

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE ESPECIALIZAÇÃO EM AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

LEONARDO GOMES TAVARES

**DESENVOLVIMENTO DE UMA PLANTA DIDÁTICA PARA ESTUDO E
DEMONSTRAÇÃO DO CONTROLE PID DE VELOCIDADE DE
MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA**

MONOGRAFIA DE ESPECIALIZAÇÃO

CURITIBA
2017

LEONARDO GOMES TAVARES

**DESENVOLVIMENTO DE UMA PLANTA DIDÁTICA PARA ESTUDO E
DEMONSTRAÇÃO DO CONTROLE PID DE VELOCIDADE DE
MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA**

Monografia de Especialização,
apresentada ao Curso de Especialização
em Automação Industrial, do
Departamento Acadêmico de Eletrônica,
da Universidade Tecnológica Federal do
Paraná – UTFPR, como requisito parcial
para obtenção do título de Especialista.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Erig R. Lima

CURITIBA
2017



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Curitiba

DIRPPG
DAELN
CEAUT



TERMO DE APROVAÇÃO

**DESENVOLVIMENTO DE UMA PLANTA DIDÁTICA PARA ESTUDO E
DEMONSTRAÇÃO DO CONTROLE PID DE VELOCIDADE DE MOTORES DE
CORRENTE CONTÍNUA**

por

LEONARDO GOMES TAVARES

Esta Monografia foi apresentada em 18 de dezembro de 2017 como requisito parcial para a obtenção do título de Especialista em Automação Industrial. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Dr. Carlos Erig R. Lima
Orientador

Prof. Dr. Gustavo Benvenuto Borba
Membro titular

Prof. Dr. Kleber Kendy Horikawa Nabas
Coordenador do Curso

- O Termo de Aprovação assinado encontra-se na Coordenação do Curso -

RESUMO

TAVARES, Leonardo G. **Desenvolvimento de uma Planta Didática para Estudo e Demonstração de Controle PID de Velocidade de Motores de Corrente Contínua.** 2017. 51 f. Monografia (Curso de Especialização em Automação Industrial), Departamento Acadêmico de Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma planta didática destinada ao estudo e a demonstração do controle PID de velocidade de motores de corrente contínua. Na primeira parte do trabalho é apresentada uma revisão dos conceitos teóricos necessários à implementação do projeto. São abordados os sistemas de controle, o controlador PID, os métodos de discretização e os motores de corrente contínua. Na sequência são apresentados os detalhes do desenvolvimento do projeto dividido em suas principais partes: hardware, firmware e software. Na última parte estão registrados os experimentos de validação do projeto bem como os seus resultados comentados. Nesta etapa foram realizados testes em malha aberta e em malha fechada. Os testes em malha aberta foram realizados a fim de identificar o modelo dinâmico da planta. Os testes em malha fechada foram realizados com o objetivo de comprovar a eficácia e o comportamento do controlador implementado utilizando algumas configurações como referência.

Palavras chave: Controle, Planta Didática, Motores de Corrente Contínua.

ABSTRACT

TAVARES, Leonardo G. **Development of a Didactic Plant for Study and Demonstration of the DC Motor Speed PID Control**. 2017. 51 f. Monografia (Curso de Especialização em Automação Industrial), Departamento Acadêmico de Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

This project presents the development of a didactic plant for the study and demonstration of the DC motor speed PID control. The first part of this work presents a review of the theoretical concepts needed to implement this project. Control systems, PID controller, discretization methods and DC motors are discussed. Following are the details of the project development divided into its main parts: hardware, firmware and software. In the last part are registered the validation experiments of the project as well as its commented results. In this step tests were performed in open loop and closed loop topologies. The open loop tests were performed in order to identify the dynamic model of the plant. The closed loop tests were performed with the objective of proving the effectiveness and the behavior of the implemented controller using some configurations as reference.

Keywords: Control, Didactic Plant, DC Motors.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema de controle em malha aberta.....	15
Figura 2 – Sistema de controle em malha fechada.....	16
Figura 3 – Representação de um controlador PID paralelo.....	17
Figura 4 – Representação da função $e(t)$ pelo método da diferença adiantada	20
Figura 5 – Representação da função $e(t)$ pelo método da diferença atrasada	22
Figura 6 – Representação da função $e(t)$ pelo método de Tustin	23
Figura 7 – Região de mapeamento resultante dos métodos de discretização.....	24
Figura 8 – Diagrama em blocos do sistema proposto.....	27
Figura 9 – Foto do protótipo montado em um gabinete plástico.....	28
Figura 10 – Foto do conjunto controlador e motor CC.....	28
Figura 11 – Circuito de potência	30
Figura 12 – Placa de prototipação Tiva.....	31
Figura 13 – Sensor de velocidade	32
Figura 14 – Módulo de comunicação bluetooth HC-05.....	33
Figura 15 – Tela principal do software	35
Figura 16 – Resposta ao degrau em malha aberta.....	38
Figura 17 – Resposta ao degrau em malha aberta da planta real e dos modelos 1 e 2	39
Figura 18 – Partida do motor com controle P na planta real e simulada com modelo 1.....	41
Figura 19 – Partida do motor com controle P na planta real e simulada com modelo 2.....	41
Figura 20 – Partida do motor com controle PI na planta real e simulada com modelo 1	43
Figura 21 – Partida do motor com controle PI na planta real e simulada com modelo 2	43
Figura 22 – Partida do motor com controle PI na planta real e simulada com modelo 1	45
Figura 23 – Partida do motor com controle PI na planta real e simulada com modelo 2	45
Figura 24 – Partida do motor com controle PID na planta real e simulada com modelo 1	47
Figura 25 – Partida do motor com controle PID na planta real e simulada com modelo 2	47

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Conjunto de parâmetros do controlador P (experimento 1)	40
Tabela 2 – Conjunto de parâmetros do controlador PI (experimento 2)	42
Tabela 3 – Conjunto de parâmetros do controlador PI (experimento 3)	44
Tabela 4 – Conjunto de parâmetros do controlador PID (experimento 4).....	46

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i> (pinos de entrada e saída de propósito geral)
kp	Ganho proporcional
ki	Ganho integral
kd	Ganho derivativo
P	Proporcional
PI	Proporcional Integral
PD	Proporcional Derivativo
PID	Proporcional Integral Derivativo
PV	<i>Process variable</i> (variável de processo ou variável controlada)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (modulação por largura de pulso)
SP	<i>Set point</i> (valor de referência)
UART	<i>Universal asynchronous receiver/transmitter</i> (receptor/transmissor assíncrono universal)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	PROBLEMA	11
1.2	OBJETIVOS.....	12
1.2.1	Objetivo Geral	12
1.2.2	Objetivos Específicos	12
1.3	JUSTIFICATIVA.....	13
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	13
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	14
2.1	SISTEMAS DE CONTROLE.....	14
2.1.1	Sistemas de controle em malha aberta	15
2.1.2	Sistemas de controle em malha fechada	15
2.2	CONTROLADOR PID	16
2.2.1	Ação proporcional.....	18
2.2.2	Ação integral	18
2.2.3	Ação derivativa.....	19
2.3	MÉTODOS DE DISCRETIZAÇÃO DE CONTROLADORES	19
2.3.1	Método da diferença adiantada (<i>forward difference</i>)	20
2.3.2	Método da diferença atrasada (<i>backward difference</i>).....	21
2.3.3	Método de Tustin (Transformação bilinear)	23
2.4	MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA.....	24
2.4.1	Classificação de motores de corrente contínua.....	25
3	DESENVOLVIMENTO	27
3.1	HARDWARE	27
3.1.1	Circuito de potência.....	29
3.1.2	Microcontrolador	30
3.1.3	Sensor de velocidade	31
3.1.4	Interface de comunicação.....	32
3.2	FIRMWARE.....	33
3.3	SOFTWARE.....	35
4	EXPERIMENTOS E RESULTADOS.....	37
4.1	IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA	37
4.1.1	Modelo 1.....	38
4.1.2	Modelo 2.....	39
4.2	EXPERIMENTOS EM MALHA FECHADA.....	40
4.2.1	Experimento 1	40
4.2.2	Experimento 2	42
4.2.3	Experimento 3	44
4.2.4	Experimento 4	46
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	48
	REFERÊNCIAS.....	51

1 INTRODUÇÃO

Sabe-se que, durante o processo de ensino e aprendizagem, as atividades práticas são essenciais para a formação dos profissionais das áreas técnicas. Ao realizar atividades práticas, o aluno é capaz de compreender e reter mais facilmente os conceitos demonstrados, se comparado ao uso das estratégias puramente expositivas. Uma das maneiras de atender essa necessidade nos cursos de engenharia, é a adoção do uso de plantas didáticas.

As plantas didáticas são equipamentos que visam reproduzir em laboratório o comportamento de processos comuns nos mais diversos ramos da indústria. O uso desses equipamentos possibilita aos estudantes o contato e a familiarização com redes industriais, comunicação e controle de processos na prática (OLIVEIRA et al., 2012).

O objetivo principal deste trabalho é o projeto e construção de uma planta didática para estudo e demonstração do controle de velocidade de motores de corrente contínua usando um controlador Proporcional Integral Derivativo (PID).

1.1 PROBLEMA

Durante a formação acadêmica do Engenheiro de Automação percebe-se que, em muitos momentos, há um grande distanciamento entre teoria e prática. Há algumas disciplinas, como por exemplo Sistemas de Controle, que possuem conceitos matemáticos abstratos e complexos que, quando abordados com exagerado rigor matemático, normalmente tornam a associação entre teoria e prática uma tarefa bastante árdua.

O uso de softwares de simulação, como por exemplo o MATLAB, é uma estratégia bastante utilizada a fim de minimizar o problema citado. A opção pelo uso de simuladores normalmente está relacionada com os custos de aquisição moderados e a possibilidade de simular diferentes cenários com facilidade.

Outra alternativa é o uso de plantas ou kits didáticos. Essa segunda alternativa possui, como vantagem, o fato de colocar o aluno em uma situação bem mais próxima

da que ele vai encontrar na indústria. A principal desvantagem dessa alternativa está relacionada com elevados custos de implantação e manutenção.

1.2 OBJETIVOS

Nesta seção são apresentados os objetivos geral e específicos do trabalho, relativos ao problema anteriormente apresentado.

1.2.1 Objetivo Geral

Projetar e construir uma planta didática destinada ao estudo e a demonstração do controle de velocidade de motor de corrente contínua usando o algoritmo de controle PID.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Levantar os requisitos necessários para a construção de um controlador de velocidade de motores de corrente contínua. Identificar o motor, controlador, sensor de velocidade e etc;
- Projetar a planta didática considerando aspectos como usabilidade, simplicidade e custo;
- Construir a planta didática;
- Desenvolver um software supervisor para configuração dos parâmetros do controlador e a supervisão (observação) dos resultados obtidos;
- Realizar ensaios para identificação do modelo matemático da planta;
- Realizar ensaios para comprovação do funcionamento do algoritmo PID implementado no controlador;
- Elaborar um roteiro de uso da planta.

1.3 JUSTIFICATIVA

O projeto e a construção de uma planta didática para o controle de velocidade de motor CC vai auxiliar no processo de ensino e aprendizagem da Disciplina de Sistemas de Controle, sobretudo no tema Controle PID.

A opção pela construção da planta, ao invés da aquisição de uma planta similar, se deve principalmente aos elevados custos envolvidos na aquisição e implantação.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O capítulo 2 descreve a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento do presente trabalho. Neste capítulo são abordados os Sistemas de Controle, o Controlador PID, os métodos de discretização de controladores contínuos e motores de corrente contínua.

O capítulo 3 apresenta os tópicos relativos ao desenvolvimento do projeto. Este capítulo está dividido em hardware, firmware e software.

No capítulo 4 estão registrados os experimentos realizados para a validação do sistema desenvolvido. Foram realizados experimentos para identificação do modelo da planta a partir do teste do degrau em malha aberta e testes da partida do motor em malha fechada usando quatro conjuntos de parâmetros do controlador PID.

O capítulo 5 apresenta as considerações finais, conclusões e sugestões para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo é apresentada uma revisão dos conceitos teóricos utilizados no desenvolvimento deste trabalho. São abordados os sistemas de controle, o controlador PID, os métodos de discretização de controladores e os motores de corrente contínua.

2.1 SISTEMAS DE CONTROLE

O objetivo de um sistema de controle é manter um processo dentro de uma condição desejada, comparando o valor da variável de saída medida com um valor de referência desejado (*set point*), e fazendo as correções em função do desvio existente, sem a necessidade de intervenção de um operador (BEGA et al, 2006).

Dentro do contexto dos sistemas de controle, o termo “variável controlada” se refere à variável envolvida no processo que se deseja manter dentro de uma determinada condição. Também é chamada de “variável de processo”, e pode se referir a temperatura, nível, vazão, pressão, etc.

Valor de referência, ou valor desejado, é mais comumente chamado de *set point* (SP). Trata-se do valor de referência no qual se deseja manter a variável controlada.

Variável manipulada é a variável que influencia diretamente a variável de processo. É na variável manipulada que o sistema de controle atua a fim de manter a variável de processo dentro das condições desejadas. Em situações mais simples, em geral, para cada variável de processo existe uma variável manipulada. Em situações mais complexas, no entanto, é possível que seja necessário atuar em mais de uma variável manipulada a fim de controlar uma variável de processo.

Na maioria das vezes, as plantas industriais estão sujeitas a distúrbios que tendem a desviar as variáveis de processo do valor desejado. Desta forma, a função do sistema de controle é ajustar a variável manipulada, de forma a manter a variável controlada próximo ao valor desejado (*set point*), mesmo com a existência de eventuais distúrbios (BEGA et al, 2006).

Os sistemas de controle podem ser classificados em dois tipos: sistemas de controle em malha aberta e sistemas de controle em malha fechada.

2.1.1 Sistemas de controle em malha aberta

A Figura 1 mostra uma representação simplificada de um sistema de controle em malha aberta. Como se pode observar na figura, neste tipo de sistema, a saída da planta (variável controlada) não exerce qualquer influência no sinal de controle (na variável manipulada), isto é, a ação de controle em um sistema em malha aberta independe da saída (OLIVEIRA, 1999).

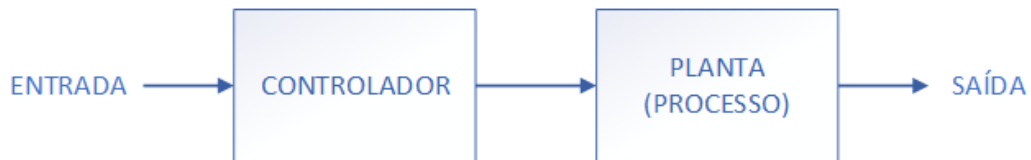


Figura 1 – Sistema de controle em malha aberta
Fonte: Autoria própria

Um sistema deste tipo normalmente não consegue manter a variável controlada nos níveis desejados na presença de perturbações externas. Na prática, um sistema em malha aberta deve ser utilizado somente em sistemas para os quais a relação entre a entrada e a saída seja bem conhecida e não existam perturbações internas ou externas significativas.

Em um sistema de controle em malha aberta, a saída nem é medida, nem é realimentada para comparação com a entrada (OGATA, 2003).

2.1.2 Sistemas de controle em malha fechada

Um sistema de controle em malha fechada é um sistema no qual o sinal de saída possui um efeito direto na ação de controle, isto é, trata-se de um sistema de controle com realimentação (OGATA, 2003).

Neste tipo de sistema, o sinal de erro, que corresponde à diferença entre o valor de referência (*set point*) e a variável de processo é introduzido na entrada do

controlador a fim de manter a saída do sistema (variável de processo) em um determinado valor desejado.

A Figura 2 mostra a relação entre entrada e saída de um sistema de controle em malha fechada.

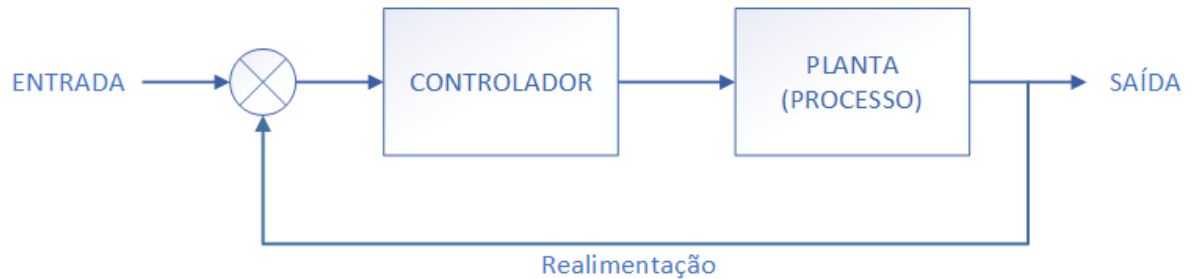


Figura 2 – Sistema de controle em malha fechada
Fonte: Autoria própria

Em um sistema em malha fechada, as perturbações externas tendem a provocar influências temporalmente curtas, visto que o controlador percebe rapidamente a variação no sinal de erro e atua de forma a minimizá-lo.

2.2 CONTROLADOR PID

Existem atualmente diversas estratégias de controle, tais como o algoritmo de controle Proporcional Integral Derivativo (PID), o PID adaptativo, por Lógica Fuzzy, preditivo, entre outras (BEQUETTE, 2003).

O método Proporcional Integral Derivativo (PID) é o algoritmo de controle de processo mais usado na indústria. Segundo (OGATA, 2003), cerca de 90% das plantas industriais são controladas por controladores PID.

A popularidade dos controladores PID pode ser atribuída ao seu desempenho robusto em uma gama bastante ampla de condições de funcionamento e à sua simplicidade funcional que permite aos engenheiros/técnicos operá-los de uma forma simples e direta (BEGA et al, 2006).

Como o próprio nome sugere, o algoritmo PID é composto por três coeficientes: proporcional, integral e derivativo que são devidamente ajustados, normalmente através do uso de alguma metodologia conhecida, a fim de produzirem o melhor resultado possível.

A saída do controlador PID é composta pela soma de três parcelas, uma proporcional ao erro, uma proporcional à integral do erro, e a terceira, proporcional à derivada do erro. Essa relação pode ser observada na equação 2.1, que expressa o comportamento do controlador.

$$u(t) = kp \cdot e(t) + ki \int_0^t e(\tau) d\tau + kd \frac{de(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Na equação do algoritmo PID, $u(t)$ representa o sinal de saída, $e(t)$ representa o erro atual, e os parâmetros kp , ki e kd , respectivamente os coeficientes proporcional, integral e derivativo do controlador.

A função de transferência que representa o algoritmo PID é apresentada na equação 2.2.

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = kp + ki \left(\frac{1}{s} \right) + kd \cdot s \quad (2.2)$$

A Figura 3 mostra uma representação gráfica de um sistema de controle baseado em um controlador do tipo PID. Essa configuração, conhecida como controlador PID paralelo, é a forma mais simples de um controlador PID. Nesta figura, os parâmetros da ação proporcional, integral e derivativa estão representados respectivamente pelos ganhos kp , ki e kd .

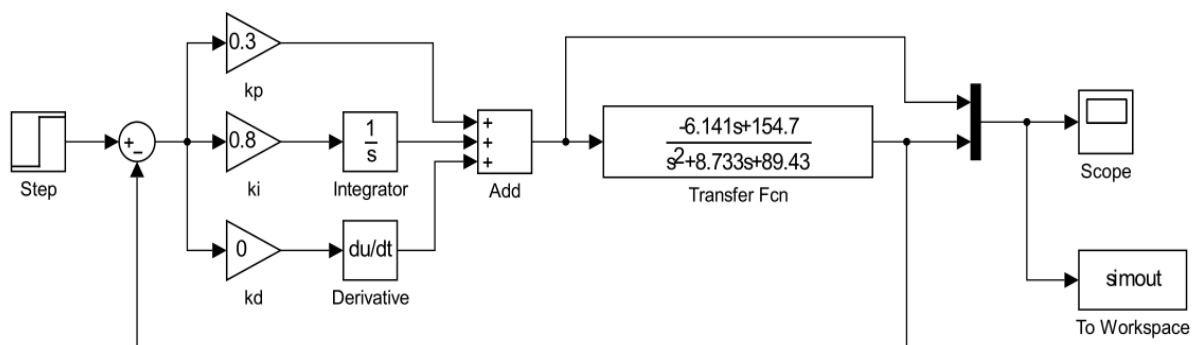


Figura 3 – Representação de um controlador PID paralelo
Fonte: Autoria própria

2.2.1 Ação proporcional

O controlador proporcional puro, isto é, o controlador que não possui as ações integral e derivativa, consiste basicamente de um amplificador com ganho ajustável (igual a k_p) no sinal de erro. Neste tipo de controlador, o sinal que atua na planta é igual ao valor do erro medido multiplicado pelo ganho do controlador (k_p), conforme mostra a equação 2.3.

$$u(t) = k_p \cdot e(t) \quad (2.3)$$

Uma característica importante deste tipo de controlador é a existência de um erro residual persistente no regime estacionário. Esse erro, que é dependente do valor de k_p e da planta, pode ser minimizado aumentando-se o valor de k_p . Entretanto, ao mesmo tempo em que o erro diminui com o aumento do ganho proporcional, aumentam as oscilações e o tempo para estabilização do valor da saída. Esta característica impõe restrições com relação ao seu uso, uma vez que um valor muito alto de k_p pode tornar instável a operação da planta.

2.2.2 Ação integral

A relação matemática, entre o sinal de erro $e(t)$ e o sinal de saída do controlador $u(t)$, que rege o comportamento do controlador integral, é mostrada na equação 2.4.

$$u(t) = k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.4)$$

O sinal da ação integral tende a atuar na correção da saída do processo enquanto houver uma diferença entre o valor medido e o valor desejado (*set point*), isto é, o sinal de erro. Isso se deve ao fato de que a ação integral atua proporcionalmente à integral do sinal de erro ao longo do tempo multiplicado pelo ganho k_i do controlador. Por conta desse fato, essa estratégia tende a eliminar o erro residual persistente no regime estacionário que normalmente existe no controlador proporcional puro. Por conta dessa característica, é bastante comum o uso de

controladores que possuam as duas ações, proporcional e integral, em conjunto. Na indústria, este tipo de controlador é comumente chamado de controlador PI.

2.2.3 Ação derivativa

A função da ação derivativa é a de inserir uma ação com característica antecipativa, ou preditiva, com o objetivo de melhorar a estabilidade do sistema em malha fechada. Com este tipo de ação, o controlador responde de forma mais rápida às variações do sinal de entrada, diminuindo a diferença de tempo entre o momento que o controlador percebe o erro e o momento que atua para corrigi-lo.

Na ação derivativa, a relação matemática entre o sinal de erro $e(t)$ e o de controle $u(t)$ é representada pela equação 2.5.

$$u(t) = kd \frac{de(t)}{dt} \quad (2.5)$$

Na ação derivativa, a amplitude do sinal de controle é diretamente proporcional à amplitude da derivada do erro, isto é, na existência de uma grande taxa de variação do erro, o controlador atuará com um grande sinal de correção, mesmo que o erro seja pequeno. Em contrapartida, se o erro não variar ao longo do tempo, o controlador não atuará de forma a corrigi-lo, pois nesta situação, a derivada do erro é nula.

A ação derivativa não deve ser empregada no controle de processos com presença de ruído, pois o controlador poderá atuar com amplitudes no sinal de correção capazes de prejudicar o processo (PATANÉ, 2008).

2.3 MÉTODOS DE DISCRETIZAÇÃO DE CONTROLADORES

Para representar o comportamento de sistemas dinâmicos de tempo contínuo normalmente faz-se uso de equações diferenciais. Entretanto, em alguns casos, a solução dessas equações não é um trabalho trivial, sendo possível descrever o

comportamento do mesmo sistema através da sua Função de Transferência, obtida por meio da Transformada de Laplace.

Os sistemas de tempo discreto, por sua vez, não são representados por equações diferenciais, mas por equações de diferenças. Neste caso a Transformada de Laplace é substituída pela Transformada Z, que é a ferramenta adequada para analisar o comportamento dos sistemas discretos.

O objetivo dos métodos de discretização é fornecer um meio para gerar uma representação de um sistema discreto (Função de Transferência em Z) a partir de um sistema de tempo contínuo. Normalmente é obtido através de uma relação de mapeamento da variável s (da Transformada de Laplace) para a variável z (da Transformada Z).

A seguir são apresentados 3 métodos de discretização e suas respectivas relações de mapeamento.

2.3.1 Método da diferença adiantada (*forward difference*)

O método da diferença adiantada (ou *forward difference*), também conhecido como método de Euler, considera que o valor de uma função $e(t)$ no intervalo $[(k-1)T, (k)T]$ é constante e possui valor igual a $e(k-1)$, conforme ilustra a Figura 4.

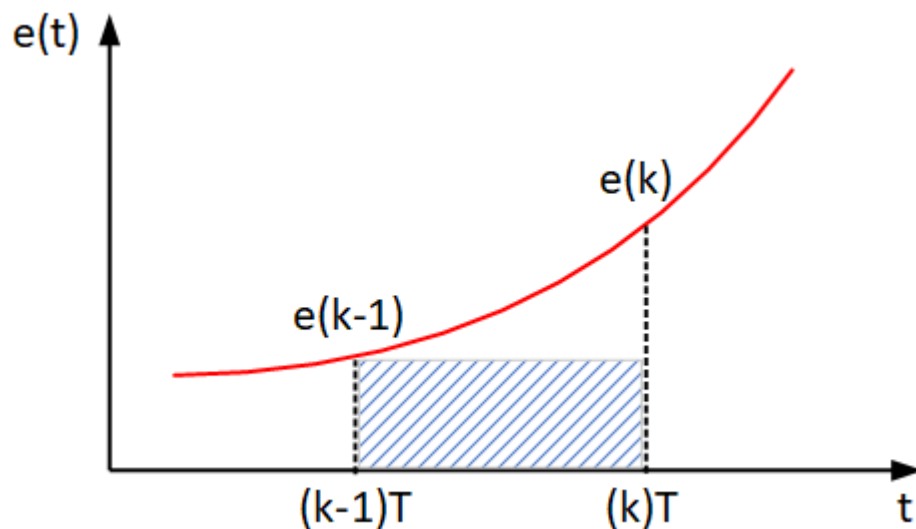


Figura 4 – Representação da função $e(t)$ pelo método da diferença adiantada
Fonte: Autoria própria

Uma das formas de se obter a equação de discretização deste método é utilizar a aproximação da integral da função $e(t)$ considerando a simplificação proposta pelo método. A equação que aproxima a integral de $e(t)$ é mostrada em (2.6). Aplicando-se a transformada z na equação 2.6, é possível calcular a função de transferência do integrador discreto, que é mostrada na equação 2.7. A partir das funções de transferência de um integrador de tempo contínuo e desta aproximação do integrador discreto (2.7) é que surge a equação de mapeamento da função contínua $e(t)$ para a versão discreta $e(k)$ (2.8).

$$u(k) = T \cdot e(k - 1) + u(k - 1) \quad (2.6)$$

$$H(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{T}{(z - 1)} \quad (2.7)$$

$$s = \left(\frac{1}{T}\right)z - 1 \quad (2.8)$$

No método da diferença adiantada, a zona de estabilidade do plano s não é inteiramente mapeada na zona de estabilidade do plano z (que corresponde ao círculo de raio unitário centrado na origem). Este fato, conjugado com os fracos desempenhos que o sistema pode apresentar depois de discretizado, faz com que este método, apesar de muito simples, não seja comumente utilizado (SOARES, 1996).

2.3.2 Método da diferença atrasada (backward difference)

O método da diferença atrasada (ou *backward difference*), também conhecido como método diferencial, considera que o valor de uma função $e(t)$ no intervalo $[(k-1)T, (k)T]$ é constante e possui valor igual a $e(k)$, conforme ilustra a Figura 5.

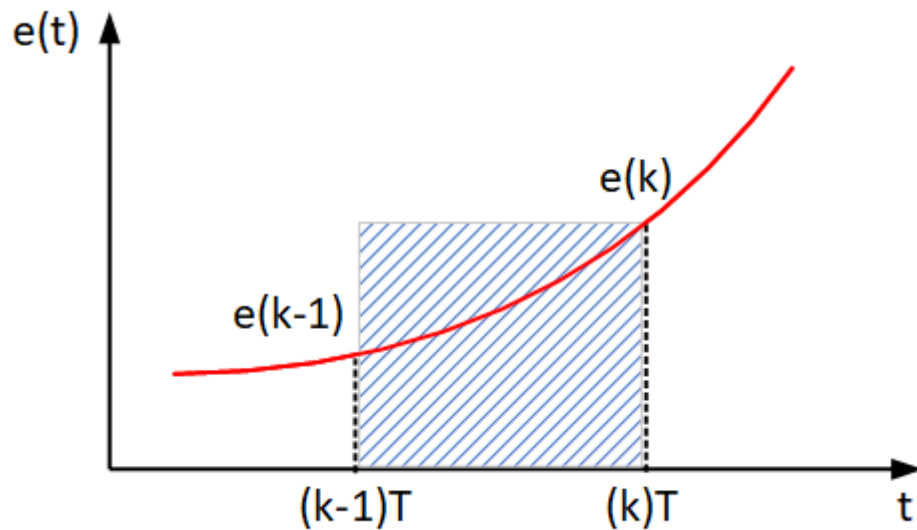


Figura 5 – Representação da função $e(t)$ pelo método da diferença atrasada
Fonte: Autoria própria

Uma das formas de se obter a equação de mapeamento deste método é utilizar a aproximação da integral da função $e(t)$ considerando a simplificação proposta pelo método. A equação que aproxima a integrador e a relação de substituição para discretização do método estão apresentadas, respectivamente, nas equações 2.9 e 2.10.

$$u(k) = T \cdot e(k) + u(k - 1) \quad (2.9)$$

$$s = \left(\frac{1}{T}\right) \frac{z - 1}{z} \quad (2.10)$$

Diferentemente do que acontece na aplicação do método de Euler, o método da diferença atrasada produz um mapeamento que gera um sistema obrigatoriamente estável se o sistema original (no plano s) também for estável.

Segundo Soares (1996) é evidente a vantagem do método da diferença atrasada sobre o método de Euler no que diz respeito à estabilidade. Quanto ao desempenho, melhor ou pior, só é possível verificar efetuando testes.

Dada a natureza da simplificação considerada, este método deve ser aplicado a sistemas simples e com períodos de amostragem reduzidos (SOARES, 1996).

2.3.3 Método de Tustin (Transformação bilinear)

O método de Tustin, também conhecido como transformação bilinear ou método trapezoidal, é largamente divulgado e utilizado, e produz resultados bastante satisfatórios. Este método considera que o valor de uma função $e(t)$ no intervalo $[(k-1)T, (k)T]$ é uma reta que liga os pontos $e(k-1)$ e $e(k)$, conforme ilustra a Figura 6.

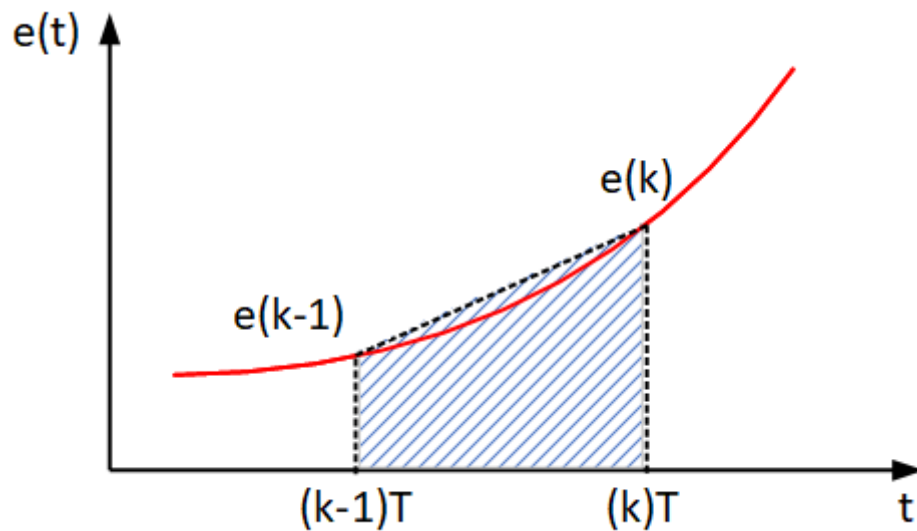


Figura 6 – Representação da função $e(t)$ pelo método de Tustin
Fonte: Autoria própria

Uma das formas de se obter a equação de mapeamento deste método é utilizar a aproximação da integral da função $e(t)$ considerando a simplificação proposta pelo método. A equação que aproxima a integrador e a relação de substituição para discretização do método estão apresentadas, respectivamente, nas equações 2.11 e 2.12.

$$u(k) = \frac{T}{2} \{ e(k) + e(k-1) \} + u(k-1) \quad (2.11)$$

$$s = \left(\frac{2}{T} \right) \frac{z-1}{z+1} \quad (2.12)$$

A transformação de Tustin tem a propriedade de transformar uma função de transferência contínua estável em uma função de transferência discreta também estável. O mapeamento da região estável do plano s para o plano z é apresentado para cada um dos métodos apresentados na Figura 7.

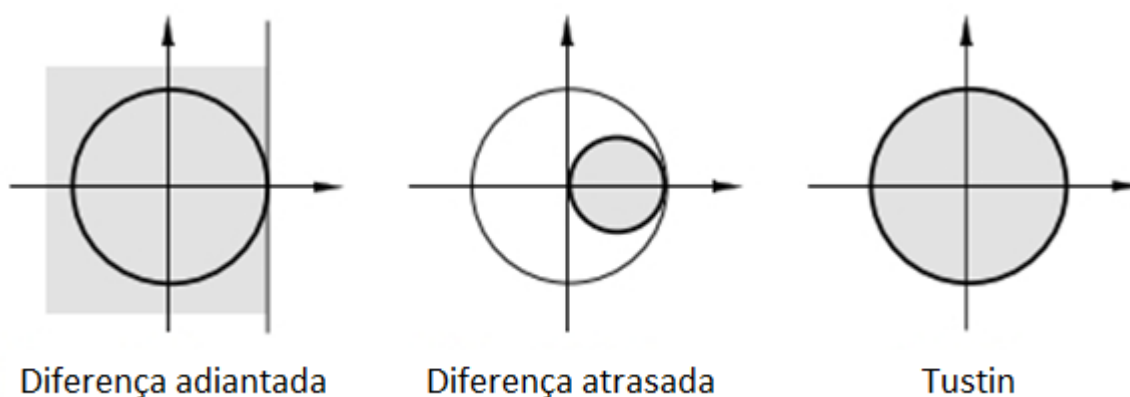


Figura 7 – Região de mapeamento resultante dos métodos de discretização
Fonte: Autoria própria

2.4 MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

O acionamento de motores de corrente contínua é encontrado na indústria em diversos cenários. Pode-se citar, como por exemplo, o seu uso nos processos de bobinação da indústria de papel, na laminação das indústrias siderúrgicas e de alumínio e no acionamento de veículos de tração, como trens elétricos e carros de metrô.

A principal vantagem no uso de motores de corrente contínua está relacionada ao controle de velocidade com necessidade crítica de torque, isto é, motores CC possuem a característica de permitir a manutenção de torques elevados mesmo com a variação da velocidade.

Basicamente, um motor CC é constituído das seguintes partes:

- Armadura (rotor);
- Bobinas de campo (polos);
- Comutador e escovas.

A armadura, também chamada de rotor, é o elemento rotativo do motor. É montada sobre um eixo de aço, que também gira, onde é colocado o comutador.

O comutador é feito de segmentos de cobre individuais isolados entre si, de aspecto cilíndrico. Cada segmento do comutador é conectado a um enrolamento da armadura e tem a função de inverter o sentido de corrente na armadura, de forma a produzir um torque que mantenha o rotor girando sempre no mesmo sentido.

Quando os enrolamentos da armadura são percorridos por corrente elétrica, o campo magnético produzido interage com o campo magnético do estator promovendo a rotação do motor.

As escovas são as partes do motor responsáveis por conduzir a corrente elétrica para o circuito da armadura.

2.4.1 Classificação de motores de corrente contínua

Motores de corrente contínua podem ter suas características modificadas de acordo com o tipo de ligação da bobina de campo. Desta forma podem ser classificados em quatro tipos:

- Excitação independente
- Excitação série
- Excitação paralela (ou *shunt*)
- Excitação composta

Nos motores com excitação independente, o circuito de excitação da máquina é alimentado por uma fonte adicional independente da fonte que alimenta a armadura. Esses motores são indicados em tarefas em que é necessário um controle preciso de velocidade do eixo sob carga variável.

Nos motores com excitação série, o circuito do enrolamento de campo está em série com o circuito de armadura. Desta forma é necessária apenas uma única fonte de alimentação para o circuito de campo e da armadura. Este tipo de motor é empregado em aplicações que exigem elevada tração, como é o caso do acionamento de veículos rodoviários e metroviários.

Nos motores com excitação paralela, também chamados de motores com derivação ou *shunt*, o circuito do enrolamento de campo está em paralelo com o

circuito de armadura. A exemplo do motor com excitação série, o motor *shunt* necessita de apenas uma fonte de alimentação para o circuito de campo e da armadura. Estes motores são usados onde o controle de velocidade é mais simples.

Nos motores com excitação composta, há dois enrolamentos de excitação, um ligado em paralelo com o circuito de campo e outro ligado em série com o circuito de campo. Neste tipo de motor utiliza-se uma combinação da excitação série e *shunt* com o objetivo de aproveitar melhor os benefícios de ambas as configurações.

3 DESENVOLVIMENTO

Este capítulo apresenta os detalhes do desenvolvimento do protótipo construído. O diagrama em blocos apresentado na Figura 8 mostra as principais partes constituintes do sistema.

Este capítulo está dividido em hardware, firmware e software, sendo que as principais partes são descritas em seções menores.

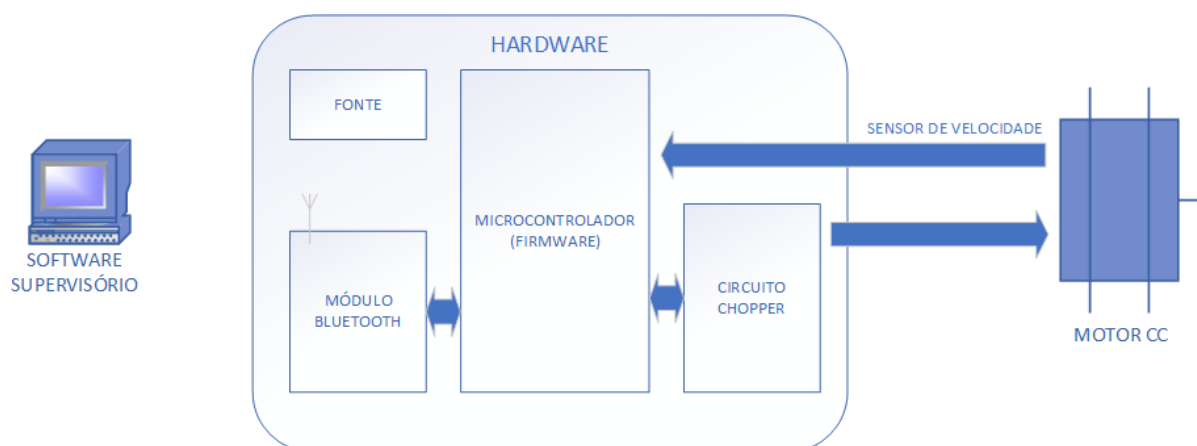


Figura 8 – Diagrama em blocos do sistema proposto
Fonte: Autoria própria

3.1 HARDWARE

A Figura 9 mostra uma foto do protótipo do controlador montado em um gabinete plástico. No gabinete estão montados o circuito de potência (*chopper*), o microcontrolador, a fonte e o módulo de comunicação *bluetooth*.

Do lado esquerdo do controlador, os conectores vermelhos correspondem à entrada CA do controlador. Do lado direito estão os conectores (vermelho e preto) referentes à saída CC variável que alimenta o motor CC.

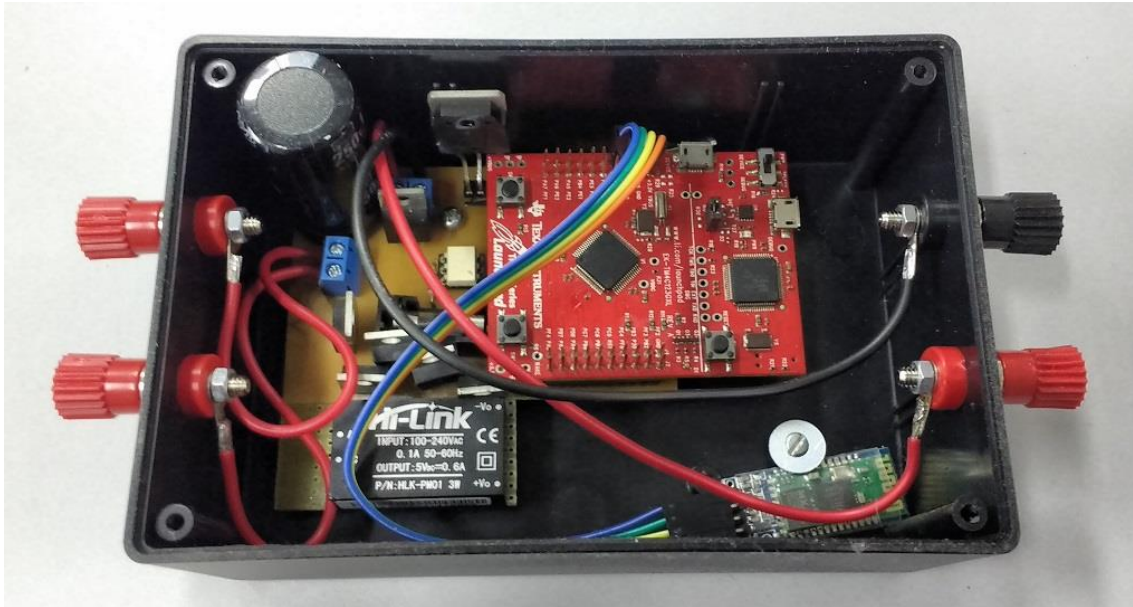


Figura 9 – Foto do protótipo montado em um gabinete plástico
Fonte: Autoria própria

A Figura 10 mostra uma foto do controlador ligado ao motor CC. Em todos os testes o motor CC foi utilizado na configuração *shunt*, isto é, com o circuito do enrolamento de campo em paralelo com o circuito de armadura.

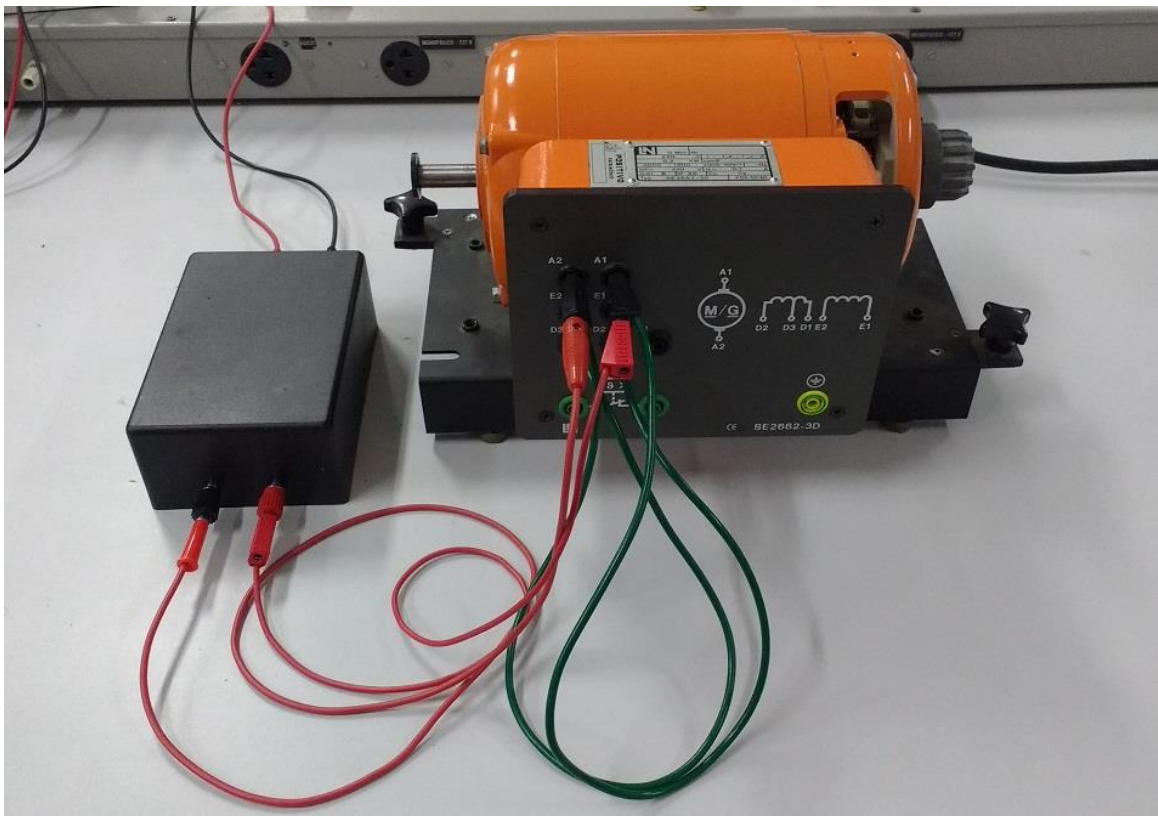


Figura 10 – Foto do conjunto controlador e motor CC
Fonte: Autoria própria

3.1.1 Circuito de potência

Torque e velocidade de motores CC podem ser controlados por ajuste da corrente de campo, da tensão de armadura, ou por meio da inserção de resistência variável no circuito de armadura. No presente trabalho optou-se por controlar a velocidade do motor através da tensão de armadura com auxílio de um circuito para ajuste da tensão na forma de um conversor CC-CC (*chopper*).

Os *choppers* convertem uma tensão contínua, para outra tensão (também contínua) em um nível desejado, através do controle do tempo de condução de um semiconductor, que pode ser um transistor, IGBT, mosfet ou outro, atuando como chave. A estratégia para controle do tempo de condução é chamada de Modulação por Largura de Pulso, ou PWM (do inglês *Pulse Width Modulation*).

A Figura 11 apresenta o circuito *chopper* desenvolvido para a aplicação em questão. Neste circuito foi utilizado o mosfet FQA38N30 para atuar como chave. Este mosfet foi escolhido devido aos elevados valores de tensão e corrente suportados, respectivamente 300V e 38,4A. Testes realizados com mosfets de menor capacidade, como por exemplo o IRF740, não apresentaram bons resultados. Estes, quando submetidos aos testes do degrau em malha aberta, danificavam-se com frequência.

O componente 4N25 é um optoacoplador, e foi utilizado para isolar eletricamente o pino de PWM do microcontrolador do gate do mosfet. Essa estratégia foi adotada para preservar a integridade do microcontrolador.

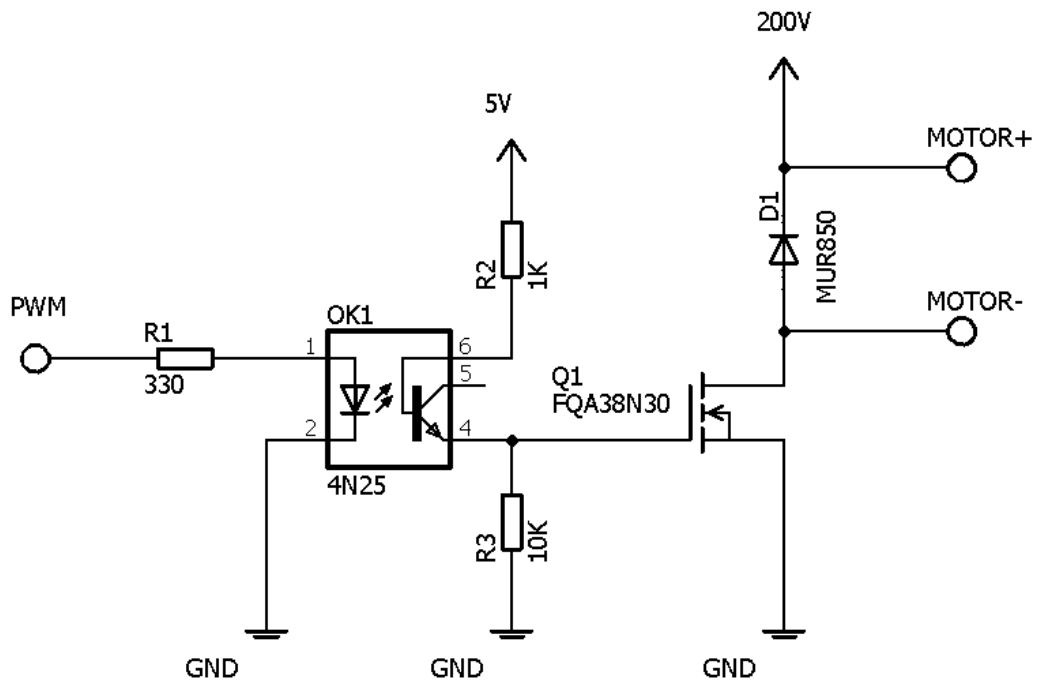


Figura 11 – Circuito de potência
Fonte: Autoria própria

3.1.2 Microcontrolador

O microcontrolador escolhido para o desenvolvimento deste trabalho é o TM4C123GH6PM, da Texas Instruments. Este microcontrolador possui uma arquitetura ARM Cortex-M4 e está disponível em uma plataforma de prototipação de baixo custo chamada de Tiva (Figura 12).

A exemplo de outras plataformas de prototipação baseadas em microcontroladores modernos, a Tiva dispensa o uso de gravadores ou emuladores externos, fato este, que foi considerado na escolha para este trabalho.

Outras características que foram consideradas na escolha deste microcontrolador são a capacidade de processamento (o microcontrolador executa suas instruções à frequência de até 80MHz), a disponibilidade de interfaces seriais do tipo UART, GPIO (pinos de propósito geral) com interrupção externa e canais de PWM.

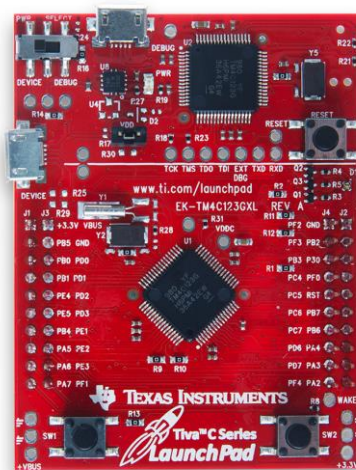


Figura 12 – Placa de prototipação Tiva
Fonte: Texas Instruments

3.1.3 Sensor de velocidade

O sensor de velocidade utilizado neste trabalho é do tipo encoder. Este tipo de sensor é amplamente utilizado no controle de posição, embora também possa ser utilizado na medição de velocidade.

O encoder é um dispositivo que produz um pulso elétrico para um determinado deslocamento que pode ser, como por exemplo, um incremento na rotação do eixo de um motor ao qual está acoplado o sensor. A partir da medição do tempo entre dois pulsos consecutivos do encoder é possível calcular a velocidade de rotação do eixo.

Encoders podem ser do tipo magnético, por contato, resistivo e óptico. O encoder utilizado neste trabalho (Figura 13) é óptico. Este baseia-se no princípio da passagem e obstrução de um feixe de luz através de ranhuras de um disco perfurado acoplado ao eixo do motor.

A opção por este tipo de sensor se deve principalmente ao baixo custo de aquisição.

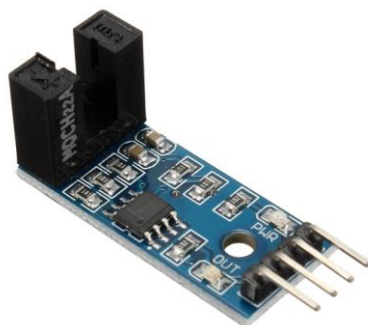


Figura 13 – Sensor de velocidade
Fonte: Autoria própria

3.1.4 Interface de comunicação

Com o objetivo de reduzir a utilização de cabos no protótipo optou-se por utilizar uma interface de comunicação sem fio. Dentre as interfaces disponíveis no mercado, a que reuniu as melhores características de custo, disponibilidade e facilidade de implementação foi a interface *bluetooth*.

O módulo utilizado no trabalho é o HC-05 (Figura 14). Este módulo foi escolhido principalmente pela facilidade de integração com o microcontrolador. Este possui uma interface serial padrão UART que pode ser conectada diretamente ao microcontrolador sem a necessidade de circuitos intermediários. Outra característica é o fato de que o módulo possui o protocolo *bluetooth* embarcado no seu próprio firmware, o que elimina a necessidade da implementação do protocolo no firmware do microcontrolador.

O alcance máximo do módulo é de 10 metros, que é bastante conveniente para aplicação em questão, visto que o objetivo maior da sua implementação é simplesmente a redução no uso de cabos.

A taxa de comunicação utilizada foi a de 9600 bps, suficiente para enviar os dados amostrados para o software supervisor sem riscos de perda de informação.

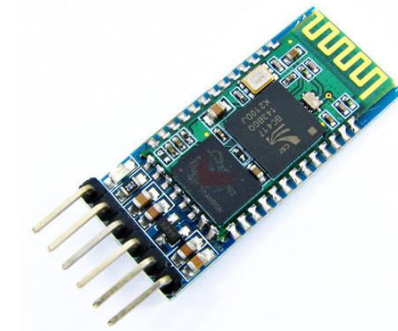


Figura 14 – Módulo de comunicação bluetooth HC-05
Fonte: Autoria própria

3.2 FIRMWARE

O firmware foi escrito inteiramente em linguagem C e o acesso ao hardware foi feito com auxílio de uma biblioteca chamada Tivaware. Essa biblioteca possui código aberto e é fornecida pela própria Texas Instruments, fabricante do microcontrolador. A opção pelo uso da Tivaware foi feita com o objetivo de facilitar a configuração e manipulação dos periféricos como a interface serial, GPIO, interrupções e o PWM.

Para implementação do controlador PID foi realizada a discretização do modelo PID paralelo utilizando o método de Tustin. Esse método foi escolhido porque, segundo (SOARES, 1996), é o método que apresenta as melhores características dentre os métodos abordados neste trabalho.

Para a discretização do controlador foi considerada a função de transferência $G(z)$ no formato que é apresentada na Equação 3.1. Os valores b_0 , b_1 , b_2 , a_1 e a_2 , são os coeficientes da equação de diferenças que executa a função do controlador PID no microcontrolador.

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (3.1)$$

A equação de diferenças equivalente está mostrada na Equação 3.2. A saída do controlador está representada pela variável $u[n]$ e a entrada do controlador (o sinal de erro), a variável $e[n]$.

$$\begin{aligned}
 u[n] = & b_0 e[n] + b_1 e[n-1] + b_2 e[n-2] \\
 & - a_1 u[n-1] - a_2 u[n-2]
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

Para o cálculo dos coeficientes foram considerados três cenários. Primeiramente foi discretizado o controlador proporcional (P) simples. As equações de mapeamento para discretização deste controlador estão em (3.3).

$$\begin{aligned}
 b_0 &= k_p \\
 b_1 = b_2 = a_1 = a_2 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

No segundo cenário foi considerada a discretização do controlador proporcional-integral (PI) paralelo. As equações de mapeamento para discretização deste controlador estão em (3.4). Nestas equações, a variável T corresponde ao período de amostragem.

$$\begin{aligned}
 b_0 &= k_p + k_i \left(\frac{T}{2} \right) \\
 b_1 &= -k_p + k_i \left(\frac{T}{2} \right) \\
 a_1 &= -1 \\
 b_2 = a_2 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

No terceiro cenário foi considerada a discretização do controlador Proporcional Integral Derivativo (PID). As equações de mapeamento para discretização deste controlador estão em (3.5).

$$\begin{aligned}
 b_0 &= k_p + k_i \left(\frac{T}{2} \right) + k_d \left(\frac{2}{T} \right) \\
 b_1 &= k_i T - k_d \left(\frac{4}{T} \right) \\
 b_2 &= -k_p + k_i \left(\frac{T}{2} \right) + k_d \left(\frac{2}{T} \right) \\
 a_1 &= 0 \\
 a_2 &= -1
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

No presente trabalho, o período de amostragem utilizado foi de 10 ms.

3.3 SOFTWARE

O software supervisor foi desenvolvido em linguagem C++ no ambiente QT Creator. A opção pelo QT Creator se deve principalmente a facilidade de implementação de interfaces gráficas junto com a possibilidade de desenvolvimento em linguagem C++, o que confere grande flexibilidade ao projeto.

A Figura 15 mostra a tela principal do software. Além do menu principal onde estão localizadas as funções de acesso a arquivo e às configurações do software, o programa possui duas guias principais denominadas de Malha Fechada e Malha Aberta.

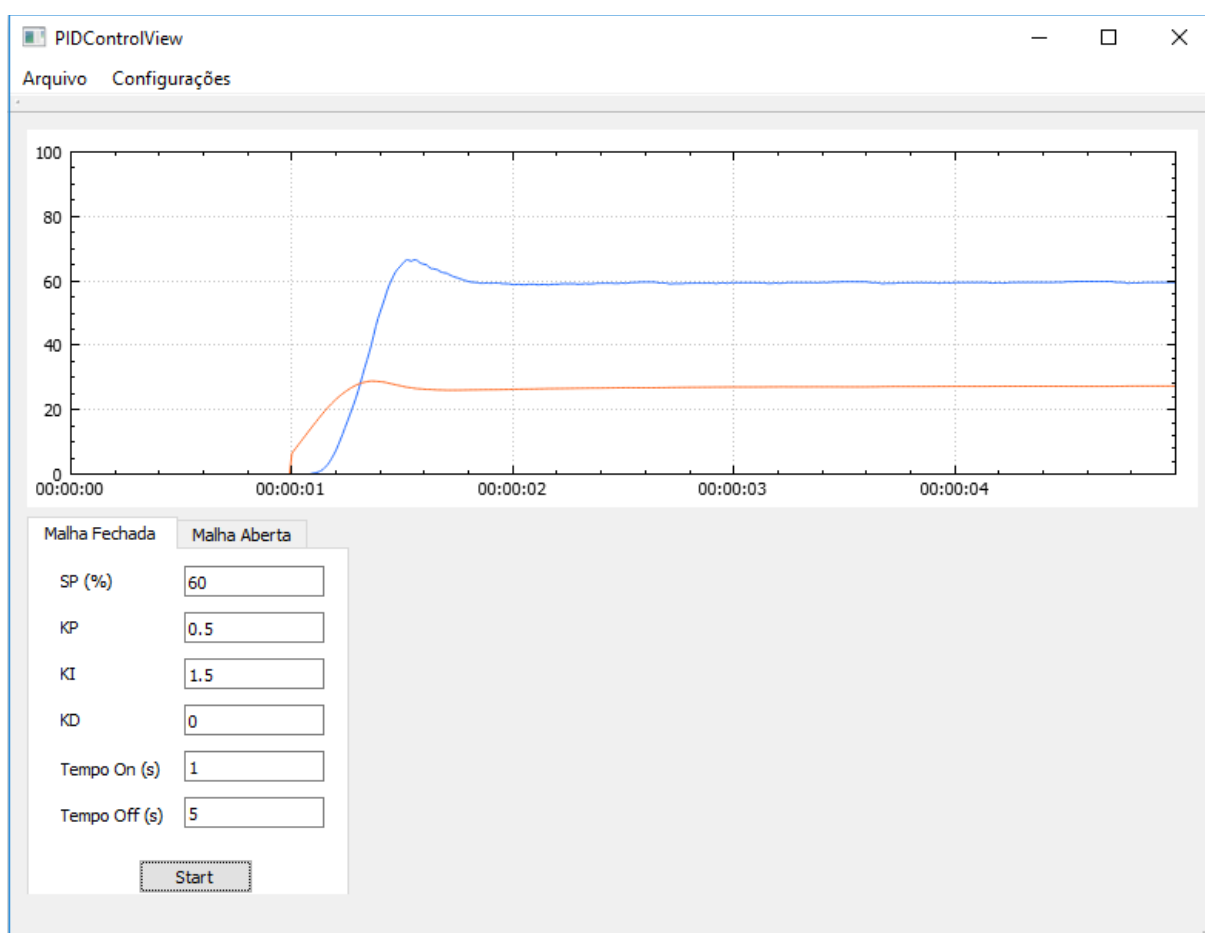


Figura 15 – Tela principal do software

Fonte: Autoria própria

Na guia Malha Aberta estão localizados campos para inserção de parâmetros para a realização do teste do degrau unitário em malha aberta. Após o preenchimento dos parâmetros, o usuário deve pressionar o botão *Start* para que o comando para a realização do teste seja enviado ao controlador. A medida que o teste acontece, o controlador envia os valores de tensão e velocidade instantâneos para o software, que apresenta o resultado, em tempo de execução, na forma gráfica.

Na guia Malha Fechada estão localizados campos para inserção de parâmetros para a realização do teste da partida do motor em malha fechada. A exemplo do teste anterior, o software envia o comando para o controlador assim que o usuário pressiona o botão *Start*. Enquanto o teste é executado, o software apresenta o resultado na forma gráfica.

4 EXPERIMENTOS E RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os procedimentos para identificação do sistema dinâmico da planta e os experimentos destinados a comprovação da eficácia do controlador implementado.

4.1 IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA

Segundo Ljung (2010) a identificação de sistemas é a ciência de construir modelos matemáticos capazes de representar sistemas dinâmicos, a partir da observação de dados de entrada e de saída. Considerando essa afirmação foi proposta para este trabalho a identificação de modelos capazes de representar o sistema dinâmico da planta e, auxiliados por esses modelos, verificar a eficácia do controlador discreto projetado. Essa verificação é feita com base em comparações realizadas entre ensaios realizados na planta física e simulações usando esses modelos.

Para realizar a identificação do modelo da planta foi utilizado o método da aplicação do degrau unitário em malha aberta. Esse procedimento foi realizado com aplicação de 30% da variável manipulada em um degrau com duração total de 5 segundos. Os valores da variável manipulada (tensão de entrada) e da variável de processo (velocidade do motor) foram amostrados e enviados para o software de supervisão que faz o armazenamento dos dados em um arquivo texto. O resultado deste procedimento pode ser visto na Figura 16. A curva em azul se refere à tensão de entrada do motor e a curva em vermelho se refere à velocidade do motor. Ambos os valores (tensão e velocidade) são apresentados em valores percentuais aos valores nominais da planta.

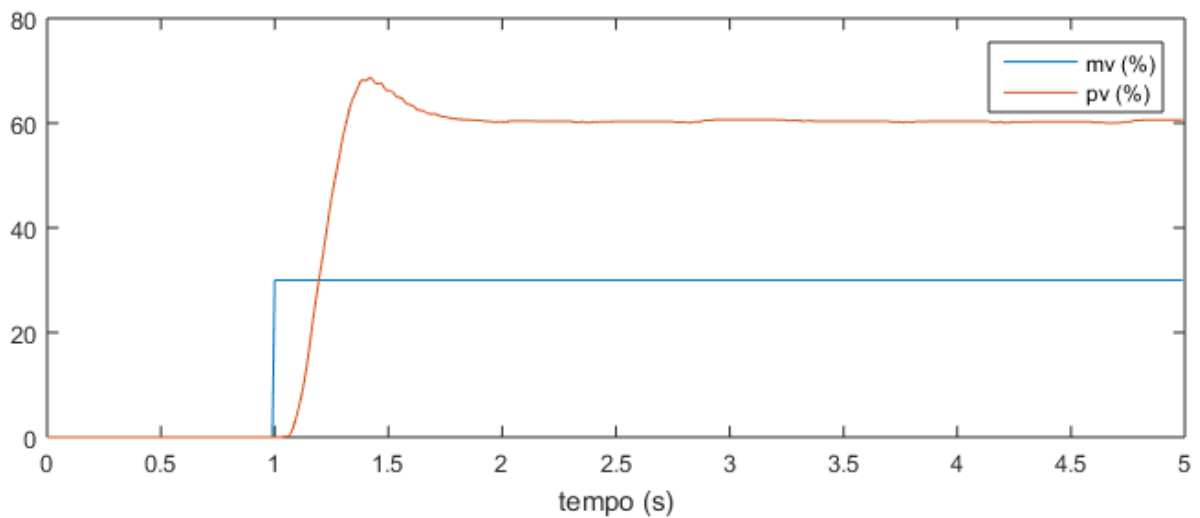


Figura 16 – Resposta ao degrau em malha aberta
Fonte: Autoria própria

Com auxílio da ferramenta de identificação de sistemas `ident`, do MATLAB, foi realizada a identificação do modelo a partir dos dados do teste do degrau em malha aberta. Este procedimento foi realizado duas vezes, gerando dois modelos, um mais simples (de segunda ordem) e outro mais complexo (de quarta ordem), que são apresentados na sequência. O objetivo de utilizar dois modelos nos próximos passos é tentar identificar os benefícios de se utilizar um modelo mais complexo na representação de um sistema real.

4.1.1 Modelo 1

A Equação 4.1 mostra a função de transferência calculada a partir dos dados do teste do degrau em malha aberta. Este modelo possui dois pólos e um zero e foi calculado utilizando a ferramenta `ident`, do MATLAB. A métrica que fornece um grau de similaridade entre as respostas ao degrau (real e do modelo) é de 97,55%.

$$G(s) = \frac{-7.425 s + 163.3}{s^2 + 10.07 s + 81.12} \quad (4.1)$$

4.1.2 Modelo 2

A Equação 4.2 mostra a função de transferência calculada a partir dos dados do teste do degrau em malha aberta considerando um modelo com quatro pólos e dois zeros. A métrica que fornece um grau de similaridade entre as respostas ao degrau (real e do modelo) é de 99,21% para este caso.

$$G(s) = \frac{-48.09 s^2 + 2318 s + 23730}{s^4 + 24.66 s^3 + 411.6 s^2 + 3096 s + 11790} \quad (4.2)$$

A Figura 17 mostra um detalhe (aproximadamente 2 segundos) da resposta ao degrau da planta real em comparação à resposta simulada usando os dois modelos identificados. A curva azul representa a resposta ao degrau da planta real e as curvas vermelha e amarela, respectivamente as respostas ao degrau simulada dos modelos 1 e 2. É possível notar que a resposta gerada pelo modelo 2 é mais próxima à resposta da planta real.

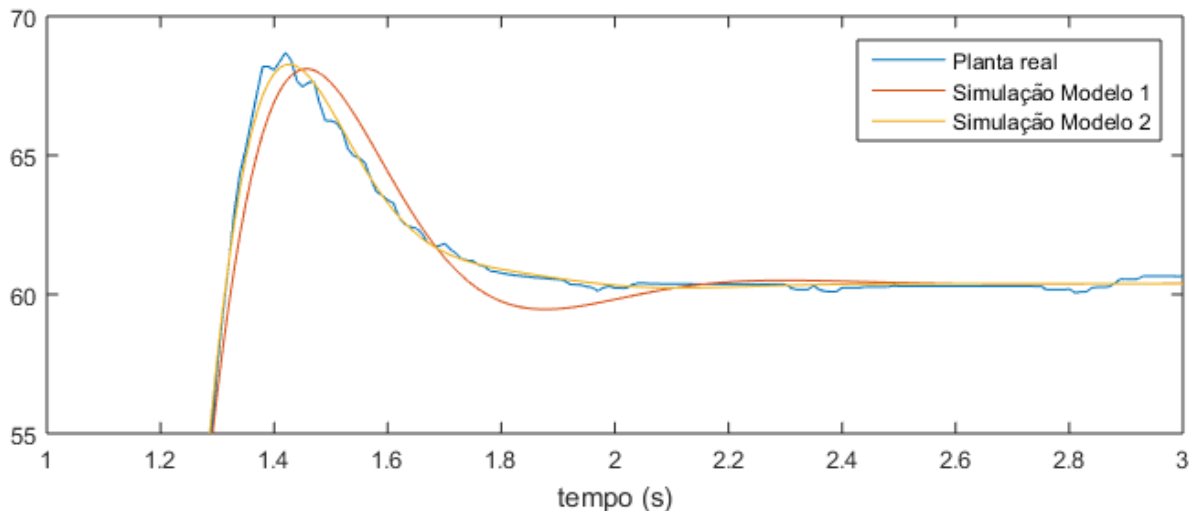


Figura 17 – Resposta ao degrau em malha aberta da planta real e dos modelos 1 e 2
Fonte: Autoria própria

4.2 EXPERIMENTOS EM MALHA FECHADA

Para comprovar a eficácia dos algoritmos implementados foram realizados experimentos com quatro conjuntos de parâmetros distintos na planta física. A escolha destes conjuntos de parâmetros foi empírica e realizada apenas para verificar a resposta do controlador em diferentes cenários (P, PI e PID). Nenhuma estratégia para sintonia do controlador foi realizada neste momento.

Após o registro destes ensaios, foram realizadas simulações com os mesmos parâmetros nos dois modelos identificados na seção anterior. Os resultados obtidos na planta real e na simulação são apresentados na sequência.

4.2.1 Experimento 1

Neste experimento foi realizada a aquisição dos dados em um período de 5 segundos da partida do motor com o controlador configurado com o conjunto de parâmetros apresentado na Tabela 1. Este experimento teve por objetivo verificar a eficácia da ação proporcional.

Tabela 1 – Conjunto de parâmetros do controlador P (experimento 1)

Parâmetro	Valor
SP	60%
kp	0,5
ki	0,0
kd	0,0

As Figuras 18 e 19 mostram o resultado deste ensaio em comparação às simulações realizadas com os mesmos parâmetros usando os modelos 1 e 2 identificados na seção anterior. Em ambas as figuras são apresentadas quatro curvas. Duas delas, a azul e a amarela, correspondem respectivamente à saída do controlador (velocidade do motor) e à variável manipulada (tensão de entrada do motor) da planta real. As curvas vermelha e roxa representam, respectivamente a velocidade do motor e a tensão de entrada do motor simuladas. A Figura 18 considera o primeiro modelo

identificado na seção anterior e a Figura 19 corresponde à simulação feita com o segundo modelo.

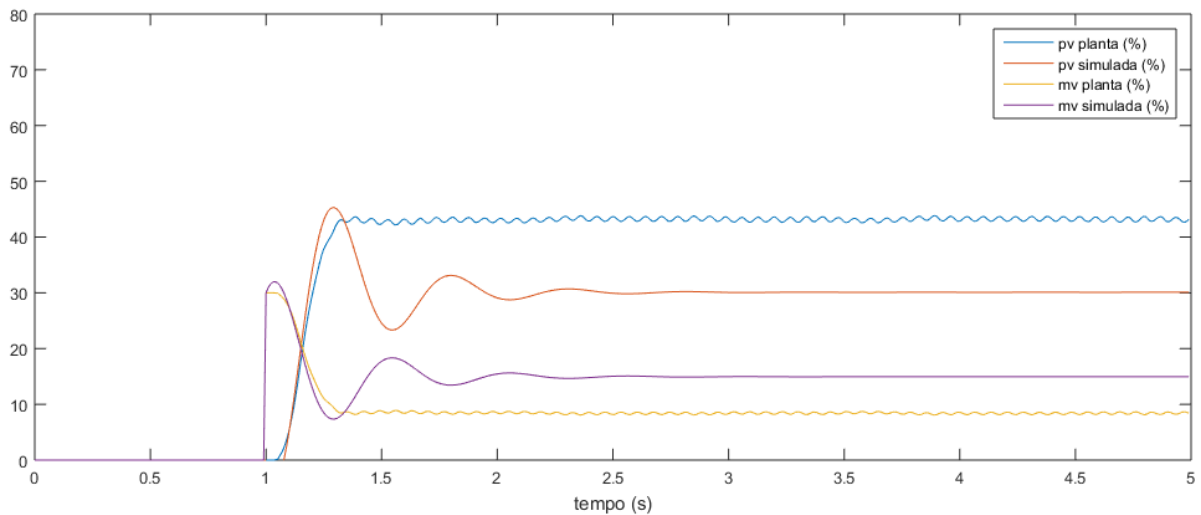


Figura 18 – Partida do motor com controle P na planta real e simulada com modelo 1
Fonte: Autoria própria

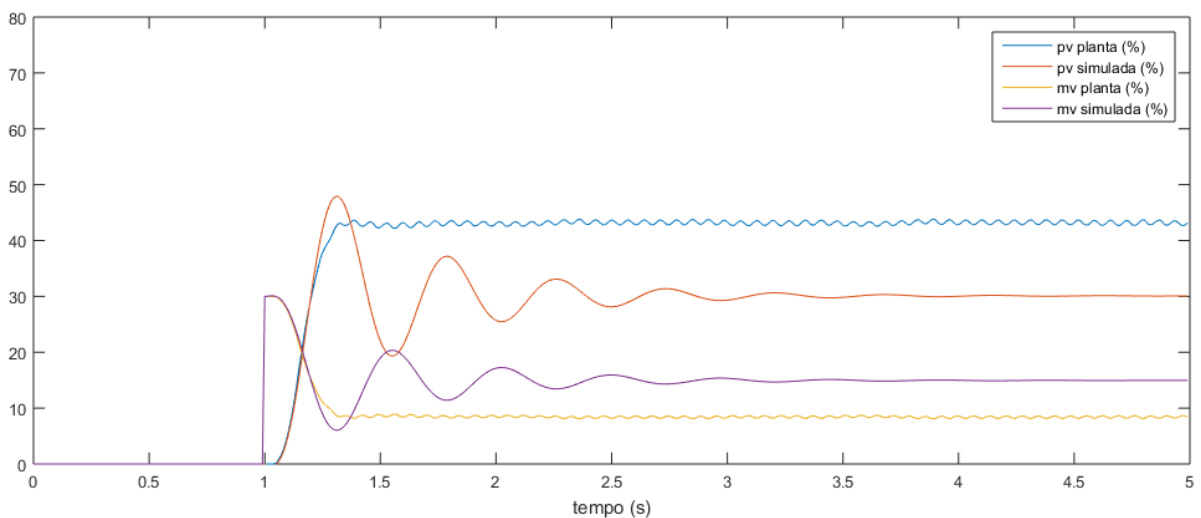


Figura 19 – Partida do motor com controle P na planta real e simulada com modelo 2
Fonte: Autoria própria

Comparando as duas figuras é possível notar que os resultados produzidos pelo controlador P nos dois modelos são muito parecidos, o que sugere que existe pouca, ou nenhuma, vantagem em utilizar um modelo com mais pólos e zeros, como por exemplo, o modelo 2 em relação ao modelo 1.

Outra questão a ser observada é que o experimento comprovou que o controlador P possui a característica de gerar um erro residual no regime estacionário. Em todos os cenários, a saída da planta convergiu para um valor finito dentro do intervalo de 5 segundos, entretanto não alcançou o *setpoint* de 60% da velocidade nominal.

4.2.2 Experimento 2

A exemplo do experimento anterior, neste também foi realizada a aquisição dos dados em um período de 5 segundos da partida do motor. O conjunto de parâmetros utilizado neste experimento é apresentado na Tabela 2. Este experimento teve por objetivo verificar a eficácia da ação proporcional-integral.

Tabela 2 – Conjunto de parâmetros do controlador PI (experimento 2)

Parâmetro	Valor
SP	60%
kp	0,3
ki	0,8
kd	0,0

As Figuras 20 e 21 mostram o resultado deste ensaio em comparação com as simulações dos mesmos parâmetros usando os modelos 1 e 2 identificados na seção anterior. Em ambas as figuras são apresentadas quatro curvas. Duas delas, a azul e a amarela, correspondem respectivamente à saída do controlador (velocidade do motor) e à variável manipulada (tensão de entrada do motor) da planta real. As curvas vermelha e roxa representam, respectivamente a velocidade do motor e a tensão de entrada do motor simuladas. A Figura 20 considera o primeiro modelo identificado na seção anterior e a Figura 21 corresponde à simulação feita com o segundo modelo.

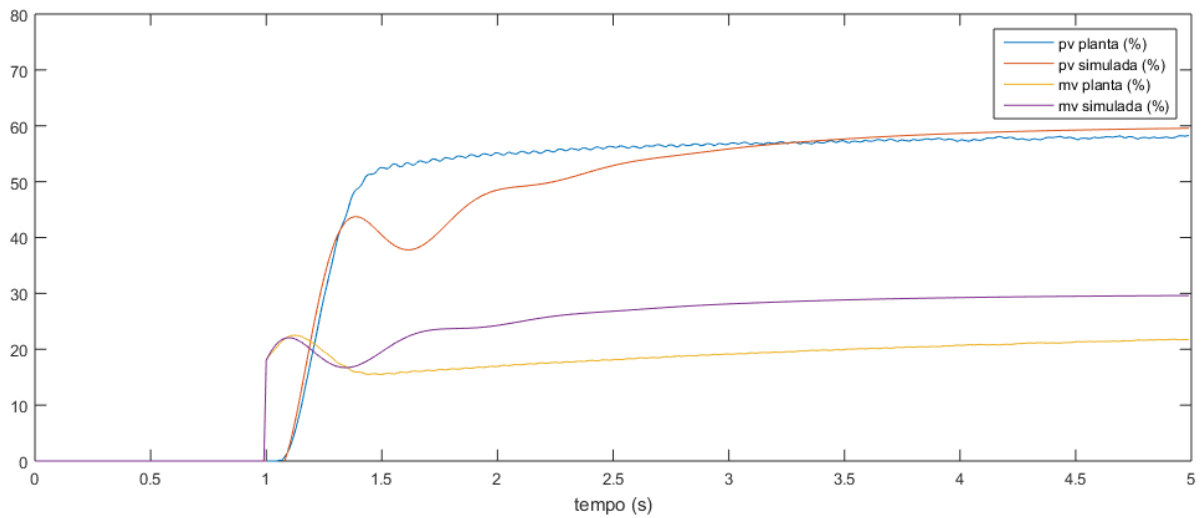


Figura 20 – Partida do motor com controle PI na planta real e simulada com modelo 1
Fonte: Autoria própria

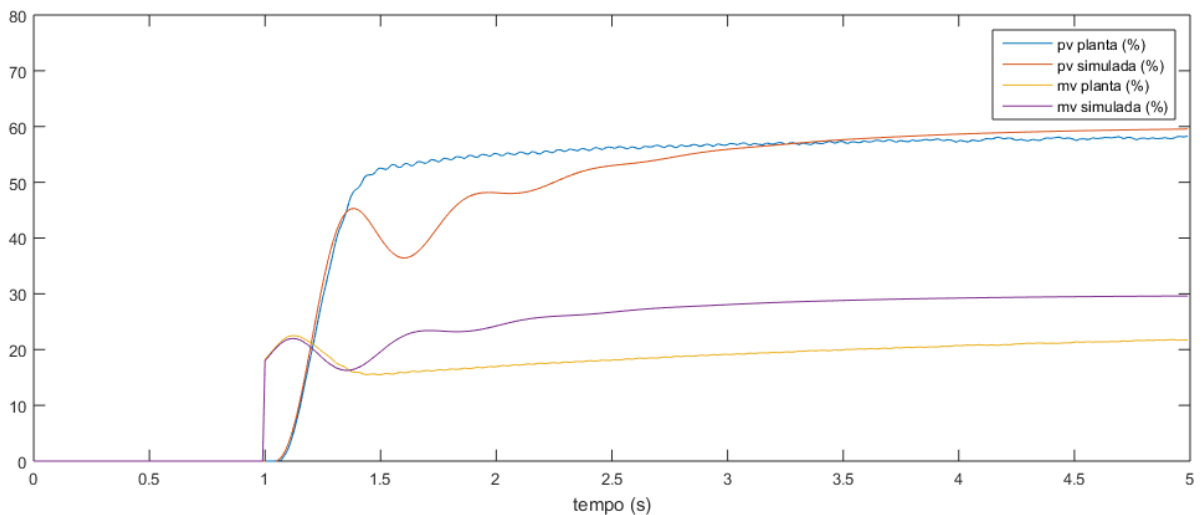


Figura 21 – Partida do motor com controle PI na planta real e simulada com modelo 2
Fonte: Autoria própria

A partir da observação dos resultados deste experimento é possível notar a influência da ação integral somada à ação proporcional. Na configuração anterior (experimento 1), a saída do controlador convergiu para um valor finito dentro dos 5 segundos de teste, entretanto não alcançou o *setpoint* (60%). Na configuração atual, com a inclusão da ação integral, o sistema passa a convergir na direção do *setpoint*.

4.2.3 Experimento 3

A exemplo dos anteriores, neste experimento também foi realizada a aquisição dos dados em um período de 5 segundos da partida do motor. O conjunto de parâmetros utilizado neste experimento é apresentado na Tabela 3. Este experimento teve por objetivo verificar a eficácia da ação proporcional-integral ligeiramente mais agressiva, isto é, com os parâmetros k_p e k_i maiores.

Tabela 3 – Conjunto de parâmetros do controlador PI (experimento 3)

Parâmetro	Valor
SP	60%
k_p	0,5
k_i	1,5
k_d	0,0

As Figuras 22 e 23 mostram o resultado deste ensaio em comparação com as simulações dos mesmos parâmetros usando os modelos 1 e 2 identificados na seção anterior. Em ambas as figuras são apresentadas quatro curvas. Duas delas, a azul e a amarela, correspondem respectivamente à saída do controlador (velocidade do motor) e à variável manipulada (tensão de entrada do motor) da planta real. As curvas vermelha e roxa representam, respectivamente a velocidade do motor e a tensão de entrada do motor simuladas. A Figura 22 considera o primeiro modelo identificado na seção anterior e a Figura 23 corresponde à simulação feita com o segundo modelo.

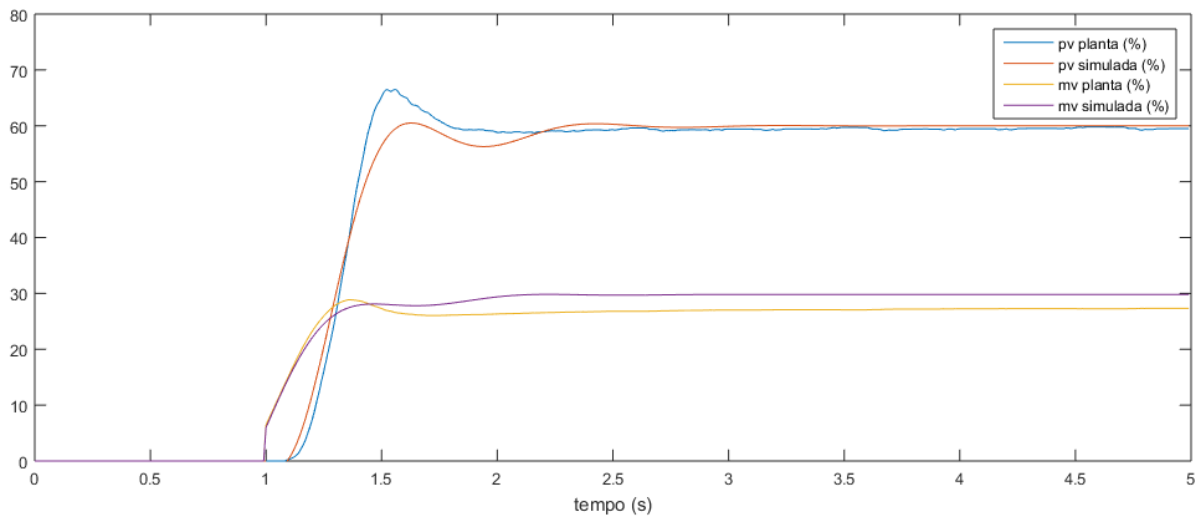


Figura 22 – Partida do motor com controle PI na planta real e simulada com modelo 1
Fonte: Autoria própria

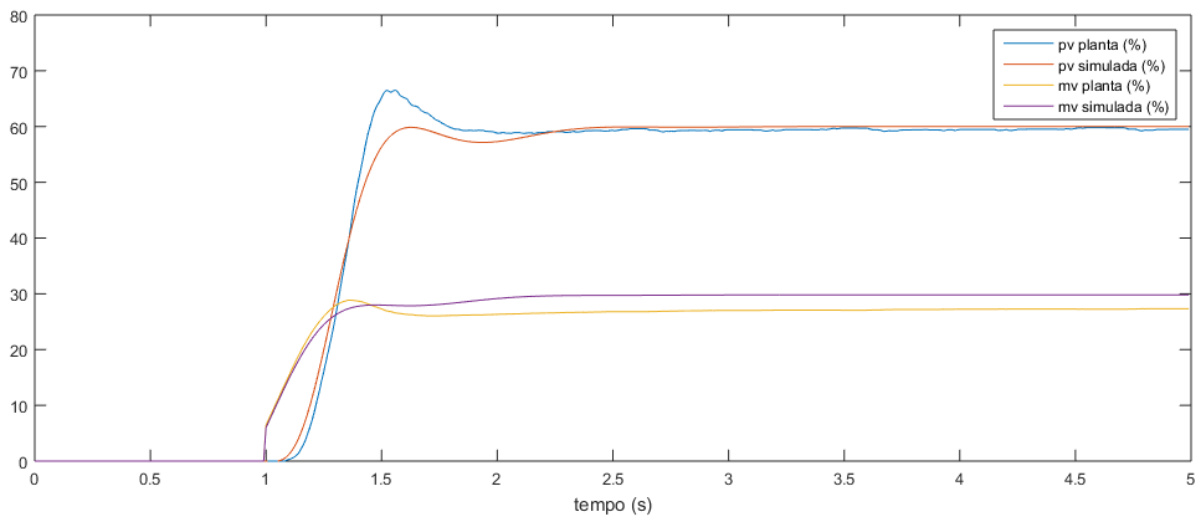


Figura 23 – Partida do motor com controle PI na planta real e simulada com modelo 2
Fonte: Autoria própria

Comparando as curvas deste experimento com o anterior (experimento 2) é possível notar o aumento da influência da ação proporcional-integral na resposta do sistema. Na configuração atual, o motor alcança o *setpoint* (60%) mais rapidamente, entretanto como consequência, apresenta um leve *overshoot* na saída.

4.2.4 Experimento 4

Seguindo a mesma metodologia dos anteriores, neste experimento também foi realizada a aquisição de 5 segundos dos dados da partida do motor. O conjunto de parâmetros utilizado neste experimento é apresentado na Tabela 4. Este experimento teve por objetivo verificar a eficácia da ação proporcional-integral-derivativa.

Tabela 4 – Conjunto de parâmetros do controlador PID (experimento 4)

Parâmetro	Valor
SP	60%
kp	0,1
ki	0,5
kd	0,002

As Figuras 24 e 25 mostram o resultado deste ensaio em comparação com as simulações dos mesmos parâmetros usando os modelos 1 e 2 identificados na seção anterior. Em ambas as figuras são apresentadas quatro curvas. Duas delas, a azul e a amarela, correspondem respectivamente à saída do controlador (velocidade do motor) e à variável manipulada (tensão de entrada do motor) da planta real. As curvas vermelha e roxa representam, respectivamente a velocidade do motor e a tensão de entrada do motor simuladas. A Figura 24 considera o primeiro modelo identificado na seção anterior e a Figura 25 corresponde à simulação feita com o segundo modelo.

Nota-se que o comportamento da variável manipulada na planta real é diferente da variável manipulada nas simulações feitas com o MATLAB. No caso da planta real, essa variável oscila em torno de um valor médio, enquanto que nas simulações essa oscilação não é percebida. Uma das prováveis causas desse comportamento está relacionado com o período de amostragem utilizado. Neste caso, uma possível abordagem para investigar a causa real do comportamento seria realizar experimentos com períodos de amostragens menores. Outra provável causa pode estar relacionada com o ruído natural proveniente do processo de medição de velocidade. Sabe-se que a ação derivativa possui como característica a sensibilidade à ambientes de medição ruidosos.

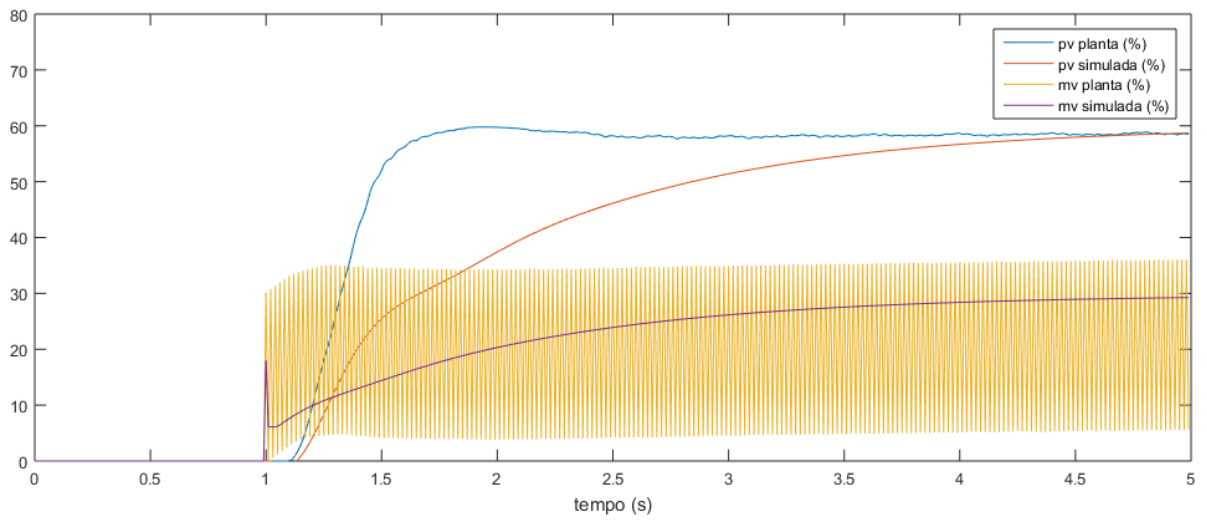


Figura 24 – Partida do motor com controle PID na planta real e simulada com modelo 1
Fonte: Autoria própria

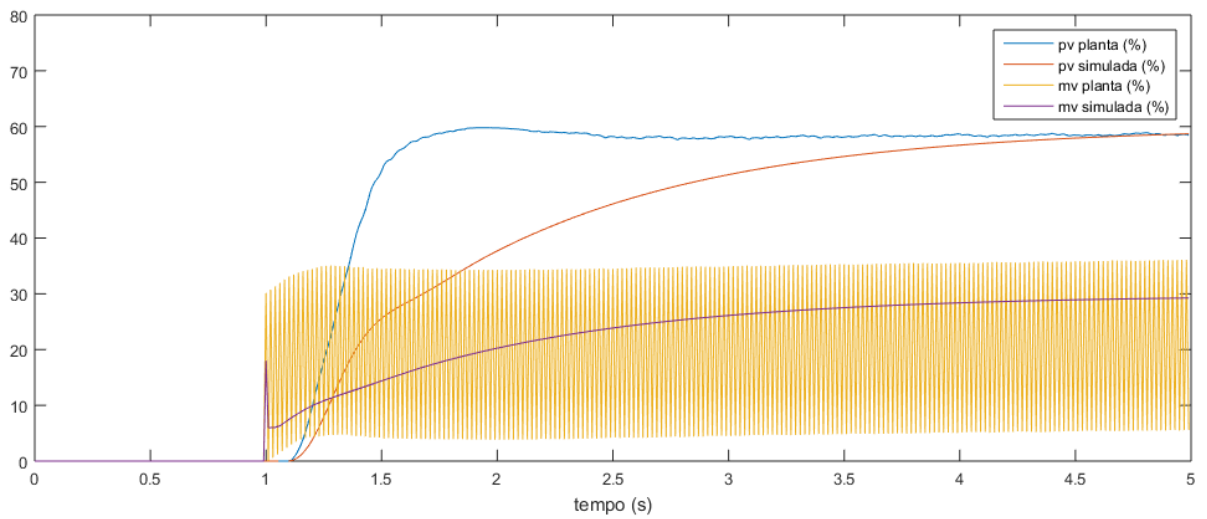


Figura 25 – Partida do motor com controle PID na planta real e simulada com modelo 2
Fonte: Autoria própria

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de uma planta didática destinada ao estudo e demonstração do controle PID de velocidade de motores de corrente contínua.

Para o desenvolvimento do controlador foi utilizada uma plataforma de prototipação chamada Tiva, da Texas Instruments, baseada no microcontrolador ARM TM4C123GH6PM.

Para realizar o acionamento do motor foi projetado um circuito *chopper* (conversor CC-CC) utilizando Mosfet comandado por um sinal de PWM proveniente do microcontrolador. O motor CC utilizado é da marca Lucas Nülle, possui 200W de potência e tensão nominal de 220V.

O algoritmo PID paralelo foi discretizado utilizando o método de Tustin e embarcado no microcontrolador. O período de amostragem utilizado foi de 10 milissegundos, e mostrou-se adequado para a aplicação em questão.

Foi desenvolvido um software em C++ para configuração dos parâmetros do controlador, leitura e visualização dos dados dos ensaios. Optou-se por utilizar a interface de comunicação *bluetooth* com o objetivo de reduzir o uso de cabos e conexões.

Para comprovação do comportamento e da eficácia do controlador implementado foram realizados testes em malha aberta e em malha fechada. O teste em malha aberta foi realizado com o objetivo de fazer a identificação do modelo dinâmico da planta. Os dados coletados neste experimento foram analisados com auxílio do software MATLAB, e identificados dois modelos: um modelo simples (de segunda ordem) e outro mais complexo (de quarta ordem). O objetivo de realizar a identificação de dois modelos distintos foi verificar se a ordem dos modelos poderia influenciar significativamente nos resultados quando comparados à planta real. Entretanto, ao comparar os resultados dos dois modelos com os resultados da planta real nota-se que, para este caso, não há benefícios significativos em adotar um modelo de ordem mais alta.

Os testes em malha fechada consistiram em realizar a partida do motor utilizando o controlador em quatro configurações diferentes. Na primeira configuração o controlador foi parametrizado para atuar exclusivamente com a ação proporcional.

Na segunda e terceira configurações foram utilizadas as ações proporcional e integral e, na quarta configuração foram usadas as três ações (PID). Em todos os testes, os resultados obtidos na planta real foram comparados às simulações feitas com os dois modelos identificados.

A característica de não conseguir eliminar o erro em regime estacionário do controlador P foi comprovada no primeiro teste. Tanto na planta real como nas simulações, o controlador P converge para um valor finito dentro do intervalo de 5 segundos de teste, entretanto não alcança o *set point* solicitado. Cabe ressaltar que o valor para o qual o controlador na planta real convergiu (aproximadamente 43% da velocidade nominal) não é o mesmo das simulações (30%). Este fato pode estar relacionado com uma região de não linearidade da planta real que não é considerada no modelo identificado.

Durante os testes usando a configuração PI, a saída da planta convergiu para o *set point* em ambos os casos. Esse fato comprova a atuação da ação integral, que é conhecida justamente por ser eficaz na eliminação do erro em regime estacionário. No terceiro experimento, a saída da planta convergiu mais rapidamente para o *set point* em relação ao segundo experimento, apresentando inclusive um pequeno sobre-sinal (*overshoot*).

Considerando uma visão geral, os resultados práticos na planta real apontam que o comportamento do controlador implementado está coerente com os resultados das simulações. Entretanto, se for feita uma análise quantitativa dos resultados, levando em consideração os tempos de acomodação da saída, valor de sobre-sinal e etc, os resultados na planta real não são exatamente os mesmos das simulações. Esse fato pode ser atribuído ao método utilizado na discretização do controlador e ao período de amostragem utilizado.

Como sugestão para trabalhos futuros sugere-se:

- investigação de métodos de discretização mais modernos e a realização de estudos comparativos de desempenho;
- inclusão da possibilidade do controlador operar em diferentes valores de período de amostragem;
- implementação de outras estratégias de controle como, por exemplo, o controle fuzzy.

REFERÊNCIAS

BEGA, Egídio A.; FINKEL, Vitor S.; KOCH, Ricardo. Instrumentação industrial, Instituto Brasileiro de Petróleo e Gás, Rio de Janeiro, 2006.

BEQUETTE, B. Wayne; Process control: modeling, design and simulation. Prentice-Hall. 2003.

LJUNG, Lennart. Perspectives on System Identification, Annual Reviews in Control, Elsevier Science Ltd., Vol. 34, Issue 1, Pages 1–12, Abril, 2010.

OLIVEIRA, A. L. LIMA, Instrumentação – Fundamentos de Controle de Processo. SENAI - Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial. Espírito Santo. 1999.

OLIVEIRA, Layon M.; TEIXEIRA, Daniel P.; OLIVEIRA, Angelo R.; CARMO, Marlon J.; JUNIOR, Lindolpho O. de A. Utilização de uma planta didática SMAR para complementação do ensino de Engenharia de Controle e Automação, 2012. Belém. Anais do XL Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia.

OGATA, K. Engenharia de Controle Moderno. Rio de Janeiro. RJ: Prentice-Hall do Brasil, 2003.

SOARES, Pedro M. O. R. Discretização de Controladores Contínuos.1996. Dissertação (Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores), Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. Porto, 1996.

PATANÉ, Edson J. Implementação de Controle de Velocidade em Malha Fechada para Motores de Corrente Contínua utilizando Sistema de Aquisição de Dados. 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Processos Químicos e Bioquímicos), Escola de Engenharia Mauá do Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia. São Caetano do Sul, 2008.