

INSTITUTO FEDERAL DE SANTA CATARINA

CRISTIAN DOS SANTOS

CONTROLE DE VELOCIDADE PARA MOTOR BRUSHLESS COM APLICAÇÃO EM
SIMULADORES DE VELOCIDADE

Joinville

Agosto – 2021

CRISTIAN DOS SANTOS

CONTROLE DE VELOCIDADE PARA MOTOR BRUSHLESS COM APLICAÇÃO EM
SIMULADORES DE VELOCIDADE

Monografia apresentada ao
Curso de Bacharelado em
Engenharia Elétrica do
Campus Joinville do
Instituto Federal de Santa
Catarina para a obtenção do
diploma de Engenheiro
Eletricista.

Orientador: Janderson
Duarte, Dr. Eng.
Coorientador: Michael Klug,
Dr. Eng.

Joinville
Agosto – 2021

Santos, Cristian dos.

Controle de velocidade para motor Brushless com aplicação em simuladores de velocidade / Cristian dos Santos – Joinville, SC, 2021.
56 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, Joinville, 2021.

Orientador: Janderson Duarte, Dr. Eng.

Coorientador: Michael Klug, Dr. Eng.

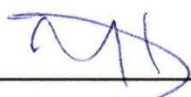
1. Controle de velocidade. 2. Motor brushless. 3. Simuladores. I. Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia de Santa Catarina. II. Título.

CRISTIAN DOS SANTOS

CONTROLE DE VELOCIDADE PARA MOTOR BRUSHLESS COM APLICAÇÃO EM
SIMULADORES DE VELOCIDADE

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título em Engenheiro
Eletricista, pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa
Catarina, e aprovado na sua forma final pela comissão avaliadora
abaixo indicada.

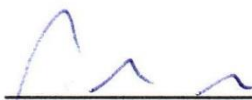
Joinville, 10, Agosto de 2021.



Prof. Janderson Duarte, Dr. Eng.

Orientador

Instituto Federal de Santa Catarina - Campus Joinville



Prof. Michael Klug, Dr. Eng.

Coorientador

Instituto Federal de Santa Catarina - Campus Joinville



Prof. Jose Flavio Dums, Dr. Eng.

Instituto Federal de Santa Catarina - Campus Joinville



Prof. Carlos Toshiyuki Matsumi, Dr. Eng.

Instituto Federal de Santa Catarina - Campus Joinville

Dom Hélder Câmara – É graça divina começar bem. Graça maior persistir na caminhada certa. Mas graça das graças é não desistir nunca.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, a Deus, que fez com que meus objetivos fossem alcançados, durante todos os meus anos de estudos. Por ter permitido que eu tivesse saúde e determinação para não desanimar durante a realização deste trabalho. Pela minha vida, e por me permitir ultrapassar todos os obstáculos encontrados ao longo da realização deste trabalho.

Aos amigos e familiares, por todo o apoio e pela ajuda, que muito contribuíram para a realização deste trabalho. Em especial aos meus pais e irmãos, que me incentivaram nos momentos difíceis e compreenderam a minha ausência enquanto eu me dedicava à realização deste trabalho. Aos amigos, que sempre estiveram ao meu lado, pela amizade incondicional e pelo apoio demonstrado ao longo de todo o período de tempo em que me dediquei a este trabalho.

Aos professores Janderson Duarte e Michael Klug, por terem sido meus orientadores e terem desempenhado tal função com tamanha dedicação e amizade. Aos professores Jose Flavio Dums e Carlos Toshiyuki Matsumi, por aceitarem fazer parte da banca avaliadora e pelas correções e ensinamentos que me permitiram apresentar um melhor desempenho no meu processo de formação profissional ao longo do curso.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um controlador de velocidade para motor *brushless* com aplicação em simuladores de velocidade. O acionamento do motor é realizado pelo *driver* comercial *Electronic Speed Controller* (ESC) e a medição da velocidade é feita por um *encoder* acoplado ao eixo do motor. O controle é feito em malha fechada, utilizando um controlador digital de sinais (DSP) para processar os sinais em quadratura oriundos do *encoder* e fazer a modulação por posição de pulso (PPM) para sinal de referência do ESC. Foi Construído um protótipo funcional, com suporte desenvolvido em software de *Cad 3D* e confeccionado em impressora 3D a fim de acomodar os elementos necessários, além de uma interface com *display* de cristal líquido, onde é possível visualizar e alterar os parâmetros de controle e velocidade. Foram realizados testes preliminares com o motor *brushless* sendo acionado pelo ESC em conjunto com o DSP. Por fim, os resultados são obtidos através de testes práticos.

Palavras-Chave: Controle de velocidade, Motor *brushless*, Simuladores, Driver ESC.

ABSTRACT

This work presents the study and development of a speed driver for a brushless motor with application in speed simulators. The motor is driven by the commercial driver Electronic Speed Controller (ESC) and a speed measurement is made by an encoder coupled to the motor shaft. The control is done in closed loop, using a digital signal controller (DSP) to process the quadrature signals coming from the encoder and make the pulse position modulation (PPM) for the ESC reference signal. A functional prototype was built, with support developed in 3D CAD software and made in a 3D printer in order to accommodate the internal elements, in addition to an interface with liquid crystal display, where it is possible to view and change the control and speed parameters. Preliminary tests were carried out with the brushless motor being driven by the ESC in conjunction with the DSP. Finally, the results are obtained through practical tests.

Keywords: Speed control, Brushless motor, Simulators, ESC driver.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Padrão para calibração de tacômetro	13
Figura 2: Circuito elétrico equivalente do estator	17
Figura 3: Comparação entre Motor BLDC (Brushless) e Motor Convencional (Brushed)	Erro! Indicador não definido.
Figura 4: Modelo simplificado e gráfico do PWM	21
Figura 5: Diagrama de blocos simplificado.....	25
Figura 6: Sinais de interface do codificador de quadratura	26
Figura 7: Estrutura de suporte e acoplamento	27
Figura 8: Esquemático da placa	29
Figura 9: Placa confeccionada com os componentes montados.....	30
Figura 10: Fluxograma de etapas do dsPIC.....	31
Figura 11: Função PID discreto	33
Figura 12: Topologia inversor trifásico	36
Figura 13: transistor de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico (<i>mosfet</i>)	37
Figura 14: Esquemático drive isolado	37
Figura 15: Esquemático inversor (ESC).....	38
Figura 16: Placa de potência - inversor (ESC).....	39
Figura 17: Fase A e B com motor desconectado - inversor (ESC).....	40
Figura 18: Fase A e B com motor conectado - inversor (ESC).....	40
Figura 19: Código para acionamento do motor - Parte 1	41
Figura 20: Código para acionamento do motor - Parte 2	42
Figura 21: Fluxograma de etapas do dsPIC.....	43

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Comparação entre Motor BLDC (Brushless) e Motor Convencional (Brushed)	18
Tabela 2: Tabela de testes do motor brushless	34
Tabela 3: Tabela de resultados para o protótipo	35
Tabela 4: Sequência de acionamento das chaves	39
Tabela 5: Resultados obtidos com o ESC desenvolvido	44

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.0.1	Sistema Atual de Simulação de Velocidade	13
1.1	Objetivos.....	13
1.1.1	Objetivo Geral.....	13
1.1.2	Objetivos Específicos	14
2	REVISÃO DE LITERATURA	14
2.1	Motores Elétricos	14
2.1.1.1	DC Brushed ou Motor DC Com Escova	15
2.1.1.2	DC Brushless ou Motor DC Sem Escova	15
2.1.1.3	Motor de indução AC	15
2.1.1.4	Servo Motor	16
2.1.1.5	Motor de Passo	16
2.2	Motor Brushless.....	16
2.2.1.1	Vantagens do Motor brushless	17
2.3	Aplicação de Motores brushless	19
2.3.1.1	Aplicação com Cargas Constantes.....	19
2.3.1.2	Aplicação com Cargas Variáveis	20
2.3.1.3	Aplicação de Posicionamento	20
2.4	Acionamento do Motor Brushless	21
2.4.1.1	<i>Electronic Speed Controller (ESC)</i>	22
2.5	Controle PID	22
3	Sistema de Controle de Velocidade	25
3.2	Leitura da Velocidade com Encoder.....	26
3.3	Estrutura de Suporte e Acoplamento.....	27
3.4	Interface e Processamento.....	28
3.5	Controle PID e Firmware de Programação do DSP	31
3.6	Testes Práticos	33
3.7	Drivers Para os Mosfet.....	37
3.8	Placa de Potência do Inversor.....	38
3.9	Fluxograma e Sistema de Controle	41
3.10	Testes Práticos da Placa Inversora	43
4	CONCLUSÃO	45

5	REFERÊNCIAS.....	46
6	Anexo 1.....	48
7	Anexo 2.....	52
8	Anexo 3.....	54

1 INTRODUÇÃO

O movimento da qualidade de processos industriais no Brasil em conjunto com a substituição da política econômica protecionista estimulou de forma enérgica a demanda de serviços metrológicos. A crescente procura por certificação *ISO 9000* vem sendo a principal indutora da demanda de serviços metrológicos. Embora os laboratórios estejam sistemicamente estruturados, carecem de importantes especialidades da metrologia, em especial, a área de tempo e frequência que se apresenta incompatível com a crescente procura (Inmetro, 2020).

A calibração de equipamentos capazes de mensurar grandezas vetoriais, por exemplo, os medidores de velocidade, oferecem muitas vantagens e possuem grande importância na área da metrologia e na indústria. A calibração desses equipamentos possibilita verificar se os valores de medida estão corretos e precisos para que os resultados obtidos sejam adequados e seguros. Além de proporcionar maior confiabilidade, aumento da qualidade de medição, bem como maior eficiência e aumento na produtividade. Estas vantagens são importantes para quaisquer segmentos da indústria. Entretanto, a calibração dos sistemas atuais enfrenta algumas dificuldades tecnológicas, principalmente nos sistemas onde as velocidades são simuladas. Os equipamentos utilizados, são demasiadamente lentos no processo de calibração, com dimensões e pesos elevados. A maior parte desses equipamentos são antigos e compartilham de uma tecnologia ultrapassada, em que o controle é feito em malha aberta, que consiste em aplicar um sinal de controle pré-determinado, esperando-se que ao final de um determinado tempo a variável controlada, neste caso, a velocidade atinja um determinado valor. Neste tipo de sistema de controle em malha aberta, não se tem a garantia que o sinal de saída atingiu o valor do sinal de entrada de referência. Mais especificamente, o sinal de controle não é mensurado a partir de uma medição do sinal de saída, gerando erro na saída, o que caracteriza a dispersão dos valores mensurados durante a calibração.

Neste trabalho é proposto um sistema de medição e calibração de velocidade em equipamentos para substituir o equipamento atual utilizado em uma empresa de metrologia, que visa aumentar a velocidade máxima atingida pelo equipamento e conseguir uma velocidade menor, bem como, melhorar a confiabilidade da velocidade referenciada.

1.0.1 Sistema Atual de Simulação de Velocidade

Atualmente o sistema utilizado é mostrado na figura 1, esse sistema consiste em um inversor de frequência, um motor de indução trifásico de 1 CV 4 polos, com um disco de alumínio acoplado na extremidade do seu eixo. O ajuste de velocidade é feito através da variação da frequência da tensão de alimentação do motor, que varia de 2 a 80 Hz. Como não existe transdutor de velocidade (Encoder), não é possível saber se a velocidade desejada foi alcançada.

Figura 1: Padrão para calibração de tacômetro



Fonte: O autor (2020)

A vantagem desse sistema é sua robustez, que facilita sua construção e os componentes empregados são relativamente simples. Trata-se de um inversor de frequência, uma chave de acionamento, um motor de indução e um disco de alumínio. Porém, em contrapartida, nos atuais moldes da tecnologia, o equipamento encontra-se defasado, apresentando variações de velocidades. A que consiste em uma velocidade de 1000 á 3000 RPM.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

O sistema proposto tem como objetivo melhorar o atual sistema mostrado em 1.0.1. No que diz respeito a velocidade, atingir velocidades superior ao sistema atual, bem como atingir uma velocidade inferior e além disso garantir uma velocidade com

maior exatidão e precisão na saída quando uma velocidade foi selecionada.

Neste trabalho será desenvolvido e construído um protótipo com um sistema de controle de velocidade para motores *brushless*. Esses motores estão sendo amplamente utilizados em diversos setores da indústria devido às vantagens aos demais modelos de motor de corrente contínua. Entre suas vantagens destacam-se o alto torque e as altas rotações.

O sistema proposto com a utilização de um motor *brushless* oferece vantagens em relação ao modelo usado atualmente. Sua forma de construção permite alto desempenho e baixíssimo fator de manutenção, seu acionamento permite alcançar rotações elevadas, sendo muito atrativo para este tipo de aplicação. Para um protótipo nestas configurações estima-se a redução de peso em cerca de 30 %, de dimensões em torno de 40 %, de consumo de energia em cerca de 50 % e sua faixa de operação de velocidade seria elevada em cerca de 200 %.

1.1.2 Objetivos Específicos

Nesse contexto, este trabalho apresenta um estudo para construção de um protótipo, para realizar o controle de velocidade do motor brushless em malha fechada utilizando um algoritmo de controle PID implementado de forma discreta em um DSP, com o objetivo melhorar o atual sistema mostrado no capítulo 1.2 no que diz respeito a velocidade, atingir velocidades superiores (até 45000 rpm) e além disso garantir uma velocidade com maior exatidão e precisão na saída quando uma velocidade foi selecionada.

2 REVISÃO DE LITERATURA

Neste capítulo será realizada uma revisão da literatura sobre motores elétricos, bem como todos os acessórios eletrônicos necessários para o seu funcionamento, controle e mensuração de velocidade. O foco do assunto será dado com base na tecnologia de acionamento e controle de motores, com enfoque nos sistemas de controle de velocidade para motores Brushless.

2.1 Motores Elétricos

Um motor elétrico é uma máquina que transforma energia elétrica em energia

mecânica. Ele depende da criação e movimentação do campo eletromagnético em volta de ímãs. A interação entre bobinas geradoras de campo magnético e os ímãs permanentes gera uma força mecânica que é então transferida para o eixo do motor.

Em 1824, o motor elétrico AC foi concebido, mas só foi no fim dos anos 1880 que os primeiros protótipos surgiram por Galileo Ferraris e Nikola Tesla. Sendo de Tesla três diferentes patentes, envolvendo um motor de quatro polos de relutância, um motor de indução e um motor síncrono com uma fonte DC, este último inspirou a criação do moderno motor brushless (Gomes, 2018).

No entanto, apenas em 1932 o primeiro motor verdadeiramente DC com o torque suficiente para mover carga foi criado pelo cientista britânico William Sturgeon. Seu motor era capaz de girar em até 600 rotações por minuto e foi usado para movimentar máquinas de impressão e ferramentas pesadas (Gomes, 2018).

Nas próximas seções serão apresentados os motores mais comuns no mercado e na indústria.

2.1.1.1 DC Brushed ou Motor DC Com Escova

O motor Brushed ou Motor DC com escova é o motor mais simples de todos. As bobinas são o rotor e os ímãs permanentes ficam no estator do motor. A comutação é feita internamente por uma escova sem a necessidade de um controle externo (Gomes, 2018).

2.1.1.2 DC Brushless ou Motor DC Sem Escova

O motor DC Brushless ou Motor DC sem escova é um dos motores com o conceito mais novo. Por não possuir a escova e nem um anel de comutação, o motor brushless exige um controle externo para fazer a comutação de fase entre as bobinas. Ao contrário do motor DC brushed, o estator deste motor é formado pelas bobinas e o rotor contém os ímãs permanentes (Gomes, 2018).

2.1.1.3 Motor de indução AC

O motor de indução AC mais comum usado hoje. Ele necessita tensões AC igualmente defasadas para que opere adequadamente. Sua estrutura física é

semelhante a de um motor DC brushless (Gomes, 2018).

2.1.1.4 Servo Motor

O servo motor é um motor síncrono com ima permanente, com um controle externo acoplado. É normalmente usado em sistemas que exijam uma maior precisão no seu posicionamento (Gomes, 2018).

2.1.1.5 Motor de Passo

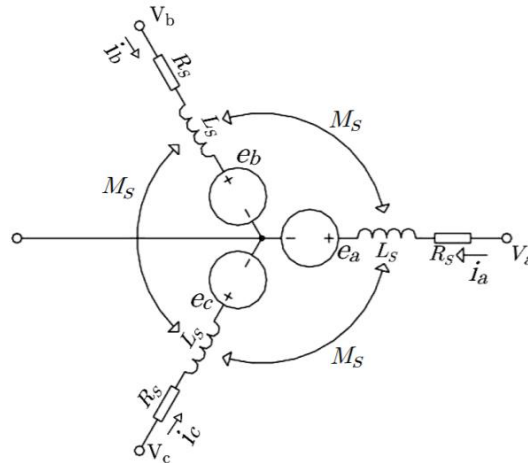
O motor de passo é um motor DC brushless em que seus ímãs e bobinas estão divididos em passos. Por isso, ele consegue ter um maior controle de sua posição. Muito usado em sistemas que precisem de um controle de posição extremamente preciso (Gomes, 2018).

2.2 Motor Brushless

Os motores brushless são motores síncronos de ímã permanente de fluxo trapezoidal. Assim, o campo magnético do rotor gira com a mesma frequência do campo girante gerado no estator, que possui tensão induzida de formato trapezoidal. Diferentemente dos motores CC com escova, a comutação do estator é feita eletronicamente, por meio do chaveamento de suas fases (Hashimoto, 2014).

O circuito elétrico equivalente do estator é apresentado na figura 2. Esse circuito é constituído de três fases simétricas conectadas em Y. Cada fase possui uma resistência de enrolamento, uma indutância que considera a autoindutância dos enrolamentos de uma fase e a indutância mútua entre os outros enrolamentos da máquina, e a tensão interna do motor que representa a força eletromotriz trapezoidal induzida pela variação do fluxo do rotor no estator (Hashimoto, 2014).

Figura 2: Circuito elétrico equivalente do estator



Fonte: Adaptado de HASHIMOTO (2014).

Onde:

V_a, V_b, V_c : tensões nos terminais das fases do estator

i_a, i_b, i_c : correntes nas fases do estator

e_a, e_b, e_c : tensões induzidas no estator

R_s : resistência dos enrolamentos das fases

L_s : autoindutância dos enrolamentos das fases

M_s : indutância mútua entre os enrolamentos das fases

V_n : tensão de neutro

2.2.1.1 Vantagens do Motor brushless

Os motores Brushless DC Motor (BLDC) possuem diversas vantagens sobre os motores com escova. A mais importante é não possuir escovas. Com isso, o motor possui menos partes que irão se desgastar com o tempo e que precisem de manutenção. Por isso, possuem uma vida útil muito mais longa do que os tradicionais motores escovados devido à ausência de desgaste das escovas. Um motor de corrente contínua escovado, pode ter uma previsão de vida útil de até 600 horas. Em comparação de um motor brushless que varia cerca de 10.000 horas de vida (kalatec, 2020).

A sua confiabilidade é muito maior. Além disso, motores brushless podem funcionar com velocidades acima de 45.000 rpm, tanto com carga como sem carga. Sua velocidade máxima é dada pelo atrito com o rolamento e pelas forças que atuam no rotor. A comutação dos motores brushless gera menor ruído porque suas partes internas são completamente encapsuladas e o tamanho e peso são muito menores. A

relação de potência e tamanho é muito melhor para os motores brushless. A maior vantagem do motor DC brushed é a fácil aplicação em sistemas. Como o motor brushless precisa de um controle externo, seu preço e complexidade aumentam bastante. Mas ainda assim, qualquer aplicação que usa um motor DC brushed pode ser adaptada com um motor brushless.

A tabela 1 traz uma comparação entre um motor brushless e motor convencional Brushed. Claramente é possível observar as vantagens desse motor perante a outro modelo em questão.

Tabela 1: Comparação entre Motor BLDC (Brushless) e Motor Convencional (Brushed)

Comparação entre Motor BLDC (Brushless) e Motor Convencional (Brushed)		
Características	Motor BLDC (Brushless)	Motor Convencional (Brushed)
Comutação	Comutação eletrônica baseado na posição do rotor.	Comutação através das escovas.
Vida	Longa	Curta
Torque versus velocidade	Opera em todas as velocidades com carga constante.	Em altas rotações, o atrito entre as escovas e o comutador aumenta.
Torque de saída versus tamanho da carcaça	Alto. Tamanho da carcaça reduzido e boa dissipação térmica. Isso ocorre porque o BLDC possui as bobinas no estator, o que aumenta a dissipação térmica.	Moderado / Baixo. A armadura produz muito calor, o que obriga a construção de uma carcaça maior para dissipar o calor. A temperatura alta diminui a potência.
Inércia do rotor Alta.	Baixa. Devido ao ímã permanente estar no rotor, o que aumenta a resposta dinâmica.	Alta. A armadura limita a resposta dinâmica.
Velocidade	Alta. Não há resistência mecânica devido às escovas e ao comutador.	Baixa. Devido à comutação (limitação mecânica).
Ruído Elétrico	Baixo	Alto. Arcos de tensão nas escovas geram ruído e emissões eletromagnéticas.
Manutenção	Pequena. Por serem construídos sem escovas.	Exige manutenção periódica devido ao alto desgaste das escovas.
Eficiência	Alta. Não há queda de potência devido às escovas.	Moderada

Fonte: Adaptado de KALATEC (2020).

2.3 Aplicação de Motores brushless

Os Motores brushless podem ser utilizados numa grande variedade de aplicações. Os de potência baixa são usados para plataformas giratórias (toca discos) ou modelo de aviões com controle remoto, enquanto os de ampla potência podem ser utilizados em veículos elétricos e máquinas industriais (kalatec, 2020).

Atualmente os Motores brushless são as melhores soluções para Carros AVG (Automade Guided Vehicle), empilhadeiras autônomas, e são muito utilizados em modelos de rádios controlados (barcos, aviões e carros) (kalatec, 2020).

São soluções ótimas para diversas aplicações como máquinas rotuladeiras, etiquetadoras, cadeira odontológica, máquinas de corte a laser, máquina router, máquina de plasma, alimentadores, dosadores, e até atendeu com eficiência a um projeto de Respirador Mecânico Hospitalar, para atendimento de pacientes com problema grave de respiração, devido ao Covid19. A vantagem principal é a alta inércia, o que favorece inúmeras aplicações, disponibilizando o torque de partida ideal (kalatec, 2020).

Por sua eficiência e longevidade, os motores brushless são grandemente aplicados em dispositivos que operam sem interrupção, como em máquinas de lavar, aparelhos de ar condicionado e outros dispositivos eletrônicos de consumo.

Os brushless também são utilizados para movimentar a unidade de disco rígido, onde sua duração continua com unidades operacionais de modo confiável a longo prazo, enquanto a sua eficiência energética ajuda a reduzir a energia (kalatec, 2020).

Assim, concebe-se que os motores brushless encontra-se aplicações em várias áreas de mercado: automotiva, aparelhos em geral, controles industriais, automação, aviação e muitos outros.

Além do mais, é possível categorizar os tipos de motores brushless de acordo com três amplas classes de aplicações:

2.3.1.1 Aplicação com Cargas Constantes

Essa seria uma aplicação onde a variação de velocidade é mais importante que manter o motor em velocidade constante. As taxas de aceleração e desaceleração não são ativamente mudadas. Nesta aplicação, a carga é colocada diretamente no eixo do motor, como nos casos dos ventiladores, bombas e exaustores. Esta utilização

determina baixo custo de controle, normalmente operados em malha aberta.

2.3.1.2 Aplicação com Cargas Variáveis

Essa aplicação ocorre onde a carga no motor varia sobre um começo de velocidade. Esta aplicação determina uma alta rapidez de controle, precisão e boas respostas dinâmicas. Máquinas domésticas como lavadoras, secadoras e compressores são bons exemplos.

No setor automotivo, bomba de combustível, controle de direção eletrônica, comando eletrônico dos vidros e dos retrovisores são referências desta aplicação.

Na indústria aeroespacial, existem variáveis aplicações como bombas centrífugas, manejo automático de braços robóticos, controle de giroscópios e muitos outros. Estes controles usam um sistema de resposta de velocidade e devem funcionar em período de malha fechada ou semifechada.

2.3.1.3 Aplicação de Posicionamento

Essa categoria de aplicação possuem um tipo de transferência de potência, as tais podem ser engrenagens mecânicas, redutores planetários, redutores de coroa sem fim, correias eletrônicas ou simples correias.

Este tipo de aplicação também possui rotação reversa. Um típico ciclo desta utilização possui uma fase de aceleração, uma fase de constante velocidade e uma fase de desaceleração. A carga no motor muda durante todas estas fases, causando a necessidade de um arvesado controle. Este sistema opera em malha fechada.

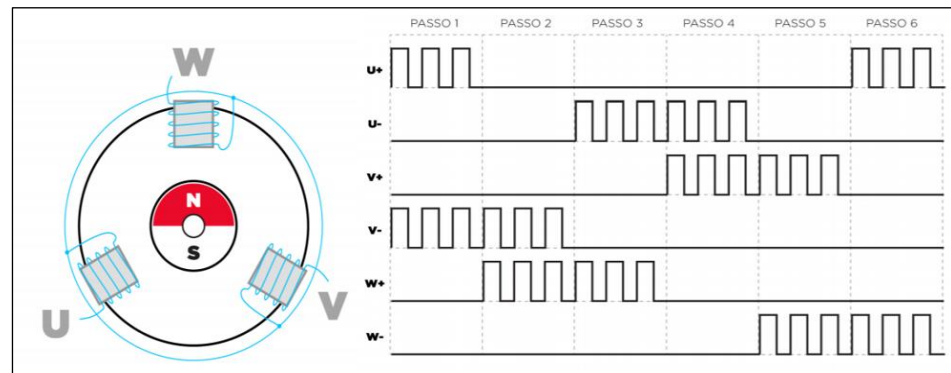
Neste caso existem três controles funcionando coincidentemente: controle de torque, controle de velocidade e controle de posição. Codificadores ópticos são usados para medir a velocidade atual do motor. Em diversos casos, estes sensores são usados para obter informações sobre a posição pertinente do motor. Parecido, outros sensores de posição são usados para obter a posição total do motor. Controladores numéricos (CNC) é um bom exemplo disso. Processos de controle, maquinário de controle e controles de transmissão tem abundantes aplicações nesta categoria.

2.4 Acionamento do Motor Brushless

O motor *brushless* ou BLDC é um tipo de motor síncrono, isto significa que o campo magnético gerado pelo estator e o campo magnético gerado pelo rotor giram na mesma frequência (PADMARAJA YEDAMALE, 2003). Um motor *brushless* é construído com rotor magnético de ímã permanente e o estator de fios enrolados em seus polos. A energia elétrica é convertida em energia mecânica através das forças de atração magnética entre o campo permanente do rotor e um campo magnético rotativo induzido no estator (WARD BROWN, 2011).

Para uma demonstração básica do funcionamento, uma versão simplificada do motor *brushless* é apresentada no lado esquerdo da Figura 4. Esse modelo consiste em três bobinas e um ímã permanente no centro representando o rotor. Para movimentar o motor é implementado a comutação em 6 passos, com o objetivo de mover o eixo do motor em 60 graus elétricos. Os 6 passos totalizam 360 graus, ou seja, uma revolução elétrica. No lado direito da figura 4 é apresentado o gráfico do PWM de excitação das bobinas com base nos passos (Gomes, 2007).

Figura 3: Modelo simplificado e gráfico do PWM



Fonte: Adaptado de GOMES (2007).

Tendo em vista a complexidade do acionamento do motor *brushless* é necessário a utilização de um drive específico o *Electronic Speed Controller* (ESC). Embora o ESC apresente algumas limitações em sua faixa de velocidade, seu uso se torna viável uma vez que o enredamento do acionamento do motor *brushless* torna difícil a construção de um protótipo.

2.4.1.1 *Electronic Speed Controller (ESC).*

O ESC possui internamente um microprocessador, que é responsável pelo algoritmo de detecção da posição do rotor e tomada de decisão. Ele trabalha com um sinal de entrada do tipo PPM (modulação por posição de pulso). Essa técnica consiste no posicionamento de um pulso retangular de amplitude e duração fixas dentro do intervalo de amostragem, de forma que a posição relativa seja proporcional ao sinal analógico (ARTUZI, 2001).

Essa técnica é semelhante ao PWM (modulação por largura de pulso), porém ao invés de trabalhar com uma gama de faixas de frequências, ela opera em uma faixa específica como, por exemplo, em servomotores (variação angular de 0 a 180°). O sinal PPM recebido pelo ESC é capaz de inicializar o motor além de alterar sua velocidade ou até mesmo imobilizar o motor quando necessário.

2.5 Controle PID

O controle PID (Proporcional Integral Derivativo) é uma das técnicas mais empregadas quando se deseja realizar o controle de variáveis contínuas. O controle PID consiste em um algoritmo matemático, que tem por função o controle preciso de uma variável em um sistema, permitindo ao sistema operar de forma estável no ponto de ajuste desejado, mesmo que ocorram variações ou distúrbios que afetam sua estabilidade. Sua aplicação pode ser encontrada em qualquer aplicação que necessite de controle de variáveis contínuas (National Instruments, 2020).

O controle PID conta com três variáveis de controle, a ação proporcional apresentada na equação 1 que irá prover uma resposta mais rápida do sistema sob uma variação no sinal de entrada (estado desejado), a ação integral apresentada na equação 2 que tem por objetivo cancelar um fenômeno conhecido por erro de estado estacionário, de forma que ao atingir um estado estável esse valor seja o desejado no sinal de entrada e a ação derivativa apresentada na equação 3 que possui um efeito de antecipação da correção do valor de saída do sistema de forma que ela também melhora a rapidez de resposta do sistema e reduz o valor de sobressinal (valor que refere - se à quantidade em que o sinal de saída está acima do desejado) (National Instruments, 2020).

A combinação da quantidade de cada uma dessas três ações irá fazer com que o controlador em conjunto com a planta (forma comum de se referir ao sistema em

controle) forneçam uma resposta adequada a uma determinada variação na entrada. Dessa forma pode-se escrever o estado de saída do controlador PID em função de sua entrada pela equação 4.

$$P(t) = K_p \cdot E(t) \quad Eq(1)$$

$$I(t) = K_i \int_0^t E(t) \cdot dt \quad Eq(2)$$

$$D(t) = K_d \cdot \frac{dE(t)}{dt} \quad Eq(3)$$

$$U(t) = K_p \cdot E(t) + K_i \int_0^t E(t) \cdot dt + K_d \cdot \frac{dE(t)}{dt} \quad Eq(4)$$

Onde o K_p é o coeficiente da ação proporcional, K_i é o coeficiente da ação integral, K_d é o coeficiente da ação derivativa, t é o instante do estado a ser processado, $u(t)$ é o sinal de saída do sistema no instante t e $e(t)$ é o sinal de erro na entrada do controlador no instante t .

Entretanto, o controlador PID apresentado na equação 4 encontrasse no tempo contínuo, incompatível com a forma de trabalho do DSP em tempo discreto (Digital), felizmente é possível discretizar e torná-lo digital. O PID digital pode ser representado de diversas formas, dependendo do método de transformação utilizado. Neste trabalho será usado o modelo de transformação no tempo discreto.

Um sinal em tempo discreto, quando obtido pela amostragem uniforme de um sinal contínuo no tempo $x(t)$, também pode ser expresso por $x(nT)$, onde T é o intervalo (período) de amostragem e n é a variável discreta que assume valores inteiros. Usando a notação usual para sistemas discretos $x(nT)$ pode ser expresso por $x(N)$ (LATHI, 2008).

A ação proporcional pode ser facilmente discretizada, apenas substituindo o argumento t por N .

$$P(N) = K_p \cdot E(N) \quad Eq(5)$$

Para a ação integral, a entrada $E(t)$ e a saída $I(t)$ estão relacionadas por um fator integrador. Usando a notação usual para sistemas discretos, $E(t) = E[k]$, $I(t) = I[N]$ e assim por diante, a equação 2 pode ser expressa por: (LATHI, 2008).

$$I(N) = \lim_{T \rightarrow 0} k_i T \sum_{K=0}^N E(K) \quad Eq(6)$$

Na prática, o intervalo de amostragem T não pode ser zero. Assumindo que T é pequeno o suficiente para justificar a consideração de $T \rightarrow 0$, temos:

$$I(N) = K_i \cdot T \sum_{K=0}^N E(K) \quad Eq(7)$$

Esta equação representa um exemplo de um sistema acumulativo. Logo essa equação do integrador digital pode ser expressa em uma forma alternativa. A partir da equação 7, temos que: (LATHI, 2008).

$$I(N) - I(N - 1) = K_i \cdot T \cdot E(N) \quad Eq(8)$$

Assim fica comprovado que a ação de controle integral em tempo discreto depende do erro atual e da ação integral anterior.

$$I(N) = K_i \cdot T \cdot E(N) + I(N - 1) \quad Eq(9)$$

No caso da ação derivativa, a saída D(t) deve ser a derivada da entrada E(t). Usando a notação usual para sistemas discretos, a equação 3 pode ser expressa por: (LATHI, 2008).

$$D(N) = K_d \frac{1}{T} [E(N) - E(N - 1)] \quad Eq(10)$$

Assumindo T suficientemente pequeno, a equação 10 pode ser escrita por:

$$D(N) = K_d [E(N) - E(N - 1)] \quad Eq(11)$$

A combinação das equações 5, 8 e 11 forma o PID discreto, apresentado na equação 12. Nessa forma pode ser facilmente implementado em qualquer dispositivo de processamento digital.

$$U(N) = K_p \cdot E(N) + K_i \cdot T \cdot E(N) + I(N - 1) + \frac{K_d}{T} [E(N) - E(N - 1)] \quad Eq(12)$$

Afim de simplificar ainda mais o controlador PID discreto, assume-se que o tempo de amostragem T é unitário, o que é relativamente pequeno em relação à dinâmica do sistema, assim a equação final do PID discreto é:

$$U(N) = K_p \cdot E(N) + K_i E(N) + I(N - 1) + K_d [E(N) - E(N - 1)] \quad Eq(13)$$

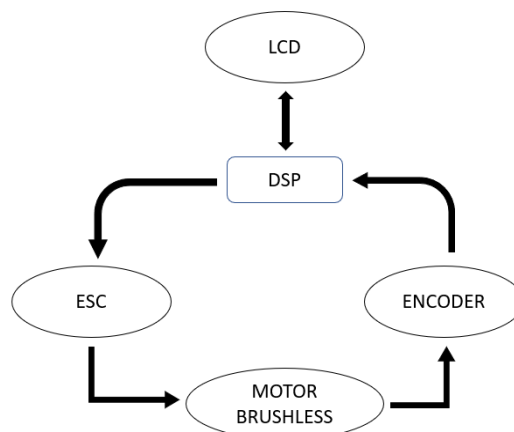
A equação 13 é usada na elaboração do algoritmo de controle PID implementado no DSP, os coeficientes K_i , K_p e K_d são ajustados via interface com o usuário durante a realização de testes.

3 SISTEMA DE CONTROLE DE VELOCIDADE

O sistema de controle constitui-se de um display LCD que faz o interfaceamento entre o usuário e o sistema, um processador digital de sinal (DSP) que será responsável pelo processamento de todas as informações e um encoder acoplado ao eixo do motor para que seja possível mensurar a velocidade.

Para o acionamento do motor *brushless* é proposto a utilização de um *driver* específico o *Electronic Speed Controller* (ESC). Os sinais de controle serão processados pelo DSP a partir da implementação de um algoritmo de controle PID discreto (Controlador Proporcional Integral Derivativo). A metodologia proposta é apresentada em forma de diagrama de blocos simplificado na figura 5.

Figura 4: Diagrama de blocos simplificado



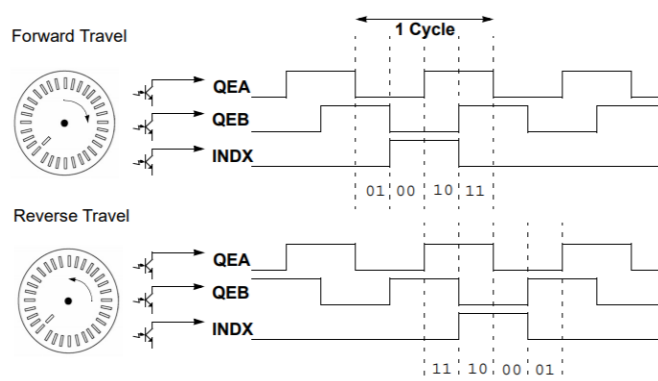
Fonte: O autor (2020)

3.2 Leitura da Velocidade com Encoder

Para que seja possível fazer o controle de velocidade em malha fechada é necessário medir a velocidade do motor, para tal, será usado um encoder óptico que é um dispositivo eletromecânico utilizado para monitorar a posição de um eixo móvel, sendo muito popular na indústria. Sua construção consiste em um disco rotativo, uma fonte de luz e um fotodetector (sensor de luz). O disco é montado sobre o eixo da máquina, e é codificado de acordo com a incidência de luz no fotodetector, através dos furos no disco que são repetidas com um certo passo formando segmentos opacos e transparentes. À medida que o disco gira, os furos permitem a passagem da luz, com isso são gerados pulsos que podem ser interpretados como informações de velocidade do rotor (ARROYO, 2006).

Os encoder também conhecidos como codificadores de quadratura, possuem dois canais de pulsos, fase A e fase B, ambos têm um relacionamento único entre si. Se a fase estiver adiantada em relação a fase B, então a direção do motor é considerada positiva ou frente, se a fase A estiver atrasada em relação a fase B, a direção de o motor é considerada negativa ou reversa. Um terceiro canal, denominado pulso de índice, ocorre uma vez por revolução e é usado como referência para estabelecer um ponto de posição absoluta. A figura 6 representa as formas de pulsos para os dois sentidos de rotação do encoder (Zambada, 2005).

Figura 5: Sinais de interface do codificador de quadratura



Fonte: Microchip Technology Inc (2005).

A forma mais tradicional de medir a velocidade de um motor a partir de um encoder é fazendo a contagem da quantidade de pulsos em um certo período de tempo, dessa forma é possível encontrar a frequência de cada pulso. Uma vez que se tem a frequência, basta multiplicar por 60 para encontrar a velocidade em RPM.

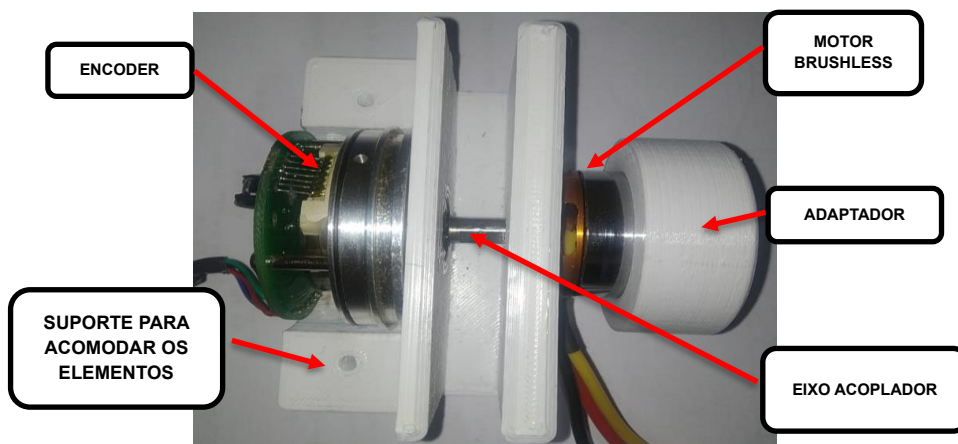
Contudo, ressalta-se que a frequência das fases (Fase A e Fase B) é multiplicada pela resolução do encoder. Nesse caso é necessário realizar a compensação da multiplicação.

3.3 Estrutura de Suporte e Acoplamento

A consolidação da tecnologia de impressão 3D, juntamente com o desenvolvimento de softwares de *Cad 3D*, vem facilitando a entrada de usuários e até pequenas empresas no mundo de inventores, logo que com eles é possível criar protótipos da forma rápida e com muita precisão nos detalhes. Essas duas ferramentas capacitam o desenvolvimento de modelos 3D para fixar e acoplar o motor e o encoder.

A figura 7 mostra o encorder acoplado junto ao motor, ambos montados sobre o suporte confeccionado em impressora 3D. Essa estrutura de suporte e acoplamento ajuda a amortecer as vibrações produzidas pela rotação do motor. A principal fonte das vibrações decorre de pequenas folgas que em rotações baixas são imperceptíveis, mas em altas rotações são amplificadas causando interferência na leitura do encoder e no desempenho do motor. A aplicação dessa estrutura também torna o processo de testes mais seguros uma vez que todos os elementos estão bem fixados, mitigando os riscos de eclosão.

Figura 6: Estrutura de suporte e acoplamento



Fonte: O autor (2020)

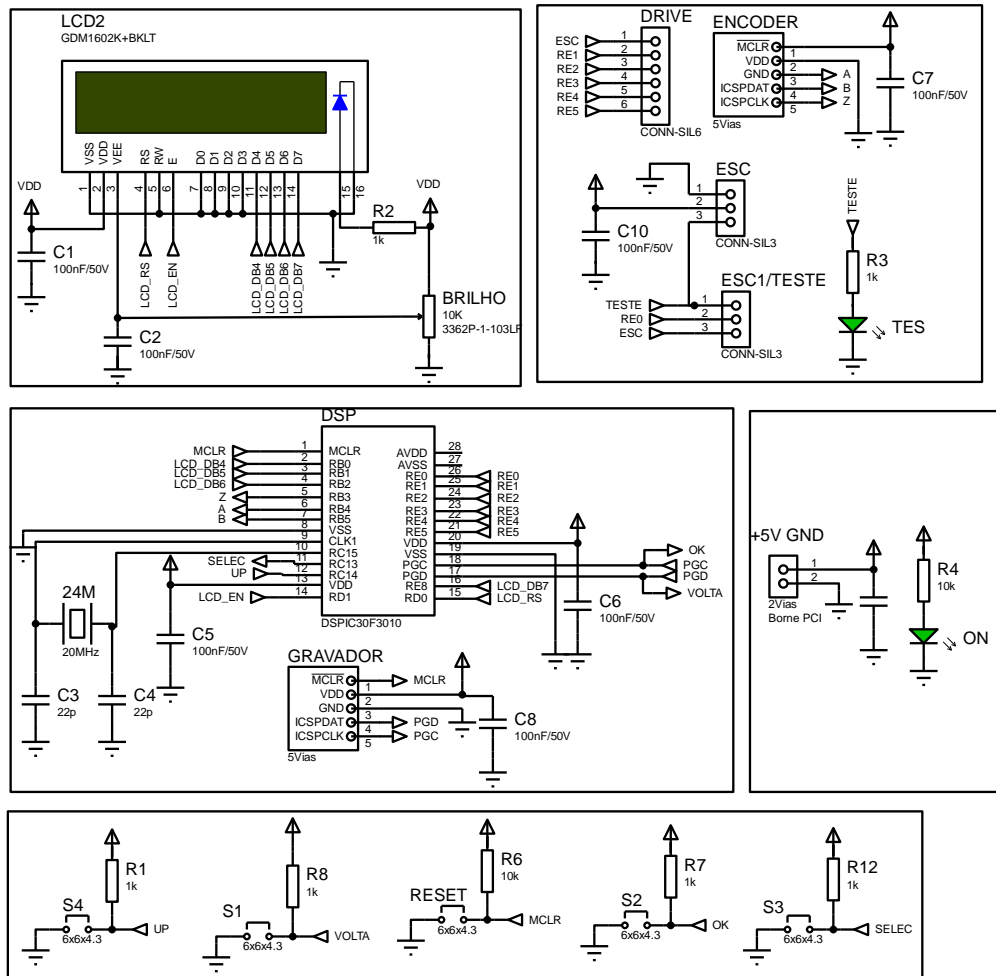
3.4 Interface e Processamento

Esta etapa é a mais crucial neste trabalho, pois é onde serão processadas todas as informações, sinais e tomadas de decisões. É o processador que será responsável por receber os dados do usuário e comandar as ações de controle para o ESC em forma de sinal PPM, além de ler os sinais em quadratura do encoder e realizar o cálculo da velocidade em RPM. Por isso, um dispositivo potente capaz de realizar inúmeros cálculos em pouquíssimo tempo faz-se necessário.

Entre os diversos tipos de processadores que existem no mercado os DSPs se destacam-se pelo alto desempenho e módulos adicionais, por esses motivos são usados em uma ampla gama de aplicações, mas a maioria se aplica a controle de motores, conversão de energia e aplicações de processamento de sensores. Atualmente, os DSPs estão sendo comercializados como tecnologias verdes por seu potencial de reduzir o consumo de energia em motores elétricos e fontes de alimentação (Microchip, 2010). Nesse contexto o DSP escolhido foi o *dsPIC30f3010* da fabricante Microchip.

A interface com o usuário terá um display LCD que será usado para visualização dos parâmetros e respostas do DSP em conjunto com 4 *push botton* usados para selecionar a opções de controle e também um *push botton* para *reset* do DSP. Foram projetados bornes para a entrada dos sinais oriundos do *encoder*, bornes para saída de sinais do DSP e um borne de seleção para testes preliminares da placa, o qual, habilita um *led*. Além dos componentes principais também foram embarcados componentes auxiliares como, capacitores de desacoplamento, bornes para conexão externa, resistores e um cristal oscilador. Para acomodar os componentes citados, foi confeccionado a uma placa de circuito impresso (PCI). O esquemático da placa é apresentado na figura 8.

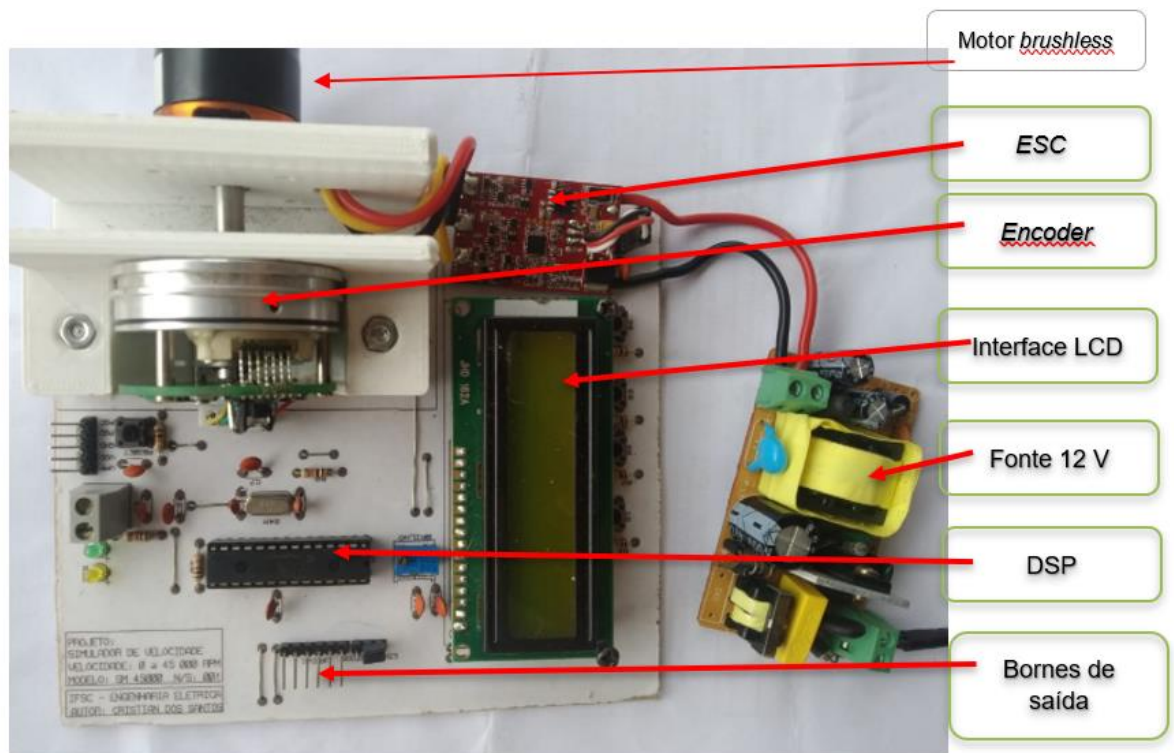
Figura 7: Esquemático da placa



Fonte: O autor (2020)

O esquemático e layout da placa (PCI) foi desenvolvido usando o software *Proteus professional* versão *Beta 8.11.29892*. A placa confeccionada com os componentes montados é apresentada na figura 9. Na figura, o *encoder* está acoplado ao motor brushless através de um suporte fixado na placa. Optou-se por utilizar uma fonte externa de 12V e 1500 mA, essa fonte é utilizada para alimentar o ESC, que por sua vez, possui internamente um regulador de tensão com saída para 5V, essa saída é usada para alimentar a placa. Também foi projetado um borne extra para possível alimentação de circuitos externos a placa, o qual, também pode ser usado para alimentação da placa caso o ESC esteja desconectado.

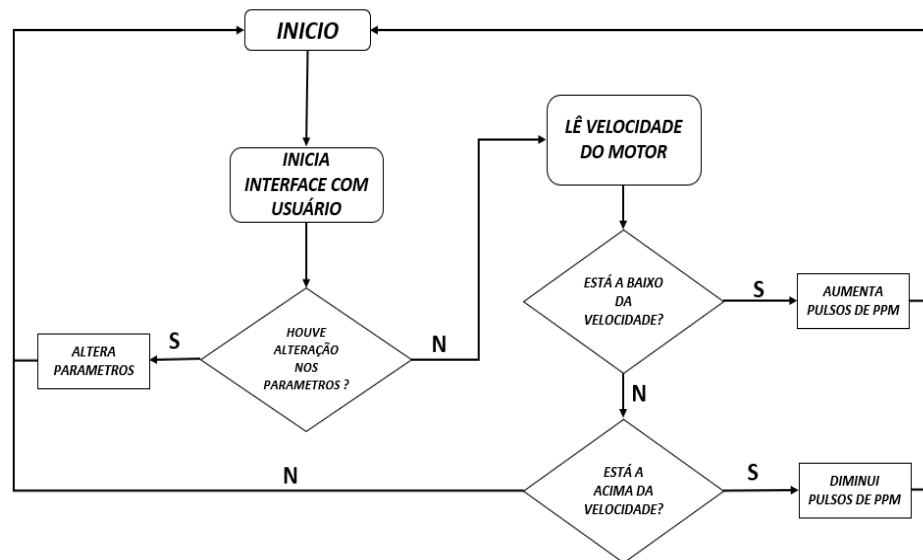
Figura 8: Placa confeccionada com os componentes montados



Fonte: O autor (2020)

Para realizar todas as tarefas citadas, o DSP terá que seguir as etapas do fluxograma apresentado na figura 10. Por primeiro inicia os módulos do *dsPIC*, em seguida é feita a interface com o usuário para que se possa fazer as alterações necessárias, como o tipo de ação de controle e o valor de *setpoint*. Se houve alterações nessa etapa as mesmas são gravadas e programa retorna no início, se não houver nenhuma alteração o programa avança para a próxima etapa. Onde é feita a leitura do encoder e calculada a velocidade, se a velocidade estiver abaixo do valor de *setpoint* então a uma ação de controle é tomada para aumentar a rotação, se a velocidade estiver acima uma ação de controle é tomada para diminuir a rotação.

Figura 9: Fluxograma de etapas do dsPIC



Fonte: O autor (2020)

Como demonstrado na figura 10, o processamento dos dados advindos da interface com o usuário e dos sinais em quadratura do encoder será realizado em malha fechada, uma vez que o encoder faz o fechamento da malha e a realimentação. Assim é possível implementar diversos tipos de controle, podendo ser controle simples como ON/OFF, ou outros tipos de controle mais sofisticados como o controle PID.

3.5 Controle PID e Firmware de Programação do DSP

O controle PID conta com três variáveis de controle, a ação proporcional, que irá prover uma resposta mais rápida do sistema sob uma variação no sinal de entrada (estado desejado), a ação integral, que tem por objetivo cancelar um fenômeno conhecido por erro de estado estacionário, de forma que ao atingir um estado estável esse valor seja o desejado no sinal de entrada e a ação derivativa, que possui um efeito de antecipação da correção do valor de saída do sistema de forma que ela também melhora a rapidez de resposta do sistema e reduz o valor de sobressinal (valor que refere - se à quantidade em que o sinal de saída está acima do desejado) (National Instruments, 2020).

A combinação da quantidade de cada uma dessas três ações irá fazer com que o controlador em conjunto com a planta (forma comum de se referir ao sistema em controle) forneçam uma resposta adequada a uma determinada variação na entrada. A equação 13 apresenta o PID discretizado usado como base na elaboração do algoritmo de controle PID implementado no DSP.

$$U(N) = K_p \cdot E(N) + K_i E(N) + I(N - 1) + K_d [E(N) - E(N - 1)] \quad Eq(13)$$

Onde o K_p é o coeficiente da ação proporcional, K_i é o coeficiente da ação integral, K_d é o coeficiente da ação derivativa, N é o instante do estado a ser processado, $U(N)$ é o sinal de saída do sistema, $E(N)$ é o sinal de erro na entrada do controlador no instante N .

Para implementar o controle de forma discreta no DSP foi necessário a criação de um *Firmware* de programação, o qual, foi desenvolvido no ambiente de programação *MikroC Pro For dsPIC* versão 7.1.0. O *Firmware* utiliza bibliotecas padrão do *MikroC* para comunicar com o display LCD, fazer a leitura do *encoder* e fazer a configuração de dois *timer* para criar duas bases de tempo distintas. A base de tempo do *timer1* foi configurada para estouro a cada 50m segundos e é utilizada como base para o sinal PPM. O *timer2* foi configurado para estouro a cada 1 segundo e é utilizado para normalizar o controle PID. Assim a cada 1 segundo é calculada uma nova ação de controle que é transformada em um sinal PPM que passa a ser transmitida para o ESC a cada 50m segundos.

A figura 11 mostra a função criada para calcular a ação de controle PID. No primeiro instante verifica-se já passou 1 segundo antes do último cálculo, em seguida calcula-se o erro de medição, subtraindo o valor medido do valor de referência. Depois calcula-se a ação proporcional e ação integral multiplicado o erro de medição pelas constante K_p , K_i , respectivamente. A ação derivativa é calculada através da multiplicação da constante K_d pela diferença entre o erro anterior e o erro atual. Por fim, o controle PID é dado pela soma das três ações.

Figura 10: Função PID discreto

```

129: void pid_control(float ideal_value, float measure)
130: {
131:     if (base temp >= 50){
132:         error meas = ideal value - measure;
133:         proportional = error meas * kp;
134:         integral += error meas * ki;
135:         derivative = (lastMeasure - measure) * kd;
136:         lastMeasure = measure;
137:         PID = (proportional + integral + derivative);
138:
139:         base_temp = 0;
140:     }
141:
142: } // FIM - CONTROLE PID
143: //*****

```

Fonte: O autor (2020)

Os coeficientes K_i , K_p e K_d podem ser ajustados via interface com o usuário. O código integral está disponível no anexo 1 deste trabalho.

3.6 Testes Práticos

Como demonstrado na seção 3.1, o acionamento do motor *brushless* será feito pelo ESC. O ESC por sua vez é controlado por um sinal do tipo PPM que por padrão possui frequência de 50Hz, e *duty cycle* de 2ms para sinal de máxima velocidade, 1,5ms para o sinal de média velocidade e 1ms para sinal mínima velocidade, ou algo em torno desses valores, podendo sofrer desvios de alguns microssegundos, dependendo do circuito que irá emitir esse sinal. Devido a essa natureza é necessária uma calibração para que o controlador interno do ESC entenda a excursão do sinal PPM que será emitido para ele, de 1ms a 2ms.

Em conjunto com a calibração do ESC também foi avaliado o desempenho do motor *brushless*. Para tanto, foram realizados testes em que o motor é acionado sem carga, com tensão fixa de 12 V e três tipos de aceleração, baixa, média e alta. Como parâmetros foram medidos a corrente, a potência e a velocidade em RPM. Para a mensuração dos parâmetros foram utilizados uma fonte de alimentação DC digital ajustável marca *Minipa* modelo *MPL-1303M*, um multímetro digital de 4 Dígitos marca *Keysight* modelo *U1253B* e um tacômetro digital marca *Icel* modelo *TC-5030*. Os certificados de calibração de cada instrumento estão disponíveis nos anexos 2,3 deste trabalho, respectivamente.

No ambiente de testes a temperatura foi controlada em $23\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 5\text{ }^{\circ}\text{C}$ e a

umidade relativa do ar em 50 % ur \pm 10 % ur. Os testes foram realizados em sentido crescente ao longo de cinco ciclos de medição (repetições) e ao final de cada ciclo todo o sistema é reiniciado. A tabela 2 apresenta os valores obtidos durante os testes e a média dos valores em RPM.

Tabela 2: Tabela de testes do motor *brushless*

Bateria de testes						
PPM (ms)	Ciclo	Volts	Amperes	Watts	RPM	Média
1,0	1	11,99	0,5011	6,01	999,5	999,9
	2	12,00	0,5001	6,00	1000,0	
	3	11,99	0,5015	6,01	999,4	
	4	11,99	0,5011	6,01	1001,0	
	5	12,00	0,5008	6,01	999,8	
1,5	1	11,99	0,8095	9,71	6500,0	6500,2
	2	12,00	0,8105	9,72	6501,0	
	3	11,99	0,8075	9,68	6501,0	
	4	11,99	0,8095	9,71	6500,0	
	5	11,99	0,8085	9,70	6499,0	
2,0	1	12,00	1,3011	15,61	13001,0	12999,4
	2	11,99	1,3101	15,71	12999,0	
	3	12,00	1,301	15,61	13000,0	
	4	11,99	1,3001	15,59	12999,0	
	5	11,99	1,3015	15,61	12998,0	

Fonte: O autor (2020)

Com base nos resultados obtidos na tabela 1, observa-se que máxima potência atingida pelo motor foi de 15,72 Watts, valor relativamente alto considerando as dimensões do motor. Na medição de velocidade o valor máximo atingido foi de 13001 RPM e a média foi de 12999,4 RPM.

Após a confecção da estrutura 3D e da placa de circuito impresso, onde foram embarcados os elementos de controle e o motor *brushless*. Foi possível realizar novos testes, a fim de avaliar o desenvolvimento do sistema de controle PID implementado de forma discreta. Para a realização desses testes foram estipulados 3 pontos de velocidades, 1000, 7000 e 13000 RPM. Nesse teste foi utilizado os mesmos métodos e equipamentos do teste anterior. Os resultados são apresentados em RPM na tabela 3.

Por primeiro foi selecionada a velocidade de referência no simulador e aguardou-se a estabilização do mesmo. Após a estabilização mediu-se a velocidade

com o tacômetro e depois com o *encoder* do simulador e então foi calculado a diferença entre os dois valores (Erro), após os cinco ciclos de medição foi calculada a média obtida pelo tacômetro, pelo simulador e a média do erro.

Tabela 3: Tabela de resultados para o protótipo

Teste Simulador							
REF_RPM	Ciclo	Tacômetro	Simulador	Erro	Média Tacômetro	Média Simulador	Média Erro
1000	1	1000	1000,05	-0,05	999,94	1000,102	-0,162
	2	999,9	1000,11	-0,21			
	3	999,8	1000,15	-0,35			
	4	1000	1000,16	-0,16			
	5	1000	1000,04	-0,04			
7000	1	6999	7000,01	-1,01	6999,4	6999,986	-0,586
	2	6999	6999,98	-0,98			
	3	7000	6999,97	0,03			
	4	6999	6999,98	-0,98			
	5	7000	6999,99	0,01			
13000	1	13001	13000,05	0,95	12999,8	13000,116	-0,316
	2	13000	13000,11	-0,11			
	3	12999	13000,15	-1,15			
	4	13000	13000,12	-0,12			
	5	12999	13000,15	-1,15			

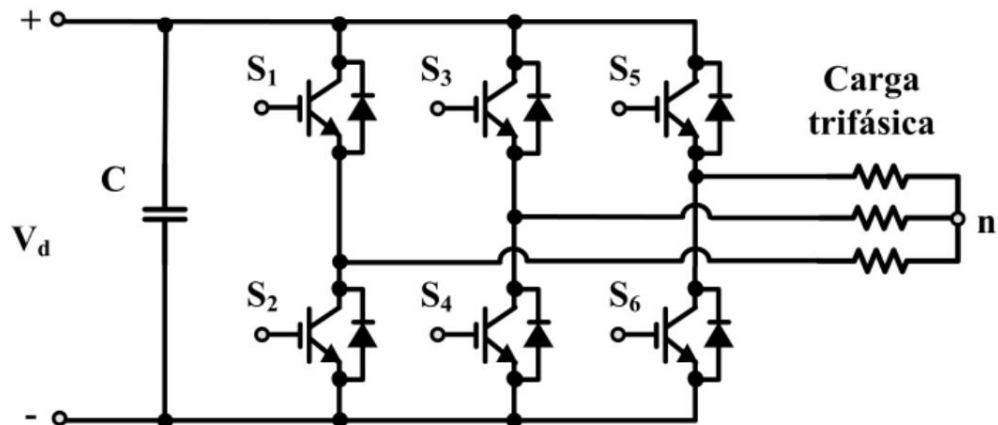
Fonte: O autor (2020)

Consustanciando os resultados apresentados acima, nota-se que o sistema proposto apresentou melhores resultados que o conjunto atual. O erro da velocidade medida ficou em média menor que 1 RPM, sendo um erro aceitável para o sistema em malha fechada, o que apresentou melhora em comparação com o equipamento atual, que não garante uma velocidade em sua saída, pois é em malha aberta.

A utilização do drive comercial ESC facilita a aplicação em termos de custos e tempo, porém, limita o desenvolvimento do motor em uma faixa em torno de 1000 a 13000 RPM. Para uma avaliação mais consistente do motor brushless neste tipo de aplicação, deve-se desenvolver um ESC capaz de realizar o acionamento de forma mais ampla, empregando um sistema de chaveamento em altas frequência com Mosfets. Dessa forma seria possível fazer o acionamento do motor tanto em baixas velocidades como em altas velocidades, ampliando a faixa de trabalho atual de 1000 a 13000 RPM para a faixa de 100 a 15000 RPM.

Para o desenvolvimento do ESC utiliza-se a configuração básica de um inversor tipo fonte de tensão que é mostrada na figura 12 para uma conexão trifásica. A figura omite os circuitos necessários ao comando das chaves. Uma vez que se tem uma fonte de tensão no lado CC, quando um interruptor da semiponte superior e outro da semiponte inferior (nunca os dois de um mesmo ramo) estiverem em condução, esta tensão CC aparecerá em um par de condutores da saída alternada.

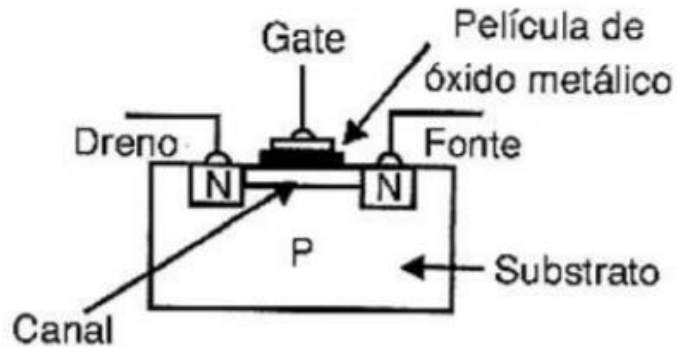
Figura 11: Topologia inversor trifásico



Fonte: researchgate (2021).

No chaveamento do inversor serão utilizados transistores de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico (*mosfet* em inglês para "*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*"). Estes são transistores capazes de atuar em circuitos onde a frequência de chaveamento e a corrente sejam altas. O *mosfet* possui normalmente 3 terminais: Porta, fonte e dreno (ou *gate*, *source* e *drain* respectivamente). Há dois tipos essenciais: o canal N e o canal P, e se diferenciam basicamente pela polarização. A corrente a ser fornecida para um circuito, que circulará entre o terminal fonte e o dreno do *mosfet*, é controlada pela tensão aplicada no terminal porta. Este último possui uma separação dielétrica dos outros dois, gerando, portanto, uma corrente quase nula no Gate, e um campo elétrico que influencia no Dreno e no Fonte. (ALVES DE RAMOS, GUILHERME MICHEL, 2018).

Figura 12: transistor de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico (*mosfet*)

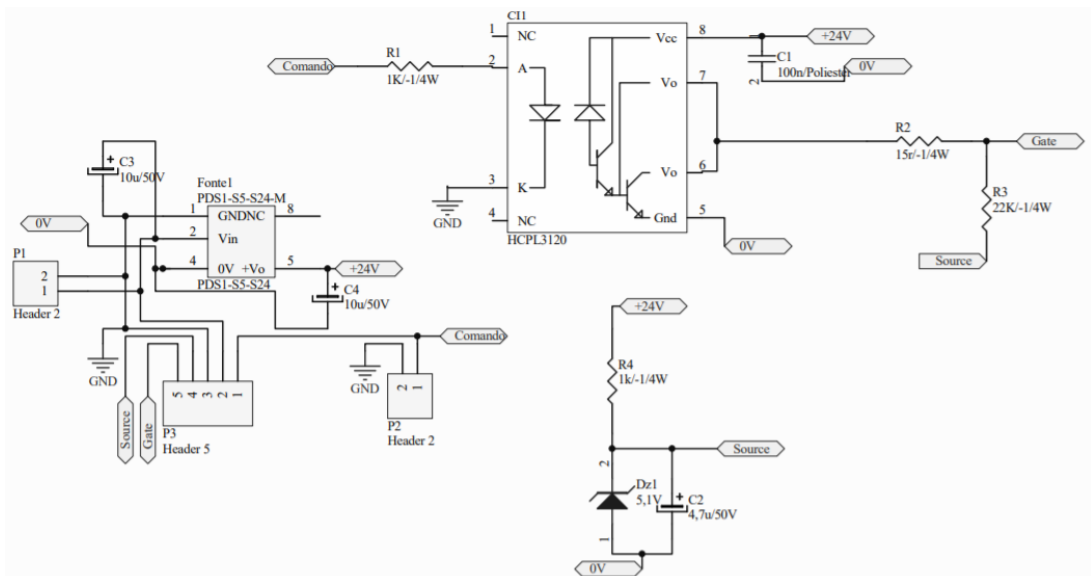


Fonte: Adaptado de Alves de Ramos, Guilherme Michel, (2018)

3.7 Drivers Para os Mosfet

Um driver *mosfet* é um tipo de amplificador de potência que aceita uma entrada de baixa potência de um controlador IC e produz uma entrada de acionamento de alta corrente para a porta de um transistor de alta potência, como um transistor bipolar de porta isolada (IGBT) ou potência *mosfet*. Os drivers *mosfet* são benéficos para a operação do *mosfet* porque diminui o tempo de chaveamento entre os estágios *on/off* do *gate*, o que leva ao aumento da potência do *mosfet* e da eficiência térmica (Microchip, 2021).

Figura 13: Esquemático drive isolado

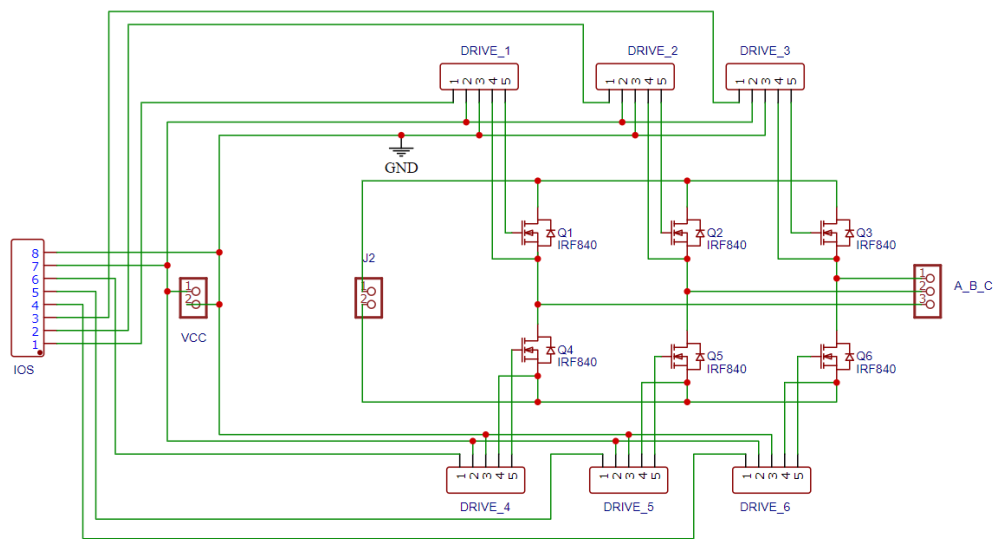


Fonte: O autor (2020)

3.8 Placa de Potência do Inversor

Como demonstrado na seção 3.6, um *ESC* é basicamente um inversor de tensão trifásico. Que são sistemas elétricos nos quais as fontes CA das três fases operam a mesma frequência e amplitude, mas defasadas eletricamente pelo mesmo ângulo de 120° . Neste trabalho optou-se pela topologia mostrada na figura 15.

Figura 14: Esquemático inversor (ESC)



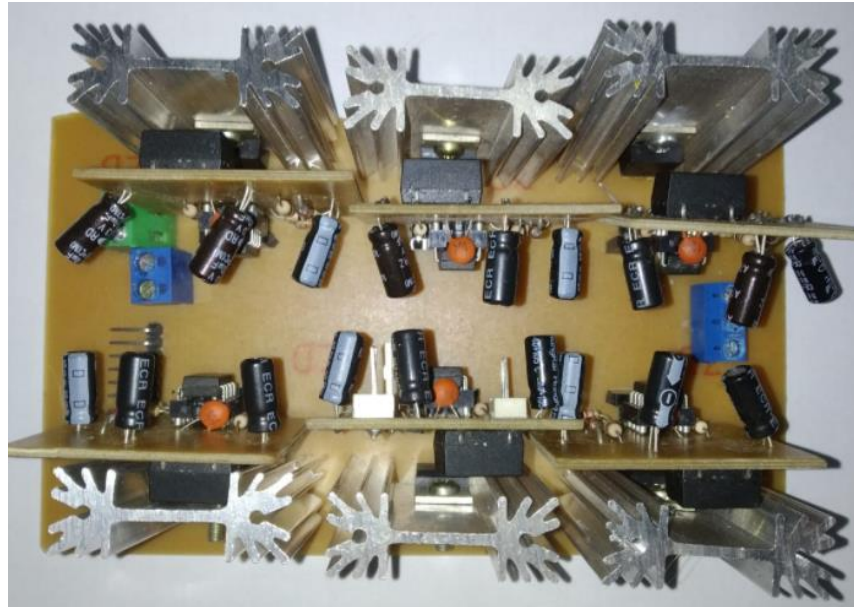
Fonte: O autor (2020)

Essa topologia, possui três braços inversores, contendo um par de interruptores cada, os quais devem operar de forma complementar. Ou seja, cada interruptor se mantém conduzindo por 180° . O comando de cada braço é defasado em 120° dos outros. surgem 6 estados distintos de operação, defasados de 60° entre si.

Dentre os diversos modelos de *mosfets* existentes no mercado, foram adotados os interruptores *mosfet IRF840*, que já possuem diodos em anti-paralelo integrados a seus encapsulamentos e são os disponíveis na instituição de ensino.

Utilizando a plataforma *EasyEDA Design* foi desenvolvida uma placa de potência para acomodar os *mosfet* e os drives para acionamento dos mesmos. A placa conta com bornes de entrada de tensão CC e saída CA, barra de pinos com 6 canais de acionamento dos *mosfet* e dissipadores de calor. A placa confeccionada e mostrada na figura 16.

Figura 15: Placa de potência - inversor (ESC)



Fonte: O autor (2020)

Para um teste inicial foi usado a sequência de acionamento dos interruptores, conforme descrito na tabela 3. A tabela 3 apresenta 6 estágios de operação, cada estágio representa 60° graus elétricos, ao final do sexto estágio o motor já deverá ter completado uma volta completa, ou seja 360° .

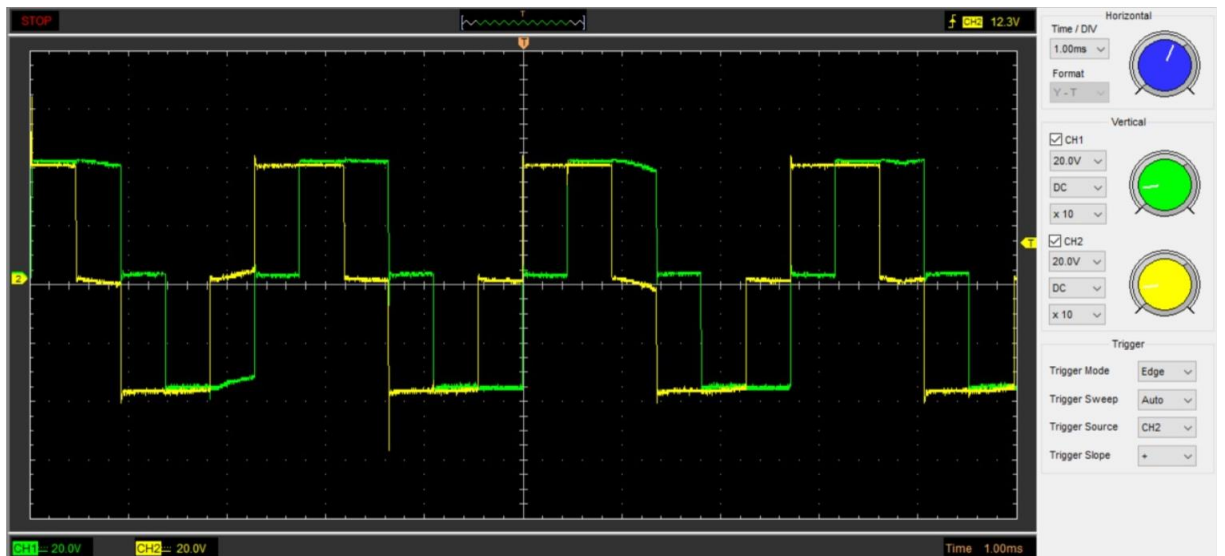
Tabela 4: Sequência de acionamento das chaves

Estágio	Chaves acionadas			Graus elétricos
I	Q1	Q3	Q5	60°
II	Q1	Q5	Q6	120°
III	Q1	Q2	Q6	180°
IV	Q2	Q4	Q6	240°
V	Q2	Q3	Q4	300°
VI	Q3	Q4	Q5	360°

Fonte: O autor (2020)

Utilizando a sequência de acionamento descrita acima e com o motor desconectado obteve-se as formas de ondas de tensão mostradas na figura 17. Na figura em amarelo está descrita a fase A e em verde a fase B. Observa-se uma forma de onda quadrada. As leituras foram feitas utilizando um osciloscópio *Hantek DSO-2250* em conjunto com o software *DSO-2250 USB*.

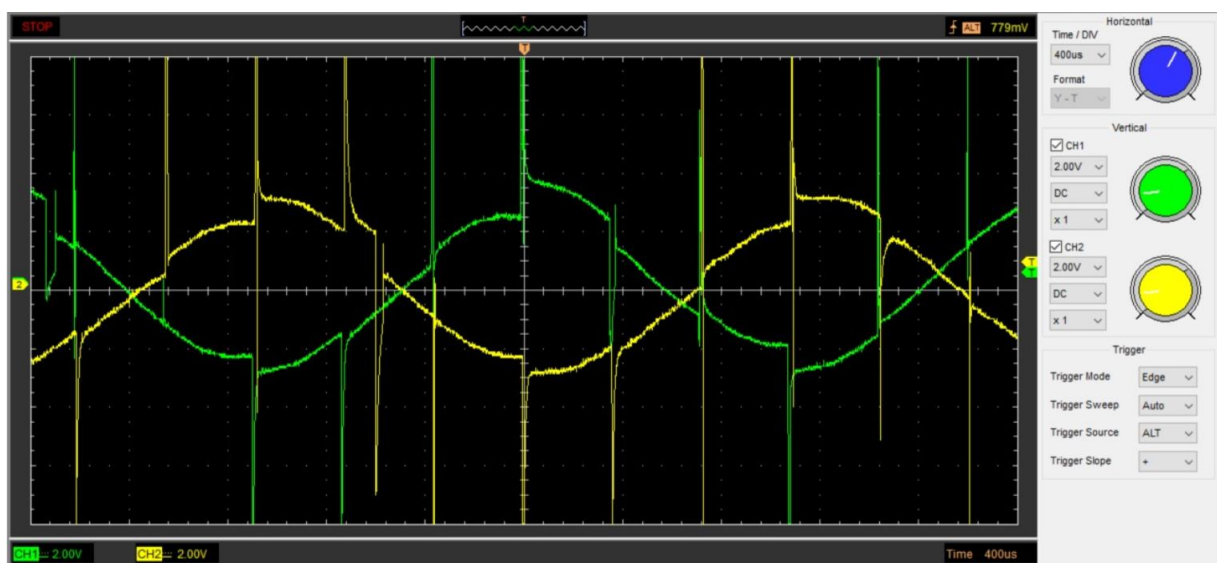
Figura 16: Fase A e B com motor desconectado - inversor (ESC)



Fonte: O autor (2020)

Com o motor conectado obteve-se a forma de onda mostrada na figura 18. As leituras foram feitas utilizando um osciloscópio *Hantek DSO-2250* em conjunto com o software *DSO-2250 USB*. Observa-se uma forma de onda senoidal devido a indutância do motor, também é possível notar picos de tensão que ocorrem no momento do chaveamento das chaves.

Figura 17: Fase A e B com motor conectado - inversor (ESC)



Fonte: O autor (2020)

3.9 Fluxograma e Sistema de Controle

Para realizar o acionamento do motor, foi criada uma função dentro do código chamada de *gira_motor()*. Essa função realiza as mudanças de estágios conforme sequência da tabela 3. Durante as mudanças entre os estágios há um tempo de espera, que é recebido via parâmetro por uma variável inteira. A variável recebida é comparada com uma variável auxiliar que é incrementada a cada um micro segundo. Somente quando os valores das duas variáveis forem exatamente iguais ocorrerá a mudança de estágio das chaves. Conforme mostrado nas figuras 19 e 20.

Ao realizar todos os seis estágios, o motor completará uma volta em torno do seu eixo. Dessa forma a velocidade do motor estará condicionada ao valor da variável recebida. Quando se varia o valor desta variável varia-se a velocidade do motor, logo a ação de controle deve ser normalizada de acordo com essa variável.

Figura 18: Código para acionamento do motor - Parte 1

```

• // GIRA_MOTOR - INICIO
- int temp = 0;
• void gira_motor (int mili){
•
• LATE = 0b00010001; // ESTAGIO 1
• temp = 0;
70 while(temp != mili) {
• Delay_us(1);
• temp ++;
• }
•
- LATE = 0b00001001; // ESTAGIO 2
• temp = 0;
• while(temp != mili) {
• Delay_us(1);
• temp ++;
80 }
•
• LATE = 0b00001010; // ESTAGIO 3
• temp = 0;
• while(temp != mili) {
- Delay_us(1);
• temp ++;
• }

```

Fonte: O autor (2020)

Figura 19: Código para acionamento do motor - Parte 2

```

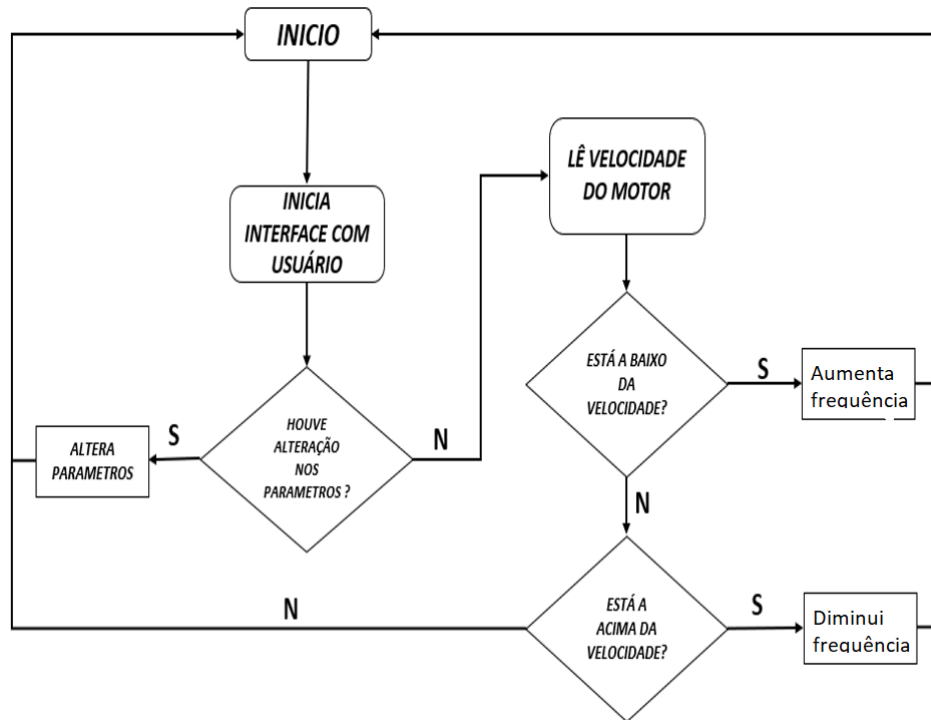
· LATE = 0b00100010; // ESTAGIO 4
90 temp = 0;
· while(temp != mili) {
· Delay_us(1);
· temp ++;
· }
·
·
96 LATE = 0b00100100; // ESTAGIO 5
· temp = 0;
· while(temp != mili) {
· Delay_us(1);
100 temp ++;
· }
·
·
· LATE = 0b00010100; // ESTAGIO 6
· temp = 0;
· while(temp != mili) {
· Delay_us(1);
· temp ++;
· }
· }

```

Fonte: O autor (2020)

Para realizar todas as tarefas citadas na seção 3.4 utilizando a placa inversora no lugar do ESC, foi necessário realizar duas alterações no fluxograma de etapas. As alterações consistem em alterar a forma da ação de controle. Na ação de controle anterior alterava-se o valor do sinal PPM (Sinal de referência para o ESC), no novo fluxograma altera-se a frequência de chaveamento das chaves. Assim, se a velocidade estiver abaixo do valor de *setpoint* então uma ação de controle é tomada para aumentar a frequência de chaveamento das chaves, se a velocidade estiver acima uma ação de controle é tomada para diminuir a frequência de chaveamento das chaves. Conforme fluxograma mostrado na figura 21.

Figura 20: Fluxograma de etapas do dsPIC



Fonte: O autor (2020)

3.10 Testes Práticos da Placa Inversora

Nesta seção serão mostrados os testes e resultados alcançados com a com o motor sendo acionado pela nova placa desenvolvida. Foram realizados testes em que o motor é acionado em 10V, 15V, 20V e 30V. Como parâmetros foram medidos a corrente, a potência e a velocidade em RPM. Para a mensuração dos parâmetros foram utilizados uma fonte de alimentação DC digital ajustável marca *Minipa* modelo *MPL-1303M*, um multímetro digital de 4 Dígitos marca *Keysight* modelo *U1253B* e um tacômetro digital marca *Icel* modelo *TC-5030*. Os certificados de calibração de cada instrumento estão disponíveis nos anexos 2,3 deste trabalho, respectivamente.

No ambiente de testes a temperatura foi controlada em $23\text{ °C} \pm 5\text{ °C}$ e a umidade relativa do ar em $50\% \text{ ur} \pm 10\% \text{ ur}$. Os testes foram realizados em sentido crescente em um ciclo de medição. A tabela 5 apresenta os valores obtidos durante os testes.

Tabela 5: Resultados obtidos com o ESC desenvolvido

Teste 01				Teste 03			
Tensão V	Corrente A	Velocidade RPM	Potência W	Tensão V	Corrente A	Velocidade RPM	Potência W
10	0,25	-	-	20	0,25	-	
10	0,5	-	-	20	0,51	484	10,2
10	0,75	-	-	20	0,75	1013	15
10	1	692	10	20	1,06	1384	21,2
10	1,25	926	12,5	20	1,26	1852	25,2
10	1,5	1320	15	20	1,51	2641	30,2
10	1,75	1639	17,5	20	1,75	3279	35
10	2	2209	20	20	2,03	4419	40,6
10	2,25	2980	22,5	20	2,26	5961	45,2
10	2,5	3436	25	20	2,59	6873	51,8
10	2,75	4333	27,5	20	2,75	8667	55
10	3	4768	30	20	3,08	9537	61,6
Teste 02				Teste 04			
Tensão V	Corrente A	Velocidade RPM	Potência W	Tensão V	Corrente A	Velocidade RPM	Potência W
15	0,25	-	-	30	0,25	377	7,5
15	0,5	-	-	30	0,5	589	15
15	0,75	604	11,25	30	0,75	1209	22,5
15	1	923	15	30	1	1800	30
15	1,25	1235	18,75	30	1,25	2475	37,5
15	1,5	1761	22,5	30	1,5	3525	45
15	1,75	2186	26,25	30	1,75	4376	52,5
15	2	2946	30	30	2	5822	60
15	2,25	3974	33,75	30	2,25	7941	67,5
15	2,5	4582	37,5	30	2,5	9904	75
15	2,75	5778	41,25	30	2,75	11957	82,5
15	3	6358	45	30	3	13316	90

Com base nos resultados apresentados na tabela 4, observa-se que máxima potência atingida pelo motor foi de 90 watt, quando ele é acionado na tensão máxima de 30 V. Valor relativamente alto quando comparado ao valor anterior de 15,62 watt. Na medição de velocidade o valor máximo atingido foi de 13316 RPM valor superior ao atingido anteriormente pelo ESC de 13001 RPM. Observa-se também que a menor velocidade atingida foi de 377 RPM muito menor que a velocidade anterior de 999,5 RPM.

Constatou-se que quando o motor é acionado com tensão de 10 V e corrente limitada entre 0,25 e 0,75, o mesmo não apresenta bom funcionamento, vindo a travar ou mudar o sentido de rotação. O mesmo ocorre quando o motor é acionado com tensão de 15V com corrente limitada entre 0,25 e 0,5 A.

Para fazer o acionamento nessas condições recomenda-se o uso de um circuito integrado que estima a posição do motor através da detecção do campo eletromagnético induzido pelos ímãs permanentes do rotor dentro dos enrolamentos de campo.

4 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma solução alternativa para o sistema de medição de velocidade e calibração atual, utilizando um sistema em malha fechada com motor Brushless. Onde o mesmo apresentou melhores resultados que o conjunto atual. O sistema com driver comercial ESC atingiu uma velocidade máxima de 13000 rpm, superando em mais de 3,5 vezes a faixa do atual modelo apresentado na seção 1.0.1 O erro da velocidade medida ficou em média menor que 1 RPM, sendo um erro aceitável para o sistema em malha fechada, o que apresentou melhora em comparação com o equipamento atual, que não garante uma velocidade em sua saída, pois é em malha aberta.

A utilização do drive comercial ESC facilita a aplicação em termos de custos e tempo, porém, limita o desenvolvimento do motor em uma faixa em torno de 1000 a 13000 RPM. Para uma avaliação mais consistente do motor brushless neste tipo de aplicação, foi desenvolvido uma placa baseada em uma topologia inversora, que foi capaz de realizar o acionamento de forma mais ampla, empregando um sistema de chaveamento em altas frequência com Mosfets. Dessa forma foi possível fazer o acionamento do motor tanto em baixas velocidades como em altas velocidades, ampliando a faixa de trabalho atual de 1000 a 13000 RPM para a faixa de 377 a 13300 RPM.

A implementação do circuito de controle de velocidade para o motor brushless usando um DSP mostrou-se desafiadora, pois a elaboração do controlador digital é complexa, bem como a mensuração de velocidade pelo encoder lida pelo DSP. Essa forma de controle mostrou-se muito satisfatória, através do ajuste dos coeficientes de ação proporcional, integral e derivativo conseguiu-se uma boa resposta da velocidade.

Tendo em vistas os bons resultados alcançados neste trabalho, sugere-se como trabalho futuro o estudo e desenvolvimento de novos mecanismos para o acionamento do motor brushless. Como, por exemplo, circuitos integrados que estimam a posição do motor através da detecção do campo eletromagnético induzido pelos ímãs permanentes do rotor dentro dos enrolamentos de campo. Assim é possível fazer um controle melhor de torque e velocidade.

5 REFERÊNCIAS

ALVES DE RAMOS, GUILHERME MICHEL. **Desenvolvimento de um inversor trifásico de tensão controlado por um processador digital de sinal**. 2018. 56. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Mecânica) Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Guarapuava, 2018.

ANDREW GONG (Usa). **Experimental Testing of Electronic Speed Controllers for UAVs**Sueli. The University of Sydney, Sydney, NSW, 2006, Australia.

ARTUZI. **Técnicas de Modulação** - 23.02.2001. Disponível em:<<http://www.eletrica.ufpr.br/artuzi/apostila/cap4/pg07.html>>. Acesso em: 01 maio. 2020.

ARROYO, E. L. C. **Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system**. Tese (Mestrado) — University Of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2006.

GOMES, MATHEUS ERVILHA. **Sistema Embarcado para Controle de Motores Brushless DC sensored e sensorless para Veículos Portáteis de Transporte Individual**. Matheus Ervilha Gomes. Brasília : UnB, 2018. 155 p. : il. ; 29,5 cm.

HASHIMOTO, GUILHERME HIROSHIGUE MOTOMURA. **Controle de Velocidade de Motores Brushless Utilizando Plataforma Arm Cortes M3 E M4**. Guilherme Hiroshigue Motomura Hashimoto; orientador José Roberto Boffino de Almeida Monteiro. São Carlos, 2014.

INMETRO. **Laboratórios de Calibração Acreditados - Rede Brasileira de Calibração - RBC**, 2020. Disponível em: <<http://www.inmetro.gov.br/laboratorios/labrbca.asp?iacao=imprimir>>. Acesso em: 01 de maio. de 2020.

LATHI, B. P. **Sinais e sistemas lineares** [recurso eletrônico] / B. P. Lathi ; tradução Gustavo Guimarães Parma. – 2. ed. – Dados eletrônicos. – Porto Alegre: Bookman, 2008.

KALATEC. **Kalatec Automação**, 2020. Disponível em: <[MICROCHIP. **Power Mosfet Drivers - Gate Drivers, IGBT Drivers**. Microchip Technology Inc, 2021. Disponível em: <<https://www.microchip.com/en-us/products/power-management/mosfet-drivers> >. Acesso em: 15 maio. 2021.](https://blog.kalatec.com.br/motores-bldc-vantagens/#:~:text=Os%20Motores%20BLDC%20(ou%20Brushless,de%20velocidade%20(bldc%20controlador).>. Acesso em: 08 de novembro. de 2020.</p>
</div>
<div data-bbox=)

NATIONAL INSTRUMENTS. Explicando a Teoria PID. Disponível em:<<https://www.ni.com/pt-br/innovations/white-papers/06/pid-theory-explained.html> >. Acesso em: 01 maio. 2020.

PADMARAJA YEDAMALE (Usa). **Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals**. Atlanta:

Microchip Technology Inc, 2003. Disponível em:

<<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>>. Acesso em: 01 maio. 2020.

RESEARCHGATE. **Discover Scientific Knowledge and Stay Connected to The World of Science**. 2021. Disponível em: <

https://www.researchgate.net/figure/Topologia-tipica-del-inversor-PWM-trifasico-con-carga-resistiva_fig1_312085985>. Acesso em: 01 de maio. de 2020.

WARD BROWN (Usa). **Brushless DC Motor Control Made Easy Atlanta**. Microchip Technology Inc, 2011. Disponível em:

<<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00857B.pdf>>. Acesso em: 01 maio. 2020.

ZAMBADA, JORGE. **Measuring Speed and Position with the QEI Module**.

Microchip

Technology

Inc,

2005.

Disponível

em:<

<http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/93002a.pdf>>. Acesso em: 01 maio. 2020.

6 ANEXO 1

```

1: // SIMULADOR DE VELOCIDADE COM MOTOR BRUSHELESS
2: // AUTOR: CRISTIAN DOS SANTOS
3: // DATA: 04/2020
4:
5: // VARIAVEIS AUXILIARES
6: //*****
7:
8: int aux = 0;
9: char txt1[] = "000000";
10: char txt2[] = "000000";
11: char txt3[] = "000000";
12: //*****
13:
14:
15: // LCD module connections - certo
16: //*****
17: sbit LCD_RS at LATD0_bit;
18: sbit LCD_EN at LATD1_bit;
19: sbit LCD_D4 at LATB0_bit;
20: sbit LCD_D5 at LATB1_bit;
21: sbit LCD_D6 at LATB2_bit;
22: sbit LCD_D7 at LATE8_bit;
23:
24: sbit LCD_RS_Direction at TRISD0_bit;
25: sbit LCD_EN_Direction at TRISD1_bit;
26: sbit LCD_D4_Direction at TRISB0_bit;
27: sbit LCD_D5_Direction at TRISB1_bit;
28: sbit LCD_D6_Direction at TRISB2_bit;
29: sbit LCD_D7_Direction at TRISE8_bit;
30: // End LCD module connections
31: //*****
32:
33:
34: // INITIALIZING THE QEI MODULE
35: //*****
36: void InitQEI(void)
37: {
38:     ADPCFG = 0x0038; // Configure QEI pins as digital inputs
39:     QEICONbits.QEIM = 0; // Disable QEI Module
40:     QEICONbits.CNTERR = 0; // Clear any count errors
41:     QEICONbits.QEISIDL = 0; // Continue operation during sleep
42:     QEICONbits.SWPAB = 0; // QEA and QEB not swapped
43:     QEICONbits.PCDOUT = 0; // Normal I/O pin operation
44:     QEICONbits.POSRES = 0; // Index pulse resets position counter= 1
45:     DFLTCONbits.CEID = 1; // Count error interrupts disabled
46:     DFLTCONbits.QEOUT = 0; // Digital filters output enabled for QEn pins
47:     DFLTCONbits.QECK = 3; // 1:16 clock divide for digital filter for QEn
48:     POSCNT = 0; // Reset position counter
49:     //QEICONbits.QEIM = 111; // X4 mode with position counter reset by Index
50: } // FIM - INITIALIZING THE QEI MODULE
51: //*****
52:
53:
54:
55: //CALCULA VELOCIDADE EM RPM
56: //*****
57: long media [101];
58: int vet = 0;
59: int men = 0;
60: float Speed;
61: int POSCNTcopy = 0;
62: void SpeedCalculation(void)

```

```

63: {
64:   QEICONbits.QEIM = 111;           // INICIA MODULO QEI - 111 = Position counter
   reset by match with MAXCNT
65:   Delay_ms(5);                    // CONTA PULSOS POR 10 ms
66:   QEICONbits.QEIM = 0;           // DESABILITA MODULO QEI
67:   media[vet] = -(int)POSCNT;
68:   POSCNT = 0;                     // Reset position counter
69:   if (vet == 99){
70:     vet = 0;
71:   }
72:   vet ++;
73:   while(men != 99){
74:     media[100] += media[men];
75:     men ++;
76:   }
77:   //
78:   men = 0;
79:   media[100] = media[100]/100;
80:   //Speed = media[100]*1.4652;     // VELOCIDADE = POSCNT*60/( Delay_ms*(PULSO
OS_ENCODER*4-1) )
81:   Speed = media[100]*2.9304;
82:
83: } //FIM - CALCULA VELOCIDADE EM RPM
84: //*****
85:
86:
87: // SERVO MOTOR
88: //*****
89: unsigned int pulse = 800;
90: char base_temp = 0;
91:
92: //Timer1
93: //Prescaler 1:8; PR1 Preload = 50000; Actual Interrupt Time = 20 ms
94:
95: void InitSevo_motor(){           // Configura timer1 para estouro a cada 20 m
ms
96:   T1CON = 0x8010;
97:   T1IE_bit = 1;
98:   T1IF_bit = 0;
99:   IPC0 = IPC0 | 0x1000;
100:  PR1 = 50000;
101:  TRISE.F0 = 0;                  // RE0 como saida digital
102: }
103: void Sevo_motor() iv IVT_ADDR_T1INTERRUPT{
104:  T1IF_bit = 0;
105:  LATE.F0 = 1;
106:  //Creates a delay based on MCU clock. Delay lasts for CycNo MCU clock cycles
107:  //MCU_clock = fosc/4, T = 1/MCU_clock
108:  Delay_Cyc_Long(pulse*20); //cycles pause = pulse * 50 ns
109:  LATE.F0 = 0;
110:  base temp ++;
111: } // FIM - SERVO MOTOR
112: //*****
113:
114:
115: // CONTROLE PID
116: //*****
117: float error_meas,
118:        proportional,
119:        integral,
120:        derivative,
121:        PID,

```

```

122:         kp = 1.0,
123:         ki = 0.1,
124:         kd = 0.1,
125:         lastMeasure = 0,
126:         lastPID = 0;
127:
128:
129: void pid_control(float ideal_value, float measure)
130: {
131:     if (base_temp >= 50){
132:         error_meas = ideal_value - measure;
133:         proportional = error_meas * kp;
134:         integral += error_meas * ki;
135:         derivative = (lastMeasure - measure) * kd;
136:         lastMeasure = measure;
137:         PID = (proportional + integral + derivative)/100;
138:
139:         lastPID = lastPID + PID;
140:         pulse = (int)lastPID;
141:         base_temp = 0;
142:     }
143:
144: } // FIM - CONTROLE PID
145: //*****
146:
147:
148:
149: // LEITURA DOS PUSCH BOTTON
150: //*****
151: unsigned int valor = 0;
152: void teclado(void){
153:     TRISF.F2 = 1; // RF2 como entrada digital
154:     TRISF.F3 = 1; // RF3 como entrada digital
155:
156:     if (!RF2_bit && RF3_bit){ // RF2=0 e RF3=1 - Diminui pulsos
157:         if (valor > 1200) // Não pode passar de 1000us - Valor mi
158:             inimo
159:                 valor -= 100; // Decrementa 50 us do pulso
160:                 //Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR); // Limpa LCD
161:                 //LongToStr(valor, txt1); // Converte long em char - string
162:                 //Lcd_Out(2,1,txt1);
163:         }
164:         if (!RF3_bit && RF2_bit){ // RF2=1 e RF3=0 - Aumenta pulsos
165:             if (valor < 15000) // Não pode passar de 2000 us - Valor ma
166:                 aximo
167:                     valor += 100; // Decrementa 50 us do pulso
168:                     //Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);
169:                     //LongToStr(valor, txt1);
170:                     //Lcd_Out(2,1,txt1);
171:         }
172:         if (!RF2_bit && !RF3_bit){ // RF2=0 e RF3=0 - Calibração
173:             Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);
174:             Lcd_Out(1,1,"CALIBRACAO");
175:             Lcd_Out(2,1,"VALOR MAXIMO-2ms");
176:             pulse = 2000; // Seta valor maximo 2000us - 2ms
177:             while (!RF2_bit && !RF3_bit);
178:             pulse = 800;
179:             valor = 800;
180:             Lcd_Out(2,1,"VALOR MINIMO-1ms");
181:             Delay_ms(5000);
182:             Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR); // Clear display
183:         }

```

```

182: }//FIM - LEITURA DOS PUSCH BOTTON
183: //*****
184:
185:
186: // FUNÇÃO PRINCIPAL
187: //*****
188: void main(){
189:     ADPCFG = 0xFFFF;           // Configure AN pins as digital I/O
190:     TRISE.F5 = 0;              // RE5 como saída digital
191:     TRISE.F0 = 0;              // RE0 como saída digital
192:     //LATE.F0 = 0;
193:
194:     Lcd_Init();                // Initialize LCD
195:
196:     Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);       // Clear display
197:     Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF); // Cursor off
198:     Lcd_Out(1,1,"INICIANDO"); // Write text in first row
199:     Delay_ms(1000);
200:     Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);       // Clear display
201:
202:     InitQEI();                 // Initialize QEI MODULO
203:     InitSevo_motor();         // Initialize SERVO MOTOR
204:
205:
206:     while(1)
207:     {
208:
209:         SpeedCalculation();
210:         // pid_control(float ideal_value, float measure)
211:         pid_control((float)valor, Speed);
212:         Lcd_Out(1,1,"SET_P:");
213:         Lcd_Out(2,1,"RPM:");
214:         //Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR); // Limpa LCD
215:         intToStr(valor, txt1); // Converte int em char - string
216:         Lcd_Out(1,6,txt1);
217:         //aux = Speed;
218:         floatToStr(Speed, txt2); // Converte int em char - string
219:         Lcd_Out(2,5,txt2);
220:
221:         //floatToStr(PID, txt3); // Converte int em char - string
222:         // Lcd_Out(1,1,txt3);
223:
224:         //intToStr(pulse, txt1); // Converte int em char - string
225:         //Lcd_Out(2,1,txt1);
226:
227:         teclado();
228:         //pulse = valor;
229:
230:     }
231: }//FIM - FUN O PRINCIPAL
232: //*****

```

7 ANEXO 2

CERTIFICADO DE CALIBRAÇÃO Nº J007385/2020

Emissão:
11/02/2020

1. Dados do Instrumento e Solicitante:

Denominação: FONTE DE TENSÃO - FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Contratante: INTELBRAS S/A IND. DE TEL. ELETRÔNICA BRASILEIRA
Rodovia Br 101, Km 213 - São Jose - SC

Solicitante: INTELBRAS S/A IND. DE TEL. ELETRÔNICA BRASILEIRA
Rodovia Br 101, Km 213 - São Jose - SC

Fabricante: MINIPA

Código: 1796-SC Nº de série: NÃO IDENTIFICADO

Modelo: MPL-1303M Ficha de Acompanhamento: 000195/2020

Data de Recebimento: 13/01/2020 Data da calibração: 30/01/2020

2. Procedimento

A calibração foi realizada conforme procedimento PSQ-ELE.01 revisão 008; PSQ-ELE.02 revisão 007, em três ciclos de medição, pelo método de comparação com padrão de referência. Padrões utilizados: Multímetro modelo U1253B certificado CCR 349/19 RBC/LACTEC, válido até 05/2020;

"Este certificado atende aos requisitos de acreditação pela CGCRE que avaliou a competência do laboratório e comprovou sua rastreabilidade a padrões nacionais de medida (ou ao Sistema Internacional de Unidades - SI)"

3. Tabela de Resultados

3.1 - Tensão Contínua

Faixa	Indicação do Instrumento em Calibração	Valor do Padrão	Erro de Medição	Incerteza de Medição	k	veff
0 a 30 V	1,0 V	1,03 V	-0,03 V	0,06 V	2,00	=
	15,0 V	15,09 V	-0,09 V	0,06 V	2,00	=
	30,0 V	30,03 V	-0,03 V	0,06 V	2,00	=

3.2 - Corrente Contínua

Faixa	Indicação do Instrumento em Calibração	Valor do Padrão	Erro de Medição	Incerteza de Medição	k	veff
0 a 3 A	1,00 A	0,967 A	0,033 A	0,006 A	2,00	=
	2,00 A	1,973 A	0,027 A	0,006 A	2,00	=
	3,00 A	2,975 A	0,025 A	0,006 A	2,00	=



LUANA SOUSA DE OLIVEIRA
SIGNATÁRIA AUTORIZADA

Este certificado é válido exclusivamente para o objeto calibrado descrito nas condições específicas, não sendo extensivo a quaisquer lotes, mesmo que similares. Não é permitida a reprodução deste certificado, somente original. Certificado conferido e assinado eletronicamente.

CERTIFICADO DE CALIBRAÇÃO Nº J007385/2020

Emissão
11/02/2020**4. Condições Ambientais e Local**

Local da Calibração: Nas instalações do solicitante
Temperatura: 24,0 °C
Umidade Relativa do Ar: 60 %ur

5. Notas

* A incerteza expandida de medição relatada é declarada como incerteza padrão de medição multiplicada pelo fator de abrangência k , o qual para uma distribuição t com graus de liberdade efetivos ν_{eff} corresponde a uma probabilidade de abrangência de aproximadamente 95%. A incerteza padrão da medição foi determinada de acordo com a publicação EA-4/02. Os valores de k e ν_{eff} estão apresentados na tabela de resultados.

* Erro de Medição: Indicação do Instrumento em Calibração menos o valor do Padrão.

* Os valores da indicação do instrumento em calibração e valor do padrão é resultado obtido da média aritmética.

Este certificado é válido exclusivamente para o objeto calibrado descrito nas condições específicas, não sendo extensivo a quaisquer lotes, mesmo que similares. Não é permitida a reprodução deste certificado, somente original. Certificado conferido e assinado eletronicamente.

8 ANEXO 3

LABELO/PUCRS



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

LABELO - Laboratórios Especializados em Eletroeletrônica

Calibração e Ensaios

REDE BRASILEIRA DE CALIBRAÇÃO

Laboratório de Calibração Acreditado pela Cgcre de acordo com a
ABNT NBR ISO/IEC 17025, sob o número CAL 0024.

Página 1 de 3



Certificado de Calibração

Nº F0375/2019

Data da calibração: 17/07/2019
Data de emissão do certificado: 18/07/2019

Cliente: Sergio Luiz Lenzi
Rua Sorocaba, 254. - Floresta - Joinville - SC

Características da Unidade Sob Teste:

Nome: Tacômetro Digital
Fabricante: Icel
Modelo: TC-5030

Protocolo Nº: C36905
Nº de Série: 07056802
TAG: KL 693

**Procedimento(s) de Calibração Utilizado(s):**

- PC F03 - Revisão 0

Método(s) Utilizado(s):

- Comparação direta com o padrão.
- Calibração envolvendo transferência com UMP digital.

**Padrão(ões) Utilizado(s):**

- Agilent 33522B - Certificado de Calibração nº R0060/2018 do LABELO - Válido até 09/2019
 - Telecom Solutions DCDLPR - Certificado de Calibração nº 033/2018 do Observatório Nacional Válido até 10/2020
 - Fluke PM6680B - Certificado de Calibração nº F0171/2019 do LABELO - Válido até 04/2020
 - Incoterm 7664.01.0.00 - Certificado de Calibração nº T0828/2019 do LABELO - Válido até 06/2020
- Observação: Padrões rastreados aos padrões primários nacionais e internacionais.*

Observação:

- Os resultados da calibração estão contidos em tabelas anexas, que relacionam os valores indicados pelo instrumento sob teste, com valores obtidos através da comparação com os padrões e as incertezas estimadas da medição (IM).
- A incerteza expandida de medição relatada é declarada como a incerteza padrão de medição multiplicada pelo fator de abrangência "k", para uma distribuição de probabilidade tipo t-Student, com graus de liberdade efetivos (ν_{eff}) correspondentes a um nível de confiança de aproximadamente 95%. A incerteza padrão da medição foi determinada de acordo com o "Guia para Expressão da Incerteza de Medição", Terceira Edição Brasileira.

Laboratório de Calibração Acreditado pela Cgcre de acordo com a ABNT NBR ISO/IEC 17025, sob o número CAL 0024

Certificado de Calibração

Nº F0375/2019

Tacômetro Digital - Icel - TC-5030 - 07056802 - TAG: KL 893
 Data da calibração: 17/07/2019 - Data de emissão do certificado: 18/07/2019

Resultado(s) da Calibração:

Frequência

Configuração da UST: rpm photo Faixa: 2,5rpm a 99.999rpm				
VR UMP (rpm)	MM UST (rpm)	IM (rpm)	k	Var
2.5	2.4	0.1	2.00	∞
5.0	4.9	0.1	2.00	∞
10.0	9.9	0.1	2.00	∞
50.0	50.0	0.1	2.00	∞
100.0	100.0	0.1	2.00	∞
500.0	500.0	0.6	2.00	∞
1.000	1.000	1	2.00	∞
5.000	5.000	1	2.00	∞
10.000	10.000	1	2.00	∞
50.000	50.000	1	2.00	∞
99.999	99.999	1	2.00	∞

Configuração da UST: rpm contact Faixa: 5rpm a 19.999rpm				
VR UMP (rpm)	MM UST (rpm)	IM (rpm)	k	Var
50.0	50.0	0.8	2.21	13
100.0	100.1	0.4	2.21	13
500.0	500.1	0.6	2.23	12
1.000.0	999.5	0.7	2.23	12
2.500	2.498	1	2.07	36
5.000	4.999	1	2.04	63



Laboratório de Calibração Acreditado pela Cgcre de acordo com a ABNT NBR ISO/IEC 17025, sob o número CAL 0024

Certificado de Calibração**Nº F0375/2019**

Tacômetro Digital - Icel - TC-5030 - 07056802 - TAG: KL 693
 Data da calibração: 17/07/2019 - Data de emissão do certificado: 16/07/2019

**Convenções:**

UMP: valor indicado na unidade de medição padrão, corrigidos dos erros sistemáticos.

UST: valor indicado na unidade de medição sob teste (em calibração).

VR: valor de referência da grandeza.

VRC: valor de referência calculado da grandeza.

MM: resultado obtido da média aritmética das medidas na unidade de medição correspondente.

MMC: valor calculado equivalente para a média aritmética das medidas.

IM: incerteza da medição.

Para os valores de graus de liberdade efetivos (ν_{eff}) calculados acima de 10.000, assume-se ∞ .

Condições ambientais:

Temperatura: $23^{\circ}\text{C} \pm 3^{\circ}\text{C}$

Umidade Relativa: $55\% \pm 10\%$

- Este certificado atende aos requisitos de acreditação da Cgcre que avaliou a competência do laboratório e comprovou sua rastreabilidade a padrões nacionais de medida (ou ao Sistema Internacional de Unidades - SI).
- Os resultados deste certificado referem-se exclusivamente ao instrumento submetido à calibração nas condições específicas, não sendo extensivo a quaisquer lotes.
- Calibração realizada nas instalações do LABELO.
- O Certificado de Calibração não deve ser parcialmente reproduzido sem prévia autorização.
- Esta calibração não isenta o instrumento do controle metrológico estabelecido na Regulamentação Metrológica.
- A Cgcre é signatária do Acordo de Reconhecimento Mútuo da ILAC (International Laboratory Accreditation Cooperation).
- A Cgcre é signatária do Acordo de Reconhecimento Mútuo da IAAC (InterAmerican Accreditation Cooperation).
- Executor(es) da Calibração: Eng. Renan Escobar Silva Passos.

**CARLOS
 EDUARDO
 HELDWEIN
 NADALETTI:0
 0431287007**

Assinado de forma
 digital por CARLOS
 EDUARDO
 HELDWEIN
 NADALETTI:004312
 87007
 Dados: 2019.07.18
 16:52:02 -03'00'

Signatário Autorizado