicionamento dos sensores no protótipo.

Além disso, foram inseridos no projeto entradas e saídas extras em ambas as ECUs, de forma a garantir a expansão do sistema, como, por exemplo, a inserção de novos sensores sem a necessidade da realização de um novo projeto.

4.5.1 Esquemático ECU Dianteira

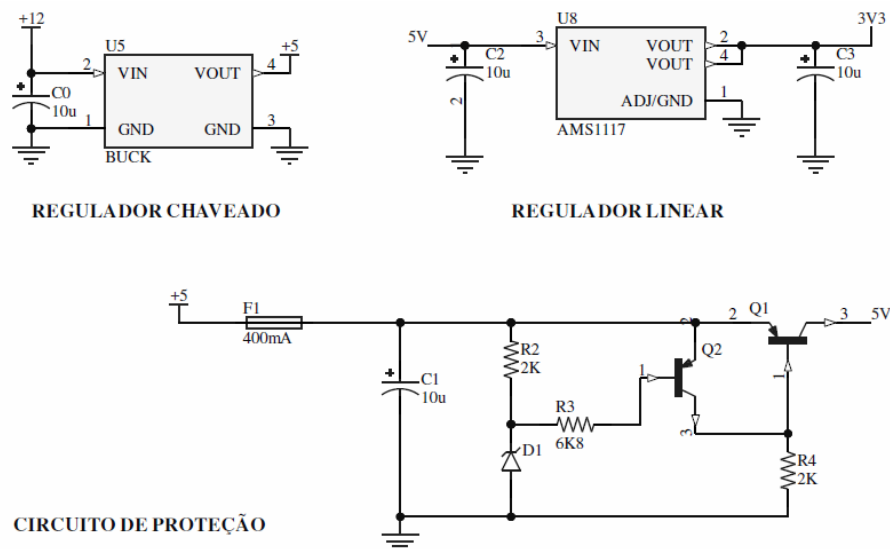
No projeto desta placa buscou-se integrar os circuitos de condicionamento de sinais, o microcontrolador, o circuito de potência, entradas e saídas extras e também o circuito para comunicação entre as ECUs pela rede CAN.

4.5.1.1 Circuito de potência

Conforme apresentado na subseção 4.2, a alimentação da ECU utiliza um regulador chaveado para rebaixar a tensão para 5 V, um regulador linear para obter a tensão de 3,3 V e também um circuito de proteção contra sobrecorrente e sobretensão.

Após a inserção dos componentes necessários na biblioteca do *software*, foi realizada a montagem do circuito de potência (vide Figura 62), onde foram inseridos os reguladores e também o circuito de proteção projetado anteriormente.

Figura 62 - Implementação circuito de potência



Fonte: Autor

Na parte superior esquerda pode-se observar a ligação do regulador chaveado, onde na entrada é conectada a tensão de 12 V diretamente da bateria, juntamente com um capacitor eletrolítico de 10 µF para evitar oscilações de tensão, e na saída tem-se a tensão de 5 V.

Antes de ser conectada ao regulador de 3,3 V e ao restante da ECU, a tensão de 5 V é conectada ao circuito de proteção projetado anteriormente. Neste circuito, primeiramente foi

inserido um fusível para proteção contra sobrecorrente, seguido por um capacitor de 10 μF utilizado para reduzir oscilações de tensão e pelo circuito de proteção contra sobretensão descrito na subseção 4.2.1.

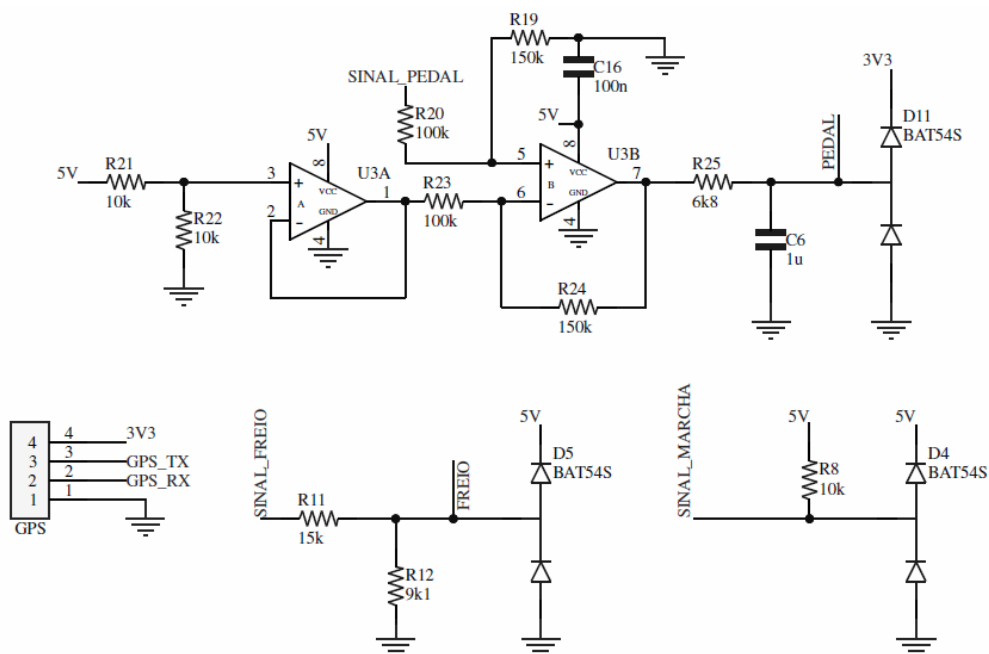
Por fim, a tensão de 5 V é conectada na entrada do regulador linear AMS1117, responsável por gerar a tensão de 3,3 V na saída. Seguindo a recomendação do *datasheet* foram inseridos capacitores de tântalo no valor de 10 μF tanto na entrada quanto na saída do regulador.

4.5.1.2 Circuitos base

Dentre os circuitos de condicionamento de sinais, estão incluídos na placa os referentes aos sensores posicionados na parte frontal do protótipo, sendo eles: sensor de indicação de marcha; sensor de indicação de acionamento do sistema de freios; sensor de posição do pedal do acelerador; e sensor de posição global (GPS).

Os circuitos base, ou seja, que fazem parte do projeto inicial, tiveram sua implementação conforme os circuitos previamente desenvolvidos, enquanto o GPS é conectado diretamente ao microcontrolador pela interface UART. A Figura 63 exibe os três circuitos de condicionamento de sinais citados acima e a conexão do GPS.

Figura 63 - Implementação dos circuitos no *software*



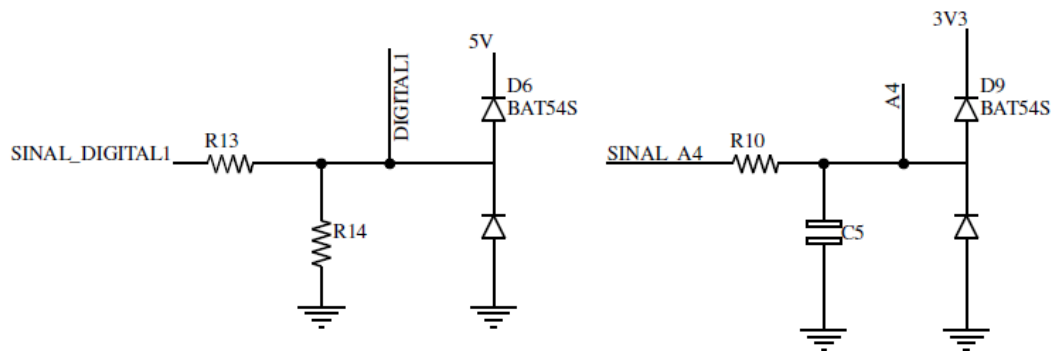
Em adição aos circuitos exibidos anteriormente na subseção 4.1, observa-se os pinos utilizados para conexão do amplificador operacional LMV358, onde a alimentação foi conectada à tensão de 5 V e ao GND. Além disso, pode-se observar a presença do capacitor de desacoplamento de 100 nF entre os pinos de alimentação, conforme recomendação do *datasheet*.

4.5.1.3 Circuitos extras

Além dos circuitos base, foram inseridas quatro entradas extras para sinais analógicos, duas para sinais digitais e também duas entradas para sinais de rotação, juntamente com os microcontroladores Attiny85.

Nos circuitos extras (vide Figura 64), optou-se por utilizar dois deles análogos ao circuito desenvolvido para a leitura do sinal proveniente do pedal, permitindo assim futuras leituras com ajuste de *offset* e ganho. Também foram inseridos mais dois circuitos para leituras analógicas que já se encontram na faixa de tensão do conversor AD do microcontrolador, os quais apresentam apenas um filtro *anti-aliasing* e um BAT54-S para proteção. Por fim, para leitura de sinais digitais disponibilizou-se dois circuitos com divisor de tensão, permitindo a leitura de diferentes níveis de tensão.

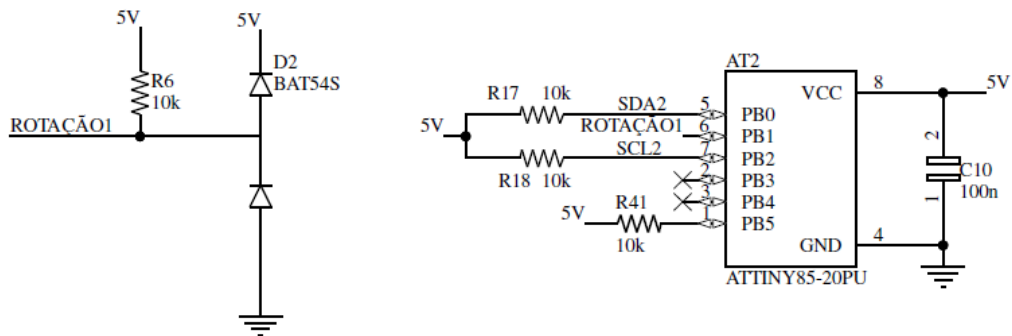
Figura 64 - Implementação dos circuitos extras no *software*



Fonte: Autor

Adicionou-se também, de maneira complementar, dois circuitos completos para leitura de variáveis de rotação, permitindo, dessa forma, que leituras deste tipo possam ser realizadas pela ECU dianteira. A implementação do circuito, conforme projetado anteriormente, e a conexão do mesmo ao microcontrolador Attiny85 estão descritos pela Figura 65.

Figura 65 - Implementação circuito para leitura de rotações no *software*



Fonte: Autor

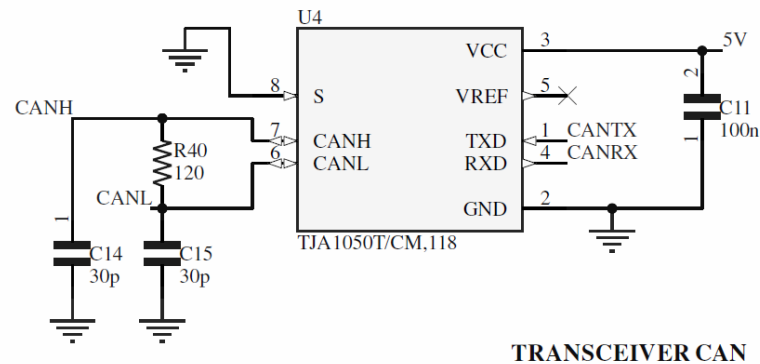
Além da implementação do circuito conforme descrito na subseção 4.1.2.2, observa-se a conexão do microcontrolador Attiny85. O sinal de rotação foi conectado diretamente ao pino PB1 e a comunicação I2C é realizada através dos pinos PB0 e PB2, os quais são conectados a resistores de *pull-up* e também aos pinos correspondentes da comunicação I2C no microcontrolador principal.

O microcontrolador também possui um pino de *reset*, PB5, o qual foi conectado à tensão de 5 V por meio de um resistor de *pull-up* para evitar o desligamento indevido do microcontrolador. Além disso, também foi inserido um capacitor de desacoplamento de 100 nF entre os pinos de alimentação do Attiny85.

4.5.1.4 *Tranceiver CAN*

A comunicação entre as ECUs do sistema ocorre por meio do protocolo CAN. Como mencionado anteriormente, este tópico não faz parte do escopo deste trabalho, entretanto se faz necessário apresentar os componentes utilizados no projeto das ECUs que possibilitam que a comunicação ocorra.

O microcontrolador STM32F103C8T6 utilizado no sistema apresenta um controlador CAN, dessa forma se faz necessário apenas implementar o *tranceiver* CAN, responsável por fazer a interface entre o controlador e o barramento físico. O *tranceiver* escolhido foi o TJA1050 da fabricante Philips Semiconductors, e o esquemático de ligação deste está descrito na Figura 66.

Figura 66 - Implementação TJA1050 no *software*

Fonte: Autor

Analisando o esquemático, os pinos TXD e RXD do *transceiver* TJA1050 foram conectados diretamente aos pinos equivalentes no microcontrolador principal. As linhas do barramento físico, ou seja, CANH e CANL, foram conectadas a um resistor de terminação no valor de $120\ \Omega$ e a um conector de saída da placa. Além disso, um capacitor de $30\ \text{pF}$ foi conectado a cada linha do barramento físico.

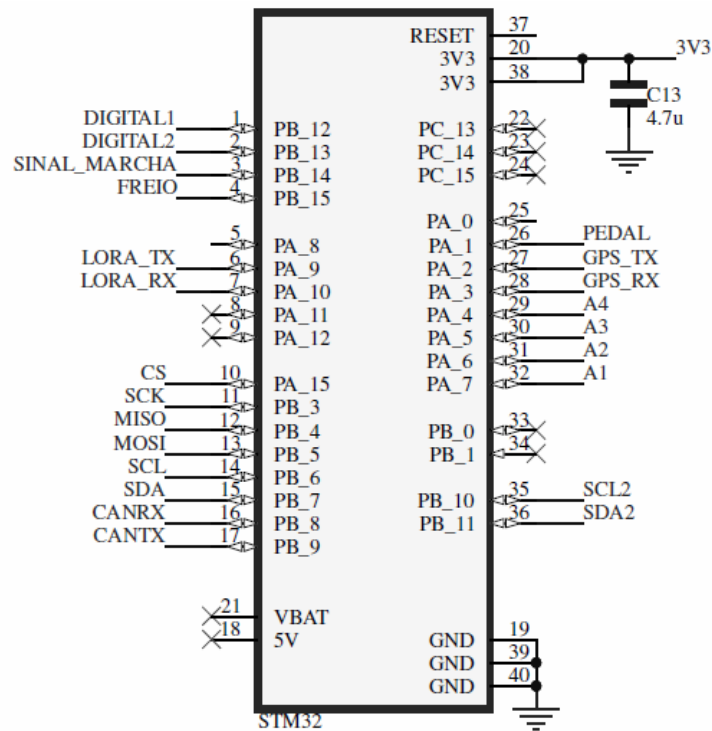
A alimentação do dispositivo é realizada conectando o pino de VCC a $5\ \text{V}$ e o pino de GND ao referencial de terra. Além disso, entre os pinos de alimentação foi inserido um capacitor de desacoplamento de $100\ \text{nF}$, conforme recomendando pelo *datasheet* do *transceiver* TJA1050.

4.5.1.5 Microcontrolador Principal

O microcontrolador STM32F103C8T6 foi utilizado neste projeto em sua versão placa de desenvolvimento, ou seja, todo circuito mínimo para o funcionamento do CI está implementado, sendo necessário apenas conectar os pinos de alimentação da placa de desenvolvimento para energizar o microcontrolador.

A alimentação do microcontrolador em questão é de $3,3\ \text{V}$. Dessa forma, conectou-se os pinos correspondes, conforme Figura 67, na saída do regulador AMS1117 apresentado no capítulo 4.2. Entre os pinos de alimentação, conectou-se um capacitor de tântalo de $4,7\ \mu\text{F}$ com o objetivo de minimizar os efeitos provenientes de possíveis oscilações na tensão de alimentação.

Figura 67 - Implementação do microcontrolador da ECU dianteira no *software*



Fonte: Autor

Analisando a Figura 67, se observa a conexão dos sinais provenientes dos circuitos de condicionamento e também dos protocolos de comunicação, onde os pinos foram escolhidos com base na descrição destes no *datasheet* do microcontrolador e na característica do sinal a ser conectado, seja este digital, analógico ou algum protocolo de comunicação.

Os pinos localizados a direita da imagem, de PA0 a PB1, apresentam entradas com conversor analógico digital com faixa de operação de 0 a 3,3V. Dessa forma, foram conectados a estes pinos os sinais analógicos extras e o sinal de posição do pedal do acelerador. Além disso, os pinos PA2 e PA3 foram utilizados para comunicação via UART do módulo GPS.

Os sinais digitais foram conectados a pinos do microcontrolador que não estivessem sendo utilizados para protocolos de comunicação e que apresentassem tolerância a 5 V. Sendo assim, optou-se pela utilização dos pinos de PB12 a PB15, onde conectou-se os sinais indicativos de marcha e freio, e também os dois sinais digitais extras.

Os terminais de comunicação do *Transceiver* TJA1050 foram conectados aos pinos correspondentes ao controlador CAN no microcontrolador principal, conforme o *datasheet*, neste caso os pinos PB8 e PB9.

Dentre os circuitos mencionados anteriormente, ainda conectou-se os pinos de comunicação I2C dos microcontroladores Attiny 85 aos respectivos terminais do STM32F103C8T6, o qual apresenta três possíveis pares de pinos para comunicação I2C, conforme o *datasheet*. Como os pinos PB8 e PB9 já são utilizados para a comunicação com o *transceiver* CAN, foram escolhidos os pinos PB10 e PB11 dentre as opções restantes.

As demais conexões observadas na Figura 67 são referentes a outros módulos externos à ECU ou saídas de comunicação extras para garantir a expansibilidade do sistema. Por exemplo, observa-se a conexão UART para o módulo de telemetria nos pinos PA9 e P10, os pinos disponíveis para o protocolo SPI e também a presença de outro barramento I2C para conexão com um módulo *datalogger*.

4.5.2 Esquemático ECU Traseira

O projeto desta placa seguiu a mesma diretiva estabelecida na placa da ECU dianteira, onde o esquemático foi desenvolvido de maneira a integrar o microcontrolador, os circuitos projetados para aquisição de dados e os demais circuitos necessários para o funcionamento do sistema.

A implementação de alguns circuitos da ECU traseira foi realizada de maneira idêntica a utilizada na ECU dianteira. Dessa forma, estes circuitos não são apresentados novamente para não tornar o texto repetitivo. Estão incluídos nessa categoria o circuito de potência e o circuito de ligação do *transceiver* CAN.

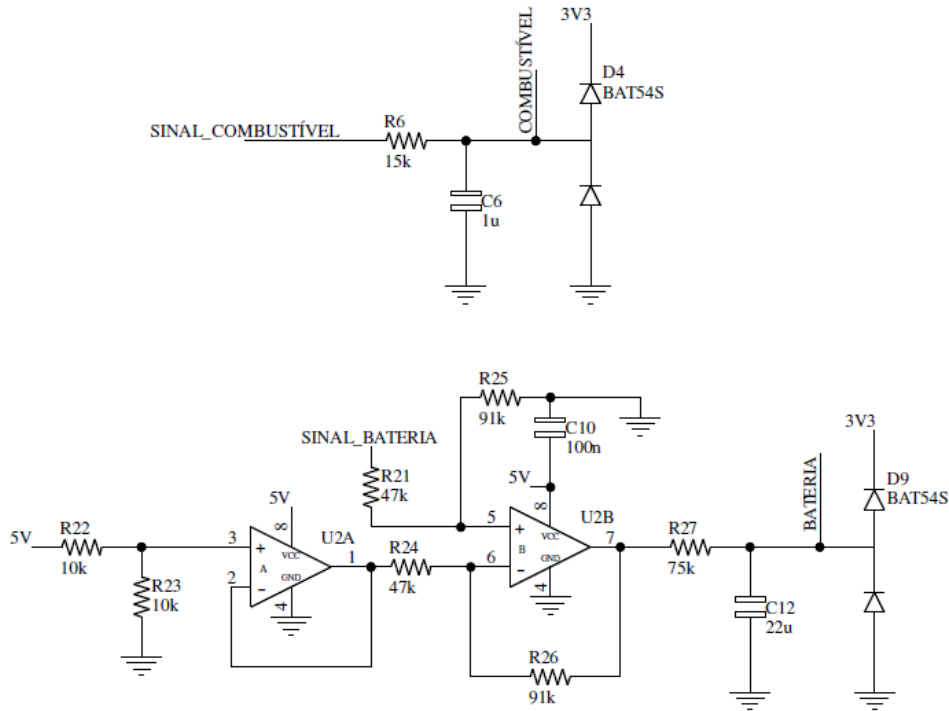
4.5.2.1 Circuitos base

Os circuitos presentes nesta ECU são referentes aos sensores posicionados na parte traseira do veículo, sendo eles: Sensor de velocidade, sensor de rotação do motor, sensor de temperatura do motor, leitura do nível de tensão da bateria e sensor de combustível.

A implementação dos circuitos base foi realizada conforme o projeto apresentado anteriormente, sendo assim, os circuitos são apresentados com um enfoque maior nas conexões realizadas nos amplificadores operacionais e demais dispositivos.

A Figura 68 exhibe os dois sinais analógicos implementados na ECU traseira, onde a ligação do amplificador operacional LMV358 utilizado na leitura do nível de tensão da bateria segue conforme a utilizada na subseção 4.5.1.2.

Figura 68 - Implementação dos circuitos de combustível e bateria



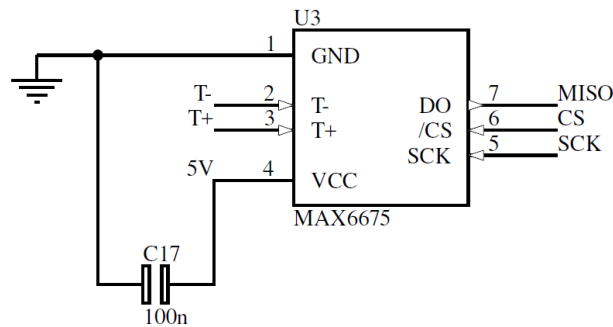
Fonte: Autor

Na ECU em questão foram também inseridos os circuitos com Attiny85 para leitura das variáveis de rotação, os quais neste caso são conectados aos sinais advindos dos sensores de velocidade e de rotação do motor. A implementação destes circuitos ocorreu de maneira idêntica a descrita na subseção 4.5.1.3 e pode ser observada de maneira visual na Figura 65.

Por fim, foi implementado o circuito para leitura da temperatura do óleo do motor, onde utiliza-se o circuito integrado MAX6675, conforme descrito na subseção 4.1.1.2. A conexão do circuito integrado com o microcontrolador principal (vide Figura 69) ocorre por meio dos pinos 7,6 e 5, os quais são compatíveis com o protocolo de comunicação SPI. Os terminais do sensor termopar são conectados diretamente ao dispositivo, através dos pinos 2 e 3.

A alimentação do circuito integrado em questão foi conectada ao potencial de 5V e ao GND. Além disso, entre os pinos de alimentação do componente conectou-se um capacitor cerâmico de 100 nF, conforme recomendado pelo *datasheet*.

Figura 69 - Implementação do MAX6675



Fonte: Autor

4.5.2.2 Circuitos extras

Seguindo a mesma prática adotada no projeto da placa dianteira, foram inseridos circuitos extras para entrada de sinais digitais e analógicos (vide Figura 64), de forma a garantir a expansibilidade do sistema.

Optou-se pela implementação de três entradas para sinais analógicos, sendo uma delas utilizando o circuito completo de condicionamento, com ajuste de *offset* e ganho, e as demais para sinais de 3.3 V apenas, com filtro *anti-aliasing* e o dispositivo de proteção.

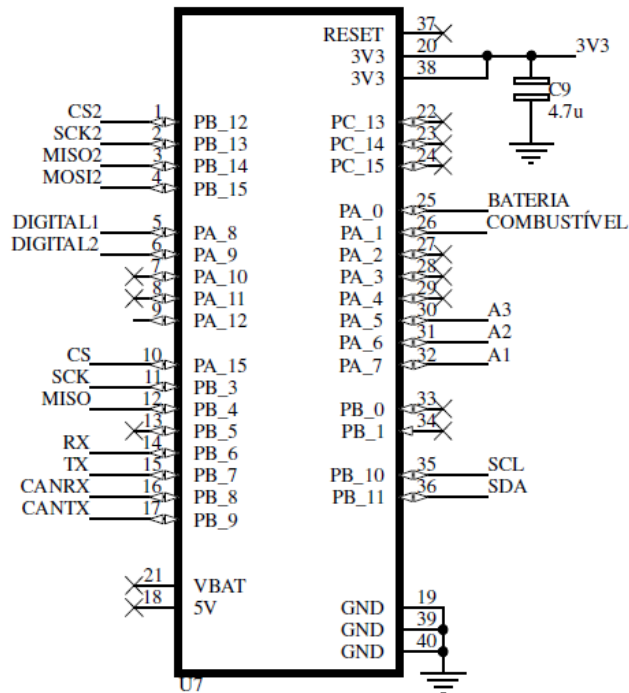
Disponibilizou-se também duas entradas para sinais digitais, conforme os circuitos utilizados na placa dianteira, com possibilidade de implementação de um divisor de tensão juntamente com um dispositivo de proteção.

4.5.2.3 Microcontrolador principal

As conexões utilizadas para a alimentação do microcontrolador são idênticas às realizadas no projeto da placa dianteira, conforme subseção 4.5.1.5. Dessa forma, são descritas neste tópico apenas as ligações referentes aos circuitos de condicionamento e interfaces de comunicação.

Os pinos utilizados para conexão com o microcontrolador foram escolhidos de acordo com suas especificações, conforme descrito no *datasheet*, de maneira a serem compatíveis com os sinais neles conectados. A Figura 70 apresenta as ligações do microcontrolador na ECU traseira.

Figura 70 - Implementação do microcontrolador da ECU traseira



Fonte: Autor

Nas entradas do microcontrolador que possuem conversor analógico digital, de PA0 a PB1, foram conectados os sinais analógicos advindos da leitura do nível de tensão da bateria e do nível de combustível, bem como as saídas dos três sinais analógicos extras.

Devido a não utilização de entradas digitais nesta placa, com exceção dos circuitos extras, optou-se por disponibilizar mais saídas para utilização de interfaces de comunicação. Dessa forma, foram escolhidos para receber os sinais digitais pinos que não são utilizados para comunicação, neste caso os pinos PA8 e PA9.

Para a comunicação entre o *Tranceiver* TJA1050 e o controlador CAN do microcontrolador, optou-se pela utilização dos pinos PB8 e PB9, da mesma forma que para a ECU dianteira.

A conexão do barramento I2C, para comunicação entre os microcontroladores Attiny85 e o microcontrolador principal, foi realizada conectando-se o mesmo aos pinos PB10 e PB11, seguindo o padrão estabelecido anteriormente.

Ainda, foram conectados os pinos de comunicação do circuito integrado MAX 6675 ao microcontrolador principal. Neste caso, optou-se por utilizar os pinos PA15, PB3 e PB4, os quais fazem parte de um dos três conjuntos de pinos que podem ser utilizados para comunicação com protocolo SPI.

Por fim, como citado anteriormente, foram realizadas conexões para permitir o acesso a mais pinos compatíveis com interfaces de comunicação, visando garantir a expansibilidade do sistema. Dessa forma, através dos pinos PB6 e PB7 foi disponibilizada uma conexão via UART, bem como uma conexão para comunicação via SPI nos pinos de PB12 a PB15.

4.6 LAYOUT DAS ECUS

O projeto do *layout* das ECUs teve como ponto de partida a definição das dimensões de cada placa, as quais foram definidas com base no espaço físico disponível para o alojamento das mesmas e na quantidade de componentes presentes.

Definiu-se, primeiramente, o tamanho e formato da ECU traseira como sendo de 76 mm x 100 mm, de forma a permitir o encaixe ajustado da mesma na caixa destinada para seu alojamento. Por outro lado, para a ECU dianteira as dimensões estipuladas foram outras, 90 mm x 90 mm, valores estes que se devem à posição da mesma no protótipo, que permite outra geometria, e também devido à apresentar um maior número de componentes e conexões em relação à placa traseira.

Após a definição do formato das placas, foi definida a largura das trilhas de sinal. O cálculo destes valores leva em consideração a corrente máxima em cada trilha, a espessura do cobre utilizado na fabricação e também a variação de temperatura que o projetista considera tolerável.

Dessa forma, considerou-se a espessura da camada de cobre da placa como sendo de 1oz, um aumento de temperatura tolerada de 5° C e a corrente máxima de 300 mA. Estes dados foram então inseridos em uma calculadora online¹, onde obteve-se o valor mínimo de largura das trilhas igual a 0,09 mm. A partir do valor calculado, definiu-se o valor de 0,245 mm para a largura das trilhas, de forma a facilitar a fabricação das mesmas.

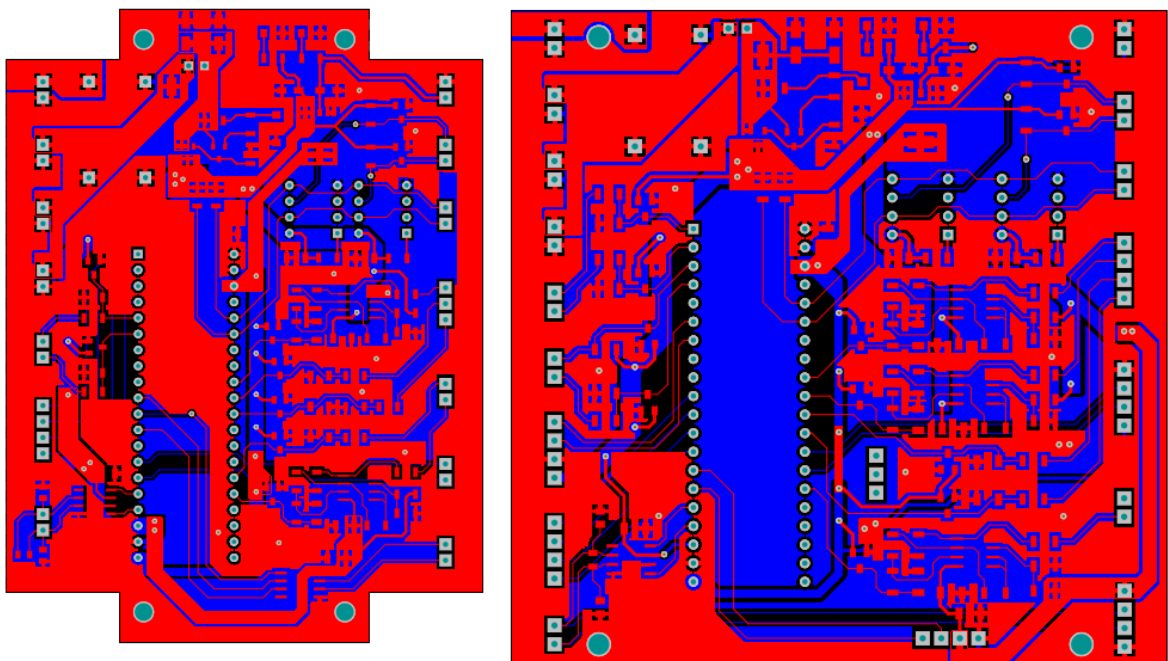
Para as conexões de potência, ou seja, as duas tensões de alimentação e o referencial de terra, optou-se por utilizar planos ao invés de trilhas, os quais garantem uma capacidade maior de condução de corrente e simplificam o projeto no que diz respeito à conexão dos componentes.

As placas desenvolvidas contém os componentes e conexões apresentados anteriormente, além de conectores do tipo KK dispostos nas laterais, para conexão da alimentação e também dos demais periféricos.

¹ Disponível em: < <https://www.4pcb.com/trace-width-calculator.html> >

A visualização do *layout* 2D de ambas as placas, desenvolvidas no ambiente de projeto do *software*, pode ser observado através da Figura 71 onde são destacadas as trilhas e planos tanto da parte superior da placa (*top layer*), em vermelho, quanto da parte inferior (*bottom layer*), em azul. Além disso, pode-se observar os furos destinados aos componentes de montagem *through-hole* e também para fixação da placa. Os demais *layers*, como os de texto e de posicionamento dos componentes, foram suprimidos para melhor visualização.

Figura 71 - Layout 2D das ECUs

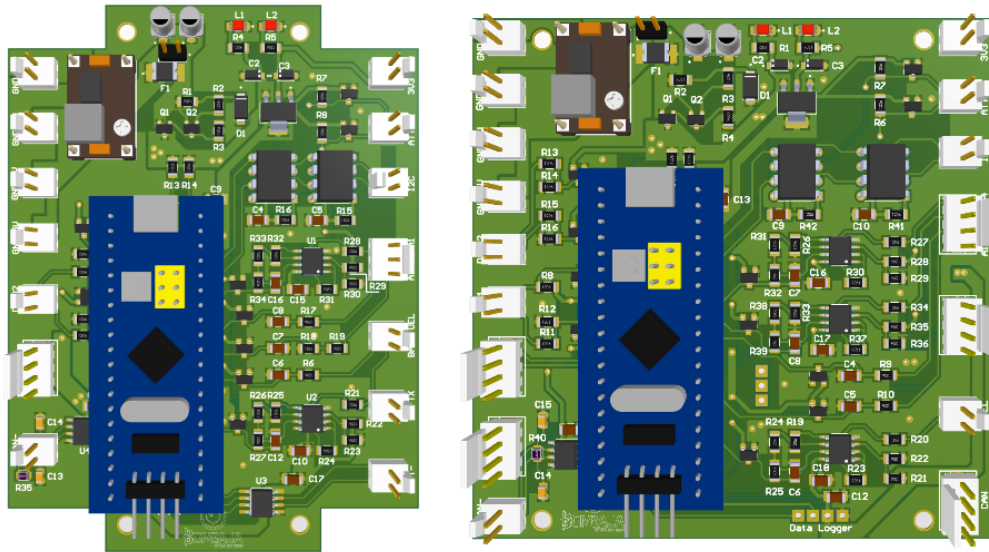


Fonte: Autor

Além da visualização 2D, o *software* disponibiliza ao usuário uma prévia em 3D do projeto desenvolvido, sendo esta mais completa conforme a quantidade de modelos 3D associados aos componentes utilizados no esquemático. A Figura 72 apresenta o resultado obtido para ambas as placas ao término do projeto.

Concluída a etapa de projeto, se iniciou a etapa de fabricação das placas, onde, primeiramente, foram gerados os arquivos *gerber*, formato padrão utilizado pela indústria na fabricação de placas de circuito impresso e que contém todas as informações necessárias para a manufatura e que podem ser acessados a partir de qualquer programa editor, independente do *software* utilizado no projeto.

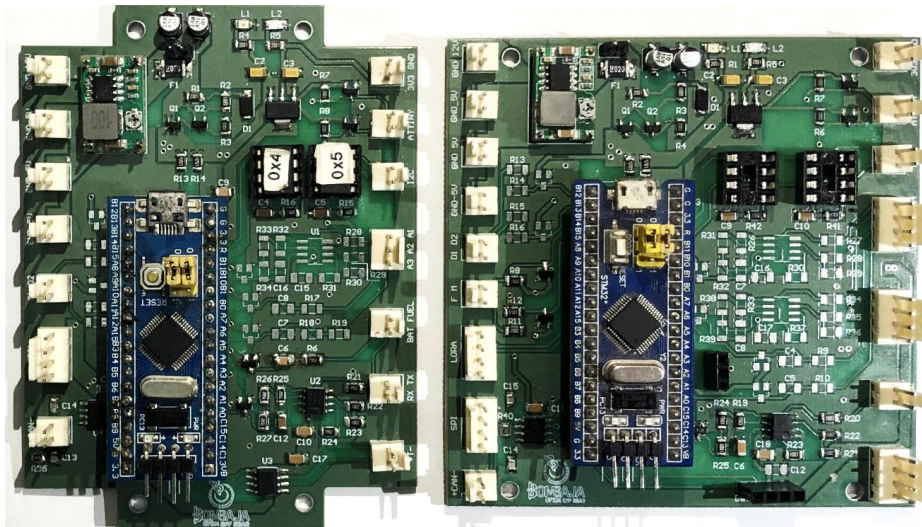
Figura 72 - Prévia 3D das ECUs



Fonte: Autor

As placas foram produzidas por intermédio de uma empresa parceira da equipe, garantindo assim a qualidade superior neste processo se comparada à fabricação própria. Após a entrega dos produtos, foi realizada a soldagem dos componentes, onde optou-se por inserir na placa apenas os componentes referentes aos circuitos utilizados no projeto, deixando os circuitos extras de fora do processo. A versão final de ambas as placas pode ser observada na Figura 73.

Figura 73 - Versão final das ECUs



Fonte: Autor

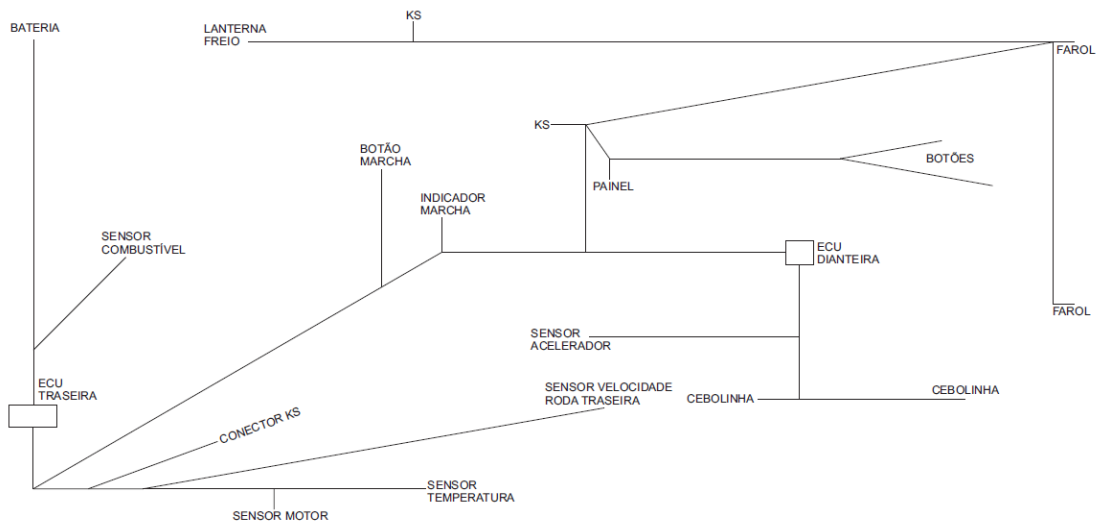
4.7 INSTALAÇÃO DO SISTEMA

A instalação física dos componentes no protótipo e o desenvolvimento do chicote para conectar todos os dispositivos eletricamente representa uma etapa importante para o funcionamento correto do sistema. Dessa forma, foi projetado um gabarito para confecção do chicote elétrico e desenvolveu-se fixações para os sensores e caixas das ECUs.

O projeto do gabarito do chicote foi desenvolvido a partir do desenho CAD do protótipo. Nesse processo, primeiramente os elementos sensores e as caixas das ECUs foram posicionadas na estrutura e na sequência foi realizado o roteamento dos conduítes entre estes dispositivos.

O *software* utilizado no projeto permite a obtenção de uma planificação deste roteamento, a qual apresenta os caminhos percorridos pelos conduítes em uma visão bidimensional e também apresenta as dimensões de cada segmento. A partir desta planificação foi realizada a estruturação dos segmentos (vide Figura 74) de forma a possibilitar a produção de um gabarito em tamanho real.

Figura 74 - Planificação do chicote

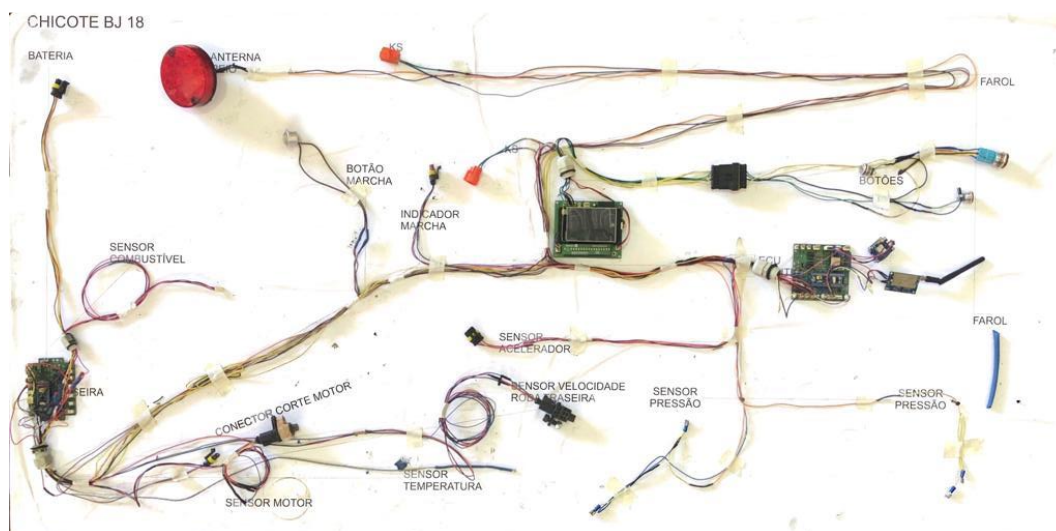


Fonte: Autor

O desenho do gabarito foi impresso e montado em uma mesa, onde inseriu-se pregos nos pontos de intersecção para servir de referência na disposição dos fios. Sobre esta estrutura foi realizada a disposição dos fios de acordo com o esquemático de conexão do chicote, o qual foi desenvolvido seguindo um padrão de cores para cada tipo de sinal, visando facilitar a

instalação e solução de eventuais problemas futuros. A montagem final do sistema em bancada é apresentada na Figura 75.

Figura 75 - Gabarito do chicote



Fonte: Autor

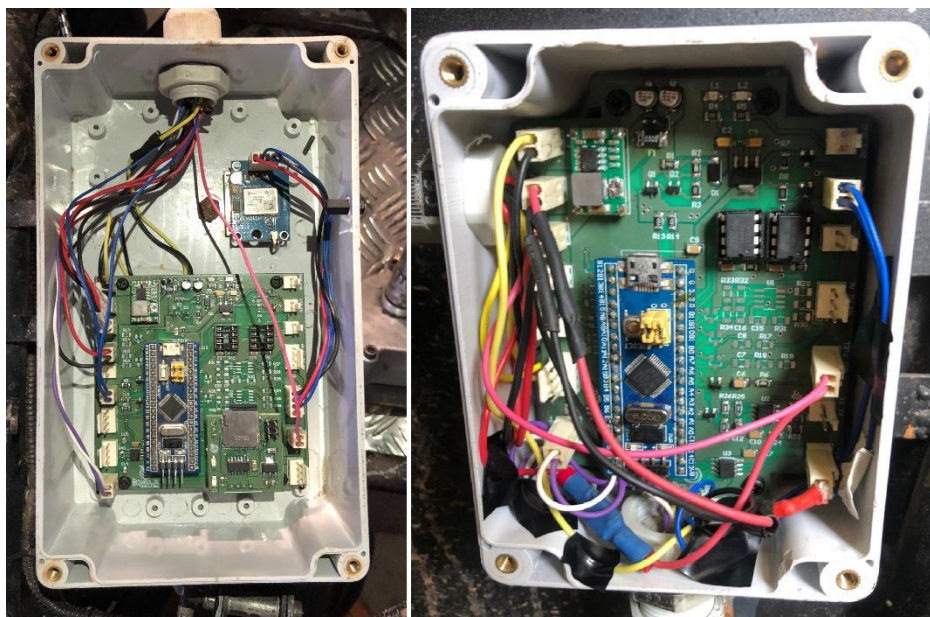
Após a conclusão do chicote em bancada, foram realizados alguns testes básicos para conferência dos barramentos de alimentação e comunicação, os quais funcionaram corretamente. Além disso, foram testados os cabos de sinal advindos dos sensores e demais funcionalidades, como botões de corte do motor e chave geral, que fazem parte do sistema mas não foram discutidos neste trabalho.

O chicote foi então instalado no protótipo, sendo os fios inseridos dentro de conduítes do tipo espaguete corrugado, de forma a garantir uma maior proteção contra sujeira e detritos, e a fixação ao chassi foi realizada por meio de abraçadeiras plásticas.

A instalação dos sensores foi realizada seguindo a ideia inicial apresentada na subseção 3.4, onde discorreu-se sobre os posicionamentos de cada sensor. De maneira geral, os locais de aplicação dos sensores foram mantidos, sendo apenas necessárias algumas adaptações quanto a forma de fixação e posicionamento mais refinado.

Por fim, as ECUs foram inseridas em suas respectivas caixas, onde foram fixadas por meio de espaçadores e parafusos, enquanto as conexões entre o chicote e as placas foram realizadas por meio dos conectores distribuídos nas extremidades das mesmas. O resultado final da instalação das ECUs pode ser observado na Figura 76.

Figura 76 - Instalação das ECUs



Fonte: Autor

4.8 CALIBRAÇÃO

Visando obter uma leitura mais precisa dos sinais analógicos, foram realizadas medições dos sinais de interesse utilizando o microcontrolador utilizado no projeto. Estes valores foram anotados conforme se realizavam alterações conhecidas nas variáveis em questão. Dessa forma, foi possível relacionar de maneira direta o valor obtido pelo conversor analógico-digital do microcontrolador com a variável medida, seja ela tensão, nível de combustível ou posição do pedal.

A partir das curvas de comportamento obtidas, pode-se realizar uma regressão linear, que descreve o comportamento do valor lido no conversor analógico-digital em função da variável medida. Dessa forma, os erros introduzidos nas etapas anteriores, como os gerados pela imprecisão dos componentes passivos utilizados, que podem afetar tanto a tensão de *offset* quanto o ganho do circuito de condicionamento, são desconsiderados, pois a reconstrução do sinal não é mais feita a partir de cálculos advindos do projeto teórico, e sim a partir das equações obtidas.

A visualização dos valores lidos pelo conversor analógico-digital foi realizada através do envio destes pela interface de comunicação UART para uma das saídas disponíveis na placa dianteira, onde conectou-se um conversor USB para serial, sendo possível dessa forma observar os dados diretamente no computador.

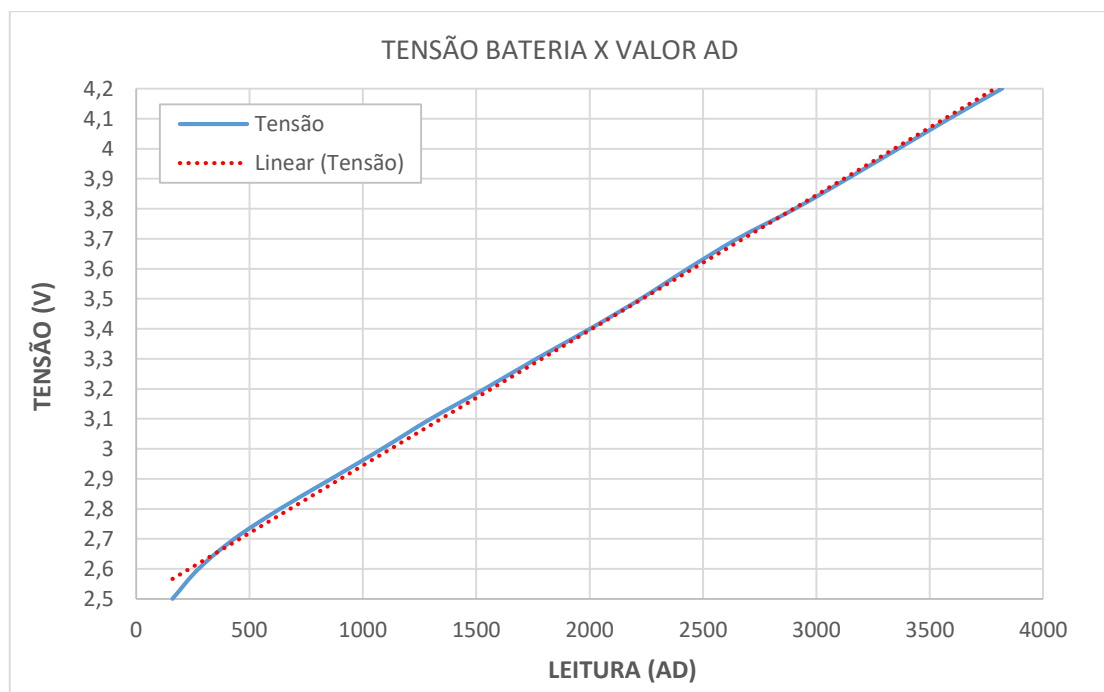
Para a calibração da leitura do nível de tensão da bateria, foi utilizado um circuito com potenciômetro para realizar a variação da tensão inserida na entrada da ECU, sendo este valor checado com um multímetro a cada passo. A faixa de tensão utilizada foi a mesma estipulada no projeto do circuito de condicionamento, ou seja, de 2,5 V a 4,2 V, e o intervalo entre os valores foi definido como sendo de 100 mV. O gráfico com os valores obtidos durante as medições desta variável pode ser observado na Figura 77.

Pode-se observar no gráfico o comportamento linear obtido na leitura, conforme o esperado. A partir destes valores, utilizou-se o próprio *software* para gerar a regressão linear, sendo esta definida pela Equação (6).

$$Tensão = (0,00045 AD) + 2,49488 \quad (6)$$

Onde *Tensão* é o valor do sinal reconstruído e *AD* se refere ao valor lido pelo microcontrolador.

Figura 77 - Calibração tensão da bateria



Fonte: Autor

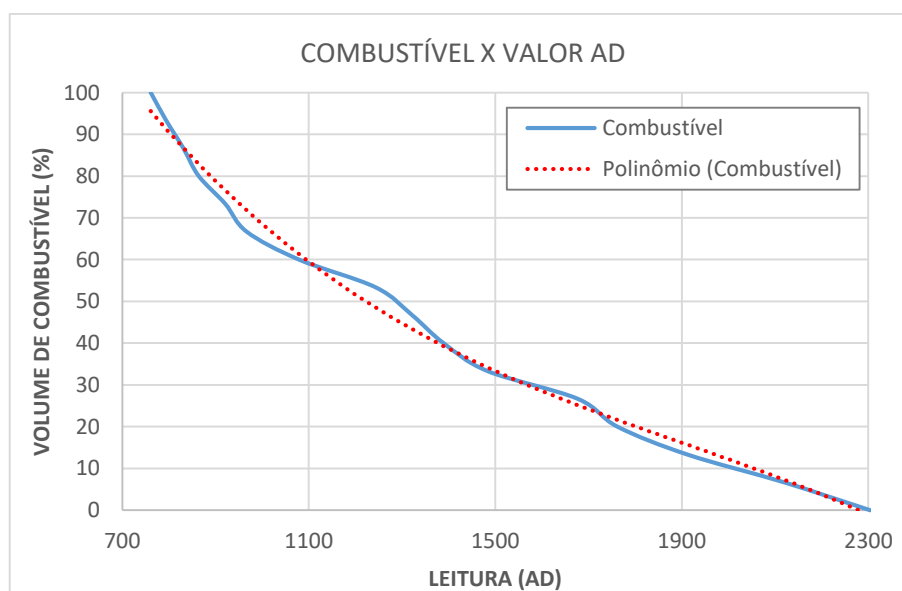
Na calibração do sinal do sensor de combustível, visando obter o resultado mais aproximado possível em comparação com a aplicação final, foi realizada a calibração com o sensor diretamente no tanque, fixado em sua posição no protótipo.

Da mesma forma que para o sinal de tensão da bateria, monitorou-se a variação na leitura realizada pelo conversor analógico-digital do microcontrolador via UART, enquanto eram geradas variações conhecidas no volume de combustível presente no tanque.

Optou-se por iniciar a calibração com o tanque cheio, simulando o comportamento natural do sistema, ou seja, o esvaziamento do tanque, o qual foi realizado em passos de 200 ml com o auxílio de um copo de medição.

Observou-se, nessa etapa, que o sinal de saída do sensor apresenta um comportamento ruidoso mesmo após a estabilização dos valores. Dessa forma, buscou-se escolher um valor médio da leitura do conversor analógico-digital para cada passo do esvaziamento. Os resultados obtidos, que relacionam porcentagem de combustível por valor de leitura do microcontrolador, podem ser observados na Figura 78.

Figura 78 - Calibração sensor de combustível



Fonte: Autor

Analisando os dados obtidos, observou-se que o sinal apresenta uma não linearidade para a variação compreendida entre tanque cheio e aproximadamente 60% do volume. A partir deste valor, observa-se um comportamento próximo do linear na relação entre valor medido e volume de combustível, comportamento este que se mantém até o esvaziamento completo do tanque.

Devido a este comportamento observado, não foi possível obter uma regressão linear do sinal, sendo necessário utilizar uma regressão polinomial, onde observou-se que um polinômio de grau 3 gera uma representação aceitável do sinal (vide Figura 78). O polinômio obtido é definido pela Equação (7).

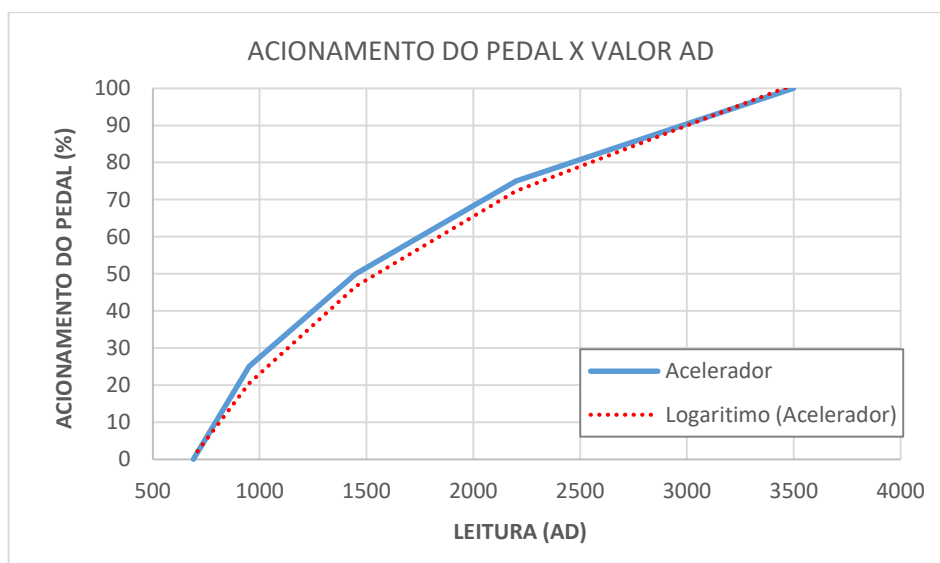
$$\text{Combustível (\%)} = -0,0000000236 AD^3 + 0,000134 AD^2 - 0,294 AD + 252 \quad (7)$$

Por fim, realizou-se a calibração do sensor de acionamento do pedal do acelerador, onde foi seguido o mesmo procedimento adotado anteriormente, utilizando o sensor fixado na sua posição de operação, de forma a obter através da calibração a melhor representação possível da aplicação real.

Nesta etapa, considerou-se o curso do pedal do acelerador iniciando da posição de repouso, ou seja, quando nenhuma força é aplicada sobre o mesmo, e terminando no máximo deslocamento, quando o pedal se encontra em contato com o batente que limita seu movimento.

A calibração foi realizada utilizando um paquímetro para obter a posição do pedal a cada passo, onde variou-se seu deslocamento em intervalos de 10 mm durante toda sua faixa de utilização, de cerca de 50 mm. Os valores obtidos a partir do monitoramento da leitura realizada pelo microcontrolador a cada passo de deslocamento podem ser observados na Figura 79.

Figura 79 – Calibração sensor do pedal do acelerador



A partir dos dados obtidos, observa-se que para os primeiros 30% de deslocamento ocorre uma variação pequena no valor lido pelo conversor analógico-digital para uma grande variação do deslocamento. A partir deste valor, a relação entre o deslocamento e o valor lido começa a se alterar, onde observa-se que são obtidas variações cada vez maiores na leitura do conversor AD para menores variações de porcentagem de acionamento.

O comportamento observado torna inviável a obtenção de uma equação linear que descreva o comportamento do sinal. Dessa forma, foi utilizada uma aproximação não linear, na qual utilizou-se uma equação logarítmica que descreve de forma aceitável o sinal em questão. A aproximação obtida é definida pela Equação (8).

$$Acelerador (\%) = 61,76 \ln(AD) - 403 \quad (8)$$

4.9 TESTES DINÂMICOS

Após a instalação do sistema do protótipo e da calibração das leituras analógicas, pode-se realizar os testes dinâmicos de forma a observar o comportamento do sistema durante a rodagem. Para gravação dos dados dos testes foi utilizado um módulo *datalogger* projetado pela equipe, o qual conecta-se diretamente a ECU dianteira.

Inicialmente, definiu-se um procedimento de teste padrão, de forma que os resultados esperados na aquisição fossem conhecidos, tornando possível a comparação dos dados obtidos com o comportamento esperado para cada variável. Dessa forma, estabeleceu-se um percurso em linha reta, onde o piloto deveria partir com o protótipo em situação de repouso, ou seja, com o pedal do freio acionado, pedal do acelerador no mínimo e primeira marcha. A partir desta condição, o piloto foi instruído a soltar o pedal do freio e acelerar o protótipo, aguardar um período para ganhar velocidade e então realizar a troca de marcha. Por fim, o piloto deveria acionar o pedal de freio, parando completamente o protótipo decorridos alguns metros da troca de marcha.

Além disso, estabeleceu-se uma etapa de aquisição de dados em rodagem livre, onde o piloto teve total liberdade para escolher o trajeto e também a forma de pilotagem. Esta etapa teve como objetivo obter os dados referentes às variáveis que necessitam de um tempo maior para sofrerem variações, como temperatura e nível de combustível.

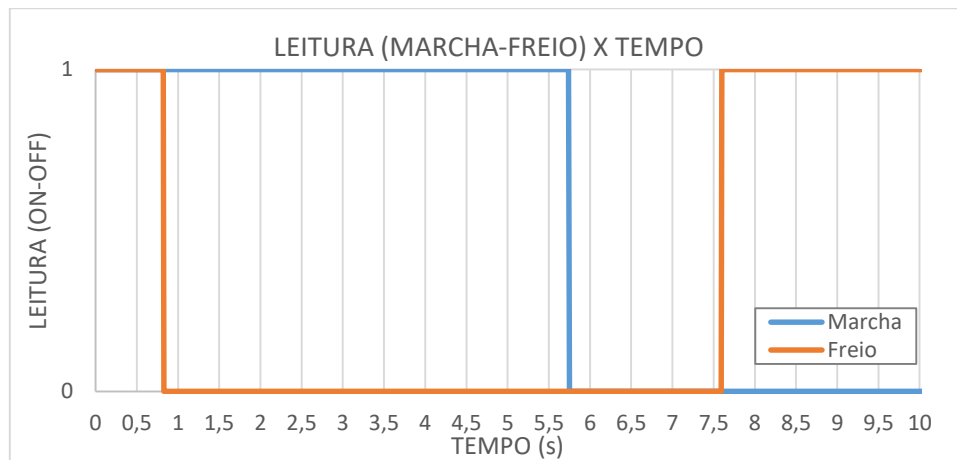
Os dados foram então analisados separadamente de forma a observar o comportamento individual de cada variável e realizar os tratamentos necessários para uma melhor visualização dos mesmos.

4.9.1 Indicação de marcha e acionamento de freios

As variáveis de indicação de marcha e acionamento dos freios não requerem nenhum tratamento, tendo em vista que tratam-se de variáveis digitais. Dessa forma, analisou-se apenas se estas apresentavam o comportamento esperado e em qual instante de tempo ocorreram as trocas de sinal. O comportamento das variáveis em função do tempo é apresentado na Figura 80.

O sinal de freio em nível lógico alto indica que o pedal encontra-se acionado, enquanto o sinal de marcha nesta mesma condição indica que a primeira marcha está sendo utilizada. Observa-se então que os resultados apresentados descrevem corretamente o comportamento descrito no procedimento de teste: inicialmente temos o protótipo freado, no instante de tempo de aproximadamente 0,8 s, no tempo de aproximadamente 5,75 s ocorre a troca de marcha e um pouco depois de 7,5 s ocorre a frenagem para parada do veículo.

Figura 80 - Leitura Marcha-Freio em teste com sistema embarcado

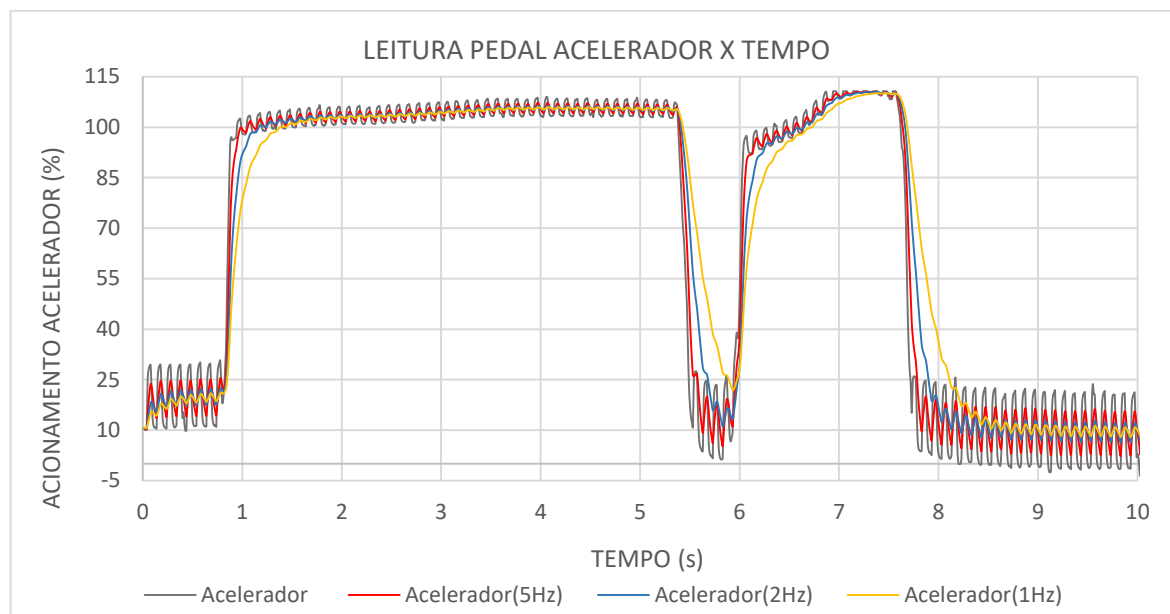


Fonte: Autor

4.9.2 Posição do pedal do acelerador

Os dados de leitura do sensor de acionamento do pedal (vide Figura 81), obtidos durante o mesmo teste analisado na subseção 4.9.1, apresentaram um resultado satisfatório, onde foi possível observar as condições de repouso e aceleração máxima, bem como identificar os instantes de início e fim de cada acionamento.

Figura 81 - Leitura pedal do acelerador em teste com sistema embarcado



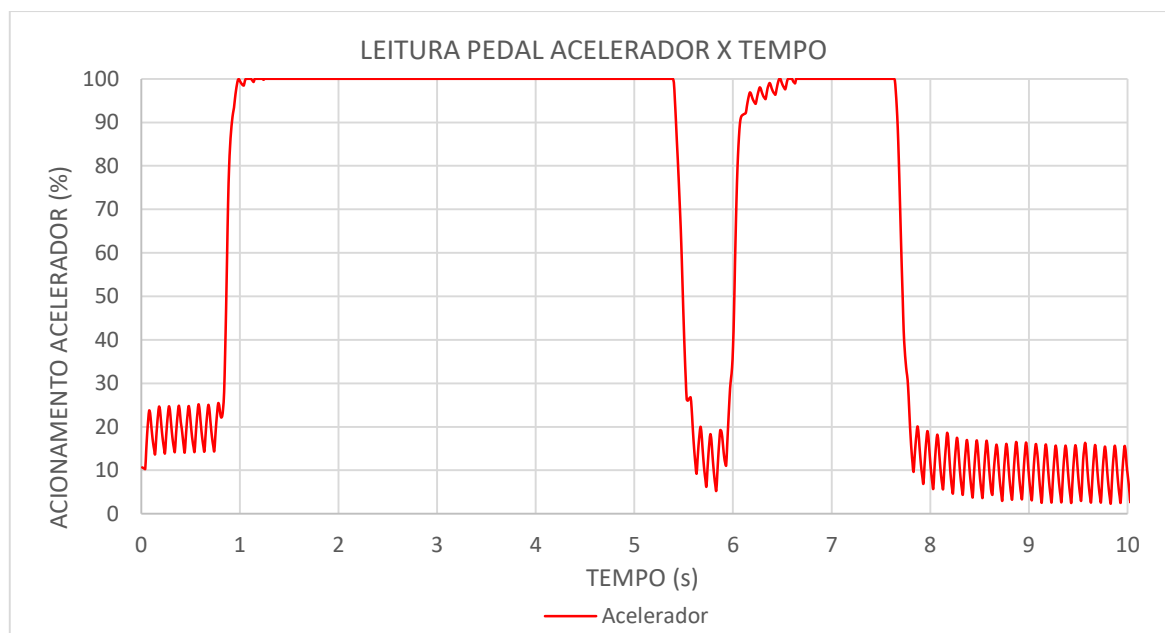
Fonte: Autor

Por outro lado, o sinal obtido apresenta uma oscilação considerável quando em regime estático, podendo este ser resultado de oscilações do próprio sensor ou provenientes da vibração do protótipo em funcionamento. Visando obter uma melhor visualização do sinal foram implementados três filtros digitais passa-baixas, em diferentes frequências de corte, de forma a atenuar essas oscilações. Conforme pode ser observado na Figura 81, os filtros com frequência de corte mais baixas geram uma maior atenuação nas oscilações, entretanto também introduzem um atraso no sinal, que não é desejado. Dessa forma, optou-se por utilizar o filtro na frequência de 5 Hz, que promove uma pequena melhora na visualização do sinal.

Além disso, pode-se observar que a calibração realizada na subseção 4.8 gera uma boa aproximação para o limite superior do sinal, ou seja, ficando em torno de 100% quando o pedal encontra-se totalmente acionado. Por outro lado, no limite inferior que deveria apresentar 0% para o valor em repouso, observa-se que o valor de 20%, resultado este que pode ser proveniente de erros na calibração ou ainda estar associado ao comportamento do piloto, onde este pode não estar tirando o peso do pedal do acelerador, ocasionando uma falsa leitura.

Para evitar a exibição de valores acima de 100% e também abaixo de 0%, adicionou-se mais um tratamento ao sinal: quando o valor calculado a partir da Equação (7) ultrapassa estes limites, o resultado é substituído pelo valor máximo ou valor mínimo considerado. O resultado final do sinal após o tratamento pode ser observado na Figura 82.

Figura 82 - Sinal pedal do acelerador após tratamento

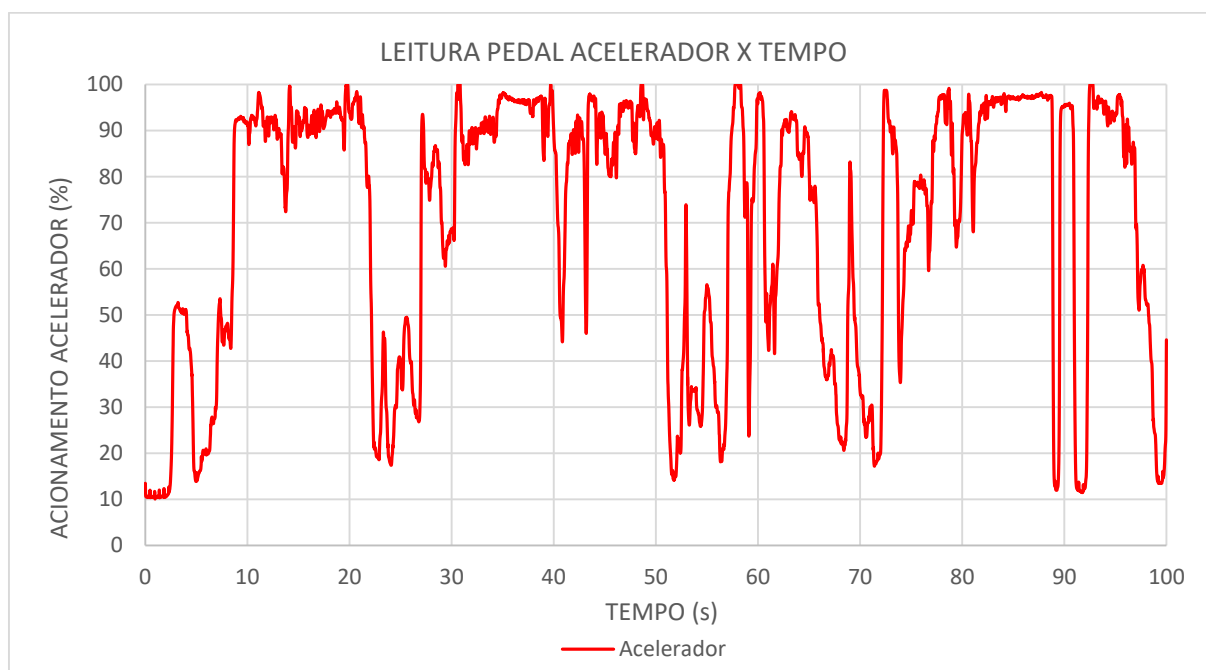


Fonte: Autor

A partir do sinal pós processado, é possível comparar os instantes de acionamento do pedal do acelerador com os pontos destacados para o acionamento do sistema de freios e para a troca de marcha. Dessa forma, observa-se que os resultados são condizentes com os da Figura 80. No instante de tempo de aproximadamente 0,8 s ocorre o acionamento do pedal do acelerador enquanto o sistema de freios é liberado. Da mesma forma, momentos antes de ocorrer a troca de marcha, observa-se a redução na porcentagem de acionamento do acelerador e, por fim, no instante de tempo próximo a 7,5 s ocorre o acionamento dos freios e a liberação do pedal do acelerador.

Devido à característica do teste realizado, onde o piloto foi orientado a acionar o pedal do acelerador ao máximo durante a fase de aceleração, não é possível observar posições intermediárias do acionamento do pedal. Dessa forma, a Figura 83 apresenta uma pequena amostra dos dados obtidos para o pedal do acelerador durante uma rodagem livre realizada no período de testes, os quais passaram pelo mesmo tratamento dos dados já apresentados.

Figura 83 - Sinal pedal do acelerador durante rodagem livre



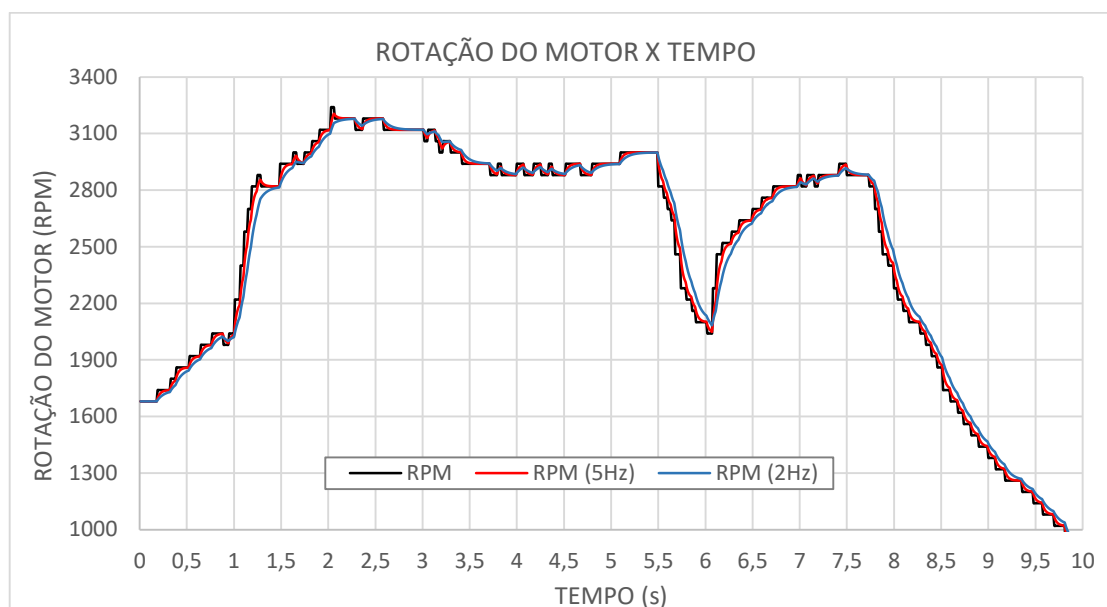
Fonte: Autor

4.9.3 Rotação do motor

Os dados obtidos na leitura de rotação do motor apresentaram um comportamento dentro do esperado. O sinal (vide Figura 84) descreve uma baixa rotação enquanto o protótipo se encontra em repouso, aumentando rapidamente a partir do instante de tempo em que o piloto solta o freio e o protótipo começa a acelerar. Além disso, é possível observar a queda no valor durante o momento da troca de marcha, no instante de 5,5 s, e também durante a desaceleração.

Observa-se ainda no gráfico que o sinal original, em preto, apresenta um comportamento em degraus, com amplitude de 60 rotações por minuto. Após uma análise dos dados atribui-se esse comportamento a dois fatores, sendo o principal a característica pulsada do sinal que está sendo medido, onde este é atualizado a cada novo pulso, gerando um sinal discreto com frequência variável. O segundo fator, deve-se a um erro encontrado no código de leitura utilizado no microcontrolador Attiny85, onde a frequência calculada a partir dos pulsos é transformada em inteiro antes da multiplicação deste valor por 60 (vide Equação (4)), gerando apenas valores múltiplos de 60 na resposta em rotações por minuto que é enviada ao microcontrolador principal. Sendo assim é necessária uma correção no código para uma representação correta do sinal medido.

Figura 84 - Leitura de rotação do motor



Fonte: Autor

Uma melhor visualização da leitura de rotação do motor pode ser obtida pela implantação de um filtro digital passa-baixas sobre o sinal. De forma a amenizar o comportamento observado anteriormente. Testou-se dois valores de frequência de corte (vide Figura 84), sendo estes 2 Hz e 5 Hz, onde observou-se que o filtro de 2 Hz gera uma resposta mais suave do sinal, entretanto também gera um atraso no mesmo. Sendo assim, optou-se pela utilização do filtro de 5 Hz que atenua levemente os degraus e não introduz atraso no sinal.

4.9.4 Velocidade

Analisando os dados da variável de velocidade, descritos pela Figura 85, observa-se que estes apresentam um padrão compatível com os resultados esperados para o teste descrito anteriormente. Ou seja, inicialmente com protótipo parado o valor de velocidade é zero, e conforme ocorre a aceleração do mesmo, este valor aumenta até o momento em que é acionado o sistema de freios, instante a partir do qual o protótipo começa a reduzir a velocidade até ser parado completamente. Pode-se observar ainda que ocorre uma pequena queda na velocidade próximo ao instante de tempo 5,75 s, onde ocorre uma diminuição do acionamento do pedal do acelerador para realização da troca de marcha.

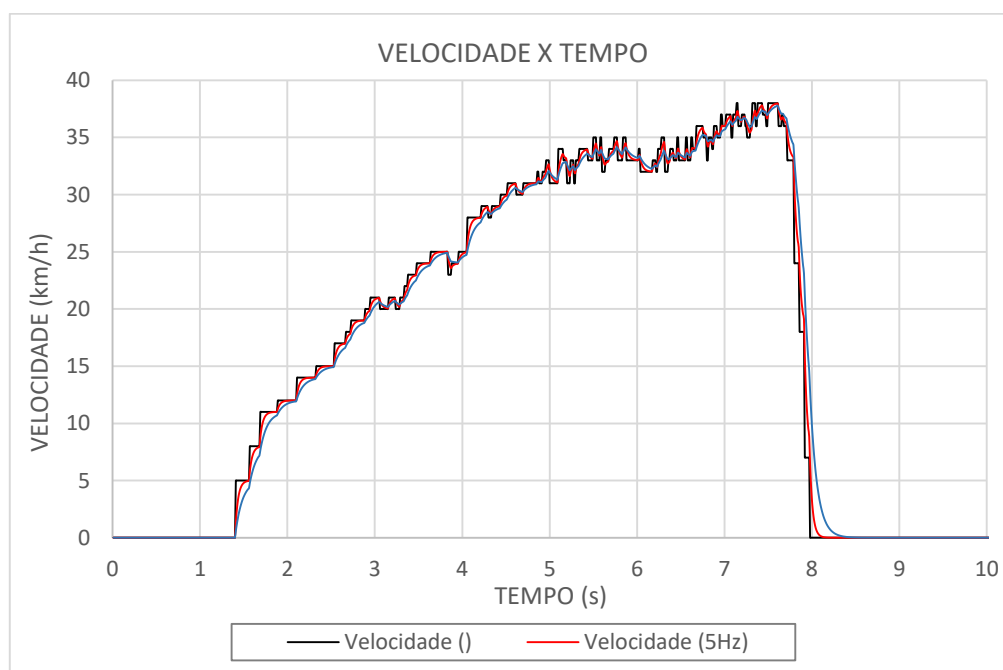
De maneira similar ao da variável de rotação do motor, esta aquisição apresenta um comportamento em degraus, entretanto com amplitude de 1 km/h. Este resultado se deve

primeiramente à característica do sinal pulsado, onde o valor é atualizado apenas em intervalos discretos, gerando a característica de variação em degraus no gráfico.

Constatou-se através da análise do código de leitura do sinal de velocidade utilizado no microcontrolador Attiny85 que o resultado obtido no cálculo realizado a partir do intervalo entre pulsos é transformado para inteiro antes de ser enviado para o microcontrolador principal. Dessa forma, a variação mínima entre os valores sempre será na ordem de 1 km/h, sendo necessária a correção do código para obter uma melhor representação do sinal.

De forma a amenizar os problemas encontrados na aquisição e também possibilitar uma melhor visualização do comportamento da velocidade do protótipo em função do tempo, foram aplicados filtros digitais ao sinal obtido durante o teste. Optou-se por testar os mesmos valores de frequência de corte implementados ao sinal de rotação do motor, ou seja, 2 Hz e 5 Hz. Para o filtro de 2 Hz, observa-se uma atenuação considerável dos degraus, tornando a resposta mais contínua. Entretanto, pode-se perceber também que um atraso é introduzido ao sinal. O filtro com frequência de corte mais alta resulta em atenuação menor do sinal, onde este ainda apresenta degraus perceptíveis. Em contrapartida, o atraso introduzido é menor. Dessa forma, optou-se por utilizar o segundo filtro, preservando assim a visualização dos valores nos tempos em que estes ocorreram.

Figura 85 - Leitura de velocidade em teste com sistema embarcado

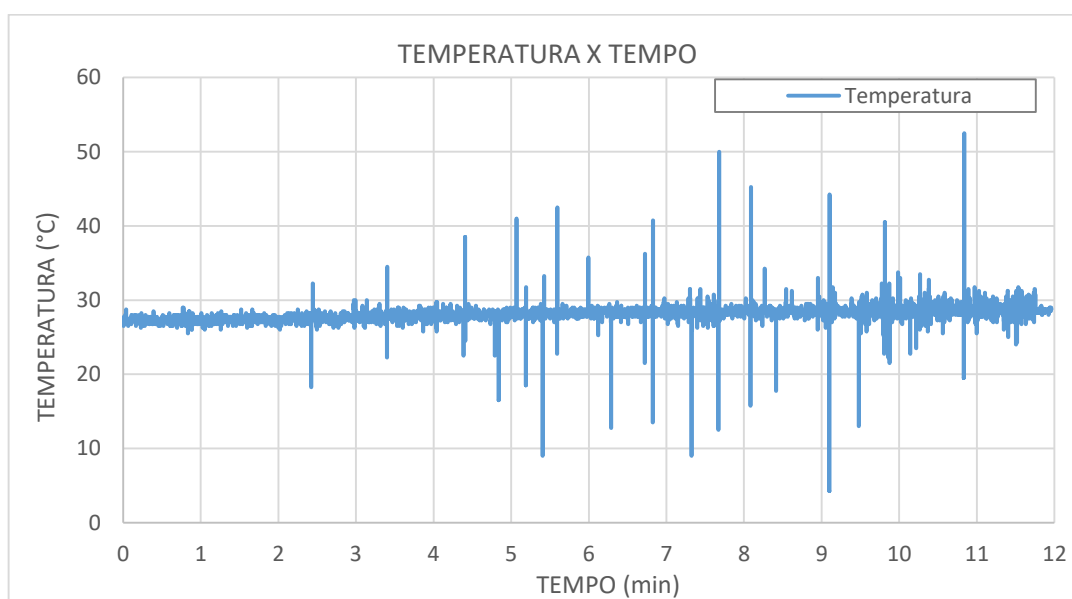


4.9.5 Temperatura

Devido à característica mais lenta da variável de temperatura, optou-se por analisar os dados obtidos durante a etapa de rodagem livre, onde submeteu-se o motor a sua condição de trabalho característica. Entretanto, observou-se através da Figura 86 que os valores do sensor de temperatura obtidos nesta rodagem não apresentaram o comportamento esperado.

Analisando o gráfico pode-se perceber primeiramente que o valor de temperatura quase não sofre alterações no decorrer dos doze minutos em que o protótipo esteve rodando, o que já é inconsistente com o resultado esperado. Além disso, o sinal obtido é altamente ruidoso e caracterizado por dois tipos de oscilações. O primeiro é o ruído de leitura, que já era esperado, podendo ser corrigido por meio do processo de filtragem e é definido pelas oscilações com amplitudes em torno de ± 1 °C. O segundo, é definido pelos picos positivos e negativos que apresentam valores com amplitude de até 25 °C, os quais foram atribuídos ao funcionamento inadequado do sensor utilizado.

Figura 86 - Leitura de temperatura em teste com sistema embarcado



Fonte: Autor

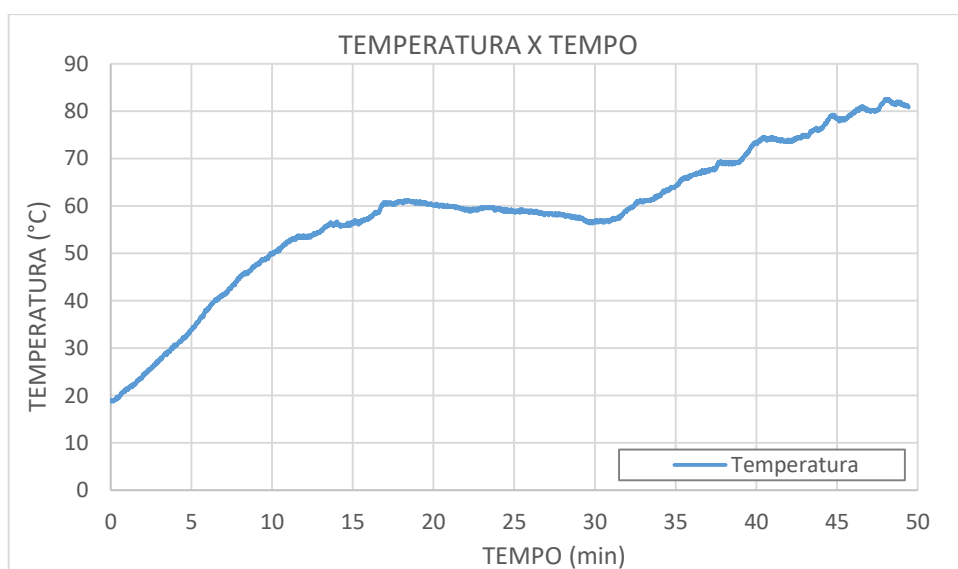
Devido ao resultado não satisfatório obtido para a variável de temperatura, foi necessária a realização de um novo teste, o qual teve que ser realizado apenas com o motor operando em bancada devido à impossibilidade de realização de novos testes no protótipo que encontrava-se em período de reparos.

Antes de iniciar o novo teste, foi realizada, primeiramente, uma avaliação da funcionalidade do sensor de temperatura utilizado anteriormente, onde constatou-se que o mesmo não estava respondendo à variação de temperatura, confirmando a hipótese de mau funcionamento. Dessa forma, optou-se por substituir o sensor danificado por outro do mesmo modelo, o qual foi testado diretamente no sistema desenvolvido para o protótipo e apresentou funcionamento normal.

Depois do motor ser devidamente fixado em uma bancada e o sensor instalado na entrada do óleo de lubrificação, definiu-se o procedimento de teste a ser realizado. Primeiramente, estabeleceu-se a duração do teste sendo de aproximadamente 50 minutos, dentro dos quais, nos primeiros 20 minutos o motor permaneceria ligado em rotação média, sendo desligado na sequência, permanecendo assim por aproximadamente 10 minutos, e então seria ligado novamente por mais 20 minutos.

Após a realização do teste foi possível plotar os dados de temperatura em função do tempo e analisar o comportamento da variável (vide Figura 87). A partir do gráfico observa-se um crescimento da temperatura desde os primeiros minutos de teste, novamente comprovando o mau funcionamento do sensor utilizado no teste anterior. Este comportamento se mantém até aproximadamente 18 minutos, a partir de então nota-se um decréscimo da temperatura devido ao desligamento do motor, conforme esperado, e na sequência após o religamento do motor tem-se uma nova etapa crescente na temperatura medida.

Figura 87 - Leitura de temperatura em teste com sistema em bancada



Fonte: Autor

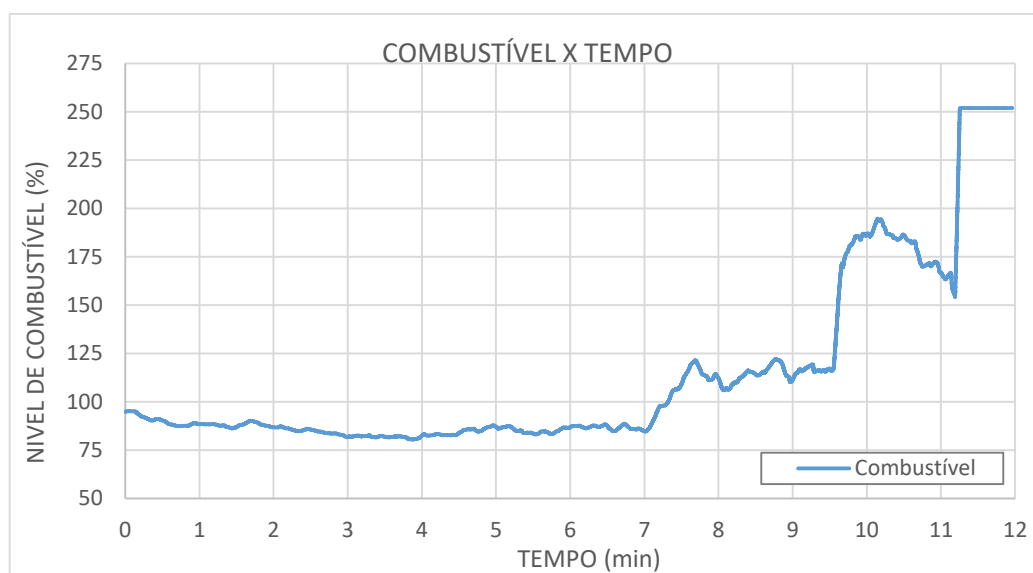
Dessa forma, observou-se que o comportamento descrito pelo sinal está de acordo com o resultado esperado. Além disso, ao analisar o comportamento da variável em um intervalo de tempo menor, constatou-se que os ruídos de leitura foram reduzidos e os picos presentes na aquisição anterior não ocorreram no segundo teste.

4.9.6 Combustível

O nível de combustível também é caracterizado como uma variável lenta, sendo possível rodar com o protótipo por mais de uma hora com um tanque de combustível completo. Dessa forma, optou-se por obter os dados referentes a esta variável durante os testes livres, com o objetivo de visualizar a curva de esvaziamento do tanque.

Devido ao comportamento instável do sinal de saída do sensor, observado na etapa de calibração, implementou-se previamente um filtro digital passa-baixas no microcontrolador, com frequência de corte de 0,1 Hz. O resultado obtido na aquisição em rotação livre pode ser observado na Figura 88.

Figura 88 - Leitura de nível de combustível em teste com sistema embarcado



Fonte: Autor

Analisando o gráfico, observa-se que não foi possível obter a curva de esvaziamento do tanque de combustível devido a algum mau funcionamento do sensor ou da conexão deste com o sistema de aquisição de dados. Com base na curva obtida nota-se que o sistema permaneceu parcialmente estável nos primeiros minutos, onde se manteve entre 80% e 90%, apresentando

um *offset* em relação ao valor esperado de 100%. Erro este que pode estar relacionado a uma variação do valor de leitura do sinal para o tanque cheio quando comparado ao valor do teste que baseou a calibração. A partir do tempo de 7 minutos, observa-se um comportamento imprevisível do sinal, onde inicialmente ocorre um decréscimo suave no valor de leitura do conversor analógico digital, seguido de uma queda maior e por fim chegando a zero, o que se refletiu na extrapolação do valor obtido em porcentagem conforme a calibração realizada utilizando a Equação (7).

Da mesma forma que para o sensor de temperatura, devido ao resultado insuficiente obtido para a variação de nível de combustível, foi necessário a realização de um novo teste, o qual teve de ser realizado em bancada devido à indisponibilidade do protótipo para novos testes em rodagem.

Antes da realização do novo teste, foi realizada uma inspeção no sensor de combustível, onde constatou-se marcas de barro e umidade, indícios estes de que o sensor acabou molhando durante os testes em rodagem. Como os testes foram realizado após uma semana de chuvas, e o terreno onde estes ocorreram estava bastante encharcado, este pode ter sido o fator que levou ao mau funcionamento do sensor.

Após a realização de uma limpeza do sensor e de uma inspeção dos principais pontos de operação, constatou-se que nenhum componente havia queimado e o mesmo apresentava o comportamento esperado conforme a presença ou não de combustível. Dessa forma, o sensor foi novamente fixado ao tanque de combustível e conectado a respectiva entrada na ECU traseira.

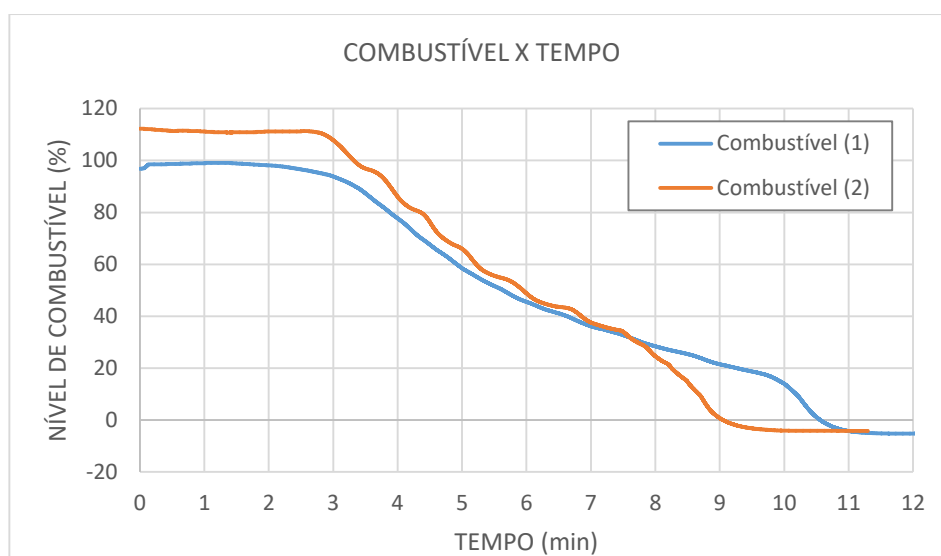
Para o procedimento de teste definiu-se apenas que o tanque deveria ser esvaziado de maneira lenta e com vazão constante. Dessa forma, foi possível observar a curva de esvaziamento sem interferência de fatores externos e comparar o resultado obtido com o esperado. Os dados obtidos para dois testes de esvaziamento completos podem ser observados na Figura 89.

Analisando as duas curvas obtidas, observa-se que ambas apresentam o mesmo padrão de comportamento, onde inicialmente tem-se o valor em torno de 100% indicando que o tanque encontra-se cheio. A partir do início do esvaziamento observa-se um decaimento suave da porcentagem, mais perceptível na curva em azul, após alguns minutos inicia-se um decaimento mais acentuado e linear, padrão que se mantém até aproximadamente 20%, onde a porcentagem começa a diminuir de maneira mais rápida até o esvaziamento completo do tanque.

As diferenças observadas entre as duas curvas são geradas pela falta de sincronização no início do esvaziamento entre os dois testes, sendo possível perceber que na curva em azul a

abertura da válvula de combustível ocorreu próximo ao tempo de 2 minutos, enquanto para a curva em laranja este tempo é de aproximadamente 3 minutos. Além disso, pode-se observar que o tempo de esvaziamento da curva em laranja é consideravelmente menor que o da curva em azul, resultado este que deve ser atribuído a variações na abertura da válvula de combustível em cada teste de esvaziamento realizado.

Figura 89 - Leitura de nível de combustível em teste com sistema em bancada

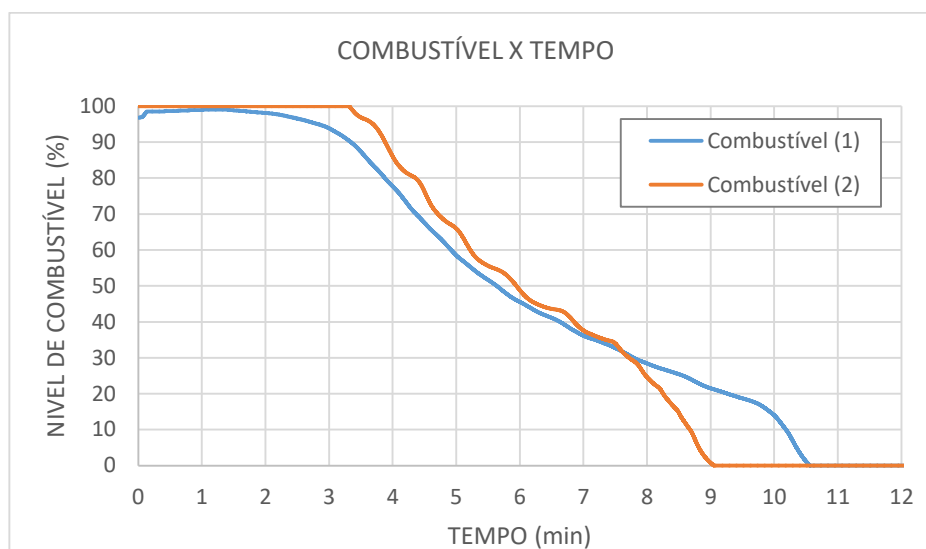


Fonte: Autor

Por fim, analisou-se o resultado da calibração realizada na subseção 4.8. Observou-se uma boa aproximação tanto para o limite superior, onde a curva em azul apresenta valores próximos a 100%, quanto para o limite inferior, que estabiliza para ambas as curvas em um valor um pouco abaixo de 0%. A variação observada para o valor de tanque cheio na curva em laranja pode ser associada a diversos fatores, entre eles está a dificuldade de garantir o mesmo padrão de enchimento do tanque, gerando oscilações no valor gerado na saída do sensor, que acarretam em uma variação dos valores de máximos e mínimos utilizados na calibração.

Para amenizar este problema e evitar a obtenção de valores fora do intervalo de 0% a 100%, foi adicionado um tratamento ao sinal no pós processamento, onde o valor de saída da Equação (6) é limitado a estes limiares. Dessa forma, caso ocorram valores fora do intervalo, o resultado é substituído pelo valor máximo ou mínimo esperado. O resultado final do sinal após o tratamento pode ser observado na Figura 90.

Figura 90 - Sinal de nível de combustível após tratamento



Fonte: Autor

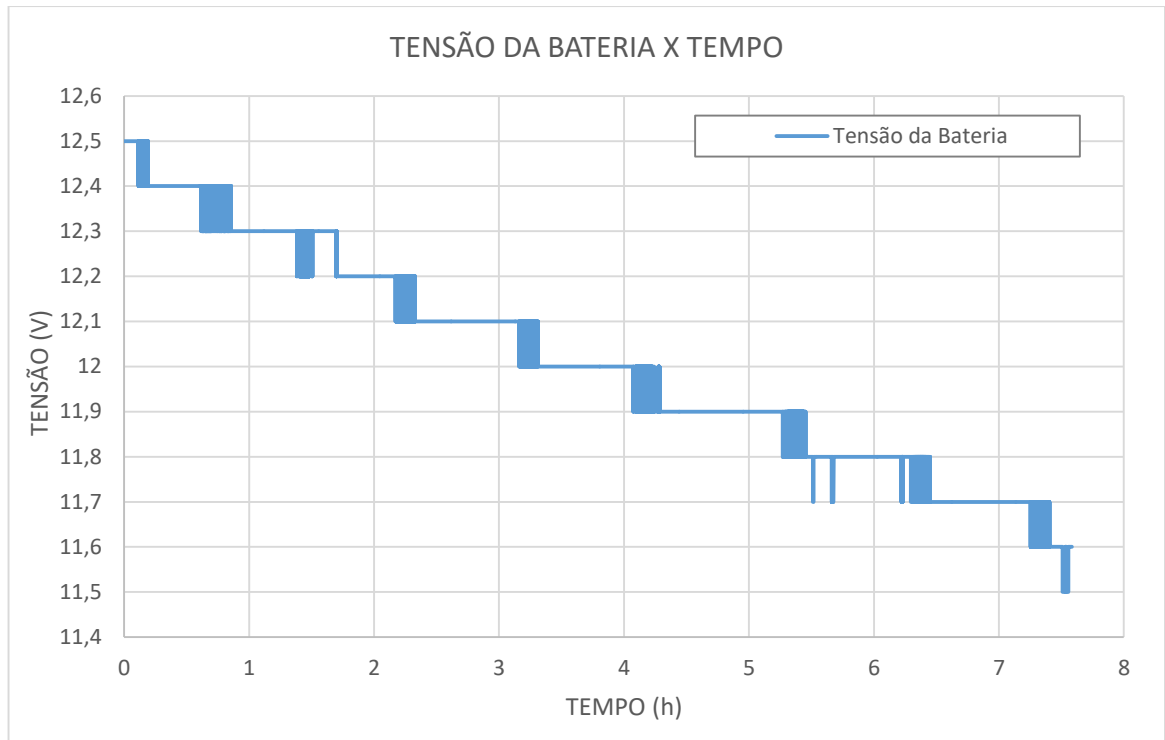
4.9.7 Bateria

A tensão elétrica da bateria apresenta um comportamento ainda mais lento que as demais variáveis, sendo estimado o tempo total de descarga em torno de 6 horas, tornando inviável a obtenção de dados durante os testes realizados em rotação livre que comprovem o comportamento do circuito de aquisição e da função de calibração.

Dessa forma, optou-se por realizar o teste com o sistema em bancada, onde foi possível realizar a aquisição pelo tempo necessário afim de observar a curva de descarga da bateria. O procedimento de teste definido caracterizou-se por utilizar o próprio sistema de aquisição, juntamente com o painel do protótipo, como carga para descarregamento da bateria. Os valores foram obtidos durante um período de aproximadamente 7,5 horas e o resultado obtido pode ser observado na Figura 91.

Analisando o gráfico observa-se que a leitura está sendo realizada de maneira correta, onde inicialmente tinha-se o valor de tensão de 12,5 V que decresce de maneira gradual até o valor de 11,5 V ao final do teste. O comportamento em degraus se deve novamente a questão do tratamento realizado na variável antes do envio para o *datalogger*, sendo neste caso enviado apenas uma casa decimal após a vírgula, fator este que não altera em nada a visualização da variável dada a aplicação na qual o sistema opera.

Figura 91 - Leitura de nível de tensão da bateria em teste com sistema em bancada



Fonte: Autor

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os objetivos principais estabelecidos no início deste trabalho, que compreendem escolher os melhores sensores para cada variável levando em consideração a aplicação, projetar os circuitos de condicionamento para leitura dos sinais destes sensores, unificar estes circuitos em um sistema de aquisição de dados e validar o seu funcionamento no protótipo, foram alcançados ao final do desenvolvimento.

Foram estabelecidos um conjunto de sensores adequados às variáveis a serem lidas e também condizentes ao ambiente no qual são aplicados. Além disso, garantiu-se a adequação dos sinais destes sensores ao microcontrolador utilizado, permitindo a integração entre *hardware* e *software*.

A escolha dos sensores a serem utilizados no sistema baseou-se em considerações específicas para cada sensor. Através da aplicação do método Ashby foram considerados diversos modelos para cada variável, onde estes são submetidos a etapas comparativas e avaliações de desempenho que embasam a decisão final.

A comprovação de que os condicionamentos projetados estão corretos, ocorreu a partir dos processos de validação por simulação em *software* e testes práticos. Através destes, observou-se individualmente o comportamento dos sinais provenientes dos sensores presentes no protótipo, e a partir dos resultados obtidos constatou-se que estes apresentam um comportamento satisfatório.

O projeto desenvolvido para as ECUs do sistema contemplou a integração de todos os circuitos desenvolvidos e apresentou plena funcionalidade. Entretanto, constatou-se que algumas decisões de projeto podem ser melhoradas, como o circuito de proteção contra sobretensão e a utilização de um fusível rearmável que em conjunto causam uma queda de tensão considerável e indesejada. Além disso, a queda neste circuito sofre variação conforme a corrente drenada pelos dispositivos na ECU, inviabilizando a utilização desta tensão de alimentação nos circuitos de condicionamento que necessitam de um valor de referência fixo.

Os testes realizados em rodagem e também em bancada apresentaram resultados satisfatórios, onde algumas variáveis tiveram um resultado excelente, como sinal de acionamento dos freios, indicador de marcha, nível de bateria e acionamento do pedal do acelerador. Por outro lado, em outras variáveis foram encontrados alguns problemas que prejudicaram a aquisição dos dados e conseqüentemente a análise dos mesmos, como por exemplo nas leituras de velocidade e rotação. Dentre estas, algumas foram corrigidas durante o

desenvolvimento deste trabalho e apresentaram um resultado satisfatório, como por exemplo a leitura de temperatura.

Dessa forma, levando em conta todo o desenvolvimento e os resultados obtidos na aplicação do sistema, o projeto encontra-se apto para utilização na aquisição de dados em um protótipo do tipo Baja SAE, permitindo aos integrantes da equipe monitorar as variáveis de comportamento do protótipo tanto em testes quanto nas competições. Além disso, o sistema fica como legado para a equipe, servindo de material de estudo e inspiração para os próximos integrantes.

6 TRABALHOS FUTUROS

A partir do projeto desenvolvido, considerando os circuitos implementados, a integração dos mesmos nas ECUs, os resultados obtidos nos testes práticos e, principalmente, os problemas encontrados durante o decorrer do trabalho, destacam-se alguns pontos importantes que precisam ser melhorados em relação ao projeto atual.

O circuito de proteção contra sobretensão precisa ser revisto, de forma a reduzir a queda de tensão gerada pelo mesmo. Seja através da realização de um estudo para aumentar a eficiência do circuito utilizado, ou seja através da utilização de um novo conceito para proteção do sistema contra sobretensão.

Os circuitos de condicionamento que utilizam de um valor de tensão de referência, neste trabalho mais especificadamente a tensão aplicada ao *offset*, devem utilizar um valor de tensão que apresente uma maior estabilidade, como a tensão proveniente do regulador linear de 3,3 V, evitando assim erros no condicionamento devido às variações nos valores de tensão.

REFERÊNCIAS

ASHBY, M. F. **Seleção de Materiais no Projeto Mecânico**. 5. ed. São Paulo: Grupo GEN, 2018. 712 p. ISBN 9788595153394.

FLEMING, W. J. Overview of Automotive Sensors. **IEEE Sensors Journal**, v. 1, n. 4, p. 296-308, dez 2008.

FRANCHI, C. M. **Instrumentação de Processos Industriais**. São Paulo: Érica, 2015. 337 p. ISBN 9788536519753.

MAXIM INTEGRATED. Overvoltage Protection in Automotive Systems. **Maxim Integrated**, 2002. Disponível em: <<http://www.maximintegrated.com/an760>>. Acesso em: 30 jun. 2022.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. **Discrete-Time Signal Processing**. 3. ed. Upper Saddle River: Pearson, 2009. 1044 p. ISBN 978-0131988422.

OPPENHEIN, A. V.; WILLISKY, A. S. **Sinais e Sistemas**. 2. ed. São Paulo: Pearson, 2010. 568 p. ISBN 9788576055044.

PERIM, V. F.; NASCIMENTO, N. **Microcontroladores e Mircoprocessadores**. 1. ed. Londrina: Educacional S.A, 2017. 232 p. ISBN 9788552202738.

PERTENCE JÚNIOR, A. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. 8. ed. Porto Alegre: Bookman, 2015. 328 p. ISBN 9788582602768.

SAE Brasil. **Regulamento Administrativo e Técnico Baja SAE Brasil**. 2019

SHENOI, B. A. **Introduction to Digital Signal Processing and Filter Design**. 1. ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005. 440 p. ISBN 9780471656371.

TYLER, N. Demand for automitive sensors is booming. **NewElectronics**, 2016. Disponível em: <<https://www.newelectronics.co.uk/electronics-technology/automotive-sensors-market-is-booming/149323>>. Acesso em: 10 jun 2021.

WALSH, A. Protecting ADC Inputs. **analog.com**, 2017. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/technical-articles/protecting-adc-inputs.html>>. Acesso em: 15 ago 2021.

APÊNDICE A – ESCOLHA DO SENSOR DE VELOCIDADE

1º Etapa - Tradução:

Nesta etapa, definem-se as especificações dos sensores, para isto são utilizados atributos que direcionam estas características.

A função atribuída ao sensor de velocidade é gerar um sinal elétrico a partir do movimento rotacional do disco de freio, de forma que a partir deste, seja possível determinar o valor da variável desejada.

As restrições absolutas foram definidas de forma a garantir que o sensor escolhido se adeque a aplicação, dessa forma, definiu-se o grau de proteção contra agentes externos como sendo IP-67 mínimo, o que configura completa proteção contra poeira e proteção contra imersão temporária em água.

O custo foi definido com base no orçamento disponível para o subsistema, considerando também a faixa de preço média para os sensores aplicáveis, definiu-se o valor máximo de R\$ 75,00.

A frequência de chaveamento está diretamente relacionada com a capacidade do sensor de aferir de maneira correta o movimento do disco de freio. Estima-se a partir de projetos anteriores, uma rotação máxima de 15 rotações por segundo no eixo traseiro, dessa forma, considerando que o disco de freio contém 12 ressalto detectáveis pelo sensor, chega-se a uma frequência de chaveamento máxima de 180Hz. Dessa forma optou-se por definir um valor um pouco acima como margem de segurança, de 250Hz.

Por uma questão de segurança do próprio componente, este não pode ser instalado de maneira muito próxima ao disco, que é um elemento móvel e pode vir a danificar o sensor caso estes entrem em atrito. Devido a este fato, estipulou-se uma distância mínima na qual o sensor deve ser capaz de detectar a presença de material, baseando-se em utilizações anteriores, definiu-se o valor de 4mm.

A tensão de operação do sensor deve adequar-se aos níveis de tensão já utilizados no sistema elétrico, dessa forma devem estar em uma faixa de 3V a 12V, sendo idealmente 5V que é a tensão tolerável pelo microcontrolador.

As restrições negociáveis descrevem características desejáveis ao sensor, que entretanto não são obrigatórias mas podem ser levadas em consideração na escolha final. Visando melhorar o processo de montagem do sistema no protótipo e garantir sua durabilidade optou-se por considerar a facilidade de instalação do sensor, bem como sua robustez.

Por fim, definiu-se o objetivo geral a ser alcançado na escolha do sensor, baseado na aplicação do mesmo no projeto e o orçamento disponível, definiu-se o objetivo de minimizar o custo e obter a maior vida útil para o componente.

As informações acima estão descritas de maneira simplificada na Tabela 1.

Tabela 1 - Tradução

Atributos	Questionamentos
Função	Detectar o movimento rotacional de elementos mecânicos
Restrições Absolutas	IP-67
	Custo máximo: R\$ 75,00
	Frequência de Chaveamento mínima de 250Hz
	Distância mínima de medida de 4mm
	Tensão de operação: 3V a 12V
Restrições Negociáveis	Facilidade de montagem, Robustez
Objetivo	Minimizar o custo e obter maior vida útil do componente
Variáveis livres	Método de detecção

Fonte: Autor

2º Etapa – Triagem:

Na triagem, inicialmente foi realizado uma pesquisa na internet com intuito de selecionar uma gama de sensores que poderiam realizar a medição. Dentre eles encontram-se sensores automotivos, sensores indutivos industriais e sensores do tipo Hall. Buscou-se sensores que se enquadrem no método de medição pretendido, ou seja, capazes de detectar os ressaltos e rebaixos presentes no disco de freio do protótipo.

Os sensores escolhidos na primeira lista estão arrolados na tabela 2, todos são sensores comerciais, com exceção do sensor de número 4 que é um circuito integrado, este para utilização no protótipo, necessita de um encapsulamento para garantir seu isolamento e robustez.

Tabela 2 - Lista de Sensores

Modelo	Descrição	Código
1	Sensor Indutivo ETT	LJ12A3-4-Z/BX
2	Sensor de Efeito Hall Taiss	NJK-5002C
3	Sensor de Efeito Hall Automotivo FuelTech	6041
4	Sensor de Efeito Hall - Circuito Integrado Encapsulado	A3144
5	Sensor de Efeito Hall Automotivo Volkswagen	5Z0919149
6	Sensor de Efeito Hall Automotivo DS	DS2522
7	Sensor Indutivo Metaltex	I18-5-DNC
8	Sensor Indutivo Omron	E2B-M12LS04-WP-C1
9	Sensor Indutivo Pepperl & Fuchs	NBB4-12GM50-E2-V1

Fonte: Autor

Os sensores desta lista foram inseridos na tabela 3, onde são colocados os atributos referentes a cada uma das restrições absolutas definidas anteriormente. Os valores desses atributos foram encontrados através de pesquisas na internet e nos *datasheets* dos sensores.

Tabela 3 - Triagem

Requisitos	Unidade	Modelo de Sensor								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
Grau de proteção	Categoria	IP67	IP67	IP67	IP67	IP67	IP67	IP67	IP67	IP68
Custo	R\$	26.75	50.00	287.00	20.00	40.00	94.90	100.50	185.00	160.00
Frequência de chaveamento	kHz	0.5	300		10			0.2	1	0.8
Distancia de detecção máxima	mm	4	10		5			5	4	4
Tensão de operação	V	6 a 36	6 a 36	5 a 16	4.5 a 24	5 a 12	5 a 12	10 a 36	10 a 30	10 a 30

Fonte: Autor

A partir dos dados inseridos na tabela, realizou-se uma análise visando definir, dentre estes sensores, quais deveriam ser descartados. Os valores destacados em vermelho indicam que o modelo não cumpre o requisito estabelecido. Para alguns sensores, não foram encontradas todas as informações, entretanto por tratar-se de sensores automotivos que são utilizados em aplicações similares considerou-se que estes cumprem com folga o requisito de frequência e apresentam uma distância de detecção também adequada, sendo assim optou-se por não desclassificar estes modelos. Dessa forma foram descartados os modelos 3, 6, 7, 8, 9.

3º Etapa – Classificação:

Os cinco modelos restantes, nesta etapa, passam por uma classificação através de uma matriz de decisão. Para cada sensor é atribuída uma nota de zero a cinco referente aos requisitos definidos na etapa de tradução, sendo zero equivalente a um desempenho pouco satisfatório e cinco um desempenho excelente.

Foram retirados os atributos de grau de proteção e também de frequência de chaveamento pois estes apresentam valores iguais para os diferentes modelos ou não representam fator significativo na escolha do modelo. As notas atribuídas estão descritas na Tabela 4.

Tabela 4 – Matriz de decisão

Modelo	Custo	Distancia de Detecção	Tensão de Operação	Total
1	4	3	3	10
2	3	5	3	11
4	5	3	5	13
5	2	3	5	10

Fonte: Autor

4º Etapa – Documentação:

Nessa etapa, os sensores restantes são avaliados de forma mais detalhada para embasar uma escolha final. Através da busca de informações sobre os sensores, elencou-se seus pontos fortes e fracos, além do seu histórico de uso pela equipe.

- **Modelo 1:**

Este modelo de sensor é o primeiro encontrado numa pesquisa rápida na internet na categoria ‘sensor indutivo’, sendo facilmente encontrado no mercado brasileiro, seu custo é bem baixo se comparado a outros modelos. Além disso, destaca-se em comparação ao sensor quatro e ao sensor dois devido a capacidade de detectar metais e não necessitar de um elemento magnético no objeto a ser detectado. O corpo do sensor também apresenta uma vantagem por ser menor em diâmetro (12mm) em comparação a alguns outros modelos, o que facilita sua instalação no protótipo.

Por outro lado, por ser um sensor comercialmente barato, seu corpo não é muito robusto, o que pode acarretar em avarias e conseqüente mau funcionamento. A alimentação do sensor também é um fator negativo, por operar numa faixa de 6V a 36V torna-se necessário atenuar o sinal do sensor para adequá-lo a tensão de operação do microcontrolador.

Quando este modelo foi utilizado pela equipe, observou-se uma fragilidade no seu cabeçote, que foi danificado em diversas ocasiões durante a utilização do protótipo. Quanto a leitura, esta foi realizada sem impedimentos.

- **Modelo 2:**

Este sensor não se destaca em relação ao preço, ficando em uma faixa intermediária dentre os sensores aprovados. Quanto a sua frequência de chaveamento, este apresenta uma vantagem considerável em relação aos demais. O principal ponto positivo deste modelo é sua distância de detecção elevada, sendo capaz de detectar um objeto magnético a uma proximidade máxima de 10mm.

No quesito negativo, este sensor do tipo Hall detecta apenas elementos magnéticos, de forma que para esta aplicação seja necessário a adição de ímãs ao disco de freio para permitir a leitura. Seu corpo apresenta um diâmetro (18mm) maior em comparação aos demais, o que dificulta a sua instalação. Por fim, da mesma maneira que para o sensor de número um, a sua faixa de tensão de operação de 6V a 36V gera a necessidade de realizar uma atenuação no sinal de saída.

Quanto ao histórico de uso, nada pode ser informado, pois este sensor nunca foi utilizado pela equipe.

- Modelo 4:

Ao contrário dos outros modelos, que são componentes prontos para utilização, este sensor não pode ser aplicado diretamente no projeto, sendo necessário o desenvolvimento de um encapsulamento, este já foi construído pela equipe no passado, com uma barra roscada de 12mm, a barra é furada de fora a fora e o sensor é inserido no interior, por fim é realizada a vedação das duas extremidades. O encapsulamento em questão é um dos pontos positivos do sensor, pois garante ao mesmo robustez e durabilidade, além de apresentar um diâmetro menor da mesma forma que o modelo de número 1. Ademais, o sensor apresenta um custo baixo, uma ótima frequência de chaveamento e opera em uma faixa de tensão de 4,5V a 24V, o que permite utilizá-lo na tensão de operação do microcontrolador.

Da mesma maneira que o sensor de número dois, este modelo necessita de um elemento magnético para realizar a leitura, o que acarreta na necessidade de adequação do disco de freio. Apesar do encapsulamento produzido pela equipe aumentar a robustez do sensor, o fato deste ser produzido de maneira manual, gera um fator negativo quanto a confiabilidade, erros na fabricação podem resultar em mau funcionamento do sensor e comprometer o sistema.

Durante a utilização deste modelo pela equipe, este apresentou um bom desempenho quanto a medição. Entretanto, como citado anteriormente, existe a necessidade da inserção de elementos magnéticos no disco de freio, característica que mostrou-se um problema devido ao aquecimento do mesmo, gerando a perda das propriedades magnéticas dos ímãs utilizados.

- Modelo 5:

A principal diferença entre este sensor e os demais é a sua aplicação, este é um sensor automotivo, ou seja, projetado para ser utilizado na medição de velocidade e rotação de carros comerciais. Dessa forma um dos seus pontos fortes é a confiabilidade, por ser utilizado numa aplicação semelhante a utilizada no projeto, torna-se mais fácil garantir a sua funcionalidade, tendo em vista que a velocidade atingida em um veículo Baja é bem menor que a dos carros comerciais. Além disso, apesar de ser um sensor de efeito Hall, este modelo automotivo consegue detectar apenas metais, não necessitando um elemento magnético. Por fim, sua faixa de tensão de operação de 5V a 12V permite sua utilização direta, sem atenuação de sinal, com o microcontrolador utilizado.

Por outro lado, os modelos de sensores automotivos não possuem documentação satisfatória sobre suas especificações técnicas, dessa forma o processo de documentação e estudo acerca destes torna-se incompleto, o que é um ponto negativo para a sua escolha. Outra desvantagem é o seu corpo, este se assemelha em tamanho aos modelo 2, dessa forma ocupando mais espaço e dificultando a instalação do mesmo.

Não há histórico de uso deste componente pela equipe, dessa forma, nenhuma informações nesse sentido pode ser apresentada.

5º Etapa – Decisão

Através das considerações descritas ao longo deste levantamento, chegou-se à conclusão que o melhor sensor para a aplicação desejada é o modelo de número 5. Este não obteve as maiores notas na matriz de decisão. Entretanto, ao analisar-se os pontos fortes e fracos, observou-se que apesar de apresentar um custo um pouco maior, este modelo fornece a aplicação uma maior confiabilidade em conjunto com uma boa robustez, advindo do fato de ser um sensor comercial já aplicado no segmento. Além disso, não necessita de adequações no disco de freio para seu funcionamento, pois detecta a presença de metais. Juntando esses fatores com os problemas obtidos com os modelos utilizados anteriormente, fica justificada a escolha deste sensor.

APÊNDICE B – ESCOLHA DO SENSOR DE ROTAÇÃO

1º Etapa - Tradução:

Nesta etapa, definem-se as especificações dos sensores, para isto são utilizados atributos que direcionam estas características.

Ao sensor escolhido para medição da rotação do motor foi atribuída a função de detectar e gerar um sinal elétrico a partir da rotação do volante do motor, de forma a obter-se o número de rotações por minuto do mesmo.

A partir das restrições absolutas, definiu-se as especificações necessárias ao sensor para que este suporte o ambiente ao qual será inserido e também para que seja apto a realizar a leitura proposta.

Dessa forma, definiu-se o grau de proteção contra agentes externos igual ou superior a IP67, ou seja, isolamento completa contra poeira e detritos sólidos, e isolamento contra jatos de água e imersão temporária.

O custo máximo foi definido em R\$ 75,00, da mesma forma que para o sensor responsável pela variável velocidade, este valor foi definido com base na faixa de preço dos sensores disponíveis e no orçamento da equipe.

O cálculo da frequência de chaveamento está relacionado com a capacidade do sensor de aferir de maneira correta o movimento do volante do motor. A partir dos dados fornecidos pelo fabricante do motor, estipulou-se uma frequência de rotação máxima de 90 Hz, desse modo, como o volante do motor apresenta apenas uma fenda detectável, este valor corresponde a máxima frequência que o sensor precisa ser capaz de chavear. Definiu-se então a frequência de chaveamento de 250 Hz com intuito de obter-se uma margem de segurança.

Visando garantir integridade do componente, este deve ser instalado a uma pequena distância das partes moveis, como o volante do motor, de forma a evitar o contato entre as peças. Sendo assim, estipulou-se uma distância mínima para a qual o sensor deve ser capaz de detectar a variação no volante do motor, esta deve ser igual ou superior a 5mm.

A tensão de operação do sensor, ou seja, sua tensão de alimentação, deve encontrar-se dentro da faixa de tensões utilizadas pelo sistema elétrico, de 3V a 12V, sendo preferível uma operação com 5V, tensão esta máxima tolerada pelo microcontrolador.

Através das restrições negociáveis estabelecem-se condições desejáveis ao sensor, entretanto, não obrigatórias, que podem servir como um critério de desempate ao fim da análise. Para este sensor estipulou-se como desejável, ser de fácil instalação, ou seja, possuir meios para

fixação e um corpo pequeno. Além disso também deseja-se que o sensor seja robusto, afim de suportar colisões de detritos sólidos advindos do terreno.

Por fim, definiu-se um objetivo geral a ser alcançado durante o processo de escolha do sensor, este serve como um guia para a escolha, direcionando a análise para as questões mais importantes. Dessa maneira, o objetivo geral escolhido foi, reduzir o custo e obter a maior vida útil do componente.

As informações descritas no texto estão inseridas na Tabela 1.

Tabela 1 - Tradução

Atributos	Questionamentos
Função	Detectar o movimento rotacional do eixo do motor através do seu volante
Restrições Absolutas	IP-67
	Custo máximo: R\$ 75,00
	Frequência de Chaveamento mínima de 250Hz
	Distância mínima de medida de 5mm
	Tensão de operação: 3V a 12V
Restrições Negociáveis	Facilidade de montagem, Robustez
Objetivo	Minimizar o custo e obter maior vida útil do componente
Variáveis livres	Método de detecção

Fonte: Autor

2º Etapa – Triagem:

Nesta etapa foi realizado uma pesquisa com intuito de listar possíveis sensores para realizar a leitura desejada. Basicamente selecionou-se os mesmos sensores da lista utilizada para a medição de velocidade, dessa forma, considerou-se sensores indutivos, sensores de efeito Hall e sensores automotivos.

Os sensores escolhidos para compor esta lista prévia encontram-se agrupados na Tabela 2 disponível abaixo.

Tabela 2 - Lista de Sensores

Modelo	Descrição	Código
1	Sensor Indutivo ETT	LJ12A3-4-Z/BX
2	Sensor de Efeito Hall Taiss	NJK-5002C
3	Sensor de Efeito Hall Automotivo FueITech	6041
4	Sensor de Efeito Hall - Circuito Integrado Encapsulado	A3144
5	Sensor de Efeito Hall Automotivo Volkswagen	5Z0919149
6	Sensor de Efeito Hall Automotivo DS	DS2522
7	Sensor Indutivo Metaltex	I18-5-DNC
8	Sensor Indutivo Omron	E2B-M12LS04-WP-C1
9	Sensor Indutivo Pepperl & Fuchs	NBB4-12GM50-E2-V1

Fonte: Autor

Os sensores dessa lista foram então inseridos na tabela de triagem, nesta são atribuídas as especificações referentes a cada uma das restrições absolutas definidas anteriormente. Os valores inseridos na Tabela 3 foram obtidos através de pesquisas na internet e principalmente nos *datasheets* dos sensores.

Tabela 3 - Triagem

Requisitos	Unidade	Modelo de Sensor								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
Grau de proteção	Categoria	IP67	IP67	IP67	IP67	IP67	IP67	IP67	IP67	IP68
Custo	R\$	26.75	50.00	287.00	20.00	40.00	94.90	100.50	185.00	160.00
Frequência de chaveamento	kHz	0.5	300	x	10	x	x	0.2	1	0.8
Distancia de detecção máxima	mm	4	10	x	5	x	x	5	4	4
Tensão de operação	V	6 a 36	6 a 36	5 a 16	4,5 a 24	5 a 12	5 a 12	10 a 36	10 a 30	10 a 30

Fonte: Autor

A partir da análise dos dados inseridos na tabela observou-se quais sensores dentre os listados deveriam ser descartados. Os valores em vermelho indicam que o modelo em questão não cumpre as restrições definidas anteriormente. Para alguns sensores não foram encontradas todas as informações, entretanto, estes são sensores automotivos, utilizados em aplicações similares, dessa forma, considerou-se que os mesmos cumprem os requisitos e optou-se por não desclassificar estes modelos. Foram descartados após este processo os modelos 1, 3, 6, 7, 8 e 9.

3º Etapa – Classificação:

Os quatro modelos restantes, nesta etapa, passam por uma matriz de decisão, onde são avaliados quanto aos seus requisitos definidos na etapa de tradução. Cada sensor recebe uma

nota de zero a cinco referente a um requisito, sendo zero equivalente a um desempenho pouco satisfatório e cinco a um desempenho excelente.

As notas atribuídas estão descritas na Tabela 4, onde foram retirados os atributos de grau de proteção e também de frequência de chaveamento pois estes apresentam os mesmos valores para os diferentes modelos.

Tabela 4 – Matriz de decisão

Modelo	Custo	Distancia de Detecção	Tensão de Operação	Total
2	3	5	3	11
4	5	3	5	13
5	4	3	5	12

Fonte: Autor

4º Etapa – Documentação:

Nessa etapa, os sensores aprovados são avaliados de maneira mais detalhada para justificar uma escolha final. Por meio da busca de informações sobre estes sensores, elencou-se os pontos fortes e fracos, bem como o histórico de uso dos mesmos.

- **Modelo 2:**

O principal ponto positivo deste modelo é sua distância de detecção de 10mm, bem superior se comparada aos demais modelos, o que possibilita uma distância de instalação mais flexível dada a maior capacidade de detecção. Quanto ao custo, este modelo se encontra em uma faixa intermediária, sem muito destaque. Além disso, apresenta uma frequência de chaveamento bem elevada, esta entretanto não agrega muito pois a aplicação é de baixa frequência.

O sensor em questão detecta apenas a presença de materiais magnéticos, entretanto, o volante do motor utilizado no protótipo já apresenta um ímã na sua construção, dessa forma o sensor pode ser usado sem necessidade de inserção de ímãs.

Um ponto negativo é o tamanho do corpo do sensor (18mm), este é maior se comparado aos demais modelos, o que dificulta a instalação do mesmo. Um outro ponto destacável como negativo é a tensão de operação de 6V a 36V, esta gera a necessidade de realizar uma atenuação no sinal de saída do sensor para que este possa ser utilizado no sistema.

Nada pode ser acrescentado quanto ao histórico de uso.

- Modelo 4

Este modelo de sensor é um circuito integrado montado em um *package* TO-92, para ser utilizável no ambiente de um veículo Baja, o mesmo necessita ser revestido por um encapsulamento mais resistente. A equipe desenvolveu uma solução com a utilização de uma barra roscada M12, esta é furada de um lado ao outro, criando um invólucro para o sensor que é posicionado no interior da barra, por fim ambas as extremidades são vedadas, garantindo a isolamento do sensor.

Este encapsulamento é um dos pontos positivos deste modelo, pois garante robustez e durabilidade ao componente, além de garantir um tamanho reduzido que facilita a montagem. Ademais, o sensor apresenta um custo baixo, uma frequência de chaveamento que cumpre com sobras o requisito estipulado e opera em uma faixa de tensão de 4,5V a 24V, dentro da faixa de operação do microcontrolador.

Da mesma forma que para o modelo 2, este sensor detecta apenas materiais magnéticos, entretanto como citado acima, o volante do motor possui um ímã na sua construção, o que habilita o sensor a ser utilizado sem adição de nenhum componente extra.

Durante a utilização deste modelo pela equipe, este apresentou um bom desempenho quanto a medição. Entretanto, como seu encapsulamento é de confecção manual, ocorre uma perda de confiabilidade, pois erros na fabricação podem resultar em mau funcionamento do sensor, o que não é desejável.

- Modelo 5:

Este sensor é um sensor automotivo, ou seja, projetado para ser utilizado na medição de variáveis em veículos comerciais. Dessa forma um dos seus pontos fortes é a confiabilidade, por ser utilizado em aplicações similares as do projeto, torna-se mais fácil garantir a sua funcionalidade para a aplicação desejada. Ainda, há de se levar em consideração que este modelo apresenta um encapsulamento desenvolvido para aplicações automotivas, ou seja, capaz de suportar o ambiente no qual será utilizado. Por fim, destaca-se que a tensão de operação de 5V a 12V permite a sua utilização direta com o microcontrolador, sem a necessidade de atenuação do sinal.

Todavia, os modelos de sensores automotivos no geral, não apresentam documentação satisfatória sobre suas especificações técnicas, o que torna o processo de documentação e estudo insatisfatório. Além disso, apresenta um corpo um pouco maior que o modelo 3, o que acarreta numa maior dificuldade na instalação.

Quanto ao histórico de uso, nada concreto pode ser adicionado pois o modelo nunca foi utilizado pela equipe.

5º Etapa – Decisão

Considerando as explicações descritas ao longo deste levantamento, chegou-se à conclusão que o melhor sensor para a aplicação é o modelo 5. Este obteve a segunda maior nota na matriz de decisão, ficando atrás apenas do modelo 4. Ao observar os pontos fortes e fracos dos modelos considerados, concluiu-se que apesar de apresentar um custo maior, este modelo fornece ao sistema uma confiabilidade superior, por ser um sensor comercial, em conjunto com uma boa robustez. Dessa forma espera-se cumprir o objetivo de reduzir o custo optando-se por um modelo intermediário e aumentar a vida útil do componente escolhendo um modelo capaz de suportar o terreno. A partir destes fatores, em conjunto com os pontos fracos e problemas relatados dos demais sensores, fica justificada a escolha do modelo em questão.

APÊNDICE C – ESCOLHA DO SENSOR DE TEMPERATURA

1º Etapa - Tradução:

Inicialmente definiu-se a função atribuída ao sensor, para esta medição o sensor escolhido deve gerar um sinal elétrico conforme a variação de temperatura do óleo do motor, de forma a ser possível determinar a temperatura em graus Celsius.

Nas restrições absolutas, foram definidas especificações para o sensor, estas devem ser cumpridas para que o sensor seja adequado a aplicação e permita a realização das leituras de temperatura da maneira correta.

Inicialmente, definiu-se a faixa de variação de temperatura esperada para o óleo do motor, dessa forma, escolhendo um sensor que trabalha neste intervalo, pode-se garantir que o mesmo é capaz de realizar a medida de maneira correta. Sabe-se que a temperatura de operação de motores arrefecidos a ar varia entre 100°C e 120°C, dessa forma, estipulou-se uma faixa de temperatura de 0°C a 250°C, que compreende a temperatura de operação normal e permite uma margem de segurança caso o óleo apresente uma temperatura elevada.

O custo foi definido como sendo menor ou igual a R\$ 80,00, o valor segue um padrão de análise do custo médio dos sensores utilizados no protótipo, além de ser limitado pelo orçamento da equipe.

A tensão de alimentação utilizada pelo sensor deve estar dentro da faixa de tensão utilizada pelo sistema elétrico do protótipo, dessa forma evita-se a necessidade de utilizar conversores de tensão especialmente para o sensor. Sendo assim, estipulou-se a faixa tensão de 3V a 12V.

Considerou-se ainda como uma das restrições do sensor, a viabilidade do mesmo operar imerso no óleo do motor, sem que sejam necessárias adaptações no mesmo. Dessa forma os sensores precisam serem imersíveis para cumprir as restrições estabelecidas.

Nas condições negociáveis foram listadas características desejáveis ao sensor, porém não obrigatórias. Neste caso em questão, definiu-se como condição desejável ao sensor, possibilitar uma fácil montagem.

Definiu-se por fim, um objetivo geral a ser alcançado pelo sensor escolhido, de forma a direcionar o processo e orientar a escolha. Sendo assim, o objetivo geral determinado foi, reduzir o custo e garantir a medição correta de temperatura.

As definições apresentadas no texto acima, estão resumidas na Tabela 1.

Tabela 1 - Tradução

Atributos	Questionamentos
Função	Gerar um sinal elétrico proporcional a variação de temperatura do óleo do motor.
Restrições Absolutas	Faixa de temperatura medida: 0°C a 250°C
	Custo máximo: R\$ 80,00
	Tensão de operação: 3V a 12V
	Imersível: Sim
Restrições Negociáveis	Facilidade de montagem
Objetivo	Minimizar o custo e garantir a aferição correta de temperatura
Variáveis livres	Método de detecção

Fonte: Autor

2º Etapa – Triagem:

Através de uma pesquisa listou-se possíveis sensores para realizar a medição desejada. Os sensores foram escolhidos dentre os destacados por Franchi (2015), como termopares, termorresistências, termistores e circuitos integrados.

A lista de sensores escolhidos nesta etapa encontram-se agrupados na Tabela 2.

Tabela 2 - Lista de Sensores

Modelo	Descrição	Código
1	Termopar Tipo K	EZA TP-01
2	Termopar Tipo K Minipa	MTK-01
3	Termopar Tipo J View Tech	5013-10
4	Termopar Tipo J Sibratec	J26BP
5	PT100 Sibratec	PTC10036BP
6	Termistor NTC	MF52
7	Sensor de Temperatura Digital	DS18B20
8	Sensor de Temperatura Digital	LM35

Fonte: Autor

Os sensores desta lista passam então pelo processo de triagem, estes são inseridos na Tabela 3, onde suas especificações são comparadas com as restrições absolutas definidas na etapa de tradução. Os dados técnicos e comerciais dos sensores foram obtidos através dos *datasheets* dos mesmos e de pesquisas na internet.

Tabela 3 - Triagem

Requisitos	Unidade	Modelo de Sensor							
		1	2	3	4	5	6	7	8
Faixa de Temperatura	°C	-50 a 400	-40 a 204	0 a 379	0 a 300	-99 a 400	-55 a 200	-55 a 125	-55 a 150
Custo	R\$	14.9	23.65	33.86	69.3	101.7	25	10.9	11.25
Tensão de Operação	V	-	-	-	-	-	-	3 a 5,5	4 a 30
Imersivo	Sim/Não	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim	Não	Não	Não

Fonte: Autor

Após uma análise dos dados inseridos na tabela 3, definiram-se os sensores a serem descartados. As células destacadas em vermelho, indicam as condições que não foram satisfeitas pelos sensores considerados. Desta forma, os sensores 2, 5, 6, 7 e 8 foram retirados do processo por não cumprirem uma ou mais restrições definidas anteriormente.

3º Etapa – Classificação:

Nesta etapa do processo, os sensores aprovados na etapa de triagem passam por uma classificação, por meio de uma matriz de decisão, são atribuídas notas para cada um dos requisitos considerados. As notas possuem valores entre zero e cinco, sendo zero equivalente a um desempenho pouco satisfatório e cinco um desempenho excelente.

As características que são iguais para todos os modelos de sensores não foram considerados, pois não agregam ao resultado final da matriz. As notas atribuídas a cada sensor estão disponíveis na Tabela 4.

Tabela 4 – Matriz de decisão

Modelo	Faixa de Temperatura	Custo	Total
1	5	5	10
3	4	4	8
4	3	2	5

Fonte: Autor

4º Etapa – Documentação:

Após a classificação, os sensores são avaliados de maneira mais completa visando justificar a escolha final. Através de informações de apoio (documentação) sobre os componentes, foram elucidados pontos fracos e fortes, bem como o histórico de uso dos mesmos em ocasiões anteriores.

- Modelo 1:

O principal ponto positivo deste modelo é o custo, que se destaca em relação aos concorrentes. Ainda, o modelo em questão apresenta uma faixa de leitura de temperatura condizente com o estipulado para sistema, além disso, o modelo é superior nessa característica aos valores obtidos nos demais modelos. Quanto a tensão de operação, os termopares não necessitam de alimentação externa.

Em contrapartida, a variação de tensão por temperatura em um termopar do tipo K é na ordem de $40\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, dessa forma, se faz necessário a utilização de circuitos auxiliares para medição da temperatura com o microcontrolador utilizado.

- Modelo 3:

Este modelo apresenta um custo intermediário em comparação aos demais modelos restantes nessa etapa, além disso, sua faixa de leitura de temperatura é condizente com os valores estabelecidos como objetivo, entretanto não se destaca, ficando em uma condição intermediária.

Da mesma forma que o modelo anterior, os termopares do tipo J, também apresentam um sinal pequeno, na ordem de aproximadamente $50\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, um pouco melhor do que para os termopares tipo K. Dessa forma, necessita-se também para este modelo, a utilização de circuitos auxiliares para habilitar a leitura de temperatura pelo microcontrolador utilizado.

- Modelo 4:

No quesito custo, este modelo fica em desvantagem em relação aos demais por apresentar um valor muito próximo do limite estipulado. Ainda, apresenta a menor faixa de medida de temperatura em comparação aos outros dois modelos, de 0°C a 300°C .

Da mesma forma que para os demais modelos, devido ao sinal gerado pelo sensor ser da ordem de microvolts, torna-se necessário a utilização de algum circuito adicional para leitura do sinal pelo microcontrolador utilizado.

Um ponto positivo deste modelo é a sua ponteira, que é envolta em uma baioneta, esta é composta por uma mola que circunda uma pequena parte da ponteira do sensor e do seu cabo, juntamente com uma peça metálica rosqueável. A presença desta baioneta é um fator que agrega ao sensor pois facilita sua montagem no protótipo.

5º Etapa – Decisão

Levando em consideração todos os fatores levantados acerca dos sensores descritos acima, foi escolhido para essa aplicação, o sensor de modelo 1. Todos os sensores avaliados a partir da etapa três são termopares, estes apresentam características similares, de forma que a análise baseou-se diretamente no custo e na faixa de temperatura de cada modelo. Ainda levou-se em consideração a facilidade de montagem do modelo 3, entretanto, o custo deste modelo acabou por sendo um empecilho para sua escolha. Dessa forma justifica-se a escolha do modelo 1 que apresenta a melhor faixa de temperatura e o menor custo, indo de encontro ao resultado da matriz de decisão que também colocou este modelo como melhor escolha.

APÊNDICE D – ESCOLHA DO SENSOR DE MARCHA

1º Etapa - Tradução:

Na primeira etapa, são definidos atributos que o sensor escolhido deve possuir para que seja apto a realizar a medição necessária. Inicialmente determinou-se a função atribuída ao sensor, para este processo o sensor escolhido deve detectar a presença da alavanca de câmbio e gerar um sinal elétrico interpretável pelo microcontrolador utilizado.

As restrições absolutas apresentam especificações para o sensor, estas devem ser cumpridas para que o sensor seja adequado para a aplicação e seja capaz de indicar os valores esperados de maneira correta.

Primeiramente, definiu-se a classificação do sensor quanto ao seu isolamento perante o meio externo. Por ser um componente que será utilizado na parte interna do veículo, protegido pela carenagem do mesmo, optou-se por exigir um grau de proteção IP menor que o selecionado para os sensores externos. Dessa forma, definiu-se como restrição ao sensor, apresentar IP-65 ou superior.

Na questão custo, foi definido o valor máximo de R\$ 50,00, optou-se por reduzir o valor em comparação aos demais sensores por tratar-se de uma leitura simples, que não demanda sensores sofisticados.

Para a tensão de operação segue a lógica aplicada aos demais sensores, esta deve se encontrar dentro da faixa de tensões utilizadas no sistema elétrico do protótipo. Dessa forma, definiu-se que a tensão obrigatória de alimentação do sensor deve estar na faixa de 3V a 12V.

Nas condições negociáveis listou-se características não obrigatórias, mas desejáveis ao sensor escolhido. Neste caso, optou-se por considerar durante a análise a facilidade de instalação e o tipo de acionamento do sensor, sendo prioritário o acionamento não mecânico pois diminui as chances de quebra do componente.

Por fim, definiu-se um objetivo geral para o sensor, de forma a direcionar o processo e orientar a escolha. Dessa forma, o objetivo geral determinado foi, reduzir o custo e obter a maior vida útil do componente.

As definições apresentadas acima, estão resumidas na Tabela 1.

Tabela 1 - Tradução

Atributos	Questionamentos
Função	Detectar a presença da alavanca de cambio e gerar um sinal elétrico correspondente.
Restrições Absolutas	IP 65
	Custo máximo: R\$ 40.00
	Tensão de operação: 3V a 12V
Restrições Negociáveis	Facilidade de montagem, Acionamento não mecânico
Objetivo	Minimizar o custo e obter a maior vida útil do componente
Variáveis livres	Formato do sensor

Fonte: Autor

2º Etapa – Triagem:

Na etapa de triagem, são selecionados possíveis sensores que possam cumprir a leitura da variável desejada. A partir de uma pesquisa, buscou-se sensores utilizados para detectar presença de materiais, como sensores indutivos e de efeito Hall, e sensores do tipo interruptor que podem ser acionados pelo movimento da alavanca.

Os sensores desta lista estão agrupados na Tabela 2.

Tabela 2 - Lista de Sensores

Modelo	Descrição	Código
1	Sensor Indutivo ETT	LJ12A3-4-Z/BX
2	Sensor de Efeito Hall Taiss	NJK-5002C
3	Sensor de Efeito Hall - Circuito Integrado Encapsulado	A3144
4	Reed Switch Standex Electronics	GR560
5	Chave Fim de Curso Sibratec	V-153-1C25
6	Chave Fim de Curso Metaltex	FM7120

Fonte: Autor

Os modelos foram então inseridos na Tabela 3, onde são inseridos os atributos referentes a cada restrição absoluta definida na etapa de tradução. Os valores destes atributos foram obtidos por meio de *datasheets* dos componentes e pesquisas realizadas na internet.

Tabela 3 - Triagem

Requisitos	Unidade	Modelo de Sensor					
		1	2	3	4	5	6
Grau de Proteção	Categoria	IP67	IP67	IP67	IP67	IP40	IP65
Custo	R\$	26.75	50.00	20.00	3.90	9.85	66.50
Tensão de Operação	V	6 a 36	6 a 36	4.5 a 36	100(max)	250(max)	220(max)

Fonte: Autor

A partir destes atributos inseridos na tabela, analisou-se quais sensores necessitam ser descartados do processo. Os valores destacados em vermelho não cumprem as restrições absolutas definidas anteriormente, dessa forma, os modelos 2, 5 e 6 foram descartados e não participam das próximas etapas.

3º Etapa – Classificação:

Os três modelos restantes, nessa etapa, são classificados por meio de uma matriz de decisão (vide Tabela 4), onde são avaliados os atributos dos mesmos. Atribuiu-se notas de zero a cinco para cada sensor, avaliando cada requisito absoluto definido anteriormente, com exceção do grau de proteção, que não apresenta variação entre os modelos, onde zero indica um desempenho pouco satisfatório e cinco indica um desempenho excelente.

Tabela 4 – Matriz de decisão

Modelo	Custo	Tensão de Operação	Total
1	3	3	6
3	4	5	9
4	5	5	10

Fonte: Autor

4º Etapa – Documentação:

Após a etapa de classificação, onde se obtém uma prévia sobre qual sensor se encaixa melhor na aplicação, os sensores são avaliados novamente do ponto de vista dos seus pontos fortes e fracos, assim como do seu histórico de uso. Dessa forma, traça-se um panorama completo sobre cada modelo, garantindo a melhor escolha.

- Modelo 1:

Este sensor é do tipo indutivo, ou seja, permite a detecção de elementos metálicos a curtas distancias, dessa forma, encaixa-se perfeitamente na aplicação desejada sem a necessidade de adaptações na alavanca. Ainda apresenta como vantagem possuir um corpo suficientemente rígido dada a posição parcialmente protegida em que pretende-se utiliza-lo.

A alimentação do sensor é um fator negativo, por operar numa faixa de 6V a 36V não é possível utiliza-lo diretamente com o microcontrolador, sendo necessário adicionar um circuito para atenuação do sinal. Além disso, este modelo apresenta o maior custo em comparação com os demais.

No período em que este sensor foi utilizado, observou-se uma boa resposta do mesmo, exceto quando utilizado em locais mais expostos do veículo, onde ocorreram danos estruturais ao componente.

- Modelo 3:

Este modelo, ao contrário dos demais, por ser um circuito integrado, não pode ser utilizado diretamente no projeto, sendo necessário o desenvolvimento de um encapsulamento. Este já foi produzido pela equipe no passado, com uma barra roscada de 12mm, a barra é furada de fora a fora e o sensor inserido no interior, então é realizada a vedação de ambas as extremidades, garantindo a isolação do componente. Este encapsulamento é um dos pontos positivos deste modelo, o custo de fabricação estimado é baixo e ao se avaliar a sua robustez, observa-se que a mesma se destaca e garante uma vida útil maior ao componente. Além disso, a tensão de alimentação se encaixa na faixa de operação do microcontrolador, dispensando assim a necessidade de adição de circuitos extras para condicionamento do sinal.

Por outro lado, este modelo é um sensor de efeito Hall e detecta apenas elementos magnéticos, dessa forma, para utilizá-lo torna-se necessário a colocação de um ímã na alavanca de câmbio, o que agrega complexidade e custo ao projeto. Apesar do encapsulamento produzido pela equipe agregar ao sensor em robustez, a produção de maneira manual do mesmo gera um fator negativo quanto a confiabilidade, onde erros de fabricação podem afetar o funcionamento do mesmo.

Durante a utilização deste modelo pela equipe, este não apresentou problemas quanto a medição e robustez.

- Modelo 4

O sensor em questão, é o que apresenta o menor custo dentre todos os avaliados, o que é um de seus pontos positivos. Ainda, por ser uma chave liga/desliga, pode ser utilizado com qualquer valor de tensão entre 0V e 100V, garantindo sua aplicação na faixa de tensão utilizada pelo microcontrolador.

Entretanto, seu corpo é extremamente frágil e difícil de fixar, o que exige a confecção de uma caixa ou invólucro para que sua utilização seja possível. Além disso, também é um sensor que necessita de um elemento magnético para comutar, sendo necessária a utilização de um ímã na alavanca de câmbio.

Este modelo de sensor não foi utilizado pela equipe previamente, dessa forma nada pode ser acrescentado nessa instância.

5º Etapa – Decisão

A partir dos passos realizados acima, concluiu-se que o melhor sensor para aplicação é o modelo 3. Apesar de o modelo 4 apresentar um desempenho superior na matriz de decisão, a sua fragilidade e dificuldade de fixação contribuíram negativamente no processo de escolha. O modelo 3 apesar de necessitar a inserção de um elemento magnético na alavanca de câmbio, apresenta um corpo robusto, de fácil fixação e opera na faixa de tensão utilizada pelo microcontrolador. Sendo assim, justifica-se a escolha deste modelo.

APÊNDICE E – ESCOLHA DO SENSOR DE POSIÇÃO DO PEDAL

1º Etapa - Tradução:

Inicialmente são definidos os atributos que o sensor deve apresentar para que possa ser escolhido para a medição a ser realizada. A função atribuída ao sensor, descreve de maneira prática o que se espera deste componente. Neste caso, o sensor deve detectar a posição do pedal do acelerador do protótipo e gerar um sinal elétrico correspondente.

Visando estabelecer características obrigatórias ao sensor, ou seja, condições necessárias para que este funcione corretamente na aplicação desejada, foram definidas restrições absolutas para o mesmo.

Uma das condições mais importantes para esta medição, é a distância de detecção do sensor, para que este seja capaz de captar toda faixa de deslocamento do pedal do acelerador. Dessa forma, tendo em vista que não se tem conhecimento até o momento do curso exato de deslocamento do pedal, estimou-se uma faixa de medida esperada de 10mm a 100mm com base nos projetos anteriores.

No quesito custo, estipulou-se um valor baseado no valor médio dos sensores utilizados no protótipo e no orçamento disponível para o sistema. Optou-se por não definir um valor alto para este sensor por não tratar-se de uma variável vital como velocidade ou rotação do motor, sendo assim, estipulou-se o valor de R\$ 50,00 para o componente.

Assim como todos os sensores utilizados no protótipo, o modelo escolhido deve apresentar uma tensão de operação dentro da faixa utilizada no sistema ao qual será implementado. Sendo assim, definiu-se a tensão de operação do sensor para que o mesmo seja apto a ser utilizado no projeto, esta deve estar na faixa de 3V a 12V.

Como última restrição absoluta, definiu-se que o modelo escolhido deve possuir características que permitam um encapsulamento do mesmo, visando sua proteção contra água, poeira e barro, provenientes do terreno no qual o protótipo opera.

Ainda definiu-se características desejáveis ao sensor, porém não obrigatórias, estas são denominadas restrições negociáveis. Para este modelo de sensor, definiu-se como desejável que o sensor não sofra uma perda considerável de sua função devido a condições ambientais externas, como luminosidade e umidade. Esta é uma consideração importante pois, como o protótipo opera em área aberta, o mesmo encontra-se sempre sujeito as alterações do clima e do terreno.

Por fim, determinou-se o objetivo geral do sensor, de forma a direcionar o processo e orientar a escolha. Para o sensor deste processo objetivo geral determinado foi, garantir a detecção de maneira simplificada e eficiente.

O resumo das definições apresentadas acima encontra-se na Tabela 1.

Tabela 1 - Tradução

Atributos	Questionamentos
Função	Detectar a posição do pedal do acelerador do protótipo e gerar um sinal elétrico correspondente.
Restrições Absolutas	Distância de Detecção: 10mm a 100mm
	Custo máximo: R\$ 50.00
	Tensão de operação: 3V a 12V
	Encapsulamento: Sim
Restrições Negociáveis	Sem perda de função devido a condições ambientais externas
Objetivo	Realizar a aferição de maneira simplificada e eficiente.
Variáveis livres	Formato do sensor

Fonte: Autor

2º Etapa – Triagem:

Na segunda etapa, através de uma pesquisa geral, buscou-se possíveis sensores que se encaixam na medição a ser realizada. Foram considerados diversos tipos de sensores de distância, como sensores ultrassônicos, sensores de efeito Hall e sensores LASER com tecnologia *time off flight*.

Os modelos de sensores escolhidos para compor esta lista encontram-se agrupados na Tabela 2.

Tabela 2 - Lista de Sensores

Modelo	Descrição	Código
1	Sensor Time of Flight Sparkfun	RFD774024
2	Sensor Time of Flight	VL53L0XV2
3	Sensor Ultrassônico	HC-SR04
4	Sensor Ultrassônico	HC-SR04T
5	Sensor de Efeito Hall	A1301

Fonte: Autor

Os sensores desta lista foram inseridos na tabela de triagem, onde são colocadas as especificações referentes a cada uma das restrições absolutas definidas anteriormente, estas são comparadas com os valores estabelecidos na etapa de tradução, dessa forma obtém-se quais

modelos devem ser descartados. Os valores inseridos na Tabela 3 foram obtidas através de pesquisas na internet e a partir dos *datasheets* destes sensores.

Tabela 3 - Triagem

Requisitos	Unidade	Modelo de Sensor				
		1	2	3	4	5
Faixa de Medida	Categoria	50 a 2000	30 a 1000	200 a 2500	200 a 4500	5 a 1000
Custo	R\$	149.90	39.99	12.90	79.00	29.90
Tensão de Operação	V	2.7 a 3.3	2.6 a 3.5	5	3 a 5.5	4.5 a 6
Encapsulamento	Sim/Não	Sim	Sim	Não	Sim	Sim

Fonte: Autor

Após a montagem da tabela, analisou-se os dados inseridos e destacou-se em vermelho os requisitos dos sensores que não cumprem com as restrições anteriormente definidas.

Para o modelo de sensor número cinco, não encontraram-se dados definitivos acerca da sua faixa de detecção, pois esta varia proporcionalmente com a intensidade do campo magnético detectado. Durante testes práticos realizados com o sensor, observou-se que o modelo apresentou variação no sinal de saída para a faixa descrita na Tabela 3.

Quanto ao requisito de faixa de medida, os dois primeiros modelos se encaixam na faixa esperada apesar de não conseguirem medir distancias muito próximas, entretanto, ao posicioná-los mais distantes do objeto a ser detectado os mesmos podem ser utilizados na aplicação. Essa consideração não se aplica aos modelos três e quatro pois a distância mínima que estes conseguem operar é muito grande.

Dessa forma, após esta etapa foram descartados os modelos 1, pelo custo, o modelo 3 pela faixa de medida e por não permitir encapsulamento, e o modelo 4 devido ao custo e a faixa de medida.

3º Etapa – Classificação:

Os modelos restantes passam nesta etapa por uma classificação, estes são inseridos em uma matriz de decisão, onde recebem notas quanto a seus requisitos definidos na etapa de tradução. As notas variam de zero a cinco, sendo zero equivalente a um desempenho pouco satisfatório, e cinco correspondente a um desempenho excelente.

As notas foram inseridas na Tabela 4 para melhor visualização, sendo desconsiderada a tensão de operação, pois esta característica não apresenta diferença de um modelo para o outro.

Tabela 4 – Matriz de decisão

Modelo	Faixa de Medida	Custo	Encapsulamento	Total
2	3	3	3	10
5	5	4	5	14

Fonte: Autor

4ª Etapa – Documentação:

Na quarta etapa, os sensores pré-aprovados são avaliados de maneira mais detalhada para orientar a escolha final. Por meio da busca de informações gerais e mais específicas sobre os modelos, discorreu-se sobre suas características, funcionamento e pontos fortes e fracos.

● Modelo 2:

Este modelo é um sensor do tipo *time of flight*, ou tempo de voo em tradução livre, nome este que advém do seu princípio de funcionamento. O sensor opera através da emissão de um sinal de luz, que ao colidir com um objeto é refletido e captado pelo receptor do sensor, a partir do tempo decorrido entre a emissão e a recepção é possível mensurar a distância entre o sensor e o objeto.

Devido ao seu princípio de funcionamento, este modelo funciona muito bem em ambientes fechados, entretanto, em condições de alta luminosidade a sua capacidade de captar o sinal refletido é consideravelmente reduzida. Ainda, a presença de qualquer obstrução no emissor ou receptor do sinal, como água ou lama por exemplo, pode causar uma falha na leitura, fator este que, dada a aplicação do protótipo, é de alta probabilidade.

Um outro fator negativo deste modelo é a necessidade de se construir um encapsulamento para o mesmo, este ainda precisa ser de material transparente, para permitir a passagem do sinal, o que aumenta a complexidade do projeto.

Por outro lado, este modelo opera com uma faixa de tensão dentro da utilizada no projeto, evitando assim a necessidade de realizar uma regulagem de tensão para acioná-lo.

● Modelo 5:

O modelo em questão é um sensor de efeito Hall analógico, este varia seu sinal de saída conforme a distância do sensor em relação a um elemento magnético. O sensor é capaz de detectar uma quantidade mínima de densidade do fluxo magnético, ou seja, a distância de detecção depende da intensidade deste fluxo produzido pelo elemento magnético.

Um ponto positivo deste sensor se deve ao seu método de detecção não ser afetado pelas condições climáticas, como a luminosidade do ambiente, por exemplo. Além disso, o sensor é

menos afetado que seu concorrente em relação a obstruções causadas por água e lama provenientes do terreno.

Dentre os pontos negativos desse modelo, pode-se citar a necessidade de utilização de um elemento magnético no pedal do acelerador para possibilitar a medição, além disso, desconhece-se as características necessárias ao imã para garantir a faixa de medida desejada.

Assim como o modelo dois, este sensor também necessita da construção de um encapsulamento para garantir seu isolamento do meio externo, por outro lado, este não precisa ser produzido em material transparente, o que ameniza a complexidade do projeto.

5º Etapa – Decisão

Após a realização de todas as etapas para a escolha do melhor sensor para a aplicação, chegou-se à conclusão que o melhor modelo é o de número 5. Ao observar a matriz de decisão percebe-se que o sensor de número 5 apresenta um melhor resultado. Ao analisar os pontos fracos e fortes dos dois modelos, observou-se uma superioridade do modelo cinco devido ao fato deste não apresentar perda de desempenho em função das condições pertinentes a aplicação. Dessa forma, fica justificada a escolha deste modelo.

APÊNDICE F – ESCOLHA DO SENSOR DE POSIÇÃO GLOBAL

1º Etapa - Tradução:

Inicialmente definiu-se a função geral a ser desempenhada pelo componente, nesse caso, para o GPS atribui-se como função obter a posição global do protótipo e transmitir estas informações para o microcontrolador através de um protocolo compatível com o mesmo.

A partir das restrições absolutas, definiu-se as especificações necessárias ao sensor para que este suporte o ambiente ao qual será inserido e também para que seja apto a realizar a medição proposta.

Inicialmente estabeleceu-se a tensão de operação do módulo GPS de acordo com a tensão do sistema, dessa forma, a tensão deve estar em uma faixa de 3,3V a 12V, sendo o valor ideal entre 3.3V e 5V, tensões estas de operação da ECU do sistema.

Quanto ao custo, considerou-se os valores médios encontrados para este tipo de dispositivo para definir o valor limite. Visando não utilizar uma parcela muito grande do orçamento disponível e permitir a análise de mais modelos, optou-se pelo valor de R\$ 150,00 como limite superior.

Uma outra consideração importante para o funcionamento dos módulos GPS é a utilização de antenas, dessa forma, para reduzir o custo e também facilitar sua instalação no protótipo, optou-se por definir como obrigatório a presença de uma antena embutida no módulo.

Ainda, estabeleceu-se uma consideração referente a taxa de atualização do GPS escolhido, esta não possui um valor específico, entretanto, deve-se observar os valores apresentados por cada modelo e priorizar os que contam com uma taxa maior.

Através das restrições negociáveis estabelecem-se condições desejáveis ao sensor, entretanto, não obrigatórias, que podem servir como um critério de desempate ao fim da análise. Para este sensor estipulou-se como desejável, apresentar um baixo consumo de corrente durante a operação.

Por último, define-se um objetivo geral para o sensor, este serve como um guia para o processo de escolha, indicando o caminho a ser seguido. Para este modelo o objetivo definido foi, reduzir o custo e obter uma resposta confiável da posição do protótipo.

As informações descritas no texto estão resumidas na Tabela 1.

Tabela 1 - Tradução

Atributos	Questionamentos
Função	Detectar a posição global do protótipo e transmitir esta informação para o microcontrolador.
Restrições Absolutas	Tensão de operação: 3V a 12V
	Custo máximo: R\$ 150.00
	Antena embutida: Sim
	Faixa de atualização: Maior
Restrições Negociáveis	Baixo consumo durante a operação
Objetivo	Reduzir o custo e obter a resposta de maneira confiável
Variáveis livres	Formato do sensor, Fabricante

Fonte: Autor

2º Etapa – Triagem:

Nesta etapa, realizou-se uma pesquisa com intuito de obter possíveis modelos de GPS para serem utilizados na aplicação, estes devem ser compatíveis para utilização com microcontroladores. Dessa maneira, procurou-se por listas e publicações acerca dos melhores modelos e a partir destas informações selecionou-se alguns modelos. Inicialmente deu-se prioridade aos modelos mais comuns, disponíveis no mercado brasileiro, entretanto, devido à pouca variedade, buscou-se por modelos importados.

Os sensores escolhidos para compor esta lista encontram-se arrolados na Tabela 2.

Tabela 2 - Lista de Sensores

Modelo	Descrição	Código
1	GPS Mini NEO-7M	-
2	GPS Neo-6M	GY-GPS6MV1
3	GPS VK2828U7G5LF	-
4	GPS Ultimate Adafruit	-
5	GPS Receiver EM-506	-

Fonte: Autor

Os modelos acima são inseridos na tabela 3, onde são colocadas as especificações de cada sensor em referência a cada restrição absoluta definida na etapa de tradução. Os valores das especificações foram obtidos através da documentação técnica de cada modelo selecionado.

Tabela 3 - Triagem

Requisitos	Unidade	Modelo de Sensor				
		1	2	3	4	5
Tensão de operação	V	2.7 a 3.6	2.7 a 3.6	3.3 a 5.5	3.3 a 5	4.5 a 6.5
Custo	R\$	139.90	65.90	129.90	209.00	209.00
Antena	Sim/Não	Não	Sim	Sim	Sim	Sim
Taxa de atualização	Hz	10Hz	5Hz	10 Hz	10Hz	5Hz

Fonte: Autor

A partir dos dados inseridos na tabela, observou-se quais modelos não cumprem os requisitos estabelecidos e devem ser descartados. Os valores em vermelho indicam esta condição, dessa forma, os modelos 1, 4 e 5 são descartados e não passam para a próxima etapa.

3º Etapa – Classificação:

Os dois modelos restantes, nesta etapa, são avaliados quanto aos seus atributos referentes as restrições absolutas, através de uma matriz de decisão. Cada sensor recebe uma nota de zero a cinco referente a um requisito, sendo zero equivalente a um desempenho pouco satisfatório e cinco a um desempenho excelente.

O atributo que se refere a presença ou não de antena foi desconsiderado da matriz de decisão, pois todos os modelos comparados apresentam a mesma configuração. As notas atribuídas estão descritas na Tabela 4.

Tabela 4 – Matriz de decisão

Modelo	Tensão de Operação	Custo	Taxa de Atualização	Total
2	4	5	4	13
3	5	3	5	13

Fonte: Autor

4º Etapa – Documentação:

Nessa etapa, os sensores restantes passam por uma avaliação mais detalhada antes da escolha final. Após a procura por informações sobre estes sensores, buscou-se elencar seus pontos fortes e fracos, bem como outras informações gerais.

- Modelo 2:

O modelo NEO-6M é o mais encontrado em pesquisas por modelos GPS na internet, sendo facilmente encontrado no mercado brasileiro. Este possui antena acoplável que

acompanha o modelo e apresenta um custo bem inferior ao ser comparado com os demais modelos citados nesse levantamento.

Além disso, um ponto positivo deste modelo é a sua tensão de operação que se encontra dentro da faixa utilizada pelo sistema elétrico do protótipo, dessa forma não se faz necessário nenhuma adequação do sistema para utilização do modelo.

Quanto a taxa de atualização de posição, seu desempenho é inferior em comparação aos demais modelos, fator este que pode ser considerado um ponto negativo do modelo.

- **Modelo 3**

Este modelo, ao contrário do anterior, é menos conhecido e encontrado de maneira mais esporádica no mercado brasileiro. O módulo GPS em questão possui antena embutida, dispensando a compra de um componente isolado, entretanto, apresenta um custo próximo do limite definido, bem superior em comparação com seu concorrente.

A tensão de operação é um dos pontos positivos, o modelo pode operar em 3.3V ou 5V, ambas tensões já utilizadas no sistema. Dessa forma, evita-se a necessidade de utilizar circuitos ou componentes extras para adequar a tensão para o componente.

Ainda, como ponto positivo, o modelo apresenta uma taxa de atualização de posição de 10Hz, superior a capacidade desenvolvida pelo outro módulo GPS.

5º Etapa – Decisão

Com base nas informações e comparativos realizados ao longo deste levantamento, optou-se por utilizar no sistema o modelo de número 2. O módulo GPS NEO-6M destacou-se por apresentar um custo baixo, fator de grande importância para a escolha. Além disso, a disponibilidade do mesmo no mercado nacional, juntamente com a sua popularidade, agregaram para que este fosse o modelo escolhido, apesar de apresentar uma taxa de atualização menor.

