

Patrick Nasser Oliveira Martins

# **Desenvolvimento de um Controlador PID Digital para uma Planta Didática**

Manaus - Amazonas  
Junho - 2014

Patrick Nasser Oliveira Martins

## **Desenvolvimento de um Controlador PID Digital para uma Planta Didática**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao corpo docente do Curso de Engenharia de Controle e Automação da Escola Superior de Tecnologia da Universidade do Estado do Amazonas (EST/UEA) para obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Universidade do Estado do Amazonas – UEA  
Coordenação de Engenharia de Controle e Automação  
Programa de Graduação em Engenharia de Controle e Automação

Orientador: M.Sc. Charles Luiz Silva Melo

Manaus - Amazonas  
Junho - 2014

Patrick Nasser Oliveira Martins

## **Desenvolvimento de um Controlador PID Digital para uma Planta Didática**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao corpo docente do Curso de Engenharia de Controle e Automação da Escola Superior de Tecnologia da Universidade do Estado do Amazonas (EST/UEA) para obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Trabalho aprovado. Manaus - Amazonas, 24 de Junho de 2014:

---

**M.Sc. Charles Luiz Silva Melo**  
Orientador

---

**Dr. Walter Andres Vermehan  
Valenzuela**  
Convidado 1

---

**Dr. Israel Mazaira Morales**  
Convidado 2

Manaus - Amazonas  
Junho - 2014

# Agradecimentos

A Deus em primeiro lugar, por abrir meus caminhos e me conduzir a diversas conquistas. Ao professor Charles Luis Silva Melo pela paciência e pelo excelente trabalho de orientação proporcionado. Agradecimentos para minha mãe por acreditar no meu potencial. Agradecimentos em especial a família Santana por acreditarem em mim, e por todo investimento depositado na minha caminhada acadêmica, sem o qual não teria conseguido chegar até aqui. A todos os amigos que contribuíram com os seus conhecimentos para a realização deste trabalho. Agradecimento ao Everton Araújo Protázio pelas horas em que me ajudou, compartilhando dos seus conhecimentos contribuindo para o andamento deste trabalho.

Agradecimentos especial a UFAM, por todo equipamento cedido para condução dos testes realizados nas suas dependências, e todo suporte técnico instrumental fornecido. E por fim a Escola Superior de Tecnologia EST-UEA, por todo conhecimento transmitido ao longo do curso de engenharia.

# Resumo

Este trabalho apresenta um estudo do acionamento de motores BLDC (Brushless DC). Esses motores são utilizados em aplicações diversas devido às vantagens que possuem sobre os motores de corrente contínua convencionais e os motores de indução monofásicos. No entanto, por não possuir escovas comutadoras, são eletronicamente comutados, Este trabalho foca no seu acionamento utilizando sensores de efeitos hall para realimentação da posição do rotor e o controle de velocidade é realizado via estratégia de modulação de pulso (PWM).

**Palavras-chaves:** latex. abntex. editoração de texto.

# Abstract

This paper focuses on Brushless DC (BLDC) motor driving. These motors have many applications due to the advantages over the conventional DC and induction ones. However, because they don't use commutation brushes, they are interchanged electronically. This paper discusses the motor driving employing Hall effect sensors as rotor position feedback, and a pulse with modulation (PWM) strategy for speed control are used.

**Key-words:** latex. abntex. text editoration.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Motor DC de Henry. . . . .	16
Figura 2 – Dínamo de Gramme. . . . .	16
Figura 3 – Classificação de motores elétricos. . . . .	17
Figura 4 – Motor DC de pequena potência . . . . .	18
Figura 5 – Motor DC industrial robusto . . . . .	18
Figura 6 – Motor DC elementar . . . . .	19
Figura 7 – Motor BLDC do fabricante E-max, modelo 2822. . . . .	20
Figura 8 – Comutação das Bobinas. . . . .	21
Figura 9 – Brushless Inrunner . . . . .	21
Figura 10 – Brushless Outrunner . . . . .	22
Figura 11 – Planta Didática comercial. . . . .	24
Figura 12 – Circuito de controle de corrente aplicado a carga. . . . .	24
Figura 13 – Controle do pulso em função do tempo. . . . .	25
Figura 14 – Ciclo ativo do controle PWM. . . . .	25
Figura 15 – Controle de potencia por ciclo ativo. . . . .	25
Figura 16 – Diagrama de uma ponte H. . . . .	26
Figura 17 – Driver controlador de velocidade. . . . .	27
Figura 18 – Diagrama de controle de um ESC. . . . .	27
Figura 19 – Esquema de Funcionamento do ESC. . . . .	28
Figura 20 – a) Acelerômetro sem aceleração; b) Acelerômetro submetido à aceleração. . . . .	29
Figura 21 – Hélice com características de 10x4.5. . . . .	30
Figura 22 – Arduino Uno. . . . .	31
Figura 23 – IDE arduino . . . . .	31
Figura 24 – a) Diagrama de Blocos, b) Painel Frontal. . . . .	32
Figura 25 – Diagrama de blocos PID. . . . .	35
Figura 26 – Controlador Proporcional . . . . .	35
Figura 27 – Ação Proporcional. . . . .	36
Figura 28 – Controlador PI . . . . .	36
Figura 29 – Controlador PD. . . . .	37
Figura 30 – Controlador analógico . . . . .	37
Figura 31 – Diagrama de blocos com Controlador digital. . . . .	38
Figura 32 – Tipos de sinais de caráter digital . . . . .	39
Figura 33 – Sinais de dados amostrados. . . . .	39
Figura 34 – (a) Amostragem do sinal de saída do conversor A/D $u(kT)$ (b) retenção do sinal de saída do conversor D/A $u(k)$ . . . . .	39

Figura 35 – Descrição dos sistemas de controle . . . . .	40
Figura 36 – Conversão representação em blocos. . . . .	41
Figura 37 – Mapeamento entre os planos S e Z pelo método de Euler . . . . .	42
Figura 38 – Mapeamento entre os planos S e Z pelo método Backward . . . . .	43
Figura 39 – Mapeamento entre os planos S e Z pelo método Tustin . . . . .	43
Figura 40 – Métodos de aproximações. . . . .	44
Figura 41 – Aproximação por Euler. . . . .	45
Figura 42 – Aproximação trapezoidal . . . . .	45
Figura 43 – Esboço esquemático do sistema de controle pretendido. . . . .	47
Figura 44 – Interpolação numérica. . . . .	48
Figura 45 – Tacômetro utilizado para leitura da rotação. . . . .	49
Figura 46 – Interface de identificação de sistemas . . . . .	50
Figura 47 – Aproximação obtida . . . . .	51
Figura 48 – Bloco PID. . . . .	52
Figura 49 – Degrau aplicado a planta. . . . .	52
Figura 50 – Algoritmo para gerar os ganhos PID. . . . .	53
Figura 51 – Resposta ao degrau para o sistema contínuo. . . . .	54
Figura 52 – Exemplo de aliasing . . . . .	55
Figura 53 – Esquemático da integração numérica. . . . .	55
Figura 54 – Script para discretização do controlador. . . . .	56
Figura 56 – Resposta do sistema discretizado. . . . .	57
Figura 55 – Script em malha fechada do sistema discreto . . . . .	57
Figura 57 – Resposta do sistema usando controlador PID clássico . . . . .	60
Figura 58 – Resposta do Sistema submetido a um distúrbio do tipo impulso. . . . .	61
Figura 59 – Resposta do sistema utilizando controlador PID com saída diferenciada. . . . .	61
Figura 60 – Resposta com ruído na saída do sistema. . . . .	62

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Amostragem PWM / RPM. . . . .	50
Tabela 2 – parâmetros para encontrar os ganhos . . . . .	52

# Sumário

<b>Lista de ilustrações</b> . . . . .	<b>6</b>
<b>Lista de tabelas</b> . . . . .	<b>8</b>
<b>Sumário</b> . . . . .	<b>9</b>
<b>1 Introdução</b> . . . . .	<b>11</b>
1.1 Problemática . . . . .	11
1.2 Objetivo Geral . . . . .	12
1.2.1 Objetivos Específicos . . . . .	12
1.3 Motivação . . . . .	13
1.4 Metodologia . . . . .	13
1.5 Apresentação Cronológica do Trabalho . . . . .	13
<b>2 Referencial Teórico</b> . . . . .	<b>15</b>
2.1 Motor DC . . . . .	15
2.1.1 Histórico . . . . .	15
2.1.2 Diferentes tipos de motores elétricos . . . . .	17
2.1.2.1 Classificação dos motores de corrente contínua . . . . .	18
2.1.2.2 Motor com Escova (Brushed) . . . . .	18
2.1.2.3 Motor sem escova Brushless (BLDC) . . . . .	19
2.2 Plantas didáticas . . . . .	22
2.3 Controle PWM . . . . .	24
2.4 Driver de Potência . . . . .	26
2.5 Electronic Speed controller (ESC) . . . . .	26
2.6 Acelerômetro . . . . .	28
2.6.1 Acelerômetro Eletromecânico (MEMS) . . . . .	29
2.7 Hélice . . . . .	29
2.8 Arduino . . . . .	30
2.9 Software de Simulador de Processo . . . . .	31
2.10 Trabalhos relacionados e estudos sobre o tema . . . . .	32
<b>3 Sistema de Controle</b> . . . . .	<b>34</b>
3.1 Controle Proporcional Integral Derivativo (PID) . . . . .	34
3.1.1 Controle Proporcional . . . . .	35
3.1.2 Controle Integral . . . . .	36
3.1.3 Controle Derivativo . . . . .	37

---

3.2	Controle digital . . . . .	37
3.2.1	Sinais Amostrados . . . . .	39
3.2.2	Projeto de um controlador digital . . . . .	40
3.2.3	Métodos de Discretização . . . . .	41
3.2.3.1	Aproximações por Integração Numérica . . . . .	41
3.2.4	Implementação do PID digital . . . . .	43
3.2.4.1	Aproximação da derivada pelo método de Euler: . . . . .	44
3.2.4.2	Aproximação da Integral pela Transformação de Tustin . . . . .	45
3.2.4.3	Equação Final do PID Digital – Linear . . . . .	45
<b>4</b>	<b>Métodos e Materiais . . . . .</b>	<b>47</b>
4.1	Projeto: Sistema de Controle Digital . . . . .	47
4.1.1	Modelagem . . . . .	47
4.1.2	Controlador digital baseado em controlador analógico . . . . .	51
4.1.2.1	Controlador PID da Planta no domínio contínuo . . . . .	52
4.1.2.2	Índices de desempenho do sistema de controle contínuo . . . . .	53
4.1.2.3	Resposta do sistema contínuo . . . . .	54
4.1.3	Controlador Digital via transformação bilinear . . . . .	54
4.1.3.1	Discretização da planta . . . . .	55
4.1.3.2	Discretização do controlador . . . . .	56
4.1.3.3	Apresentação digital . . . . .	57
4.2	Implementação . . . . .	57
4.2.1	Hardware . . . . .	58
4.2.1.1	Componentes . . . . .	58
4.2.2	Software . . . . .	58
4.2.2.1	Programas e Interface . . . . .	58
4.2.3	Integração do sistema . . . . .	58
4.2.3.1	Realimentação . . . . .	58
<b>5</b>	<b>Testes e Resultados . . . . .</b>	<b>60</b>
5.1	Dados da simulação do sistema montado . . . . .	60
5.1.1	Simulação do Controlador PID clássico . . . . .	60
5.1.2	Resultado usando o controlador PID com saída diferenciada . . . . .	61
<b>6</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>63</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	63
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>64</b>

# 1 Introdução

PARA Silveira. (1998) controlar nasceu de uma necessidade humana, mesmo desprovido das grandes tecnologias, o homem buscava manter a qualidade daquilo que produzia conforme suas necessidades e exigências. Com o advento da Revolução Industrial, originada na Inglaterra em meados do século XVIII, culminou na evolução do modo de produção, um marco histórico para a época, passando dos métodos agrícola e artesanal, para a produção seriada, isto é, uma produção industrial.

O aprendizado de controle e automação requer práticas de laboratórios, onde é feita a integração da teoria conceitual abordada em sala de aula com a sua aplicação na indústria. A respeito disso, Garrido (1999) destaca que os educadores precisam apropriar-se de tais princípios, os quais engrandecem o conhecimento através de uma práxis transformadora, que deve vir acompanhada pela ética profissional e pela prática do conhecimento adquirido, tais princípios se referem ao tipo de identidade profissional que o educador vai construindo ao longo da sua trajetória.

Sabemos que os alunos em geral aprendem com maior qualidade aplicando o conhecimento obtido, em que universalmente o melhor aprendizado reside na integração da teoria com a prática.

A explanação de técnicas de controle aplicados no acionamento controlado de máquinas de corrente contínua é uma área bastante explorada pelas escolas de engenharia, onde estas encontram a possibilidade de desenvolver experimentos de laboratório fazendo uso das múltiplas aplicações que se poder atingir, e que refletem os conceitos teóricos associados a situações práticas do mundo real.

Dentro deste contexto, este trabalho propõe o desenvolvimento do controle de velocidade em malha fechada por meio de um sistema de aquisição de dados que permite um controle digital, de forma relativamente fácil, possibilitando a inputação de valores de setpoint através de uma interface amigável, que também apresenta o comportamento da VP (variável de processo) através de um gráfico atualizado. O controlador PID digital criado em um simulador de processo através de instrumentos virtuais permite, na proposta em questão, gerar uma saída de controle por modulação por largura de pulso denominado PWM (*Pulse Width Modulation*), onde a finalidade, é o controle de uma planta didática.

## 1.1 Problemática

A incumbência na evolução dos métodos e conceitos aplicados nas instituições de ensino, expressa a necessidade da implementação de instrumentos didáticos, com objetivo de facilitar a visão limitada do aluno ou até mesmo a explicação do professor quanto a

disciplina. em razão disso tem-se tornado comum ver, com uma frequência maior do que o normal, equipamentos eletrônicos restritos a laboratórios para encontra-los em sala de aula, sabendo-se que muito embora, em algumas situações a exposição do conteúdo seja através do quadro branco ou outros recursos visuais não são capazes de fornecer uma visão real do que está sendo discutido em aula.

O ensino do controle clássico normalmente é realizado por meio de controladores pré-programados, onde o usuário apenas insere os parâmetros de sintonia. apesar desta prática ser exaustivamente aplicada no ambiente industrial, num ambiente acadêmico se faz necessário que os alunos possam desenvolver seus próprios algoritmos de controle de uma forma rápida e eficiente, obtendo-se plena segurança no conhecimento adquirido. Podendo fazer uso de ferramentas praticas no ensino de controle, como por exemplo, simulação e aplicação prática do controlador PID, que na grande maioria das vezes somente é visto nos simuladores de processos, aplicação essa que pode servir como um guia para o ensino das disciplinas de controle. Estreitando a distância entre o aprendizado teórico e prático no ensino de controle.

## 1.2 Objetivo Geral

Desenvolver uma planta didática de testes com controle PID digital utilizando um simulador de processos em um software supervisorio que também atuará no controle do sistema. Para cumprimentar este objetivo o algoritmo capaz de realizar o cálculo com as variáveis de proporcionalidade, integral e diferencial possa fornecer como resultado a informação necessária para o funcionamento de um motor BLDC (*Brushless Direct Current*). E uma interface de controle que permita que o usuário possa inserir os valores de cada constante (P, I e D), velocidade desejada para o motor BLDC e o tempo de atualização dos dados no sistema, para que um Sistema de 1GDL (Um Grau de Liberdade) , movido por uma hélice acoplada ao motor BLDC permaneça na altitude estipulado como Setpoint via porta serial USB (*Universal Serial Bus*) através do computador.

### 1.2.1 Objetivos Específicos

- Pesquisar e esquematizar a planta didática;
- Pesquisar e definir um motor BLDC para integrar ao sistema;
- Definir as principais variáveis a ser controlada e manipulada. Fazer uma análise como objeto de controle;
- Modelar o sistema selecionado e realizar a simulação;
- Escolher e justificar o Algoritmo de controle do processo a ser empregado;
- Buscar um circuito driver de potência para variação de velocidade do motor através da saída PWM;

- Escrever um manual de usuário do sistema desenvolvido para que possa ser empregado como práticas de laboratórios reais;
- Avaliar os resultados obtidos.

### 1.3 Motivação

O fator motivante na realização deste projeto foi a possibilidade de colocar em prática os conceitos de engenharia adquiridos na universidade, assim como, a possibilidade da criação de um componente de uso genérico e com a possibilidade de manuseio por parte dos alunos e dos professores da engenharia de controle e automação da Universidade, um caso facultativo. Devido ao fato de a universidade apenas possuir algumas e limitadas aplicações práticas na área de controle, o que poderia ser uma ferramenta complementar no ensino institucional.

### 1.4 Metodologia

- Pesquisar e estudar referências bibliográficas sobre o tema, leitura e análise de potenciais artigos encontrados e dos manuais referidos para um aprofundamento do tema.
- Pesquisar sobre o tema: fazer uma pesquisa sobre as principais aplicações da planta didática;
- Analisar sobre o funcionamento dos dispositivos que serão utilizados no projeto;
- Verificar a comunicação entre os equipamentos antes da utilização definitiva na planta;
- Implementar a parte mecânica e montagem da planta didática;
- Fazer a fixação dos equipamentos elétricos da planta;
- Realizar testes iniciais na planta com os equipamentos interligados utilizando os equipamentos como sensores discretos entre outros componentes;
- Desenvolver uma rotina de controle discreto;
- Desenvolver um software supervisor que também atuará no controle do sistema;
- Simular o sistema com base nos parâmetros calculados e controlador escolhido, em software computacional via GUI (*Graphical User Interface*);
- Simular e testar a integração de hardware e software;
- Elaborar esquema elétrico e desenho mecânico da estrutura e um desenho da parte frontal e posterior do painel didático.

### 1.5 Apresentação Cronológica do Trabalho

O Capítulo 1 mostra um panorama do trabalho, apresenta neste a introdução como elemento de ambientação, apresentação de objetivos gerais e específicos, motivação, jus-

tificativa, metodologia, assim como, a ordem cronológica do trabalho, onde a proposta explicitada será colocada em execução para a conclusão do projeto.

O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica. Inicialmente é apresentada a evolução histórica do motor DC (*Direct Current*) até a era dos motores BLDCs na atualidade, juntamente com a sua classificação do ponto de vista de sua aplicação, conceitos fundamentais utilizados no sistema a controlar. Aborda os componentes que compõem o sistema proposto, assim como, os dispositivos utilizados na implementação física do projeto.

Para o capítulo 3 destina-se a descrição de testes, simulações e implementação do Sistema, desenvolvimento e possíveis modificações feitas em relação ao projeto inicial como plano contingente.

No capítulo 4 reserva-se a apresentação dos resultados alcançados acompanhado de comentários e observações sobre a proposta do projeto.

E finalmente para último capítulo, será dedicado às conclusões a cerca do projeto, com a inferência dos resultados. Na sequência da secção, os planos para continuidade e melhoria do projeto para trabalhos futuros.

## 2 Referencial Teórico

Este capítulo transcreve sobre a fundamentação teórica da planta didática, assim como, da evolução motor DC ao seu sucessor BLDC apresentando sua funcionalidade com aplicação utilizando controle PID digital. É apresentada também conceitos e princípios básicos sobre os componentes que compõem o sistema proposto e trabalhos relacionados e estudos sobre o tema.

### 2.1 Motor DC

Um motor de corrente contínua, possui diversas aplicações na indústria e em inúmeros dispositivos utilizados diariamente. Em diversos aparelhos de som, nos coolers de um computador, nos motores de drives de CD (*Compact Disc*) e DVD (*Digital Versatile Disc*), são exemplos próximos de motores DC. Devido a essa importância, o motor de corrente contínua é largamente estudado em livros de motores e máquinas elétricas, e farar-se-á aqui um estudo resumido de suas principais características e sua história da arte.

#### 2.1.1 Histórico

Werner Von Siemens, cientista alemão, inventou o primeiro gerador de corrente contínua auto induzido (COSTA, 2012). Porém esta máquina que revolucionou o mundo em poucos anos foi o último estágio de estudos, pesquisas e invenções de muitos outros cientistas, durante quase três séculos. A primeira máquina eletrostática foi construída em 1663, pelo alemão Otto von Guericke, e aperfeiçoada em 1775 pelo suíço Martin Planta.

Hans Christian Oersted, físico dinamarquês conceituado, em uma de suas experiências com correntes elétricas, verificou em 1820 que a agulha magnética de uma bússola era desviada de sua posição norte-sul quando a mesma passava perto de um condutor no qual circulava corrente elétrica. Esta observação permitiu a Oersted reconhecer a fundo a relação entre a eletricidade e o magnetismo, com isto, dando o primeiro passo em direção ao desenvolvimento do motor elétrico.

Em 1825, o sapateiro inglês William Sturgeon Costa (2012), que paralelamente com sua profissão, estudava eletricidade nas horas vagas. Baseando-se na descoberta de Oersted constatou, que um núcleo de ferro envolto por um fio condutor elétrico transformava-se em um ímã quando se aplicava uma corrente elétrica, observando também que a força do ímã cessava imediatamente com a interrupção da corrente. Estava inventado o eletroímã, que seria de fundamental importância na construção de máquinas elétricas girantes.

Seis anos após Michael Faraday e Joseph Henry, descobriram de forma autônoma, a relação dos fenômenos elétricos aos magnéticos, abrindo-se as portas para outras formas de produção de energia elétrica, em maior quantidade e, portanto, à aplicação produtiva da eletricidade (POMILIO, 2012).

Anos mais tardes, já conhecida a propriedade de campos eletromagnéticos e de sua interação entre si, produzindo ação mecânica, começaram os desenvolvimentos dos motores elétricos. Muitos pesquisadores estiveram envolvidos nessa atividade, de modo que é difícil precisar a invenção do primeiro motor DC, até porque isso depende de como se possa definir o que venha a ser um motor.

O estágio de desenvolvimento dos motores DC começa com Faraday, passando por Henry que, em 1831 publicou artigo descrevendo um dispositivo que se movia, baseado na alternância de alimentação de bobinas colocadas na parte móvel do aparato (figura 1).



Figura 1 – Motor DC de Henry.

Em 1873, Zenobe Gramme inventa o que chamou de dínamo (gerador DC) Pomilio (2012). Ao conectar duas destas máquinas em paralelo, sendo que apenas uma era acionada mecanicamente, observou que uma delas passara a rodar e desenvolver torque em seu eixo, ou seja, atuava como motor. Assim, usando uma mesma estrutura construtiva de máquina elétrica, criou uma versão próxima ao atual motor DC (figura 2). Tinha-se, assim a possibilidade de gerar eletricidade em quantidades adequadas para seu uso industrial.

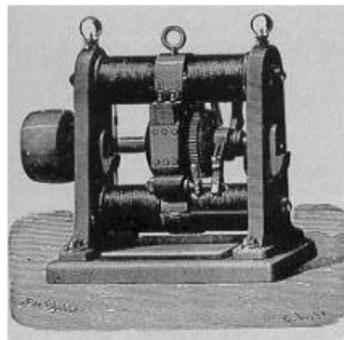


Figura 2 – Dínamo de Gramme.

O motor DC mantinha seu predomínio em alguns processos industriais, como laminadoras entre outros. Pois o funcionamento dos motores CA (Corrente Alternada) em

velocidade constante, impediam seu uso em aplicações mais genéricas, que exigiam alteração na velocidade, como em veículos (trens, bondes, etc.), por outro lado o uso dos motores de corrente contínua exigia o fornecimento de energia em corrente contínua, e em potências relativamente elevadas.

O construtor russo Michael Von, em 1891, tinha conseguido a façanha de produzir o novo equipamento em série. Ao mesmo tempo que começaram a aparecer as primeiras indústrias de motores que logo se tornaram vastas. Os equipamentos se padronizaram e aos poucos diminuíram de tamanho e peso em relação aos motores de hoje, cujo peso representa somente 8% das máquinas com a mesma potência fabricadas no início do século XIX.

### 2.1.2 Diferentes tipos de motores elétricos

No geral um motor pode ser definido como uma máquina capaz de transformar energia elétrica em energia mecânica.

Cabe neste trabalho explicitar o funcionamento do motor BLDC, para um entendimento completo do mesmo, neste caso tido como o objeto de estudo a controlar na respectiva planta didática desejada, em se tratando de um processo, cujo desafio é controlá-lo. Para tanto vamos iniciar por uma divisão fundamental entre motores de corrente contínua e motores de corrente alternada, mas começaremos por uma classificação mais apropriada na qual motores elétricos são divididos em dois grupos principais: motores com escova e sem escova conforme a figura 3 a seguir.

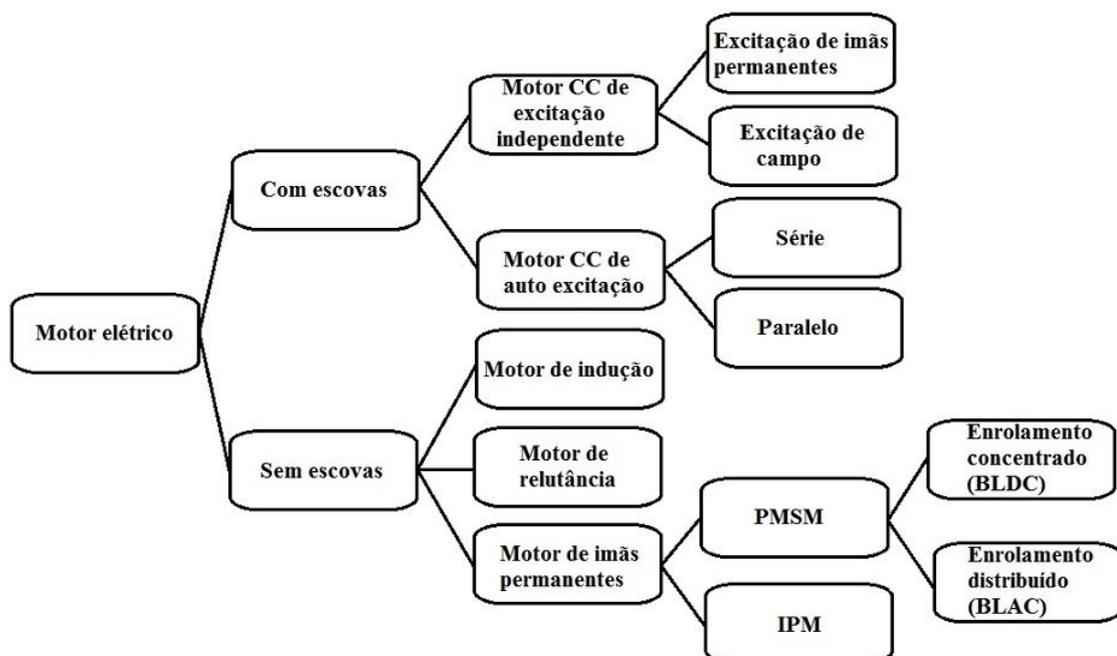


Figura 3 – Classificação de motores elétricos.

### 2.1.2.1 Classificação dos motores de corrente contínua

Comumente os processos industriais costumam operar com velocidade de rotação variável. Como solução para tal, pode-se permutar a relação de polias, caixas mecânicas de redução ou sistemas de fricção. Mas estas soluções comprometem o processo quando se realiza a parada para a alteração do sistema, que ocasiona uma operação de baixo rendimento. Dentre os tipos de motores, o motor de corrente contínua (figura 4) foi o primeiro a ser utilizado na indústria e destaca-se pela simplicidade em se controlar a velocidade de rotação e o torque (FUENTES, 2005).



Figura 4 – Motor DC de pequena potência

Nos processos industriais os motores DC não apenas são utilizados pela sua facilidade de controle, mas também pela sua robustez de acordo com a aplicação empregada em determinados casos (figura 5).



Figura 5 – Motor DC industrial robusto

De acordo com as aplicações os motores podem receber sua classificação entre motores com escova de corrente contínua, e os motores sem escovas, ou uma combinação de ambos. Porém a maioria dos motores operam em conformidade com a lei de indução de Faraday.

### 2.1.2.2 Motor com Escova (Brushed)

O objetivo aqui não é nos aprofudarmos no assunto, mas apenas colocar alguns pontos importantes. Um motor escovado tem um conjunto de bobinas de fio rotativo chamada de armadura, que atua como um eletroímã com dois polos ou mais. Um interruptor mecânico rotativo chamado comutador inverte o sentido da corrente elétrica duas vezes em cada

ciclo, deixando fluir através da armadura de modo que os polos de um eletroímã repelem e atraem contra os ímãs permanentes no exterior do motor. À medida que os polos do eletroímã da armadura comuta os polos dos ímãs permanentes, o comutador inverte a polaridade do eletroímã da armadura. Durante o momento de mudança de polaridade, a inércia mantém o motor clássico indo na direção correta. Num motor DC elementar, como ilustrado na Figura 6, uma espira é fixada ao rotor e o campo do estator é estabelecido por ímãs.

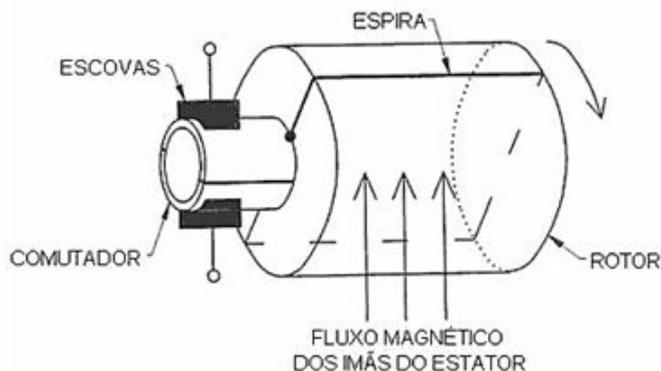


Figura 6 – Motor DC elementar

De acordo com Hendershot (1994), neste tipo de motor o sentido da corrente que percorre a espira é controlado através do conjunto escova-comutador. A comutação deve sempre ocorrer no instante em que a posição angular do rotor é tal que o fluxo magnético do rotor se alinha ao fluxo do estator, de modo que a rotação se mantenha no mesmo sentido.

### 2.1.2.3 Motor sem escova Brushless (BLDC)

A respeito desse tipo de motor FOUR R.; RAMOUTAR (2007) disse que, possui uma estrutura mecânica similar a um motor brushed (com escova), entretanto um BLDC não possui nenhum ponto de contato mecânico entre o rotor e o estator para passagem de eletricidade, e outra diferencial importante é que este tipo de motor possui um ímã na parte externa que gira em torno de seu próprio eixo, desta forma girando também o rotor. A subclasse PMSM (*Permanent Mount Surface*), como ilustrado na figura esquemática 3, recebe uma subdivisão em dois grupos, onde a classificação ocorre em função dos enrolamentos das bobinas do estator. Portanto se os enrolamentos da bobina forem concentrados a forma de onda da força contraeletromotriz gerada é trapezoidal, e são denominados BLDCs, em caso de enrolamentos distribuídos e a forma de onda seja senoidal o mesmo é chamado BLAC (*Brushless Alternating Current*). Este tipo de motor vem se popularizando nos últimos tempos por possuir uma serie de vantagens em relação ao motor brushed.

Os métodos de controle mais comuns desse tipo do motor BLDC (figura 7) incluem o uso de sensores de efeito *Hall* ou de *encoders* para medir a velocidade de rotação do eixo. Caso os mesmos não estejam disponíveis deve-se recorrer a meios indiretos de estimativa da velocidade do motor, como medir a força contra eletromotriz gerada pelas bobinas ou medir a aceleração vertical. Em resumo, para acionar esses motores é necessário um circuito acionador também denominado driver de potência, que também é um circuito controlador de velocidade denominado ESC ( *Electronic Speed Controller*).



Figura 7 – Motor BLDC do fabricante E-max, modelo 2822.

Neste contexto Trindade (2009) discorreu que os BLDCs são considerados motores síncronos, de forma que os ímãs permanentes polarizados fazem parte do rotor, e este não necessita de qualquer alimentação devido ao fato de conter somente os ímãs permanentes. O estator é fixo e composto por bobinas que irão produzir o campo magnético responsável pelo movimento. Os BLDCs podem ter configurações de uma, duas ou três fases, mas de modo geral, os mais populares são os de 3 fases. Correspondente à sua configuração, o estator tem o mesmo número de enrolamentos.

O conceito de comutação das bobinas do motor é a distinção principal entre motores com e sem escovas. O motor com escovas tem uma armadura que atua como um eletroímã com dois polos. As escovas entram em contato com o comutador, invertendo o sentido da corrente duas vezes a cada ciclo, mantendo o motor girando no sentido correto (TRINDADE, 2009). Nos motores sem escovas BLDCs, a posição exata do rotor é detectada por sensores de hall ou acionamento sem sensor por tensão BEMF (*Back Electromotive Force*) baseado na detecção da força contra eletromotriz também chamado de Sensorless, e continuamente enviada ao ESC, que comuta o estado através de transistores de potência fornecendo corrente ao próximo enrolamento para manter ativa a rotação. Na Figura 8 pode-se visualizar um simples esquema para cada uma das comutações aqui explicadas.

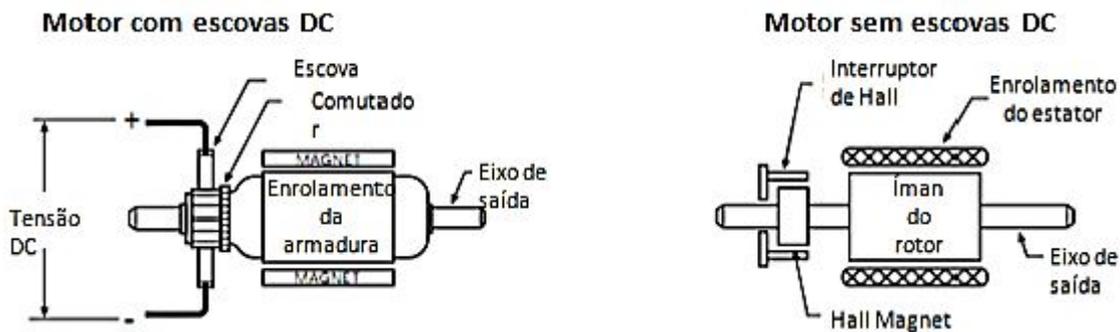


Figura 8 – Comutação das Bobinas.

Comparados a outros tipos de motores elétricos, chamados de motores de corrente contínua com escovas, o BLDC não tem qualquer desgaste por não possui escovas, requerendo uma baixa manutenção. Possui maior eficiência energética, além do mais, o nível de ruído emitido nas linhas de controle é considerado baixo, e a sua vida útil é mais longa, sendo ainda a interferência eletromagnética, EMI (*Electromagnetic Interference*), quase nula. As suas maiores desvantagens são o seu preço e a complexidade do seu controlador eletrônico (YEDAMALE, 2003).

Dentro da categoria dos motores BLDCs, este ainda recebe outra classificação segundo a mobilidade de sua estrutura:

- Tipo *brushless Inrunner*
- Tipo *brushless outrunner*

**Brushless Inrunner:** Este motor não tem escovas e a carcaça exterior é estática conforme a figura 9 a seguir.

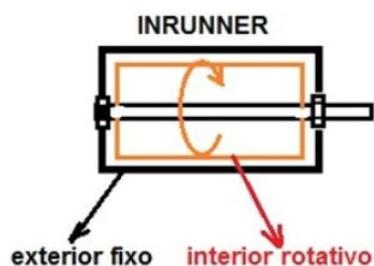


Figura 9 – Brushless Inrunner

**Brushless Outrunner:** Este motor não tem escovas e a carcaça exterior roda conjuntamente com o eixo como ilustrado na figura 10.



Figura 10 – Brushless Outrunner

## 2.2 Plantas didáticas

Dentro de uma metodologia de ensino, didático pode ser entendido como tudo aquilo que é orientado para o ensino e aprendizado. De acordo com Protazio (2013) “ensinar não é transferir conhecimento, mas criar possibilidades para sua produção ou a sua construção”. Assim sendo, Educadores ou instituições de ensino não precisam se limitar apenas em transmitir aos alunos conceitos já consagrados, porém acrescentando novos saberes ao aluno com condições para que o conhecimento seja produzido e reproduzido pelo mesmo com segurança e domínio. Conhecimento no domínio tecnológico, em especial no campo das áreas exatas, da própria engenharia, não apenas proporcionou condições de um ensino de qualidade crescente, em virtude da imensa gama de ferramentas experimentais educacionais, todavia também incorporou ao longo de séculos inúmeras possibilidades no extraordinário avanço da tecnologia, e em razão desse “bum tecnológico” diversas e recentes inovações são lançadas diariamente. E necessidades tecnológicas surgem a todo instante que demandam soluções em torno de novos e atualizados conhecimentos.

Nos cursos de Engenharia, as plantas didáticas segundo Protazio (2013) cumprem com o seu objetivo, mas a maioria das plantas didáticas existentes em laboratórios têm limitações se comparadas a plantas reais, pois dependendo da configuração de construção dos sensores e transmissores com seus atuadores podem ter uma configuração pré-definida e dificilmente flexível, que de certa forma são contraditórios aos problemas encontrados na engenharia que em geral apresentam soluções de cunho extremamente complexas. Porém foge do objetivo da proposta das plantas didáticas de aprendizagem, ter uma configuração a nível complexo industrial, como dito antes, as plantas somente propõem integrar as teorias conceituais com um modelo de controle prático, que meramente pode proporcionar um despertar no entendimento do aluno, dando-lhe uma iniciação prática para sua carreira profissional. Normalmente as informações captadas pelo estudante, não só na área de controle como em muitas outras, tendem a embaralhar as ideias transmitidas pelo educador, em razão da ausência de modelo prático visual, saindo daquela versão batida

dos simuladores de processos computacionais, como é comumente citado: "quebrando o muro que separa a empresa da escola".

Existe no mercado, fabricantes que observaram a importância da formação de técnicos e engenheiros habilitados, numa área que constantemente tende a apresentar melhorias e novidades tecnológicas para um aumento de produtividade com a confiabilidade nos sistemas de automação industrial. E pensando desta forma viram neste cenário, como é fundamental o estreitamento com uma planta industrial real, podendo-se executar não somente processos de controle, mas também a supervisão em um sistema compacto e ao mesmo tempo fiel a realidade da automação industrial. Uma determinada fabricante por exemplo, se intitula como a maior fornecedora de Plantas Didáticas e Kits Didáticos para automação industrial e instrumentação da América Latina, atendendo escolas técnicas, faculdades, universidades e indústrias de maneira geral.

A Planta Didática é projetada e fabricada com instrumentos e controladores desenvolvidos pela fabricante, que compreendem as tecnologias *Foundation Fieldbus*, HART (*Highway Addressable Remote Transducer*) e *Profibus*. Entre os instrumentos utilizados estão transmissores de pressão, de temperatura e posicionadores de válvulas. É utilizado a fundo o conhecimento pleno da aplicação e configuração dos instrumentos. Esta Planta Didática, numa versão mais sofisticada e instrumentada fielmente de acordo com a teoria dos livros, produzida em uma escala comercial em relação a um protótipo desenvolvido em uma universidade, consegue demonstrar didaticamente a operação de diversas malhas de controle utilizando as mesmas ferramentas de configuração em software desenvolvidas para aplicação em controle industrial, e permite ao usuário atuar nos registros modificando valores internos dos equipamentos e nos modos operacionais das malhas de controle, podendo ser monitorada e operada de uma ou várias estações. Ela simula processos tais como medição de temperatura, vazão e nível, podendo executar os seguintes controles, entre outros como:

- Controle adaptativo
- Controle em cascata

A estrutura da Planta Didática é totalmente feita em alumínio, adicionando leveza e resistência a ela, e além do mais, nenhum de seus elementos precisa ser retirado para realizar seu transporte, e possui flexibilidade para novos projetos. Na proposta alunos têm a possibilidade de aplicar o estudo teórico em aulas práticas e dinâmicas, aperfeiçoando seus conhecimentos em processos industriais, tornando-os mais preparados para o mercado de trabalho, conseqüentemente aumentando as chances de empregabilidade dos alunos. É possível visualizar umas destas plantas na figura 11.



Figura 11 – Planta Didática comercial.

## 2.3 Controle PWM

A sigla PWM (*Pulse Width Modulation*) do inglês é uma abreviação que significa Modulação de Largura de Pulso. Essa tecnologia do mundo moderno pode ser definida como um sinal pulsante no domínio do tempo aplicado no controle de potência de uma carga respectivamente. Para um entendimento de como funciona esta tecnologia, vamos considerar um circuito imaginário formado por um interruptor de ação muito rápida e uma carga que deve ser controlada (figura 12).

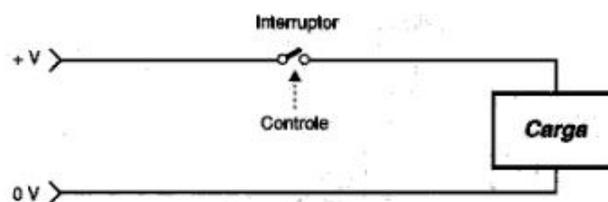


Figura 12 – Circuito de controle de corrente aplicado a carga.

Quando o interruptor está aberto não há corrente na carga e a potência aplicada é nula. No instante em que o interruptor é fechado, a carga recebe a tensão total da fonte e a potência aplicada é máxima.

Para obter uma potência intermediária, com metade da capacidade em torno 50%, aplicada à carga, uma ideia é fazer com que a chave seja aberta e fechada rapidamente de modo a ficar 50% do tempo aberta e 50% fechada (figura 13). Isso significa que, em média, teremos metade do tempo com corrente e metade do tempo sem corrente (GHIRARDELLO, 2008).

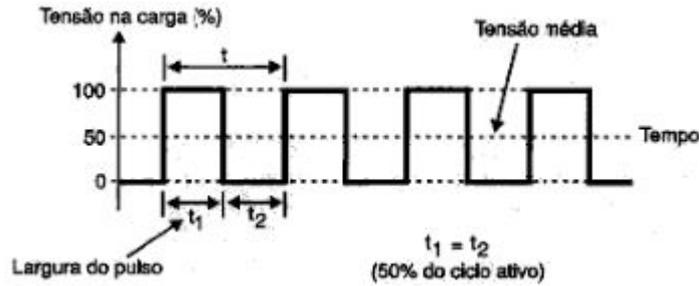


Figura 13 – Controle do pulso em função do tempo.

É factível que a potência média obtida, ou seja, a própria tensão média aplicada à carga é neste caso 50% da tensão imputada. É visto que o interruptor fechado pode definir uma largura de pulso pelo tempo em que ele fica nesta condição, e um intervalo entre pulsos pelo tempo em que ele fica aberto. Os dois tempos juntos definem o período e, portanto, uma frequência de controle. A relação entre o tempo em que temos o pulso e a duração de um ciclo completo de operação do interruptor nos define ainda o ciclo ativo (figura 14).

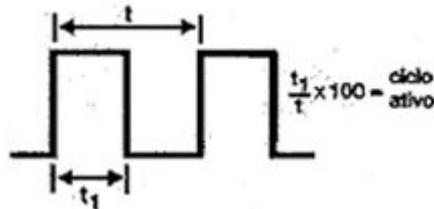


Figura 14 – Ciclo ativo do controle PWM.

Modulando-se a largura do pulso e juntamente com o intervalo de modo a obtermos ciclos ativos diferentes, podemos controlar a potência média aplicada a uma carga. Assim, quando a largura do pulso varia de zero até o máximo, a potência também varia na mesma proporção conforme ilustração da figura 15. Este princípio é usado justamente no controle PWM: onde modula-se a largura do pulso de modo a controlar o ciclo ativo do sinal aplicado a uma carga e, com isso, a potência aplicada a ela (GHIRARDELLO, 2008).

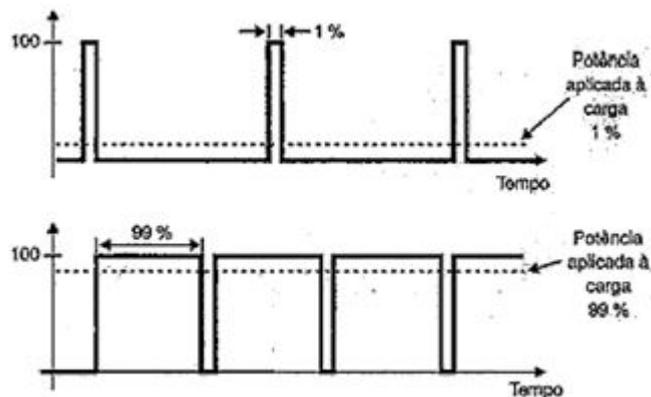


Figura 15 – Controle de potencia por ciclo ativo.

## 2.4 Driver de Potência

Segundo Dantas. (2012) se de maneira elementar pudéssemos conectar um motor a um circuito integrado ou a uma plataforma de arduino e tudo certo, teríamos o motor girando normalmente. No entanto, a maioria dos dispositivos descritos não conseguem suprir a tensão e a corrente necessária para fazer um motor girar. Além disso, motores tendem a gerar ruídos elétricos, os famosos *spikes*, que podem retornar corrente para as linhas de controle quando a direção do motor ou sua velocidade é alterada. Baseado nisso, circuitos especializados chamados drivers de motor, ou ainda, drivers de potência foram desenvolvidos, em chips independentes para garantir reusabilidade, para suprir as necessidades elétricas de um motor e proteger os outros circuitos de problemas elétricos. Um driver de motor bastante conhecido pela sua simplicidade de prototipagem é a ponte-H (figura 16). Este driver tem esse nome pela semelhança com a letra H maiúscula na visualização de seu esquemático. O diferencial de uma ponte-H é a sua capacidade de mover um motor para frente e para trás, em diferentes velocidades, utilizando inclusive alimentação externa independente, o que é opcional.

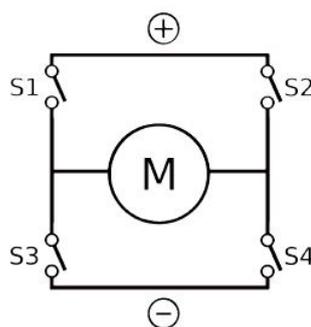


Figura 16 – Diagrama de uma ponte H.

A ponte-H possui diversos recursos para garantir um funcionamento satisfatório do motor. Existem resistores *pull-up*, por exemplo, para garantir que ambos terminais terão a mesma tensão. Sem diferença de potencial, o motor não irá rotacionar, o que evita que o motor “gagueje” quando se liga ou desliga o sistema. Quando por alguma razão (sinal de ruído, atrito, entre outros fatores) um motor acelera ou desacelera, o campo elétrico presente nas bobinas do motor resiste a mudança. Essa alteração no campo elétrico induz corrente, e esta corrente pode retornar ao controlador danificando-o. Em razão já existem diodos para proteger o circuito, quando a tensão vinda do motor é maior que a oriunda da bateria. Desse modo, a bateria acaba absorvendo essa corrente (DANTAS., 2012).

## 2.5 Electronic Speed controller (ESC)

A abreviatura ESC (*Electronic speed controller*) é oriunda do inglês (figura 17) e significa controlador eletrônico de velocidade. Como o nome sugere este dispositivo é

utilizado para controlar a velocidade de giros de motores elétricos controlados por ele. Este dispositivo funciona como um controlador de passagem de energia para o motor Brushless. Os ESCs geralmente são construídos com transistores que ligam e desligam o sinal de uma forma muito veloz, fornecendo assim uma tensão maior ou menor para os motores, com isso quanto menor o número de vezes que estes sinais desligam por um determinado período maior será a tensão fornecida para o motor e com isso maior será velocidade.

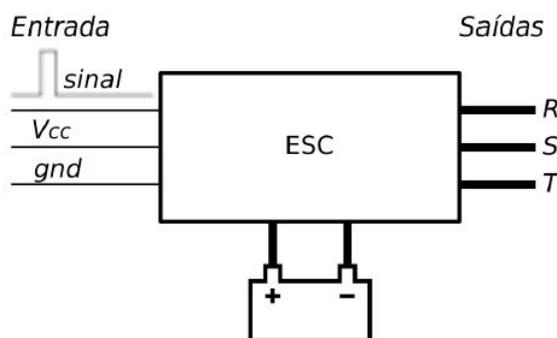


Figura 17 – Driver controlador de velocidade.

O controlador de velocidade usa um microprocessador para gerenciar a operação dos interruptores de energia, utilizando informação proveniente de sensores de efeito Hall ou do efeito BEMF. Estes interruptores com base na corrente e tensão do motor podem ser MOSFET's, IGBT's, transistores bipolares ou simples. O circuito básico de controle de um ESC encontra-se apresentado na Figura 18, e os seus principais componentes são o Driver IGBT, a ponte inversora trifásica, o microprocessador e o circuito para detecção de posição do motor (SILVA, 2009).

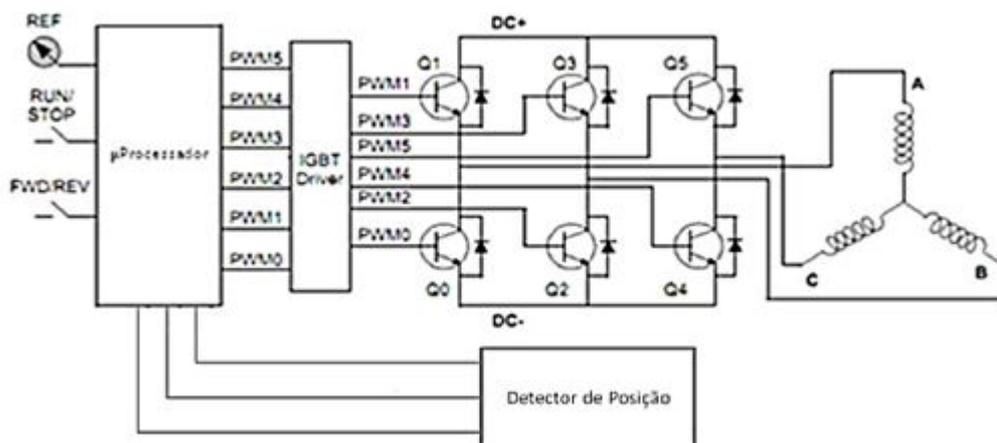


Figura 18 – Diagrama de controle de um ESC.

O modulador eletrônico de velocidade, tem a finalidade, que como já foi falado, de controlar a velocidade do motor. O que o ESC faz, essencialmente é transformar uma

corrente contínua em pulsada e variar o tempo decorrido entre “pulsos” e/ou dos próprios “pulsos”. A figura 19 seguinte resume bem a ideia aproximada desta função.

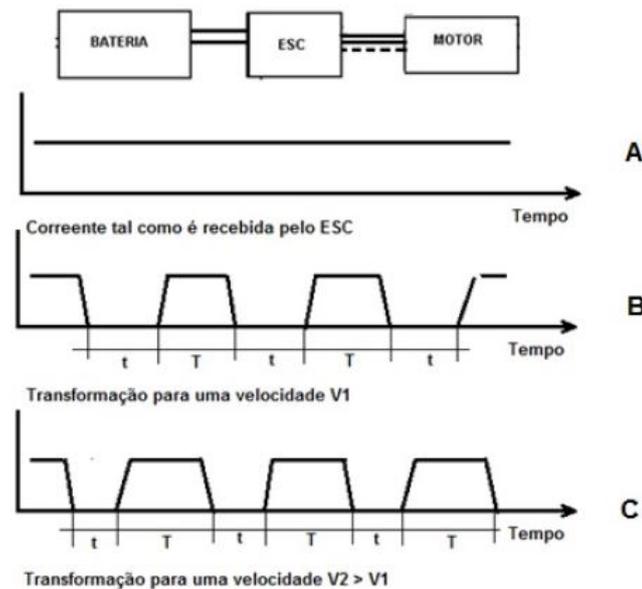


Figura 19 – Esquema de Funcionamento do ESC.

No esquemático mostrado, o ESC transforma uma corrente /voltagem de valor constante e contínuo num valor pulsado, que ocorre na seguinte ordem:

1. A bateria fornece ao ESC energia de modo contínuo
2. O ESC transforma a corrente em pulsada. Portanto haverá períodos de tempo em que o motor não recebe energia, aqui representados por  $t$ . Entre esses períodos  $t$ , teremos os períodos  $T$  em que o motor recebe energia. É assim possível regular a proporção entre  $T$  e  $t$  de modo a fazer variar a velocidade de rotação do motor.
3. O ESC produz e envia para o motor três correntes defasadas entre si de  $120^\circ$ , o que vai permitir ao motor trabalhar sem escovas. Por isso a razão dos três fios entre o ESC e o motor.

## 2.6 Acelerômetro

Um acelerômetro para (FIGUEIREDO, 2007) é um instrumento para medir aceleração. Portanto pode-se dizer que é um componente que se baseia em leis da física para medir aceleração e por consequência a velocidade e localização do objeto ao qual o acelerômetro pertence. Essas medições podem ser feitas em uma direção, duas e até três dimensões, o que faz deste equipamento um instrumento muito útil. No estudo dos acelerômetros constatou-se que existem alguns modelos, dos quais serão apenas citados, pois não é o foco deste trabalho, existe o acelerômetro capacitivo, o acelerômetro piezolétrico,

o acelerômetro piezoresistivo e, o mais utilizado, acelerômetro eletromecânico, também denominado MEMS (*Micro Electro Mechanical Systems*).

### 2.6.1 Acelerômetro Eletromecânico (MEMS)

É um modelo de acelerômetro muito usado, pois possui sensores que detectam a aceleração e a vibração em até três dimensões. Estes sensores são sensíveis e versáteis, permitindo acrescentar novas capacidades, tornando-os mais eficazes. O movimento medido por este sensor é convertido em um sinal analógico ou digital. Estes tipos de acelerômetros são vistos em celulares, GPS (*Global positioning System*), videogames, e será o modelo usado neste projeto.

Na figura 20, está representado o princípio de funcionamento do acelerômetro eletromecânico. A placa situada no meio localiza-se equidistante das outras duas placas. Portanto, a diferença de potencial  $V_1$  da figura 20 a) é igual a  $V_2$ , relativo a mesma figura.

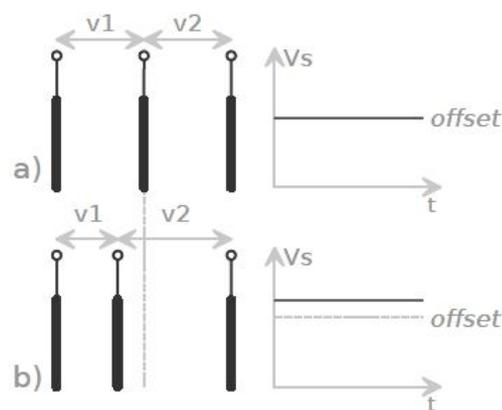


Figura 20 – a) Acelerômetro sem aceleração; b) Acelerômetro submetido à aceleração.

Mas diante de estímulo, ocorre uma variação de velocidade  $a$  e/ou da ação gravidade  $a_g$ , a placa central se desloca alterando a capacitância dos dois capacitores, conseqüentemente causando uma diferença de potencial que cresce em um e diminui em outro. Portanto, a diferença entre  $V_1$  e  $V_2$  é proporcional à soma das acelerações  $a$  e  $a_g$  correspondendo a um desvio em torno do *offset*, como representado na figura 20 b).

## 2.7 Hélice

De acordo com Rodrigues. (1964) as hélices (figura 21) são instrumentos bastantes utilizados pelo aeromodelismo na atualidade, estas podem ser de tração ou repulsão, esquerdas ou direitas, e converte a energia mecânica fornecida pelo motor, em movimento de tração do dispositivo. Das características das hélices, o diâmetro e o passo são as mais importantes. O diâmetro é dado pelo diâmetro do círculo descrito quando a hélice gira,

enquanto o passo é a distância que a hélice percorre quando completa uma volta completa. A notação utilizada é descrita da seguinte forma:  $10 \times 4.5$ , onde 10 é o diâmetro e 4.5o passo.



Figura 21 – Hélice com características de 10x4.5.

A hélice pode ter seu comportamento baseado em 3 parâmetros; o Coeficiente de Thrust  $cT$ , Coeficiente de Potência  $cp$  e Raio da Hélice  $r$ , que permitem calcular a Equação 2.1 e a Equação 2.2.  $\rho$  é a densidade do ar e  $w$  a velocidade angular (MCCORMICK, 1995).

$$T = cT \frac{4\rho r^4}{\pi^2} w^2 \quad (2.1)$$

$$P\rho = cp \frac{4\rho r^5}{\pi^5} w^3 \quad (2.2)$$

Através destas equações é possível observar que  $T$  e  $P\rho$  aumentam consideravelmente com o aumento do diâmetro, e por consequência o consumo de energia também, diminuindo a autonomia. Deve-se ter em atenção esta relação no momento da escolha das Hélices, de forma a encontrar um desempenho satisfatório.

## 2.8 Arduino

O Arduino é uma ferramenta muito versátil para diversas aplicações no âmbito dos projetos de controle de acionamentos. Na figura 22 estar representado o arduino, que consiste em uma plataforma de protipagem de hardware de desenvolvimento que contém um Microcontrolador da Atmel AVR (*Harvard Architecture*) que são do tipo RISC (*Reduced Instruction Set Computer*), sendo bastante utilizada devido ao seu baixo preço e à sua simplicidade, quer em nível de hardware como em nível de software. O Arduino pode receber uma vasta gama de entradas analógicas e digitais, barramentos SPI (*Serial Peripheral Interface*) e I2C (*Inter Integrated Circuit*), interface série, podendo as suas saídas ser digitais ou PWM.



Figura 22 – Arduino Uno.

As ferramentas de desenvolvimento para o Arduino são vocacionadas para a linguagem C/C++ criadas em códigos abertos, existindo na comunidade de Arduino bastantes exemplos e código fonte disponíveis e prontos a serem utilizados. Esta comunidade tem vindo a crescer, permitindo a sua utilização tanto a nível profissional como a amador.

O seu ambiente de desenvolvimento conhecido como IDE (*Integrated Development Environment*), é prático acrescida da incorporação de uma vasta gama de exemplos disponíveis prontos para executar. A transferência do código para o Microcontrolador é feita através de uma conexão serial USB e existe ainda a opção de visualização de uma janela que supervisiona em série a entrada e saída de dados. Na figura 23 é ilustrado uma IDE.

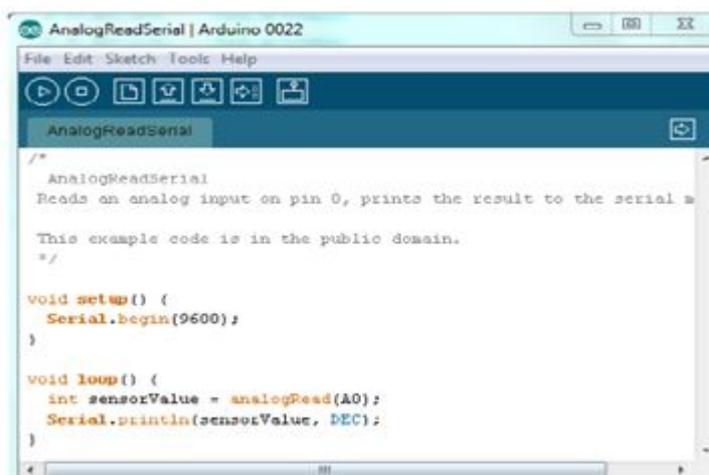


Figura 23 – IDE arduino

## 2.9 Software de Simulador de Processo

Programas como *LabVIEW* são ferramentas computacionais que dispõem de recursos muito poderosos na concepção e implementação de projetos voltados para a engenharia. Este simulador de processo recebem a denominação de instrumentos virtuais ou Vis (*virtual Instruments*), porque sua aparência imita fisicamente aos instrumentos físicos, tais como osciloscópios ou multímetros. Sua programação é gráfica e os programas são feitos usando ícones que representam funções que são unidas com linhas para relacioná-las e estabelecer as sequências.

Este Software dispõe de uma Interface de programação basicamente dividida em duas partes: o painel frontal (*front painel*) e o diagrama de blocos (*block diagram*). O diagrama de blocos guarda a lógica do programa ou programação gráfica anteriormente mencionada, já no painel frontal estão todos os elementos necessários para estabelecer a interface com

o usuário, uma vez que o programa esteja finalizado. As variáveis criadas no diagrama de blocos serão criadas automaticamente no painel frontal ou vice-versa, como pode ser observado na figura 24.

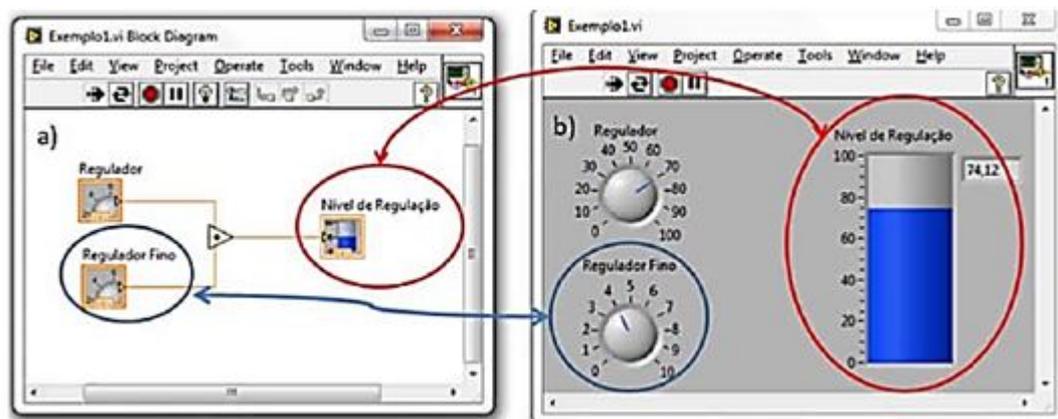


Figura 24 – a) Diagrama de Blocos, b) Painel Frontal.

Além de mostrar a estrutura dos Vis a figura 24 também mostra um exemplo de programação gráfica, onde observa-se dois reguladores e um indicador gráfico. No *LabVIEW* a fonte dos dados é normalmente chamado de controlador, no caso do exemplo os reguladores seriam controladores, e as variáveis que recebem dados são chamados de indicadores, no exemplo o indicador é a variável “Nível de Regulação”. O fluxo de dados no *LabVIEW* é definido da seguinte forma: uma função ou ícone é executada quando todas suas entradas estão disponíveis, logo após, este fornecerá dados a seus terminais de saída.

## 2.10 Trabalhos relacionados e estudos sobre o tema

Para realizar este projeto, está sendo levantado um estudo de diversos trabalhos envolvendo todos os diferentes componentes que compõem a proposta apresentada.

Zorzi (2004), projetou um sistema para adquirir dados e obter o controle autônomo de um motor DC com base em um microcontrolador da linha PIC (*Programmable Interface Controller*). Desenvolveu uma interface de comunicação com um computador para monitorar e atuar no controle do processo. Em seu trabalho utilizou conhecimentos de automação e controle para desenvolver uma lógica de controle PID, através de dispositivo habilitado a transformar informação analógica para o formato digital, para modificar o estado do motor de corrente contínua através de uma saída PWM do microcontrolador e o driver de potência, e para o fechamento da malha de controle utilizou um Encoder.

Vieira (2011), utilizou motores *Brushless* DC para o desenvolvimento de uma plataforma aérea não tripulada de aterrissagem e decolagem vertical, chamado QuadRotor, onde o mesmo utilizou acelerômetro, unidade central de processamento com uso do Arduino Mega. Utilizando algoritmo de controle para estabilidade de forma autônoma para

atender a um tempo de voo considerado razoável. A relação entre malha de controle PID é semelhante à apresentada neste projeto.

Siqueira (2008), fez um estudo de motores a Ímã permanente como uma proposta aliada ao contexto e racionalização da eficiência energética nas mais diferentes aplicações de sistemas, visto seu alto rendimento e fácil controle de velocidade. Tendo em vista o desenvolvimento e redução do custo da eletrônica de potência, em função do desenvolvimento de novos materiais magnéticos, e assim aumentando a sua aplicabilidade e viabilidade do motor de corrente contínua sem escovas. O estudo verificou que devido o seu uso de controle de velocidade, com maior aplicabilidade e potencial redução de consumo, este vem sendo aproveitado no desenvolvimento de dispositivos de precisão, que devido sua alta confiabilidade, este tipo de motor é aplicado até mesmo à circulação artificial em bombas de sangue.

Amaral. (2011), mostrou no seu artigo, uma implementação de um Controlador PID para acesso e controle das variáveis de uma planta didática. Foi apresentado de forma prática exemplos de simulação do controlador PID em processo de primeira ordem em malha aberta e fechada usando Controlador digital, visto como uma ferramenta e guia no ensino da disciplina de controle. No seu trabalho utilizou uma placa de aquisição de dados para obter informação do sistema proposto, em tempo real, e apresentá-los em um software de programação gráfico *LabVIEW*, utilizando para isto um algoritmo, implementando equação a diferenças, para executar um programa no próprio computador que também fazia a supervisão. Porém para a devida adequação do sinal na aquisição dos dados via USB, foi necessário o tratamento inicial da grandeza física medida, através de condicionadores de sinais.

Figueiredo (2007), Fez um trabalho relacionado na área da medicina com uma explanação geral sobre as características dos acelerômetros, tratando as informações oriundo desse dispositivo para uma aplicação específica. Descrevem-se os procedimentos executados na montagem do acelerómetro triaxial e na aquisição e manipulação do sinal. O processamento do sinal tem como objetivo medir distâncias durante curtos períodos de tempo e avaliar a tempo de resposta num reflexo patelar.

É com Base nestes estudos, que foram criado alicerce para dar prosseguimento ao projeto, considerando a extensa gama de informação tecnológica encontrada nos projetos e nas bibliografias pesquisadas, principalmente aqueles voltados ao campo da engenharia atual, o que constitui-se um agregado fundamental na pesquisa não apenas do aprofundamento teórico dos objetivos propostos, mas também na adequação de tais estudos já realizados, para uma solução eficaz da problemática apresentada.

## 3 Sistema de Controle

A realização do controle de um sistema, dentre as muitas diversidades existentes, medições são necessárias, comparações e controles sob os diversos elementos que constituem a máquina ou processo em questão, para que esse sistema seja capaz de gerenciar sozinho, a atuação e monitoramento de todo o conjunto integrado de controle, e ter autonomia em se auto-regular, além de tomar decisões seguras em caso de falhas e emergências.

O projeto de um controlador em tempo contínuo é resultado da função de transferência no plano  $s$ , logo temos  $G(s)$ . Para implementar este controlador em um computador é necessário a sua discretização no tempo, culminando em  $H(z)$ . Existem, também, algumas situações onde um controlador de tempo contínuo já está disponível no plano  $z$ , e deseja-se converter o controlador para o modo discretizado no tempo.

### 3.1 Controle Proporcional Integral Derivativo (PID)

Segundo Ogata. (2003), embora novas técnicas de controle de processos estejam disponível, com a utilização de tecnologia digital de ponta, o algoritmo de controle mais utilizado industrialmente é o PID, apesar deste existir um mais de meio século. Isto se deve a sua fácil implementação tanto analógica quanto digital e à sua versatilidade funcional, proporcionando resultados satisfatórios, mesmo para variações apreciáveis nas características do processo.

O PID apresenta as seguintes vantagens:

- Não requer conhecimento profundo da planta e nem um modelo matemático do processo, embora este seja útil no projeto do sistema de controle;
- O PID, é um algoritmo de controle universal baseado na filosofia por alimentação, é versátil e robusto; se as condições de processo mudam a re-sintonia do controlador usualmente produz controle satisfatório.

O PID também possui algumas desvantagens:

- Seu desempenho pode não ser satisfatório para processos com constantes de tempo grandes e/ou atrasos longos;
- Se grandes perturbações são frequentes, o processo pode operar continuamente e nunca atingir o estado estacionário desejado.

Combinando técnicas de controle proporcional, integral e derivativo resulta no conhecido controlador PID (figura 25), que soma a ação proporcional às ações integral e derivativa. A ação integral elimina o erro em um regime estacionário, pois apresenta um resultado

não nulo quando o erro do sistema for nulo. Por outro lado, a ação integral pode introduzir oscilação na resposta devido ao aumento da ordem do sistema. A ação derivativa antecipa o erro e produz uma ação corretiva mais cedo e proporcional à taxa de variação do erro atual.

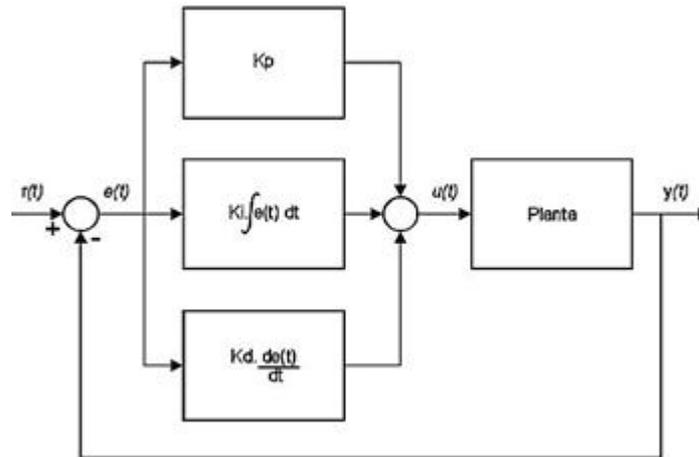


Figura 25 – Diagrama de blocos PID.

$$u(t) = Kp.e(t) + Ki \int_0^t e(t)d(t) + Kd \frac{de(t)}{dt} \quad (3.1)$$

### 3.1.1 Controle Proporcional

Por causa da simplicidade de se trabalhar o controle ON-OFF tem sido bastante utilizado ao longo dos anos, pode-se dizer que o o controle proporcional pode ser considerado como seu sucessor, que já permite alguma melhora na resposta da saída controlada e que trata basicamente de se pegar o erro do sistema  $e(t)$  e aplicar um ganho fixo (constante de proporcionalidade  $Kp$ ) antes da realimentação, como exposto na figura 26.

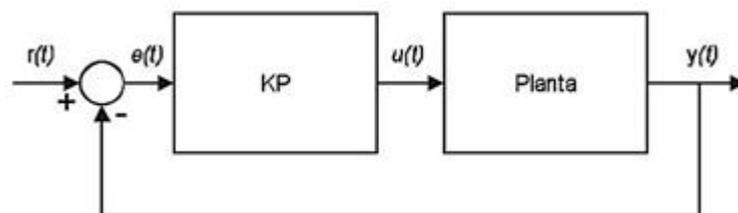


Figura 26 – Controlador Proporcional

$$u(t) = Kp.e(t) \quad (3.2)$$

Desta forma, o sinal que entra na planta, será sempre inversamente proporcional ao módulo do erro  $e(t)$ .

Menor será o erro em regime permanente, quanto maior for o ganho proporcional  $Kp$ , ou seja, melhor a precisão do sistema em malha fechada. O erro  $e(t)$  diminuirá com

o aumento de  $K_p$ , porém nunca poderá ser anulado. Em contrapartida, a medida que há um aumento no ganho  $K_p$ , mais oscilatório tende ficar o sistema, podendo chegar à instabilidade do sistema.

Na figura 27, temos a resposta do sistema para ação do ganho proporcional com os seguintes valores:

- Linha contínua para  $K_p=1$
- Linha tracejada para  $K_p=2$
- Linha Pontilhada para  $K_p=4$

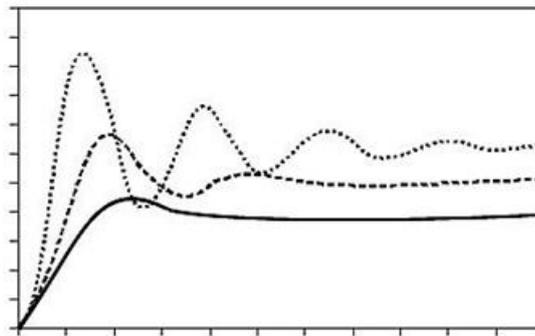


Figura 27 – Ação Proporcional.

### 3.1.2 Controle Integral

O controle integral (figura 28) consiste, assim como seu nome sugere, em se aplicar ao sinal de controle  $u(t)$ , um ganho  $K_i$  proporcional a integral do sinal de erro  $e(t)$ , onde  $K_i$  é a constante ajustável.

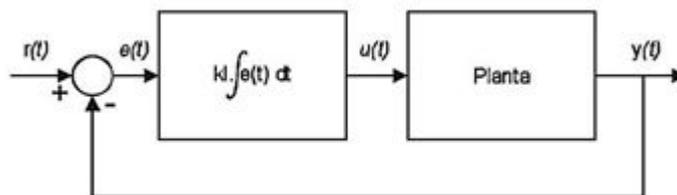


Figura 28 – Controlador PI

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (3.3)$$

Caso o valor de  $e(t)$  apareça duplicado, então o valor de  $u(t)$  varia duas vezes mais rápido. Para erro nulo, o valor de  $u(t)$  permanece estacionário. A ação de controle integral é muitas vezes denominada de controle de reestabelecimento (reset) (OGATA., 2003).

O Controle integral não é isoladamente uma técnica de controle. Deve ser associada a outras como a proporcional-integral ou, como nosso caso, a proporcional-integral-derivativa (PID).

### 3.1.3 Controle Derivativo

Da mesma forma que o controle integral, o controle derivativo isolado também não é uma técnica de controle. A ação de controle derivativa, quando adicionada a um controlador proporcional, permite um meio de obter um controlador com alta sensibilidade. Uma vantagem em se usar ação de controle derivativa é que ela responde à taxa de variação do erro atuante e pode produzir uma correção significativa antes de o valor do erro atuante tornar-se demasiadamente grande. Portanto, o controle derivativo (figura 29) antecipa o erro atuante e inicia uma ação corretiva mais cedo, tendendo a aumentar a estabilidade do sistema (OGATA., 2003).

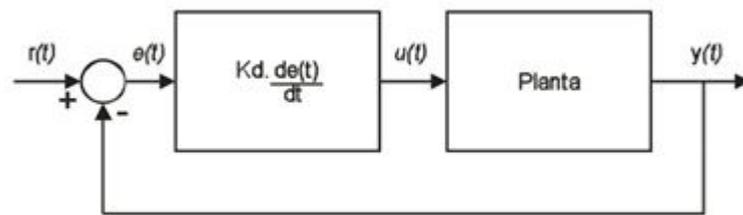


Figura 29 – Controlador PD.

$$u(t) = K d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.4)$$

## 3.2 Controle digital

Com o crescente uso de microcomputadores nas diversas aplicações industriais o desenvolvimento de controladores digitais é de grande importância, visto que estes são implementados nos microprocessadores dos computadores (OGATA., 2011).

Os controladores digitais têm sido muito utilizados na indústria em razão da simplicidade e flexibilidade de implantação em sistemas dinâmicos, substituindo os circuitos analógicos, cujas configurações são sólidas e pré-configuradas. A figura 30 ilustra um sistema típico de controle de realimentação, implementado através de componentes analógicos.

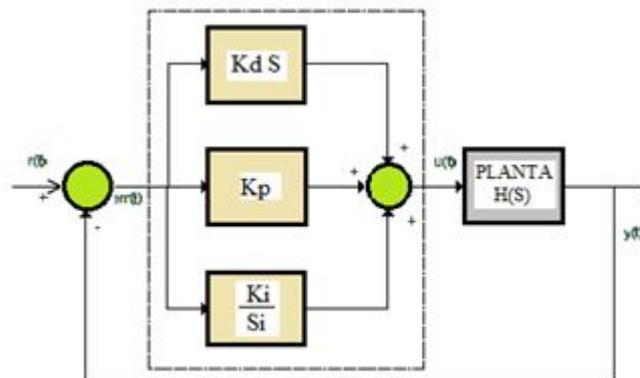


Figura 30 – Controlador analógico

O controlador de sinal contínuo  $G_c(s)$  dentro da linha tracejada da figura 30, pode ser substituído por um controlador digital  $D(z)$  que vai operar com sinais discretos (ou sinal amostrado), conforme apresentado na figura 31.

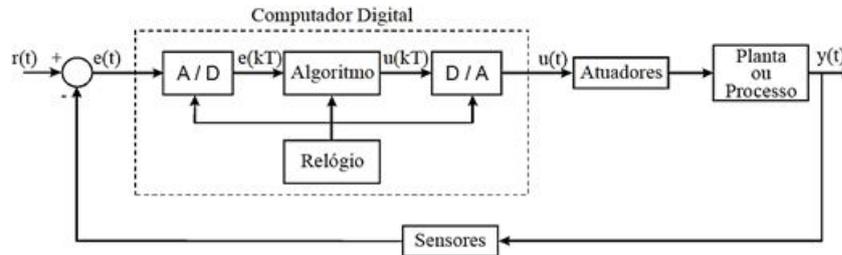


Figura 31 – Diagrama de blocos com Controlador digital.

Na figura 31 temos:

- $r(t)$  sinal de referência contínuo
- $e(t)$  sinal de referência digital
- $e(kT)$  sinal de erro digital
- $y(t)$  variável de saída do processo contínuo
- $u(kT)$  sinal de saída do controlador digital
- $u(t)$  sinal de saída do controlador após conversão D/A
- $D(z)$  função de transferência do controlador digital
- $G(s)$  função de transferência da planta

O controle digital de um processo envolve o que é chamado de processo de amostragem. O sinal de saída, ou de erro, é amostrado periodicamente com um período  $T$ . O sinal amostrado (analógico) passa então por um conversor analógico/digital (A/D) onde é quantizado e transformado em um sinal em código binário. Este sinal digital é lido por um microprocessador (ou microcontrolador) que vai então realizar operações numéricas e gerar um outro sinal correspondente à ação de controle que deverá ser aplicada na planta no próximo instante de amostragem. Este sinal numérico é a seguir convertido novamente em um sinal analógico por um conversor digital/analógico (D/A) que disponibilizará, no próximo clock de amostragem, um sinal constante de tensão. Desta forma, entre dois instantes de amostragem, um sinal efetivamente aplicado pela planta é um sinal contínuo de amplitude fixa.

A figura 32 ilustra a forma dos sinais presentes em sistema digital:

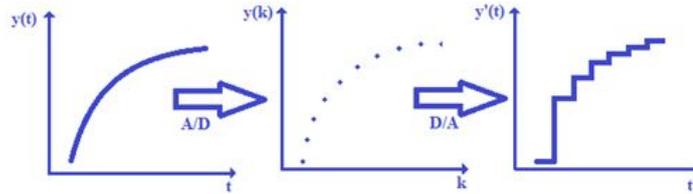


Figura 32 – Tipos de sinais de caráter digital

### 3.2.1 Sinais Amostrados

Um sinal oriundo de um sistema contínuo no tempo pode ser amostrado com um intervalo de tempo  $T$ , formando uma sequência de valores discretos. Aplicando esta sequência discreta num sistema dinâmico contínuo, teremos uma resposta que será definida apenas nos instantes de amostragem, como ilustrado abaixo na figura 33.

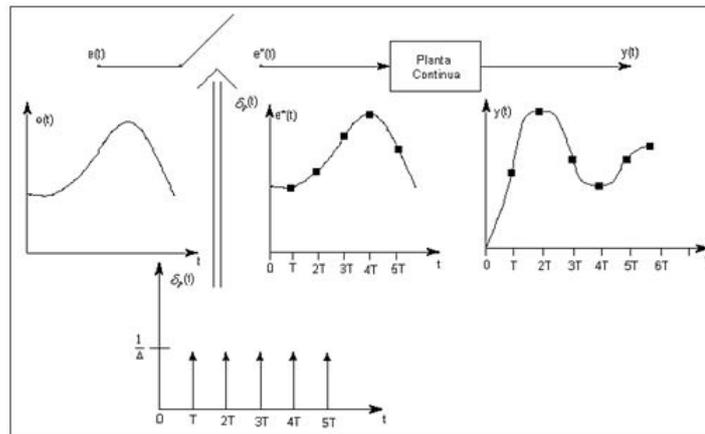


Figura 33 – Sinais de dados amostrados.

Observando a figura 31 pode-se fazer a seguinte análise: o *clock* (relógio) conectado aos circuitos A/D e D/A converte o sinal digital em um pulso a cada  $T$  segundos. O sinal é quantizado por um conversor A/D a cada chegada do pulso de clock, conforme figura 34.

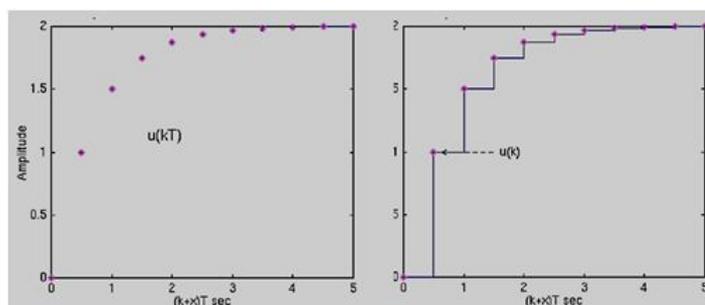


Figura 34 – (a) Amostragem do sinal de saída do conversor A/D  $u(kT)$  (b) retenção do sinal de saída do conversor D/A  $u(k)$ .

Desta forma, o conversor A/D é chamado de amostrador, e o conversor D/A é denominado retentor de ordem zero ou *sample and hold* (S/H). O sinal é amostrado periodicamente por um trem de impulsos de referência. Matematicamente, pode-se representar este tipo de amostragem da seguinte forma:

$$u^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT)\delta(t - kT) \quad (3.5)$$

Em que  $T$  é o período de amostragem.

### 3.2.2 Projeto de um controlador digital

Em resumo, a construção de um controle digital pode ser dividido nas seguintes etapas:

- Amostragem;
- Conversão analógico/digital;
- Cálculo do sinal de controle por meio de um algoritmo;
- Cálculo digital/analógica;
- Aplicação do sinal de controle calculado até o próximo instante de amostragem.

Segundo Pagano. (2002), existem duas maneiras de se projetar um controlador digital. A primeira consiste na discretização do modelo contínuo do processo, e, então, projetar o controlador diretamente no domínio discreto; a segunda, bastante aplicada industrialmente, consiste em projetar o controlador no domínio contínuo e, em seguida, utilização de um método de discretização para obter o controlador discreto que apresente semelhante desempenho. De modo geral é necessário que o sistema esteja todo representado somente no plano  $s$  ou no plano  $z$ . Abaixo, uma nomenclatura na figura 35 resume a caracterização dos sistemas comumente utilizados dentro do campo industrial e/ou acadêmica:

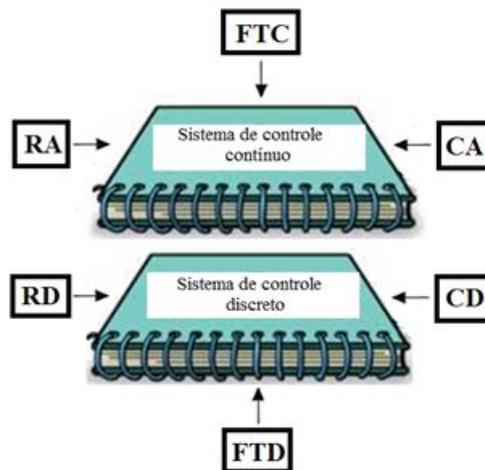


Figura 35 – Descrição dos sistemas de controle

Legenda:

- Controlador analógico => CA
- Função de transferência contínua da planta => FTC
- Retroação contínua (sensor analógico) => RA
- Controlador digital => CD
- Função de transferência (plano z) => FTD
- Retroação com sinal contínuo, isto é, sinal de um sensor analógico convertido em sinal digital pelo conversor A/D => RD

### 3.2.3 Métodos de Discretização

Na geralidade dos casos, um sistema analógico de controle é substituído por um sistema de controle digital em função das suas inerentes vantagens encontradas, em especial relacionado à comunicação e flexibilidade. Nestes casos, é natural buscar métodos que convertem um sistema analógico (contínuo) para um sistema digital (discreto) com características semelhantes. Um caminho para isto é usar um curto período de amostragem e fazer algumas aproximações discretas a partir do controlador contínuo (PAGANO., 2002).

Na ilustração encontrada a seguir (figura 36), é fácil visualizar a conversão dos sinais analógicos/contínuos para digitais, representada em blocos.

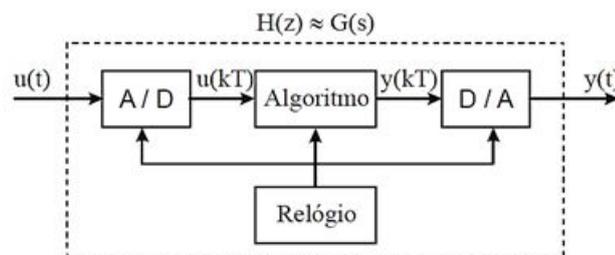


Figura 36 – Conversão representação em blocos.

#### 3.2.3.1 Aproximações por Integração Numérica

Uma função de transferência representa uma equação diferencial. Desta forma, recorrendo-se a uma conversão, é natural obter uma equação de diferenças cuja solução é a aproximação para a equação diferencial. Existem três formas básicas de fazer esta aproximação: método Forward (ou método de Euler), método Backward e método Tustin (ou método de trapezoidal). Supondo que os valores dos sinais de entrada e saída de um sistema contínuo são medidos a cada  $T$  segundos e que este período  $T$  é suficientemente pequeno, podemos obter uma equação de diferenças que modela aproximadamente a relação entre um sinal de entrada  $u(t)$  e sua integral  $y(t) = \int_0^t u(\tau) d\tau$ , ou seja:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{s} \quad (3.6)$$

**Método de Euler ou Forward:** Baseia-se na seguinte equação de diferenças, resultado do método de integração numérica de Euler;  $Y_k = Y_{k-1} + Tu_{k-1}$ ; ou seja:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{T}{(z-1)} \quad (3.7)$$

Comparando as equações (3.6) e (3.7), chega-se a seguinte aproximação:

$$s = \frac{z-1}{T} \quad (3.8)$$

Neste caso, é mostrado que o semi-plano esquerdo do plano  $s$  é mapeado para a região mostrada na figura abaixo, a qual inclui o círculo unitário. Assim sendo, neste tipo de aproximação é possível que um sistema contínuo estável (pólos em  $s$  no semi-plano esquerdo) seja transformado em um sistema discreto instável (pólos em  $z$  fora do círculo unitário), como visto na figura 37.

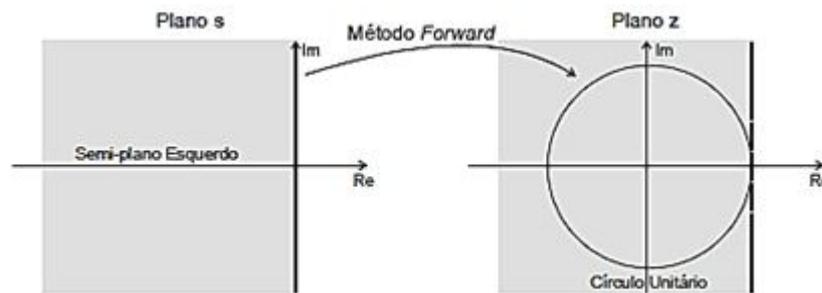


Figura 37 – Mapeamento entre os planos S e Z pelo método de Euler

**Método Backward:** Este método tem como base a seguinte equação de diferenças, resultado do método de integração numérica semelhante ao de Euler;  $Y_k = Y_{(k-1)} + Tu_k$ ; ou seja,

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{Tz}{z-1} \quad (3.9)$$

Comparando as equações (3.6) e (3.9), chega-se a esta aproximação:

$$s = \frac{z-1}{Tz} \quad (3.10)$$

Neste caso, pode-se mostrar que o semi-plano esquerdo do plano  $s$  é mapeado para a região mostrada na figura abaixo, a qual está contido no círculo unitário. Assim sendo, neste tipo de aproximação, um sistema contínuo estável sempre será transformado em um sistema discreto estável. Porém, pode-se obter sistemas contínuos instáveis transformados em sistemas discretos estáveis, como na figura 38.

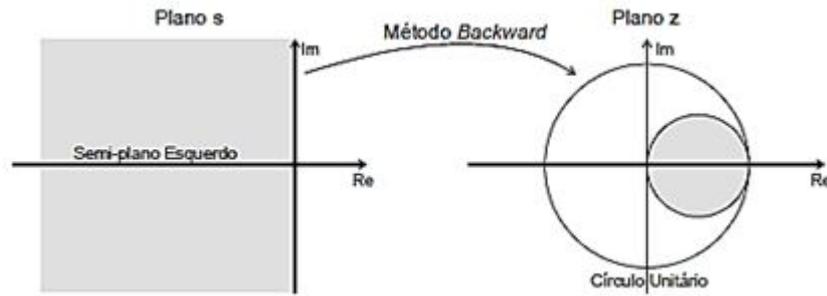


Figura 38 – Mapeamento entre os planos S e Z pelo método Backward

**Método Trapezoidal, Tustin ou Aproximação Bilinear:** Esta aproximação corresponde ao método dos trapézios para integração numérica, que corresponde à seguinte equação de diferenças;  $Y_k = Y_{k-1} + T \frac{u_k + u_{k-1}}{2}$ ; ou seja:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{T(z+1)}{2(z-1)} \quad (3.11)$$

Comparando as equações (3.6) e (3.11), chega-se a esta aproximação:

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)} \quad (3.12)$$

Para este caso, pode-se mostrar que o semi-plano esquerdo do plano s é transformado no círculo unitário, como é mostrado na figura 39 abaixo. Neste caso, sistemas contínuos estáveis são transformados em sistemas discretos estáveis e sistemas contínuos instáveis são transformados em sistemas discretos instáveis.

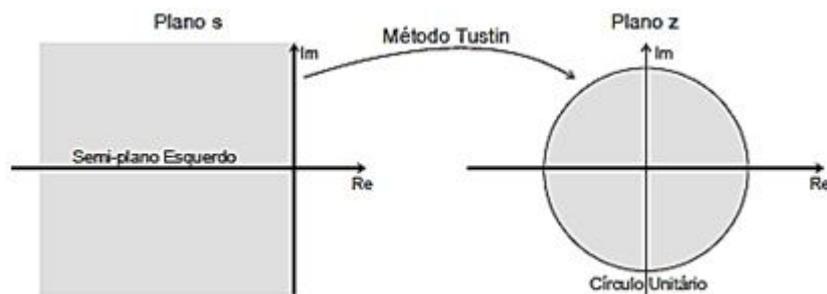


Figura 39 – Mapeamento entre os planos S e Z pelo método Tustin

### 3.2.4 Implementação do PID digital

A equação do PID é bastante complexa e quando executado em tempo real durante o processo de controle exige muito processamento. Os controladores comerciais destinados a esta tarefa, devido ao custo de produção, não possuem capacidade para processar todos os cálculos desta equação em tempo real, desta forma, para aplicarmos o controle PID em um microcontrolador da Família PIC, por exemplo, temos que deduzir a equação para um formato digital e adotar algumas aproximações nos termos integral e derivativo.

Existem inúmeras maneiras para discretização, ou aproximação digital, de uma equação em tempo discreto, objetivando a obtenção final da equação das diferenças a ser implementada no microcontrolador.

O termos pode ser aproximado de acordo com os seguintes métodos representado na figura 40 seguinte:

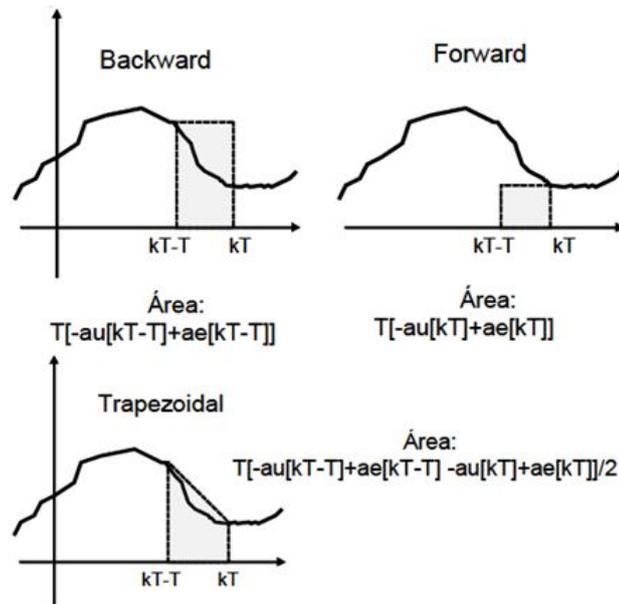


Figura 40 – Métodos de aproximações.

#### 3.2.4.1 Aproximação da derivada pelo método de Euler:

Uma das técnicas mais comuns para fazer estas aproximações consiste na estratégia de derivação por emulação. Nela a primeira derivada no tempo de uma função é aproximada por uma diferença no tempo conforme a equação:

$$\frac{de(t)}{d(t)} \cong \frac{e(kT) - e(kT-T)}{T} \quad (3.13)$$

Onde:

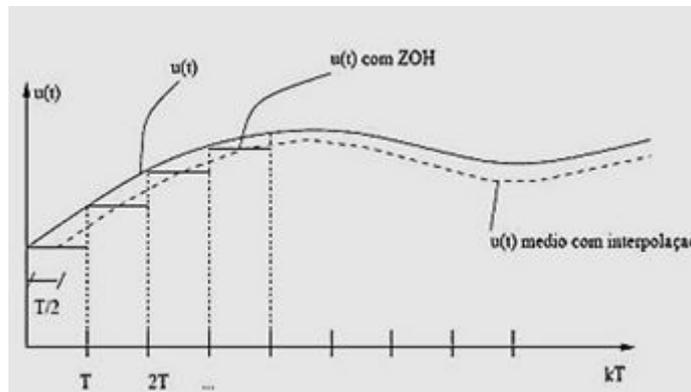
$T$ : é o período de amostragem;

$e(kT)$ : é o valor do erro no instante atual;

$e(kT - T)$ : é o valor do erro no instante de amostragem anterior ao atual.

Pode-se observar o resultado desta aproximação na figura 41 a seguir, comparando  $u(t)$  original com o sinal discretizado:

Figura 41 – Aproximação por Euler.



### 3.2.4.2 Aproximação da Integral pela Transformação de Tustin

Esta regra, basicamente consiste em aproximar uma integral pela regra trapezoidal, da seguinte maneira:

$$\int_0^{kT} e(t)dt = \int_0^{kT-T} e(t)dt + \int_{kT-T}^{kT} e(t)dt \quad (3.14)$$

Aplicando a técnica, aproxima-se  $\int_0^{kT} e(t)dt$  no intervalo T e defini-se  $u(kT)$  como a área acumulada dos trapézios até o instante  $kT$ , restando:

$$u(kT) = u(kT - T) + \frac{e(kT-T)+e(kT)}{2}T \quad (3.15)$$

Esta técnica está representada na figura 42 seguinte:

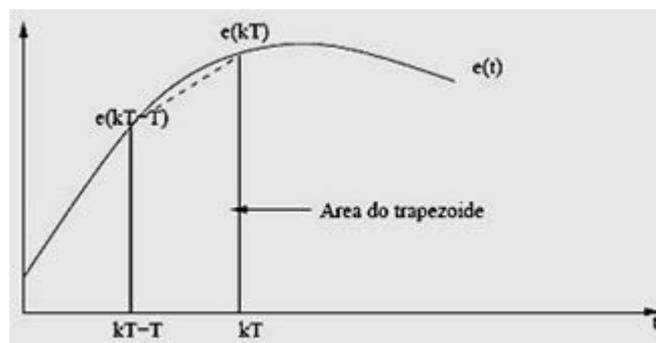


Figura 42 – Aproximação trapezoidal

### 3.2.4.3 Equação Final do PID Digital – Linear

Aplicadas às aproximações tem-se novamente a equação completa para o controle PID ajustada à utilização em microcontroladores:

$$u(t) = Kp.e(t) + ui(kT - T) + Ki \frac{e(kT-T)+e(kT)}{2}T + Kd \frac{e(kT)-e(kT-T)}{T} \quad (3.16)$$

Onde:

$Kp$ : é o ganho proporcional do sistema;

$Ki$ : é o ganho integral do sistema;

$Kd$ : é o ganho derivativo do sistema;

$T$ : é o período de amostragem do sistema;

$e(kT)$ : é o erro atual do sistema;

$e(kT - T)$ : é o erro no instante anterior ao instante atual do sistema;

$ui(kT - T)$ : é o valor da ação integral no instante anterior ao instante atual do sistema;

$u(t)$ : é o sinal de entrada em no sistema, ou seja, sinal de saída do controlador.

Esta equação linear pode facilmente ser aplicada em um programa escrito para microcontroladores sem exigir o grande processamento (às vezes inviável) das equações Integrais e Derivativas.

O próximo passo é a sintonia do sistema e a determinação dos ganhos  $Kp$ ,  $Ki$  e  $Kd$ , mas não é o objetivo nos aprofudarmos nessa questão, dada sua complexidade. Ma para nível de estudo, o funcionamento da equação, pode ser determinada empiricamente durante os testes da aplicação. A sintonia deve ser realizada sempre que ocorram mudanças significativas nas variáveis do processo.

## 4 Métodos e Materiais

### 4.1 Projeto: Sistema de Controle Digital

Esta seção tem a finalidade de apresentar a modelagem matemática, e seu respectivo controle vetorial aplicado à máquina Brushless DC. A modelagem matemática tem o intuito de obter o comportamento dinâmico das grandezas internas do motor BLDC.

Por meio do modelo matemático da máquina pode-se determinar a função de transferência da planta, onde a mesma é utilizada para projetar o controlador PID. Com a obtenção do modelo matemático da máquina pode-se equacionar a função de transferência que é utilizada para projetar o controlador de velocidade. Alcançando desta forma, o projeto do controlador de velocidade da máquina Brushless DC, conforme esboço apresentado na figura 43.

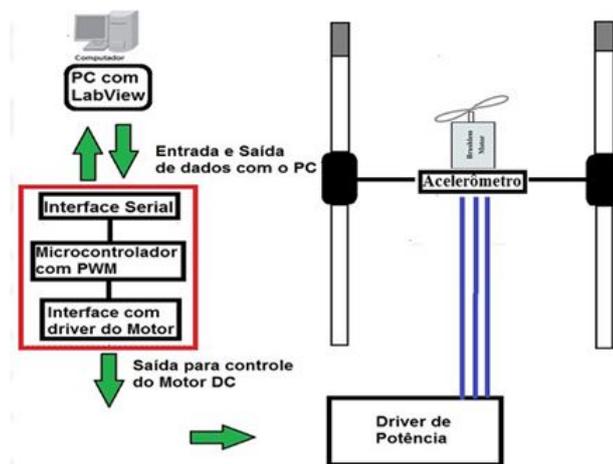


Figura 43 – Esboço esquemático do sistema de controle pretendido.

#### 4.1.1 Modelagem

Respectivamente, sabe-se que o projeto de controladores baseia-se em um modelo matemático que aproxima o comportamento dinâmico do processo que se deseja controlar. De acordo com o nível de conhecimento sobre o processo a ser incorporado ao modelo, os métodos de modelagem podem ser classificados como:

- *Modelagem caixa branca (modelo físico ou fenomenológico)*: na abordagem em questão, a estrutura e os parâmetros do modelo são determinados por leis básicas da física que regem o comportamento estático e dinâmico do sistema;
- *Modelagem caixa preta (modelo empírico)*: neste formato, a única informação utilizada são dados de entrada e saída do processo. Desta forma, são desconsidera-

dos os fenômenos físicos internos ao processo. Podem ser gerados modelos paramétricos, onde os parâmetros, em geral, não têm significado físico, ou modelos não-paramétricos, representados, por exemplo, pela resposta ao impulso, resposta ao degrau e resposta em frequência;

- *Modelagem caixa cinza*: nesta técnica, o procedimento de modelagem utiliza tanto dados de entrada e saída, quanto informações conhecidas do processo. Por exemplo, a estrutura das equações matemáticas do modelo podem derivar de informações conhecidas a priori e utiliza-se os dados coletados para identificar os parâmetros deste modelo.

A modelagem empírica se torna uma alternativa interessante, porque pouco ou nenhum conhecimento prévio do sistema é necessário para a obtenção de um modelo, exigindo-se apenas o conhecimento dos sinais de entrada e saída do processo. Esta motivação, aliada a disponibilidade de equipamentos digitais avançados, levou ao desenvolvimento da Teoria de Identificação de Sistemas (AGUIRRE, 2004).

Diante da necessidade do conhecimento dos parâmetros do motor BLDC, o qual foi um insuficiente para obtenção e construção do modelo matemático desejado. Diante de recursos tão escassos, de equipamento e instrumentos, para mensurar os parâmetros elétricos que o modelo convencional exigia, adotou-se, de maneira empírica, uma estratégia de identificação do sistema do motor, e conseqüentemente a sua modelagem.

Primeiramente, foi necessário obter uma sequência de amostras de entrada e saída do motor em intervalos de tempos fixos. Desta forma, foi realizado a discretização do sistema contínuo por meio da obtenção de dados amostrais no decorrer do tempo. Utilizando para tal evento, recursos oferecidos pela integração numérica por meio da identificação de sistema realizado pela ferramenta *IDENT* (MatLab).

Na figura 44, estar representado uma caracterização gráfica do processo de integração numérica.

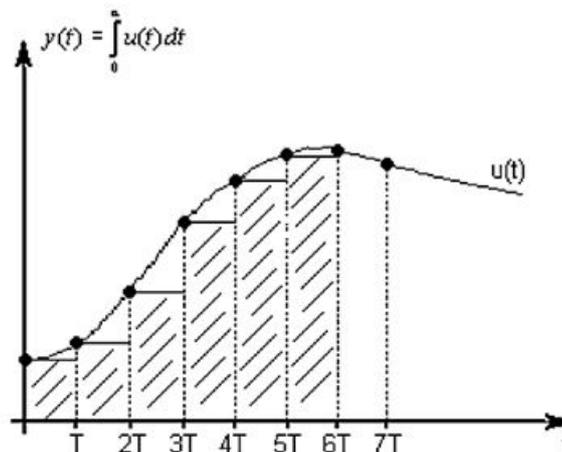


Figura 44 – Interpolação numérica.

A descrição do motor BLDC utilizando neste projeto encontra-se caracterizado na subseção 4.2.1 subsequente.

Os materiais utilizados nesta primeira etapa do desenvolvimento do projeto para coleta de dados de entrada e saída numa frequência de amostragem de 1 KHz, foram respectivamente:

1. Arduino Uno;
2. Tacômetro;
3. Motor;

Para aquisição dos dados de saída do motor foi utilizado um Tacômetro, gentilmente cedido pelo CEDEAM/UFAM. Este aparelho foi posicionado para a leitura conforme figura 45, o qual foi decisivo na coleta da saída dos dados do motor numa escala RPM. Tal medição de saída somente foi possível graças um a recurso inteligente deste aparelho ,sem o qual não seria possível realizar a leitura da saída no tempo de 1 *ms* (milissegundo), o qual armazena em sua memória um vasto banco de dados das leituras realizadas, possibilitando assim, uma frequência de amostras de 1KHz conforme desejado. O papel do Arduino era somente executar a rotina em um *loop*, onde a cada interação o algoritmo inputava uma um degrau PWM respectivamente, e também guardava a base de tempo em *ms*.



Figura 45 – Tacômetro utilizado para leitura da rotação.

Considerando a resolução do arduino utilizado como sendo de 10 bits, segundo seu datasheet, respeitando sobretudo o Teorema de amostragem de Nyquist. Onde este teorema pode ser basicamente enumerado pela seguinte condição:

$$f_{amostragem} \geq 2 * f_{amostragemdosinalaamostrar} \quad (4.1)$$

Contudo foi gerando a respectiva tabela 1 a seguir.

PWM servo motor	RPM
8,86	660
17,73	1320
26,6	1980
35,47	2640
44,34	3300
53,21	3960
62,08	4620
70,95	5280
79,82	5940
88,69	6600
97,56	7260
106,43	7920
115,3	8580
124,17	9240
133,04	9900
141,91	10560
150,78	11220
159,65	11880
168,52	12540
177,39	13200

Tabela 1 – Amostragem PWM / RPM.

A ferramenta *MATLAB* oferece ainda um toolbox dedicado à identificação de sistemas denominado *IDENT*, função esta que pode ser invocada pelo seu nome no prompt de comando. Na figura 46 é apresentada a sua interface. Os dados coletados, foram colocados em dois vetores no *Workspace* do *MATLAB* nas variáveis “*PWM*” e “*RPM*” respectivamente.

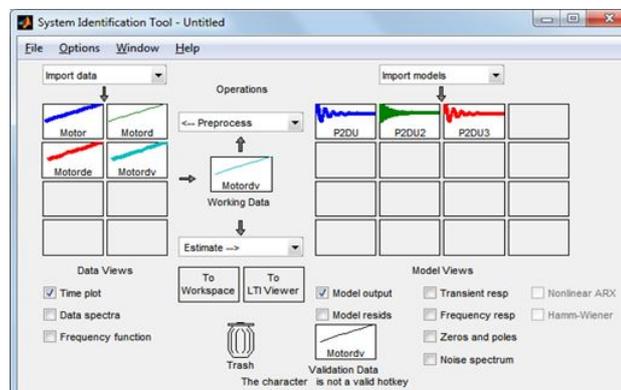


Figura 46 – Interface de identificação de sistemas

A aquisição da amostragem já se encontram no domínio do tempo conforme explicitado no campo *Import Data*. A partir disto a ferramenta executa uma simulação rápida de vários modelos aleatórios, que se encontram apresentado no campo “Import Models”.

Vale ressaltar que os modelos de controle que envolvem corrente de campo ou armadura apresentam equações características de segunda ordem. foi concebido que os polos seriam complexos e conjugados, algo geralmente muito visualizado em modelos matemáticos de outros motores com modelos conhecidos. Em se tratando de uma máquina elétrica, não podemos descartar a possibilidade de o sistema possuir algum tempo de atraso ou delay, mesmo que o mesmo seja desprezível. Os modelos oferecidos pela ferramenta possuíam um percentual de aproximação aceitáveis, mas o aceito possuía uma aproximação percentual de 87,23%, o qual foi utilizado, conforme figura 47.

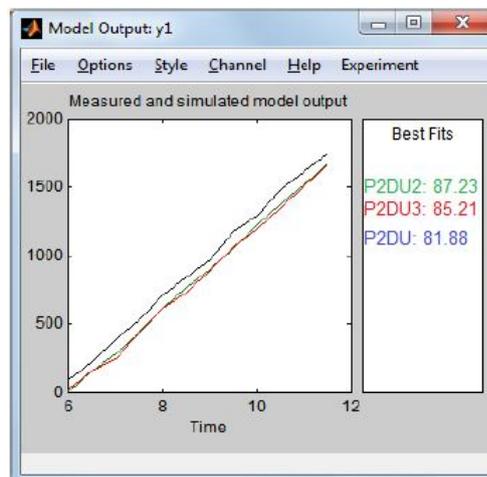


Figura 47 – Aproximação obtida

Após importar o modelo escolhido para o *workspace*, obteve-se o seguinte modelo matemático:

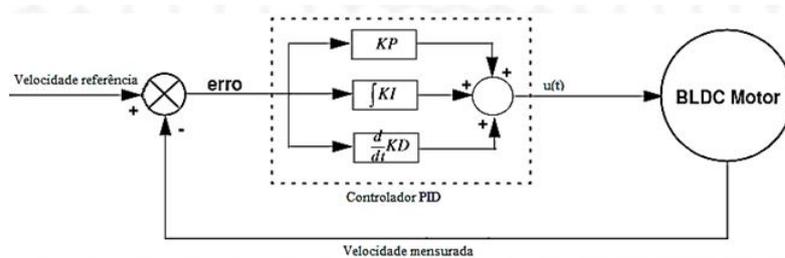
$$\frac{\Omega(s)}{v(s)} = \frac{153.43}{1+0.03434s+0.1086s^2} \quad (4.2)$$

#### 4.1.2 Controlador digital baseado em controlador analógico

O sistema de controle contínuo obtido na equação 4.2 foi projetado de forma a atender os índices de desempenho apresentados na partição 4.1.2.3 desta subseção, mas devido a natureza do projeto tais especificações foram obtidas pelo método da tentativa e erro. Uma ilustração é apresentada na figura 48 mostrando o diagrama PID.

Figura 48 – Bloco PID.

Figura 49 – Degrau aplicado a planta.



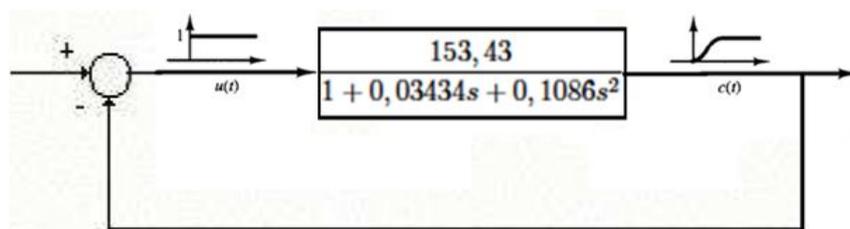
Onde:

$$u(t) = Kp.erro(t) + Ki \int erro(t)dt + Kd \frac{d}{dt}erro(t) \quad (4.3)$$

$$\text{com, } Ki = \frac{Kp}{Ti} \text{ e } Kd = KpTd \quad (4.4)$$

#### 4.1.2.1 Controlador PID da Planta no domínio contínuo

Considerando a planta como um modelo matemático desconhecido. Uma entrada, tipo degrau unitário foi imposta a essa planta e amostras, de sua saída, foram colhidas, experimentalmente, a cada 0,001 segundos. No diagrama da figura 49 é apresentada uma ilustração que corresponde ao procedimento empregado nesta etapa.



Com base na tabela 2, recomendada por Ziegler e Nichols:

Controles	Kp	Ki	Kd
P	T/L	0	0
PI	0.9T/L	0.3/L	0
PID	1.2T/L	0.5/L	0.5L

Tabela 2 – parâmetros para encontrar os ganhos

Obteve-se os seguintes ganhos do controlador PID, com uso da ferramenta *MATLAB*, apresentado na ilustração da figura 50.

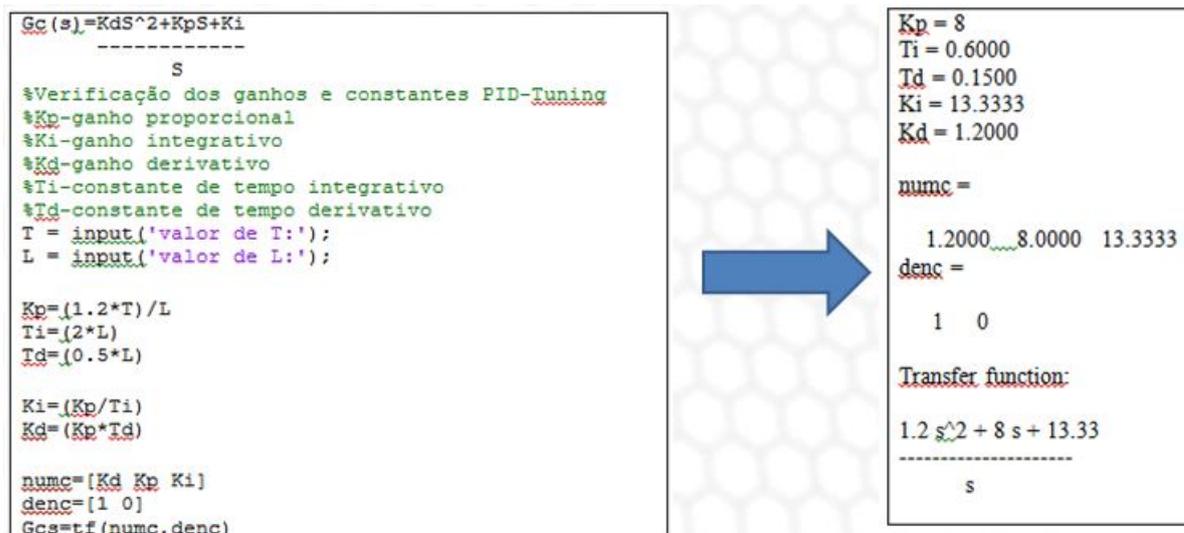


Figura 50 – Algoritmo para gerar os ganhos PID.

#### 4.1.2.2 Índices de desempenho do sistema de controle contínuo

Muitas das vezes se faz necessário estabelecer as especificações que um projeto deve atender, pois dependendo da área onde o controle será aplicado, existem processos que não toleram ou não podem ficar fora de determinadas faixas de especificações para não gerar quaisquer danos ao processo.

Em geral, os sistemas de controle devem atender às seguintes especificações:

1. Erro de regime permanente é a precisão de rastreamento em regime permanente que o sistema deve ter.
2. Resposta dinâmica é a precisão com que o sistema deve apresentar durante o período transitório, tais como:
  - a) Estabilidade;
  - b) Tempo de subida ( $t_s$ );
  - c) “*Overshoot*” ou sobre sinal (P.O);
  - d) Tempo de acomodação ( $t_e$ ).

Portanto as especificações para o projeto do controlador desejado obter, ou pelo menos próximo é dado a seguir:

1. Precisão de rastreamento em regime menor que 0,01 rad,
2. Porcentagem de “*overshoot*” à entrada degrau  $\leq 16\%$ ,
3. Tempo de estabelecimento  $\leq 10$  segundos, (1%).

### 4.1.2.3 Resposta do sistema contínuo

Sabe-se que as especificações desejadas nem sempre são bem atendidas, devido à natureza do projeto na base das tentativas e erros, como já discutido na subseção 4.1.2, mas que vale ressaltar novamente. No quadro 1 pode-se visualizar um algoritmo de simulação *script* em *MATLAB*.

```

nump = [0 153.43]; denp = [0.1086 0.03434 1]; % FT da Planta
numc = [1.2 8 13.33]; denc = [1 0]; % FT do Controlador Contínuo

nma = conv(nump, numc); % Numerador de Malha Aberta
dma = conv(denp, denc); % Denominador de Malha Aberta
[nmf dmf] = feedback(nma, dma, 1, 1); % Função de Transferência de Malha Fechada
step(nmf, dmf) % Resposta ao Degrau para o Sistema

```

Quadro1: Algoritmo de simulação.

Este programa quando executado apresenta uma breve simulação do sistema em tempo contínuo, com o controlador ajustado conforme a tabela proposta por Ziegler e Nichols, resposta esta vista na figura 51 adiante.

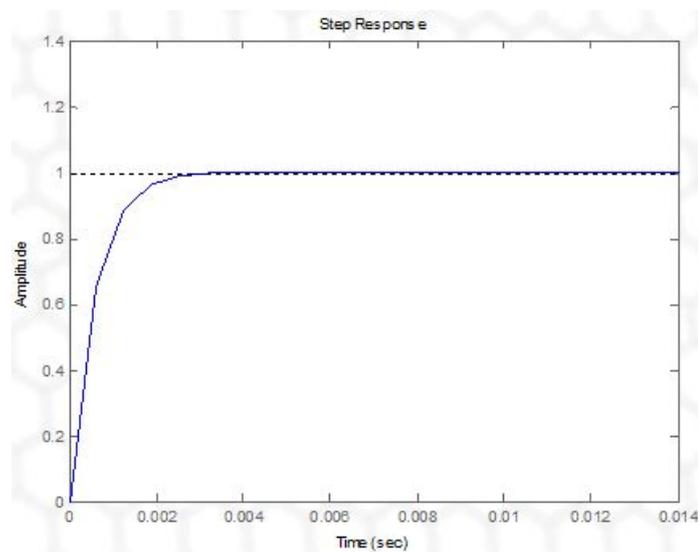


Figura 51 – Resposta ao degrau para o sistema contínuo.

Pode-se observar que as especificações do projeto, foram de certa forma, satisfatória neste primeiro momento.

### 4.1.3 Controlador Digital via transformação bilinear

O período de amostragem para esse controlador deve apresentar uma frequência compatível com o sistema. Considerando o valor  $T$  igual a 0,001 s, que possa atender o requisito

mínimo estabelecido. pode ser que o desempenho do controlador não possa ser garantido com a respectiva transformação.

#### 4.1.3.1 Discretização da planta

A discretização de uma função de transferência de um sistema contínuo pode ser obtido basicamente de duas formas:

1. Aplicando-se a Transformada-Z a função contínua segundo a forma:  $H(z) = Z(f(kT)) = \sum_{k=0}^{+\infty} f(kT)Z^{-1}$  (4.5)
2. Obtido através coleta de amostras da amplitude do sinal contínuo a cada T segundos regulares a cada entrada em degrau, isto é, uma relação de entrada e saída.
  - a) Porém há a necessidade de que o período de amostragem T seja o menor possível, do contrário, poderá ocorrer uma grande discrepância em relação ao projeto contínuo. ou seja, ocorrerá o *ALIASING*, conforme figura 52.

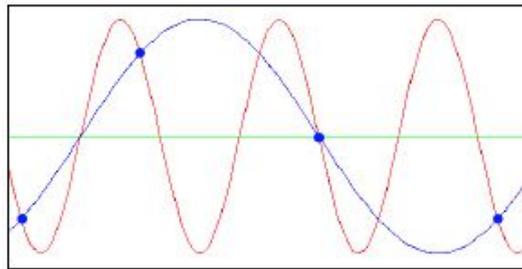


Figura 52 – Exemplo de aliasing

Realizando a reunião destes vários pontos da amplitude pelo tempo, os quais foram implementados através de um software computacional que calcula a regressão linear, ou seja, através de um integrador numérico obtém-se um polinômio aproximado do modelo matemático. Pode-se visualizar na figura 53, uma ilustração que descreve tal processo.

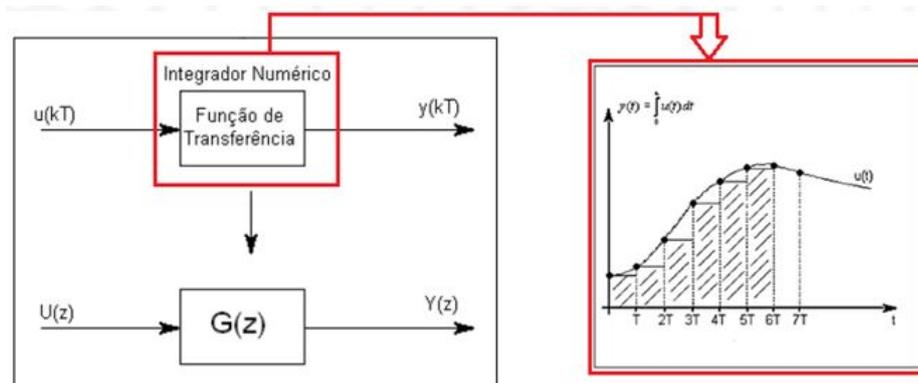


Figura 53 – Esquemático da integração numérica.

$$\text{ou ainda, } y(kT + T) = y(kT) + u(kT)T \quad (4.6)$$

Portanto aplicando-se a transformada-Z para a função contínua segundo a equação 4.5, e por intermédio das linhas de comandos escritas no *MATLAB*, chegou-se a respectiva transformação, vista no quadro 2.

```

clc, clear all
T = 0.001;

numc = [0 153.43]; denc = [0.1086 0.03434 1]; % FT da Planta
[ncd dcd] = c2dm(numc, denc, T, 'zoh'); % Discretização da
Planta
printsys(ncd, dcd, 'z') % Apresentação da Planta Discretizada

```

Quadro 2: Script para discretização da planta.

Desta forma, obteve-se a planta no formato discreto, descrito na equação 4.7 a seguir:

$$H(z) = \frac{0.07056z + 0.070486}{z^2 - 1.9959z + 0.99684} \quad (4.7)$$

#### 4.1.3.2 Discretização do controlador

Para chegarmos a discretização do controlador, aplicou-se a transformação Bilinear (método de Tustin), através das seguintes linhas de comando apresentada na figura 54:

```

clc clear all
T=0.001;
numc = [10.502 2.6919 78.8101]; %numerador do Controlador Contínuo
denc = [1 0.38057 0.036208]; % denominador do Controlador Contínuo
[ncd dcd] = c2dm(numc, denc, T, 'tustin'); % Discretização do
Controlador (Transformação Bilinear)
printsys(ncd, dcd, 'z') % Apresentação do Controlador Digital

```

Figura 54 – Script para discretização do controlador.

Portanto, o controlador digital para o período de amostragem  $T=0.001$  s será dado pela equação:

$$D(z) = \frac{10.5014z^2 - 21z + 10.4987}{z^2 + 1.9996z + 0.099962} \quad (4.8)$$

Figura 56 – Resposta do sistema discretizado.

#### 4.1.3.3 Apresentação digital

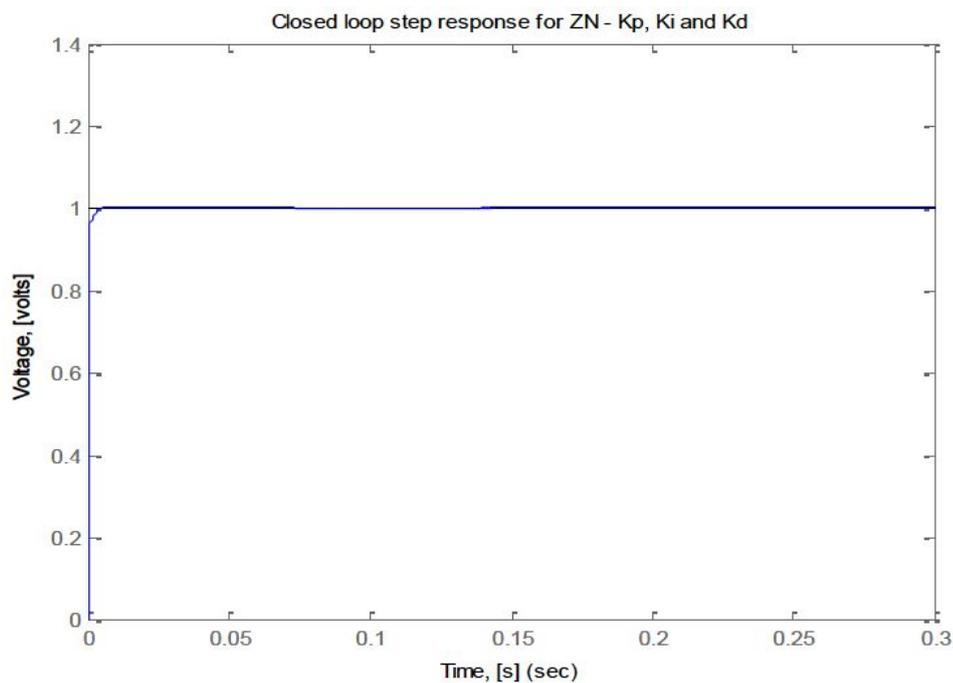
No script da figura 55, quando executado apresenta uma sucinta simulação do sistema em tempo discreto, com o controlador e a planta discretizada através dos métodos explicitados nas subseções 4.1.3.1 e 4.1.3.2.

```
%Resposta em malha fechada do sistema discreto
clc clear all;

nma = conv(npd, ncd); % Denominador de Malha Aberta
dma = conv(dpd, dcd); % Numerador de Malha Aberta
[nmf dmf] = feedback(nma, dma, 1, 1); % Função de Transferência de
Malha Fechada
dstep(nmf, dmf) % Resposta ao Degrau para o Sistema Discretizado
```

Figura 55 – Script em malha fechada do sistema discreto

Obtemos a resposta apresentada na figura 56 seguinte.



## 4.2 Implementação

A fase inicial do projeto, foi definir, com base na literatura pertinente, o tamanho final e peso do sistema para que fosse possível dimensionar adequadamente todas as partes. O desenho da estrutura e a escolha dos componentes utilizados foram determinados de acordo com outras plataformas de voos semelhantes. O projeto e os componentes da estrutura desenvolvida neste trabalho são descritos a seguir, mostrando detalhadamente cada componente utilizado para sua construção.

a base principal da estrutura, contribuindo para o aumento da rigidez, evitando sobrecarga, foi produzida com perfis de alumínio, que acabou deixando estrutura com uma massa reduzida.

Projeto da estrutura

### 4.2.1 Hardware

O Hardware utilizado neste trabalho é um motor controlado pelo ESC, que funciona com tensões entre 8 e 11.1V e pode fornecer até 15 A ao motor. O mesmo possui três pinos de saída, cada um deles conectado a uma fase do motor, outros três pinos para interface com o microcontrolador, dois de alimentação 5V regulada do circuito BEC (Battery Elimination Circuit) e um pino de entrada do PWM. A interface com o ESC foi realizada através da plataforma arduino uno. Esse foi escolhido por possuir muitos periféricos, baixo consumo e fácil programação. Além do mais possui ótimo processamento, o bastante para a obtenção da resposta desejada.

#### 4.2.1.1 Componentes

**Motor Emax CF2822:**

**Acelerômetro MMA7260QT** escreve..

### 4.2.2 Software

escreve..

escreve...

#### 4.2.2.1 Programas e Interface

escreve...

escreve...

### 4.2.3 Integração do sistema

escreve...

escreve...

#### 4.2.3.1 Realimentação

Neste trabalho optou-se por utilizar do acelerometro MMA7361 para a retroalimentação do sistema proposto, pois a medida da saída de velocidade do BLCD pode ser medida por meios diretos, assim como, através de meios indiretos de estimativa da respectiva velocidade como já foi mencionado neste trabalho anteriormente. Primeiramente definiu-se a

variável a controlar como sendo a velocidade propriamente dita relacionada com a altitude da base quando em voo, mas o monitoramento desta não se apresentou como uma tarefa simples, pois os recursos de instrumentação para tal se mostraram escassos e trabalhosos.

## 5 Testes e Resultados

Neste capítulo serão apresentados, os resultados obtidos com a planta didática desenvolvida. São apresentados os resultados do controlador clássico simulado, descritos com e sem ruídos.

### 5.1 Dados da simulação do sistema montado

Os testes realizados na estrutura começaram a ser feitos desde o início de sua construção, em função principalmente de pequenos ajustes que foram sendo incorporados tanto na estrutura mecânica como em relação a parte de software. O Planta didática como um todo representa o resultado da metodologia de projeto e atende aos requisitos de tamanho e peso. Um dos problemas apresentados nos componentes utilizados foi o ajuste da plataforma física que dar sustentação ao motor quando em funcionamento, permitindo apenas um grau de liberdade relativo ao eixo vertical. O eixo do motor utilizado na estrutura tem uma superfície lisa, onde são acopladas as hélices, com a trepidação do voo o fixador ocorria a folga da hélice em sua utilização, ocorrendo de a mesma soltar em um dos testes realizados. Foi preciso adaptar um fixador de maior porte no eixos do motor para uma melhor fixação da hélice. Na figura 57 mostra como ficou a planta didática montada por completa.

escreve..

escreve..

#### 5.1.1 Simulação do Controlador PID clássico

Nas imagens adiante é apresentado os resultados da simulação para o controle PID, sem a presença de distúrbios durante o voo. A estabilidade foi verificada utilizando  $K_p=0.5$ ,  $K_i=0.002$  e  $K_d=0.1$  para uma entrada em degrau. Na figura 58 é possível verificar a estabilidade a partir de 2 segundos de funcionamento do motor.

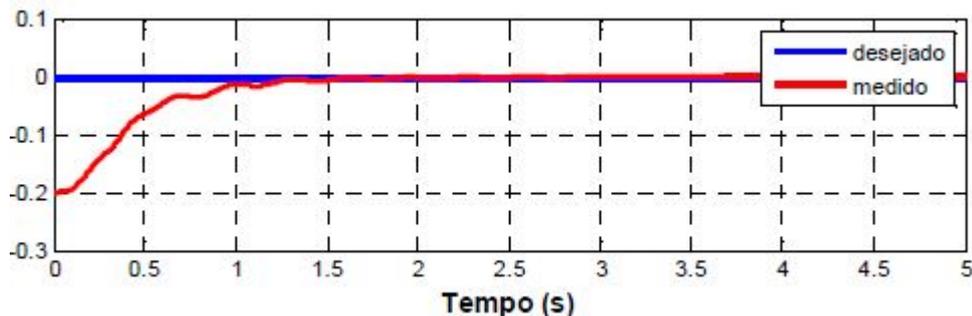


Figura 57 – Resposta do sistema usando controlador PID clássico

Para simular um ruído no sistema foi adicionado na saída um sinal do tipo impulso, e o resultado pode ser conferido no gráfico da figura 57.

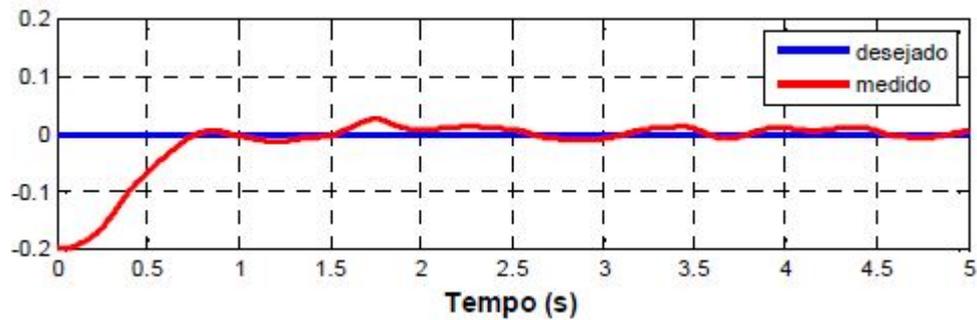


Figura 58 – Resposta do Sistema submetido a um distúrbio do tipo impulso.

É visto que o controlador PID clássico chegar perto da estabilização com um erro inicial de 0.5 rad/s com adição de ruído no sistema.

### 5.1.2 Resultado usando o controlador PID com saída diferenciada

Quando é Utilizando o controlador PID com saída diferenciada, foi possível avaliar a componente derivativa do controle. Alguns dos parâmetros do controlador foram alterados para  $K_p=0,4$  e  $K_d=0,7$  para um controle mais dinâmico, com  $K_p=0,3$  e  $K_d=0,9$  para  $K_i$  permanecendo o mesmo parâmetro do controlador PID clássico mostrado na Seção 5.1.1. A Figura 58 apresenta a simulação do controlador PID com saída diferenciada para estabilização da resposta ao degrau.

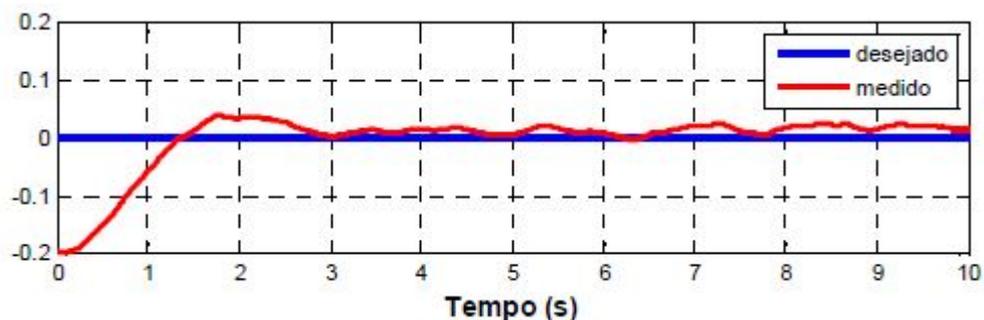


Figura 59 – Resposta do sistema utilizando controlador PID com saída diferenciada.

Com a simulação do controlador proposto foi possível verificar que a resposta do sistema para um desvio de 0,9 rad/s é satisfatória, apesar de em alguns momentos o erro variar bastante e sua estabilização só ser possível entre 3 a 4 segundos em alguns casos.

Na Figura 59 temos a resposta com adição de um ruído na saída do sistema.

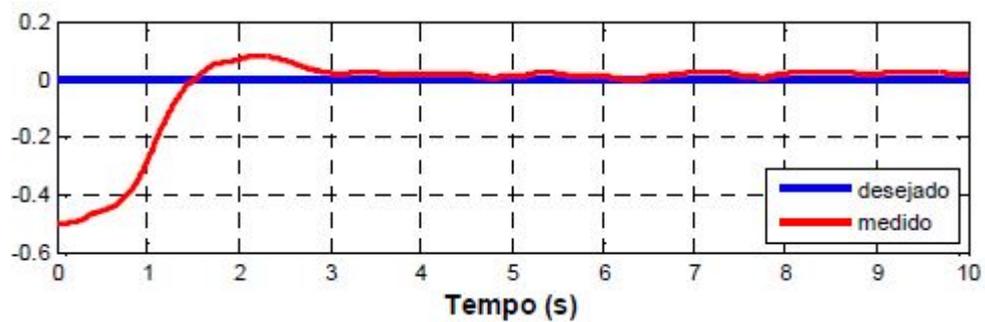


Figura 60 – Resposta com ruído na saída do sistema.

A Figura 59 apresenta o comportamento do controlador PID diferenciado com um erro inicial em 0,9 rad/s e imediatamente após acomodação cai para um desvio de 0,2 rad/s.

## 6 Conclusões

SÃO construtivos os benefícios produzidos na utilização dos motores brushless DC em várias aplicações em substituição a outros tipos de motores que são comumente empregados. O motor BLDC traz a vantagem de possuir características fortes em relação aos motores de indução e os motores DC com comutadores, em razão de sua eficiência energética que traduz o seu desempenho alcançado.

A abordagem fez uso de equipamentos semelhantes aos comumente empregados na indústria mostrando uma solução satisfatória, simples e eficiente baseada na aquisição de dados através da plataforma arduino, permitindo efetuar o controle computacional, onde tal abordagem pode ser utilizada na preparação de experiências didáticas para o ensino no próprio curso, em vez da aquisição de kits educacionais comercializados amplamente no mercado a custo elevados, tal dispositivo poderia se oferecer como uma alternativa de custo pequeno.

### 6.1 Trabalhos Futuros

# Referências

- AGUIRRE, L. *Introdução à identificação de sistemas com técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. 2004. Citado na página 48.
- AMARAL., R. P. Ambiente para simulação e aplicação numa planta didática de um controlador pid com anti win-up. 2011. Artigo apresentado no COBENGE. Instituto Federal do Espírito Santo, Blumenau. Citado na página 33.
- COSTA, R. Motores de corrente contínua. 2012. Disponível em <http://www.coladaweb.com/fisica/electricidade/motores-de-corrente-continua>> Acesso em 10 de abril de 2013. Citado na página 15.
- DANTAS., M. da C. R. Implementação de controle proporcional integral derivativo digital em arduino uno para controlar servo-motor. 2012. Disponível em: <<http://byte.wikinet.org/wiki/UserVuln>>. Acesso em: 15 de Maio de 2013. Citado na página 26.
- FIGUEIREDO, L. J. Aplicações de acelerómetros. Dezembro 2007. Monografia, Instrumentação e Aquisição de Sinais. Lisboa, Portugal. Citado na página 33.
- FOUR R.; RAMOUTAR, E. R. J. C. B. Operational characteristics of brushless dc motors. 2007. University of the West Indies. Citado na página 19.
- FUENTES, R. C. Apostila de automação industrial. 2005. Disponível: <[w3.ufsm.br/fuentes/indexarquivos/CA05.pdf](http://w3.ufsm.br/fuentes/indexarquivos/CA05.pdf)>. Acesso em: 10 de Maio de 2013. Citado na página 18.
- GARRIDO, S. P. *Saberes Pedagógicos e Atividades Docente*. [S.l.: s.n.], 1999. São Paulo p. Citado na página 11.
- GHIRARDELLO, A. *Apostila Sobre Modulação PWM*. Disponível em: <http://www.eletronica.org/arqapostilas/apostilapwm.pdf>., 2008. Acessado em: 07 de Março de 2013. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- HENDERSHOT, T. J. E. M. J. R. *Design of Brushless Permanent Magnet Motors*. 1. ed. New York: [s.n.], 1994. Citado na página 19.
- MCCORMICK, W. B. *Aerodynamics, Aeronautics and Flight Mechanics*. 2nd. ed. [S.l.: s.n.], 1995. Citado na página 30.
- OGATA., K. *Engenharia de Controle Moderno*. São Paulo.: [s.n.], 2003. Citado 3 vezes nas páginas 34, 36 e 37.
- OGATA., K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5<sup>a</sup>. ed. [S.l.: s.n.], 2011. Citado na página 37.
- PAGANO., D. J. *Teoria de Sistemas Amostrados e Controle Didital*. Florianópolis, Santa Catarina., 2002. Universidade Federal de Santa Catarina. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.

- POMILIO, J. A. Uma breve história da eletricidade industrial. 2012. Disponível em: <[www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdf/files/hist.pdf](http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdf/files/hist.pdf)> Acesso em: 12 de abril de 2013. Citado na página 16.
- PROTAZIO, E. A. *Projeto de Planta Didática com Controle de Posicionamento Angular e Controlador de Múltiplas Ações*. Dissertação (Trabalho final de conclusão de curso.) — Universidade do Estado do Amazonas-UEA, novembro. 2013. Citado na página 22.
- RODRIGUES., J. Aeromodelismo teórico e prático;. 1964. Serviço de publicações da mocidade portuguesa. Citado na página 29.
- SILVA, G. *Desenvolvimento e Controlo de um Veículo Autónomo Aéreo Quadrotor*. Dissertação (Tese de Mestrado) — Instituto Superior de Engenharia do Porto., 2009. Laboratório de Sistemas Autónomos. Citado na página 27.
- SILVEIRA., W. S. e Paulo R. da. *Automação e controle discreto*. São Paulo: [s.n.], 1998. 229 p. Citado na página 11.
- SIQUEIRA, D. S. *Projeto e Simulação da Operação de um Motor de Corrente Contínua sem Escovas*. Dissertação (Encontro interno, Seminário de iniciação científica.) — Universidade Federal de Uberlândia., Uberlândia., 2008. Citado na página 33.
- TRINDADE, R. *Estudo de máquinas elétricas não convencionais: Motor Brushless DC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2009. Citado na página 20.
- VIEIRA, J. C. S. *Plataforma Móvel Aérea QuadRotor*. Dissertação (Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrônica Industrial e Computadores.) — Universidade do Minho., Braga, Portugal., 2011. Citado na página 32.
- YEDAMALE, P. *Brushless DC (BLDC), Motor Fundamental*. 2003. Microship Technology Inc. AN885. Citado na página 21.
- ZORZI, C. *Controlador PID Digital de Velocidade de um Motor de Corrente Contínua*. Dissertação (Mestrado) — Universidade São Francisco., Itatiba, SP, 2004. Monografia Engenharia de Computação. Citado na página 32.