

Aplicação das Ações PD, PI, PID E *FUZZY* no Controle de Velocidade e Posicionamento em Uma Planta Didática.

Patrich Dal Magro¹

Hélio Kiuji Kayamori¹

Resumo: A utilização do controle de processos em plantas industriais tem crescido consideravelmente com o passar do tempo. Os equipamentos de precisão têm sido encontrados em indústrias na qual a produção chega a excelência. Para isso, o controle dos equipamentos é de máxima importância na produção e na execução dos serviços que serão realizados. O estudo das técnicas de controle envolvidas tem como principal objetivo garantir por meio de uma aplicação que o processo de produção obtenha o melhor desempenho. As técnicas de controle PI, PD, PID são definidas pela forma como atuam sobre os sistemas cada uma com uma característica intrínseca na forma como são programadas e todas tem uma aplicação definida dentro dos sistemas de controle. O estudo por meio de uma planta para análise torna possível que o processo de controle seja aplicado de forma correta nas plantas onde serão utilizadas. A melhoria nas técnicas clássicas vem por meio da implantação do modelo *Fuzzy*, que associadas às técnicas de controle conhecidas obtêm melhor ajuste dos equipamentos empregados. O objetivo deste trabalho é demonstrar de forma qualitativa, qual a melhor ação de controle que pode ser aplicada, utilizando a associação do modelo *fuzzy* aplicada em um encoder incremental acoplado a um motor de corrente contínua no uso de uma planta industrial para o controle de velocidade e posição.

Palavras-chave: Ações de controle. Encoder. PID-*Fuzzy*.

INTRODUÇÃO

¹ Pós-graduação – Engenharia de Automação Industrial, da Faculdade de Tecnologia do Senai Londrina.
e-mail: patrichdalmagro@gmail.com

Com a automação industrial, as melhorias nos processos de produção e a alta demanda de produtos, tornou-se necessário a implantação de ações de controle em plantas industriais. Este trabalho apresenta um estudo de caso da implantação de um encoder como sistema de controle acoplado em um motor de corrente contínua, com ações de controle proporcional, integral, derivativo e a associação com *fuzzy* utilizando um sistema embarcado como controlador e elemento de medida do processo.

O crescimento do mercado de equipamentos eletrônicos, a difusão com a internet e os equipamentos de multimídia criou-se a necessidade de interação dos equipamentos dedicados com maior quantidade de periféricos externos. Para isso, estes sistemas necessitam de um desempenho que suporte todo esse fluxo de informações, os sistemas embarcados se encontram em quase todos os equipamentos utilizados no dia a dia, popularizando sistemas que antes eram utilizados apenas em aplicações específicas e forçando linguagens de programação de maior nível de abstração para a execução dessas soluções (OLIVEIRA E ANDRADE, 2013).

A sintonia e o equilíbrio dos sistemas são um desafio para os setores da engenharia que trabalham no processo de construção de sistema de controle em malha aberta ou malha fechada. A eficiência dos métodos para encontrar o equilíbrio do sistema, que torne o processo regular com valores de entrada e saída sem oscilações é de fundamental importância, considerando que pequenos ganhos na planta de um processo resultam em grandes economias de matéria-prima e benefício direto ao sistema como a diminuição do desgaste dos dispositivos revertidos em maior vida útil, assim como a manutenção dos equipamentos, aumento de produção em função de menor número de falhas e diminuição do desgaste do controlador (VIANA, 2001).

O erro é parte integrante de um sistema, se os erros não existissem não seriam necessários ajustes, porém todo sistema é suscetível a oscilações. Os controles tem a função de corrigir estes erros no menor espaço de tempo, sem que a variação do sistema ocorra de forma descontrolada.

Os controladores de motores em corrente contínua tem a função de controlar sua velocidade e estabilizar para que o processo tenha um equilíbrio entre a saída e a entrada,

¹Faculdade de Tecnologia do Senai Londrina. E-mail: helio.kayamori@sistemafiep.org.br

mantendo o sistema estável, se uma oscilação for ocasionada por peso excessivo no eixo do motor, por exemplo, a função do controle é estabilizar a velocidade do eixo, evitando aumento no fluxo de material em uma linha de produção, diminuindo gradativamente a velocidade de um elevador até que estabilize em um andar desejado. O PWM (*Pulse-Width Modulation*) utiliza um sinal de onda quadrada em que o seu valor médio varia ao longo do tempo em que o sinal está ligado. Uma onda quadrada pode ser gerada por um microcontrolador, fazendo com que uma saída seja ativada a cada semiciclo (BOLTON, 2010).

As melhorias tecnológicas demandam cada vez mais dispositivos eletrônicos. Assim a cada dia são criados componentes eletrônicos mais versáteis e mais poderosos, encontram-se nessa categoria os microprocessadores aos quais os microcontroladores pertencem e tem alcançado grande desenvolvimento. Sua facilidade de uso em amplas faixas de aplicação permite projetos relativamente rápidos e fáceis (LIMA, 2012).

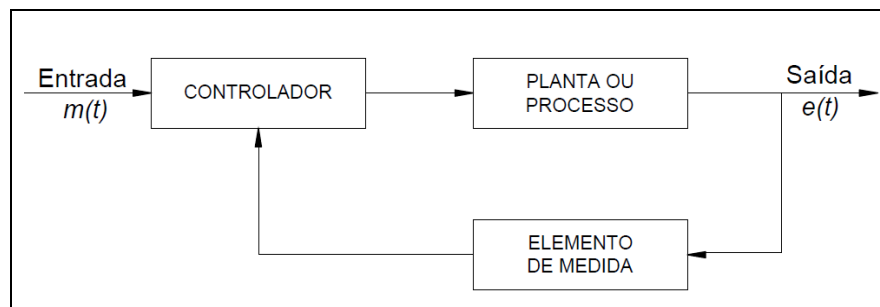
Os sistemas embarcados podem ser compostos por uma infinidade de unidades de processamento, como os componentes programáveis, que são componentes que necessitam que seu software seja alocado internamente. São componentes que possuem seu hardware fixo e que não podem ser modificados (OLIVEIRA E ANDRADE, 2013).

Um encoder é um dispositivo que fornece uma saída digital como resultado de um deslocamento linear ou angular. Os encoders de posição podem ser agrupados em duas categorias, sendo os encoders incrementais, que detectam variações na rotação a partir de uma posição dada e os encoders absolutos que fornecem a posição angular real. (BEGA, 1985). Conseguem isto graças aos sensores ópticos que leem as marcas feitas no disco que giram com o eixo, de forma que a combinação entre as cores preto e branco variam de sentido um em relação ao outro (VILARDELL, 2013).

AÇÕES DE CONTROLE

Controles em malha fechada são utilizados para controlar continuamente a saída de um sistema, com o intuito de manter uma condição desejada na saída de um sistema. O controle converte o valor do erro em uma ação de controle que tem a finalidade de reduzir o erro.

Figura 1 - Sistema de controle em malha fechada.



Fonte: Adaptado de Ogata (1985, p. 4).

No diagrama de blocos da Figura 1, fica claro que os sistemas de controle atuam quando o controlador não estiver operando dentro das condições normais para o qual estiver programado, assim o elemento de medida opera o controlador quando os valores dos sinais desviarem do valor desejado e continuam atuando até a planta ou o processo se restabelecer.

A ação de um controlador automático é determinada pela diferença existente entre o valor da saída e o valor de ajuste, isso é denominado erro e assim pode ser encontrado o desvio do sistema. A ação de controle é realizada de acordo com o valor recebido pelo controlador, que envia um sinal para o elemento que ajusta constantemente o valor da saída.

Controle Proporcional

Esta ação de controle é proporcional ao erro, assim quanto maior o erro maior será o sinal de correção, se o erro é corrigido a intensidade da correção também é reduzida (BOLTON, 2010).

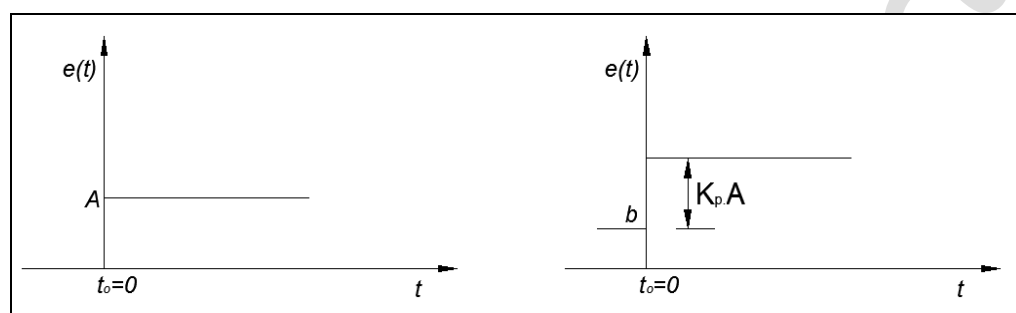
Segundo Ogata (1985), a resposta da ação de controle proporcional é conhecida como sendo um amplificador de ganho ajustável do sinal de desvio, proporcional ao erro.

A relação entre a saída do controlador e o sinal do erro atuante é dada por:

$$m(t) = K_p e(t) \quad (1)$$

Onde $m(t)$ é o controlador, $e(t)$ o sinal do erro e K_p é denominado como sendo a sensibilidade proporcional ou como ganho do sistema. O controlador proporcional tem como principal característica atuar com uma ação rápida para variações na saída, porém não consegue atuar sozinho em erros de regime permanente. O controle proporcional não apresenta nenhum controlador dinâmico, sua atuação depende única e exclusivamente do valor do erro, independente do tempo ou velocidade deste erro (BEGA, 2006).

Figura 2 - Saída de um controlador proporcional a um degrau de amplitude A.



Fonte: Adaptado de Bega (2006, p. 463).

Ao ser introduzido um erro de amplitude A em um sistema de malha aberta no instante $t_0 = 0$, a saída do controlador varia de b para $b + K_p A$ no instante em que o erro $e(t)$ muda de zero para A , a partir deste ponto a saída do controlador é constante se o erro se mantiver fixo no valor de A . A saída do controlador não varia quando o erro é fixo e sim quando o erro está variando como pode ser visto na Figura 2 (BEGA, 2006).

Conforme é aumentado o ganho proporcional, o erro diminui e o sistema responde de forma mais rápida, no entanto quanto maior for o valor do ganho, maior será o número de oscilações e maior o tempo para estabilização da variável. Isto limita a relação do valor do ganho proporcional, sendo que um valor excessivo pode desestabilizar o processo uma vez que a amplitude das oscilações tende a aumentar (BEGA, 2006).

Controle Integral

O modo de ação integral é proporcional ao erro com o tempo, assim um sinal de erro constante produz um sinal de correção crescente, se o sinal do erro persiste o valor do sinal da correção continua crescente, tecnicamente a ação de controle integral é a soma da variação dos erros que ocorreram (BOLTON, 2010).

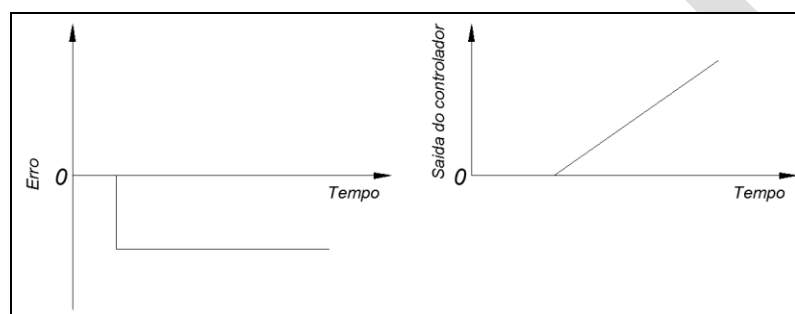
No controle integral o valor da saída do controlador varia em uma taxa proporcional ao sinal do erro atuante. Segundo Ogata (1985), a relação entre a saída do controlador e o erro atuante pode ser dada por:

$$m(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2)$$

Tendo $m(t)$ como a variável que representa a saída do controlador, $e(t)$ sendo o valor do erro encontrado no sistema e K_i uma constante que pode ser ajustada para sintonia do sistema.

A velocidade do valor da saída varia de acordo com o valor do erro, se o valor do erro dobrar, então o valor da saída varia duas vezes mais rápido.

Figura 3 - Ação de um controle integral.



Fonte: Adaptado de Bolton (2010, p. 356).

Até o momento em que o erro passa a existir, o valor da integral é zero, assim se a saída for zero, o erro também é zero. Quando o erro passa a existir é mantido a um valor constante, a área da curva aumenta com o tempo a uma taxa constante e a saída do controlador também aumenta a uma taxa constante (BOLTON, 2010).

Controle Derivativo

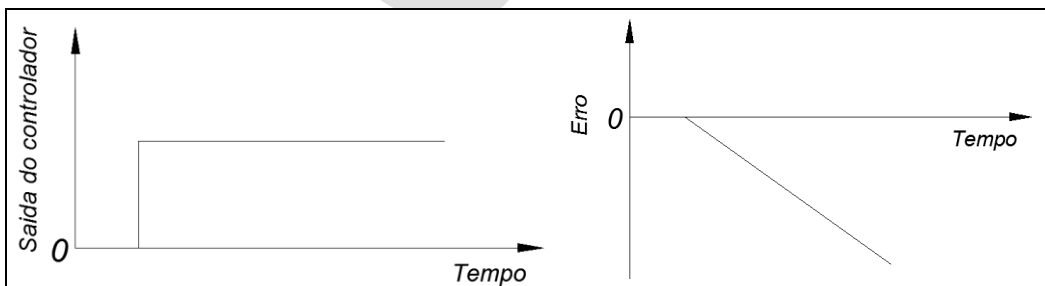
Esta ação de controle é proporcional à taxa na qual o erro varia, em uma variação rápida no sinal produzido pelo erro o controlador gera uma correção grande, em uma taxa gradual do sinal do erro o sinal produzido é pequeno, esta ação de controle tem a capacidade de antecipar o erro e aplicar a correção, porém tem a desvantagem de não poder ser utilizado sem o acompanhamento de outras ações de controle, esta ação de controle não responde aos sinais de erro em estado estacionário, sendo que neste caso a variação do erro com o tempo é zero (BOLTON, 2010).

O controlador de ação derivativa mantém a saída do controlador proporcional à taxa de variação com o tempo do sinal do erro. Segundo Ogata (1985) este método de ação de controle é representado pela equação:

$$m(t) = K_d \frac{de}{dt} \quad (3)$$

Sendo a saída do controlador $m(t)$, K_d a constante de proporcionalidade e de/dt a derivada do erro atuante no tempo. Se ocorrer uma variação na entrada do sistema, a saída do controlador mantém uma taxa proporcional à variação do erro atuante e não ao valor dos sinais. As respostas iniciais, com uma taxa de variação constante no erro a derivada do sinal é determinada imediatamente.

Figura 4 – Variação constante do sinal do erro.



Fonte: Adaptado de Bolton (2010, p. 354).

Outro problema associado a esse tipo de controle é que na presença de ruídos ocorre uma variação rápida na saída em forma de variações muito rápidas no sinal do erro, podendo significar aumentos significativos na saída do controlador (BOLTON, 2010).

Controle Fuzzy

A lógica *Fuzzy*, também conhecida como lógica nebulosa ou difusa é baseada na teoria dos conjuntos. Diferente das lógicas tradicionais, ela pressupõe que dentro de um conjunto de possibilidades finitas de lógicas binárias, como alto (1) e baixo (0), pode existir um subconjunto de possibilidades infinitas, como meio alto ou meio baixo.

Segundo Cavalcanti (2012), a lógica fuzzy pode ser definida como a lógica que suporta modos de raciocínio similar ao dos humanos, ao contrário dos modos exatos como os habitualmente utilizados em problemas de lógica. Possui a característica intrínseca de trabalhar com os meios incompletos ou até mesmo chamados de incertos.

A equação matemática que melhor descreve os sistemas difusos e que podem ser aplicados de uma maneira geral para aplicar no início do desenvolvimento de um problema pode ser escrito da seguinte maneira:

$$X_A(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } x \in A \\ 0, & \text{se } x \notin A \end{cases} \quad (4)$$

Sendo X_A uma dada função cujo domínio é U e a sua imagem esta contida no conjunto $\{0,1\}$. Isso mostra que $X_A(x)=1$ indica que o elemento x está em A , enquanto $X_A(x)=0$ indica que x não é elemento de A .

Segundo Campos (2004) não existe um método correto para determinar uma quantidade exata de regras que podem ser aplicadas a um controlador *fuzzy*, algumas determinantes são necessárias, tais como o desempenho desejado na saída do processo, a quantidade de subconjuntos adotados e outros aspectos qualitativos dos processos que serão resolvidos.

Um controlador com a capacidade de retirar os ruídos encontrados na entrada do sistema e não enviá-los para a saída é considerado um controlador de ótima qualidade,

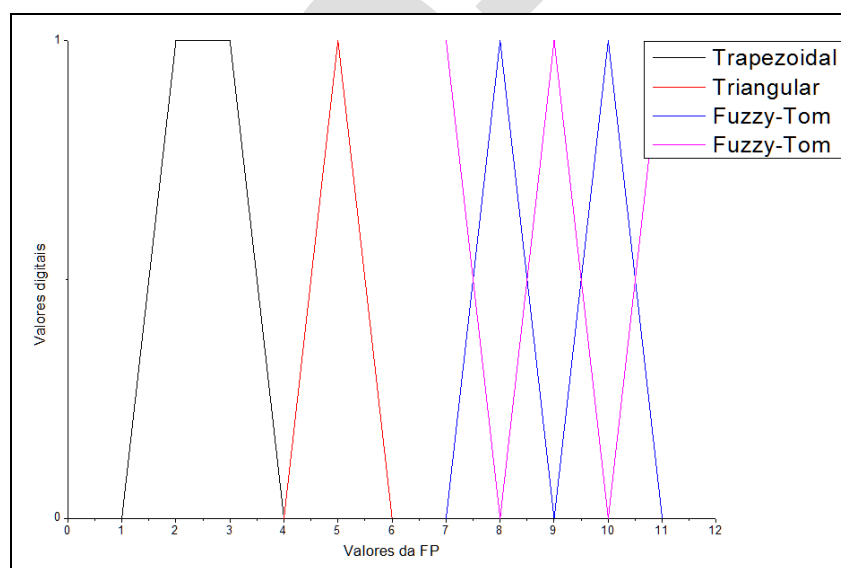
isso o torna insensível às variações dos parâmetros do processo. Já um controlador baseado na lógica *fuzzy* é considerado de boa qualidade se for insensível às variações do processo em função do processo da programação.

É possível aumentar a capacidade de supressão de ruídos de um sistema calculando a razão entre o valor médio da entrada do sistema pela sua variância (m_e / σ_e) e para a saída de forma análoga o valor médio da ação de controle pela sua variância (m_s / σ_s). Se o valor da saída for mantido praticamente como uma constante, então o controlador pode ser considerado robusto (CAMPOS, 2004).

Funções de pertinência

As funções de pertinência contem as características fundamentais das decisões tomadas pelo processo *fuzzy*. Definem o espaço de tempo das aplicações em que podem alternar seus valores linguísticos. Para Simões (2007) as funções de pertinência representam os aspectos fundamentais de todas as ações teóricas e práticas de sistemas *fuzzy*. Define como uma função numérica gráfica ou tabulada que atribui valores de pertinência para valores de uma variável.

Figura 5: Demonstração dos tipos de funções de pertinência em um gráfico.



Fonte: Adaptado de Simões (2007, págs. 47, 48).

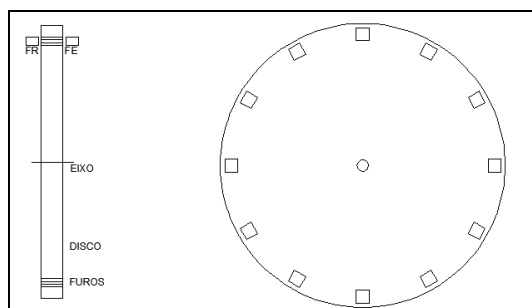
Os gráficos da Figura 5 demonstram como as funções de pertinência podem ser apresentadas. No espaço de 1 a 4 na forma trapezoidal, de 4 a 6 na forma triangular e no espaço de 6 a 11 a forma é conhecido como *fuzzy-tom*.

Não existe uma regra padrão para ser definida uma quantidade de conjuntos linguísticos, podem ser determinados de acordo com a necessidade de precisão da saída e geralmente são precedidas de uma análise funcional do processo. Por outro lado quanto maior o número de variáveis linguísticas dentro de uma logica *fuzzy* maior a precisão da saída.

Encoders

Os encoders são dispositivos que oferecem uma saída digital como resultado de um deslocamento linear ou angular. A forma mais básica de um encoder incremental angular utilizado para medir deslocamento angular pode ser visto na Figura 6.

Figura 6 – Princípio básico de um encoder incremental.



Fonte: Adaptado de Bolton (2010, p.48).

Um feixe de luz chamado de foto emissor (FE) passa através das fendas do disco rotativo, este feixe é detectado por um sensor de luz chamado de fotorreceptor (FR), uma saída pulsada é gerada pelo sensor, assim o número de pulsos gerados é proporcional ao ângulo de giro do disco, como o disco é preso ao eixo a rotação é determinada pelo número de pulsos produzidos a partir da posição de referência (BOLTON, 2010).

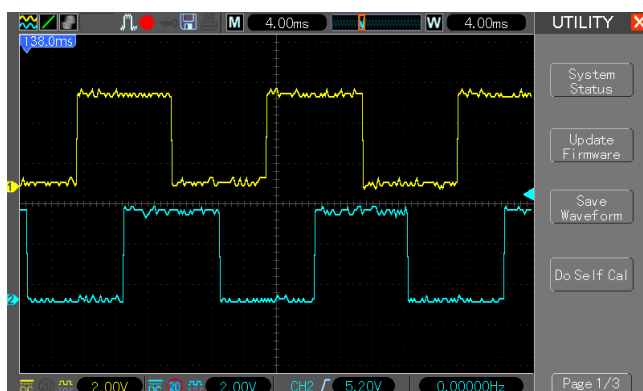
O encoder incremental detecta variações na rotação a partir de uma posição dada e podem ser usados para determinar a velocidade angular ou posicionar uma peça rotativa,

assim pode registrar posições ou velocidades contando o número de pulsos gerados pelo movimento do disco (BOLTON, 2010).

$$\frac{\text{N}^{\circ}\text{total de graus}}{\text{Qtd de furos no disco}} = \text{Resolução} \quad (5)$$

A resolução de um encoder é determinada pelo número de furos existentes no disco. Um disco com sessenta furos em uma revolução tem uma precisão de seis graus (6°), já que o total de graus do disco é de trezentos e sessenta graus (360°).

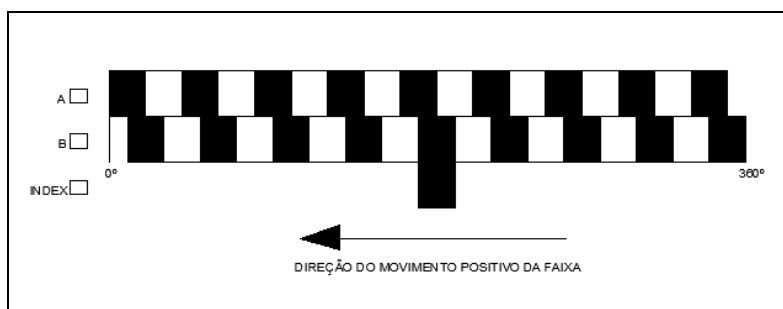
Figura 7: Canais A e B digitais com saída na forma de onda quadrada.



Fonte: *Do autor.*

É possível detectar o sentido de rotação de um encoder através de um deslocamento nos furos do disco. Com uma faixa adicional o encoder é capaz de identificar qual o pulso que é recebido primeiro no fotorreceptor, a relação de avanço ou atraso de fase entre os sinais determina o sentido de rotação do eixo (BRAGA, 2014).

Figura 8 - Padrão de faixa do disco de um encoder incremental.



Fonte: Adaptado de Alciatore (2014, p. 390).

Se a faixa A recebe o sinal primeiro, então o disco gira em um sentido, se B recebe o primeiro sinal, então o disco gira em outro sentido, está defasado em 25% um do outro, isso é denominado sinal em quadratura. Geralmente o disco possui uma terceira faixa, chamada de *INDEX*, produz um pulso por revolução, útil para contagem de voltas completas e também marcar a posição de referência, conforme ilustrado na Figura 8 (BRAGA, 2014).

Sistemas embarcados

Os microprocessadores e microcontroladores são frequentemente embarcados nos sistemas de forma que possa ser exercido o controle. O operador não tem a função de programar o microcontrolador ou microprocessador, apenas escolher qual função o microcontrolador irá executar sendo que o programa ou rotina que este irá executar já vem do fabricante e não pode ser alterada pelo usuário.

O termo sistema embarcado é usado para um sistema microprocessado que é projetado para controlar uma ou mais funções e não é projetado para ser programado pelo usuário do sistema. A programação é feita pelo fabricante e é gravada no sistema de memória, não podendo ser alterada pelo usuário do sistema (BOLTON, 2010).

Os sistemas embarcados são compostos por uma unidade de processamento, sendo o circuito integrado (CI), fixado a um circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) (OLIVEIRA; ANDRADE, 2013).

2.7.1 Arquitetura geral de um sistema embarcado

Para que um sistema embarcado realize sua função de maneira satisfatória e para que a saída do sistema se mantenha dentro dos valores desejados, os itens de maior evidência no sistema são as memórias, é os locais onde o *software*, os dados temporários e as instruções básicas do processador ficam armazenados. As principais características das memórias eletrônicas são:

Tempo de acesso – tempo necessário para acessar a memória e realizar uma operação de leitura ou de gravação.

Capacidade – quantidade efetiva de dados que podem ser armazenados no interior da memória.

Não volatilidade – capacidade que a memória tem de manter seus dados mesmo quando não houver alimentação de energia elétrica.

Tempo de latência – intervalo mínimo entre cada operação de leitura ou escrita na memória. Ele deve ser essencialmente respeitado, pois pode acarretar a utilização de espaços indevidos da memória, podendo causar a perda ou manipulação incorreta de dados.

Segundo Oliveira e Andrade (2013), ainda existem várias tecnologias de fabricação de memórias. As memórias dos microcontroladores são circuitos capazes de armazenar uma grande quantidade de *bits* e podem ser organizados em palavras ou posições que ocupam dentro da memória. Se comparadas aos registradores são mais lentas. As memórias dos microcontroladores podem ser divididas em categorias (SOUZA, 2003).

Função de transferência

O estudo do controle de processos necessita de algumas ferramentas matemáticas que permitem desenvolver as funções de transferência. A partir das funções de transferência podem-se analisar as respostas dos sistemas de controle devido às perturbações e variações mais comuns no processo.

Como para muitos sistemas as relações entre a entrada e a saída ocorrem na forma de equações diferenciais dadas em função do tempo, onde não é possível declarar que esta função seja apenas um número. A equação diferencial de entrada e da saída de um sistema, não pode ser tratada como uma simples equação algébrica. Para transformar a equação diferencial em uma equação algébrica utiliza-se de um recurso da matemática denominado, transformada de Laplace (L) (OGATA, 1985).

Segundo Ogata (1985) as funções de transferência caracterizam as relações de entrada e saída de sistemas lineares invariáveis no tempo, sendo abrangente a alguns sistemas não

lineares. São definidas como sendo a relação da transformada de Laplace da saída $Y(s)$ pela transformada de Laplace da entrada $X(s)$.

As equações diferenciais descrevem como os sistemas se comportam no tempo e quando transformadas pelo método de Laplace transformam-se em equações algébricas simples, nas quais o tempo não se envolve, então é possível realizar manipulações algébricas normais. Assim o comportamento da equação diferencial que antes era no domínio do tempo (t), depois de transformada trata-se de um comportamento no domínio de (s). De acordo com Ogata (1985), a representação de uma função no domínio do tempo $f(t)$ é substituída pela representação de Laplace no domínio de s $F(s)$, como na equação 6:

$$L[f(t)] = F(s) \int_0^{+\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (6)$$

Definir uma relação entre entrada e saída de um sistema em termos de uma função de transferência mantém a relação entre a transformada de Laplace da entrada e da saída (OGATA, 1985). A equação diferencial de um sistema linear invariável no tempo pode ser expressa da seguinte maneira:

$$a_0^{(n)} y + a_1^{(n-1)} \dot{y} + \dots + a_{n-1} \ddot{y} + a_n y = b_0^{(m)} x + b_1^{(m-1)} \dot{x} + \dots + b_{m-1} \ddot{x} + b_m x \quad (7)$$

Onde y é considerado a saída do sistema e x é a entrada, sendo que as condições iniciais sejam nulas, ou seja, se a entrada for igual à zero, a saída do sistema será também igual à zero, a função de transferência deste sistema pode ser obtida, aplicando a transformada de Laplace em ambos os termos da equação.

Se a entrada de um sistema linear com uma transformada de Laplace $Y(s)$ e a saída do sistema com a transformada de Laplace $X(s)$, a função de transferência $G(s)$ (OGATA, 1985), pode ser escrita na forma:

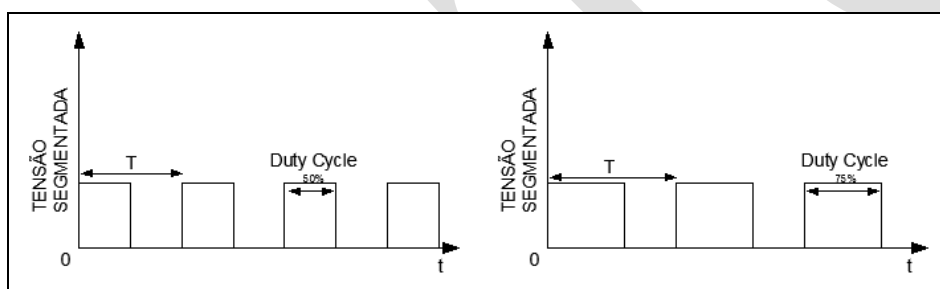
$$\text{Função de transferência} = G(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + b_{n-1} s + b_n} \quad (8)$$

Desse modo é possível representar a dinâmica de um sistema por meio de uma equação algébrica em s . Se a maior potência de s no denominador da função de transferência for igual a n , o sistema será denominado sistema de ordem n (OGATA, 1985).

Modulação por largura de pulso (PWM)

O PWM (*Pulse Width Modulation*) ou Modulação por Largura de Pulso é utilizado para segmentar uma alimentação de Corrente Contínua (CC) constante, variando seu valor médio e utilizando uma onda quadrada, que varia através do tempo em que o sinal está ligado. Seu uso é empregado em controle de lâmpadas para variação do fluxo luminoso ou no controle da velocidade de motores CC, através de um circuito básico, com o uso de um transistor controlado por um microcontrolador, que pode ser programado com um valor médio constante ou variado (BOLTON, 2010).

Figura 9 – Variação da tensão (*Duty Cycle*).



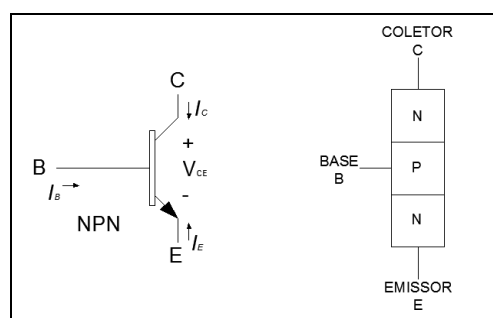
Fonte: Adaptado de Bolton (2010, p. 234).

A utilização do transistor como uma chave que atua ligando e desligando o sistema várias vezes por segundo através de um sinal aplicado em sua base, denominado como ciclo de trabalho (*Duty Cycle*), usado para a fração de cada ciclo para o qual a tensão é de nível alto, como na Figura 9 (JUSTEN, 2015).

Transistores

Os transistores bipolares são encontrados em dois tipos, eles podem ser do tipo NPN ou PNP, possuem três camadas e duas junções, como na Figura 10, e são usados em dois tipos básicos de aplicação, podem ser empregados em chaveamento e amplificação. É conhecido como transistor bipolar de junção (BJT, bipolar junction transistor), possui três terminais denominados como base (B), coletor (C) e emissor (E), como pode ser visto na Figura 10 (AHMED, 2000).

Figura 10: Símbolo e estrutura interna do transistor NPN.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 57).

Para o emissor e o coletor devem ser respeitadas as posições de entrada e saída, já que suas características e seus valores nominais mudam de forma significativa com a inversão. Para ser usado como chave um transistor deve ter seus terminais, coletor e emissor são ligados em série com o circuito da fonte, enquanto os terminais base e emissor são ligados ao circuito acionador, que controla a ação de chaveamento. A corrente que passa pela junção base-emissor que induz o fluxo da corrente entre coletor-emissor (AHMED, 2000).

METODOLOGIA

O estudo se inicia com uma revisão literária das obras que tratam de controles de processo utilizando as ações de controle. Baseado nos métodos conhecidos é possível desenvolver um sistema e aplicar estas ações de controle para a sintonia do sistema, visando à economia dos equipamentos e energia utilizados nas plantas de processo. Um estudo na forma qualitativa comparando as respostas encontradas propicia maior familiaridade com o problema. Com a análise dos gráficos obtidos, por meio de softwares específicos para a programação e para inserção de valores que sejam convenientes para o projeto, é possível

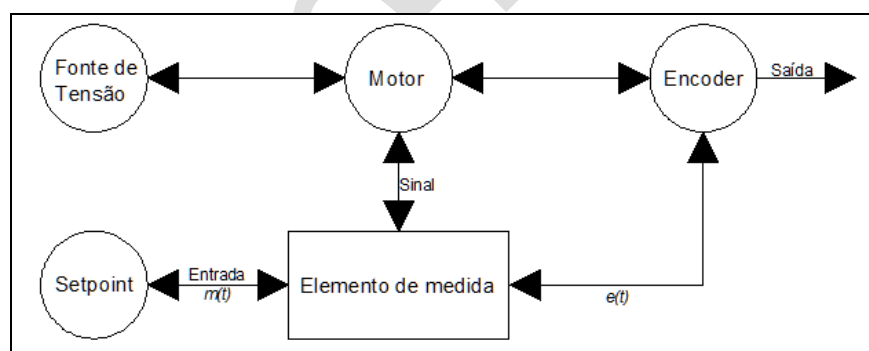
realizar um estudo de qual será o método empregado mais eficiente em ações de controle de velocidade e posição, juntos e separadamente. Verificar se os métodos proporcional (P), integral (I), derivativo (D) e *fuzzy* podem ser aplicados em todas as estruturas onde é necessário fazer uso das ações de controle em velocidade e posição.

A aplicação de motores em corrente contínua mostra certa vantagem em relação aos motores de corrente alternada devido ao fato de serem mais fáceis de aplicar o sinal modulado por largura de pulso (PWM), possibilitando o controle de velocidade sem aplicação de equipamentos com custo mais elevado.

Um resumo descritivo a respeito de sistemas embarcados responsável pelo controle, programação e coleta de dados propicia confiabilidade na sua aplicação e nos resultados. Com a montagem da planta é possível fazer a coleta de dados, inserir os valores dos resultados e realizar o comparativo entre os gráficos teórico e experimental, relacionando quais métodos serão empregados em cada etapa do processo de análise e comparando qual método apresenta o melhor resultado.

A montagem de um sistema em malha fechada para análise do comportamento de um encoder, aplicados no uso do controle de velocidade e posição, acoplado a um motor de corrente contínua, sendo controlado por um sistema embarcado para a coleta de dados e observação dos resultados.

Figura 11 – Estrutura em blocos da planta montada para coleta dos dados.



Fonte: O autor (2018).

Como pode ser observado na estrutura de blocos da Figura 11, o valor desejado é delimitado no *setpoint*, o elemento de medida recebe este valor e envia um parâmetro para o motor. O eixo do motor é acoplado ao encoder por meio de uma correia dentada. O

encoder envia o sinal que é recebido pelo elemento de medida, com a leitura da velocidade e da posição do motor é possível ao elemento de medida controlar a velocidade e a posição do motor baseado no valor do erro. O valor do erro é entendido pelo programa como sendo a diferença entre o *setpoint* e a velocidade ou posição do motor, ou seja, enquanto a diferença não for igual à zero, o elemento de medida continuará atuando. Quando a diferença for igual à zero, o elemento de medida continuará atuando como controlador do sistema se houver uma oscilação ou um distúrbio no processo e o erro aumentar ou diminuir o elemento de medida voltará a atuar até que o sistema entre novamente em equilíbrio, mantendo o erro igual a zero.

Para que a velocidade ou posição do motor seja controlada pelo elemento de medida é necessário que a quantidade de pulsos gerada pelo encoder seja conhecida, assim cada volta completa do encoder significa uma volta completa do eixo do motor, desta forma pode-se determinar que, cada volta do eixo fornece uma quantidade exata de pulsos gerados no encoder. A leitura em função do tempo foi feita tendo como base o *clock* do sistema.

Criando uma variável auxiliar que faça a leitura da quantidade de pulsos gerados pelo encoder, com o total de pulsos gerados em uma volta divididos pela quantidade de 1000 milissegundos fornecidos pelo sistema embarcado e outra variável auxiliar que guarde o valor 60 segundos dividido pela variação do tempo dentro de uma volta fornecerá a quantidade exata de revoluções por minuto (RPM).

Para o sistema de controle de posição a aplicação de uma ação de controle com maior precisão é necessária. A programação desenvolvida para o controle de posição apresentou resultados em centímetros (cm) em função do tempo e a programação desenvolvida para o controle de posição terá resultados em espaço para o tempo até o valor de ajuste (*setpoint*). No controle da posição houve a inserção de uma condição para erro igual a zero quando a diferença entre o erro e o valor de ajuste for igual à zero, o sistema entra em estado de espera. Para essa medição, além da quantidade de pulsos gerada pelo encoder também é necessário saber o comprimento da correia utilizada, sendo a relação das polias 1:1 o cálculo pode ser desprezado. Diferente de uma ação de controle liga-desliga (*On-Off*), a atuação do sistema controle tende a trazer a leitura de volta ao ponto de ajuste se este for diferente de zero.

DESENVOLVIMENTO PRÁTICO

Neste capítulo são apresentados os equipamentos empregados para que a coleta de dados se torne possível de forma a visualizar os resultados na forma de gráficos, onde serão utilizados *softwares* computacionais para montagem dos mesmos, facilitando a interpretação da revisão bibliográfica descrita nos capítulos anteriores.

As ações de controle foram empregadas em uma planta para o estudo, a programação realizada em um *software* específico do sistema embarcado possibilitando que os resultados sejam obtidos em tempo real e os resultados sendo convertidos em gráficos facilitando a análise de cada ação em situações diversas, demonstrando as curvas características de cada ação de controle pode-se verificar qual ação de controle pode ser melhor empregada nesse processo, uma breve descrição da programação empregada para a coleta de dados, explicando as técnicas utilizadas para definição de valores em função do tempo.

Controle proporcional (P)

O controle proporcional é definido como sendo a sensibilidade do ganho em um sistema de malha fechada. Tem a capacidade de regular a intensidade com que o controlador corrige os erros existentes entre a entrada e a saída, determina a estabilidade do sistema, mas é totalmente dependente do valor do desvio.

Não há nenhum tipo de controle dinâmico. A constante K_p é ajustada de maneira a buscar o equilíbrio do sistema, provocando menor número de oscilações e distúrbios em função do tempo de funcionamento.

Aplicando valores diferentes de K_p , constante encontrada na Equação 1, a velocidade e a posição do motor não encontram o valor do ponto de ajuste ficando sempre abaixo da velocidade e posição selecionados, com uma grande instabilidade do processo.

Controle derivativo (D)

O controle derivativo é proporcional à taxa de variação com o tempo do sinal do erro. Segundo Bolton W. (2010), o controle derivativo não é utilizado separadamente, está sempre associado a outras ações de controle. Sendo que os controladores derivativos não respondem aos sinais do erro em estado estacionário assim a variação do erro com o tempo sempre é zero.

Controle integral (I)

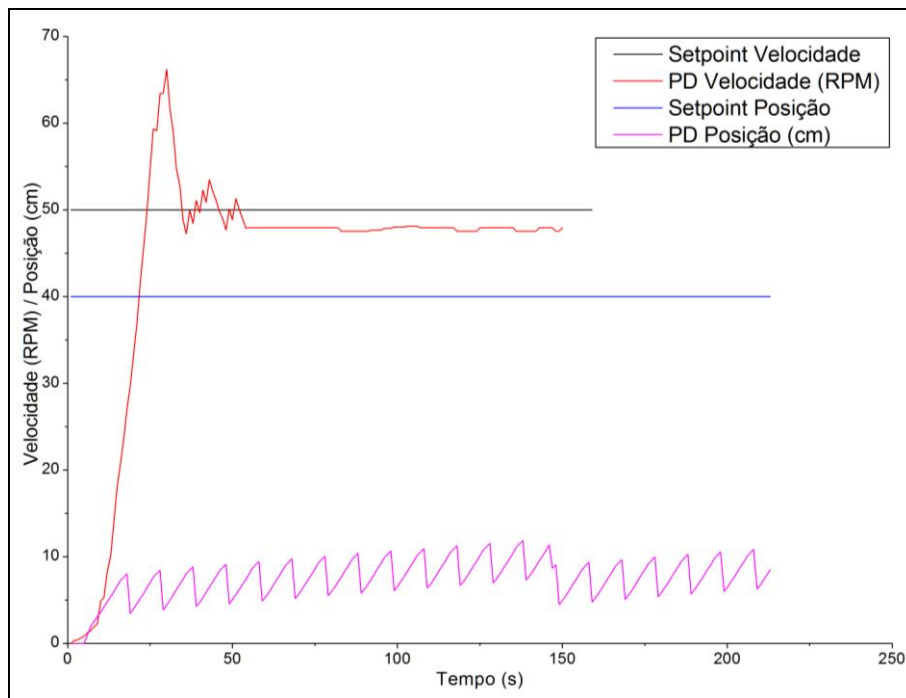
A constante K_i é ajustada no sistema, onde a variação ocorre em função do erro, se o desvio for constante, então o erro for constante a saída também se torna constante não havendo ajuste.

A ação de controle integral segundo Ogata K. (1985), permanece com valor da entrada estacionário enquanto o erro for nulo, pode ser usada como controle de reestabelecimento do sistema ou como *reset*. Se a saída do controlador variar com valores constantes o erro também terá um valor constante.

Controle Proporcional Derivativo (PD)

Na ação de controle Proporcional Derivativo (PD), as duas constantes K_p e T_d são constantes ajustáveis, multiplicadas pelo erro e depois somadas definem o valor da entrada, a presença do tempo derivativo T_d define o intervalo de tempo que a ação influencia no efeito da ação de controle. A sintonia para a ação de controle proporcional derivativo depende do ajuste dos dois valores K_p e T_d , porém o aumento excessivo de um ou de outro faz com que o sistema entre em desequilíbrio.

Figura 12: Velocidade e posição em função do tempo ajustes de $K_p = 0,08$ e $T_d = 0,018$ para velocidade e $K_p = 0,05$ e $T_d = 0,08$ para posição.



Fonte: O autor (2018).

Segundo Ogata K. (1985), a ação de controle derivativa não pode ser usada sozinha sendo efetiva somente em intervalos transitórios, sendo que a ação derivativa não elimina o erro e a ação proporcional se mantém afastada do valor de ajuste.

Com valores maiores nas constantes é possível diminuir o *overshoot*, porém a resposta do sistema se distancia do valor do *setpoint*, mesmo se mantidos em uma razão proporcional dos valores aplicados, com os valores das constantes menores é possível obter um ajuste mais fino com *overshoot* menor, porém com o tempo do alcance do *setpoint* maior, se a razão das constantes for menor o valor do *setpoint* não é alcançado. Para o controle de posição os valores das constantes não alcançaram o *setpoint*, sendo que o erro é sempre proporcional ao desvio, que é dado pela diferença existente entre o valor da saída e o valor do *setpoint*.

De uma maneira geral, se a ação de controle proporcional mais derivativa for aplicada em sistemas que tenham a necessidade de ser controladas a velocidade ou posição de um sistema não teria efeito sobre a planta, como pode ser visto na Figura 12.

Para a aplicação desta ação de controle são unidas a ação proporcional (P) e a ação derivativa (D), a equação para a ação de controle PD aplicada no código base conta com a união das duas ações de controle.

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + b \quad (9)$$

Onde $m(t)$ é considerado como sendo a saída do controlador no tempo, $e(t)$ é o erro causado pela diferença da variação do valor desejado pelo *setpoint*, K_p como sendo a constante do ganho proporcional do sistema, T_d o tempo derivativo que é dado em segundos e nesse caso o b como sendo a constante que determina a saída do controlador quando o erro é zero, ou a saída manual do controlador.

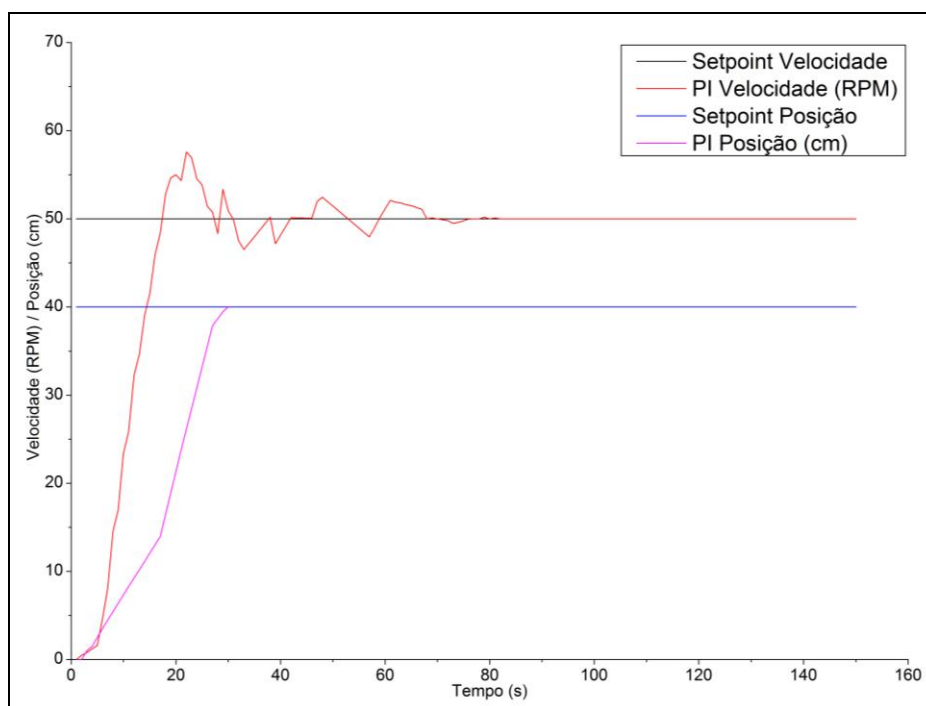
Controle Proporcional Integral (PI)

Na ação de controle proporcional integral (PI) há duas constantes ajustáveis, K_p que representa a sensibilidade proporcional do sistema e T_i que representa o tempo da integral. Segundo Ogata K. (1985), o tempo integral ajusta a ação de controle da integral e o ganho influencia na parte proporcional e na parte integral. O termo T_i é denominado de taxa de reestabelecimento e representa o número de vezes em que a parte proporcional é duplicada.

Segundo Bega E. (2006), a taxa de reestabelecimento é eliminada quando o processo atingir a estabilidade devido à característica de variar sempre que houver um distúrbio na saída.

Para analisar o tempo integral, a sensibilidade proporcional é mantida constante, assim apenas o termo T_i é alterado. Na Figura 13, ao termo proporcional é atribuído um valor constante de $K_p = 0,05$ e o valor da integral é de $T_i = 0,008$. Da mesma forma na análise da posição e função do tempo o termo K_p é mantido constante enquanto a constante T_i é alterada para o valor de 0,012.

Figura 13: Velocidade e posição em função do tempo com $K_p = 0,05$ e $T_i = 0,08$ para velocidade e $K_p = 0,05$ e $T_i = 0,012$ para posição.



Fonte: O autor (2018).

O controle proporcional mais integral aplicado ao sistema de velocidade alcançou a estabilidade em torno do *setpoint*, se os valores das constantes forem aumentados o tempo para alcançar o valor do *setpoint* aumenta de forma significativa, porém diminui o *overshoot*. Se a diferença entre os valores das constantes for aumentada ocorrem distúrbios na aproximação do *setpoint* e o *overshoot* aumentado de forma significativa, além do aumento no tempo de subida.

Para o controle da posição o valor da constante proporcional foi mantido o mesmo utilizado no controle da velocidade, já que este valor fornece uma saída proporcional ao erro atuante. Se aumentado o valor da constante integral, o tempo de resposta também é aumentado, ocasionando oscilações na rampa de subida e em torno do *setpoint* que demoram a estabilizar.

A ação de controle proporcional (P) mais a ação de controle integral (I) combinadas proporcionam um ajuste fino no sistema, a equação aplicada no sistema utiliza os valores do erro na saída e duas constantes, o K_p da parte proporcional e o T_i da parte integrativa, no código base foi escrita na forma:

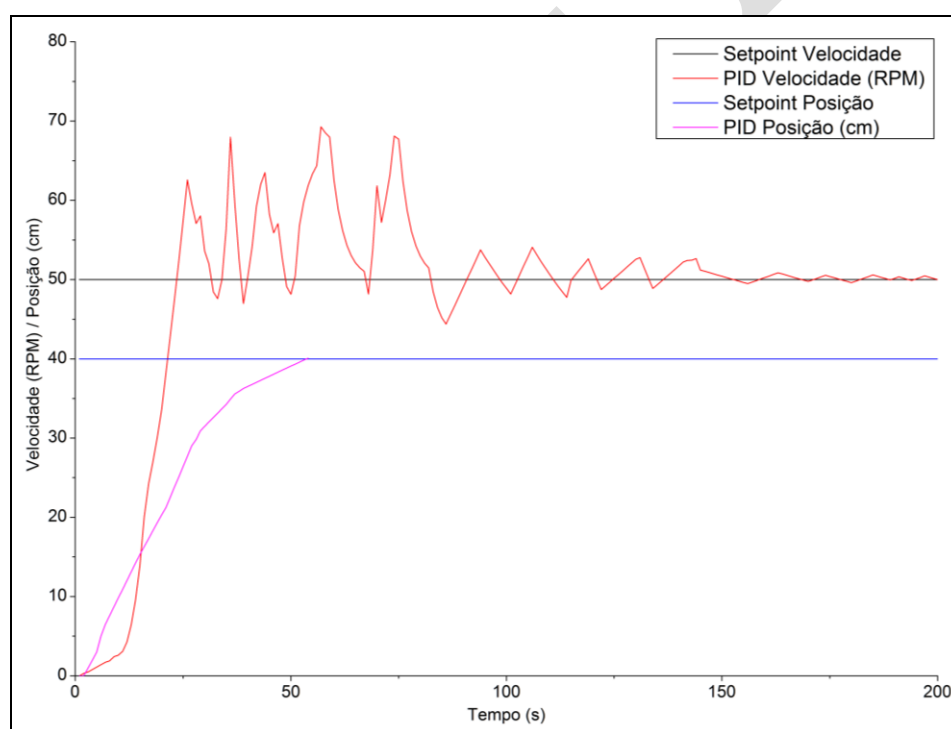
$$m(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + b \quad (10)$$

Onde $m(t)$ simboliza a saída do controlador, $e(t)$ é o erro atuante do sistema sendo a diferença entre o *setpoint* e a variável de saída, K_p é o ganho proporcional sendo o valor de uma constante, T_i o valor do tempo integral dado em segundos e b que representa a saída do controlador quando o erro atuante for igual a zero.

Controle Proporcional Integral Derivativo (PID)

A ação de controle proporcional mais integral mais derivativa tem a capacidade de unir todos os benefícios que as ações de controle proporcionam. Segundo Bega (2006), esta ação de controle combina as características de estabilidade do controle proporcional mais derivativo com as características de eliminação do erro da ação de controle proporcional mais integral.

Figura 14: Velocidade e posição em função do tempo com $K_p - 0,05$, $T_i - 0,08$ e $T_d - 0,018$ para velocidade e $K_p - 0,05$, $T_i - 0,012$ e $T_d - 0,018$ para posição.



Fonte: O autor (2018).

Tecnicamente a soma das três vantagens resultaria em uma curva melhor, com um tempo de subida médio e menor número de oscilações, porém a aplicação do controle PID nesse sistema não ofereceu vantagens, apenas distúrbios. Aplicaram-se os valores que apresentaram os melhores resultados nas ações de controle proporcional integral e proporcional derivativo. O aumento no valor das constantes gerou maior instabilidade no gráfico. A redução dos valores ocasionou, além do aumento da instabilidade, aumento excessivo do tempo na subida.

A rampa de subida foi rápida em relação a outras ações de controle, porém ao atingir o ponto de ajuste, não houve estabilidade, a aceleração do motor se manteve acima do valor do *setpoint*, na tentativa de estabilizar a velocidade em torno do ponto de ajuste mais oscilações surgiram, aumentando a distância da curva em relação ao ponto de ajuste, tornando a ação não aplicável neste tipo de processo.

No controle de posição, a rampa de subida do sistema foi lenta sem distúrbios, a princípio a ação de controle se demonstra estável, no momento em que a curva atingiu o ponto de ajuste o sistema se manteve dentro dos parâmetros desejados.

O gráfico da Figura 14 mostra que para um sistema onde a necessidade de um controle de posição, os valores do tempo integral e derivativo e da sensibilidade do processo não seriam aplicáveis devido ao tempo extremamente longo para atingir o *setpoint*.

A ação de controle proporcional (P), integral (I) e derivativa (D) utiliza o valor do erro e três constantes associadas sendo K_p a constante da parte proporcional, T_i a constante da parte integrativa e T_d a constante da parte derivativa, a equação utilizada pode ser escrita na forma:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + b \quad (11)$$

De maneira análoga as variáveis são definidas como sendo $m(t)$ a saída do controlador, $e(t)$ é o erro atuante do sistema sendo a diferença entre o *setpoint* e a variável de saída, K_p é o ganho proporcional sendo o valor da constante na parte proporcional, T_i o valor do

tempo integral dado em segundos, T_i a constante da parte integrativa e b que representa a saída do controlador quando o erro atuante for igual a zero.

Controle Fuzzy integrado ao controle Proporcional Integral Derivativo

Em um sistema controlado por PID-*fuzzy* a definição do universo de referência das variáveis do controlador deve ser conhecida o intervalo de normalização e a definição das funções de pertinência deve ser conhecida. Ao se definir a normalização definem-se também fatores de escala para as variáveis associadas ao processo, assim de certa forma, os fatores de escala passam a ser conhecidos como sendo os parâmetros de sintonia do controlador *fuzzy*.

Os valores linguísticos necessários para o controle definem as funções de pertinência, são os valores definidos entre os níveis lógicos alto e baixo, ligado e desligado, um e zero, etc. As variáveis de entrada associadas com as variáveis de saída são definidas como sendo as regras de controle, são elaboradas a partir da análise do processo, conhecimento do equipamento ao qual será aplicado o controle e conhecimento dos operadores.

A equação que define um controlador PID-*Fuzzy* é análoga à equação do PID, pode ser escrita na forma:

$$\Delta U(n) = K_p * \Delta E(n) + (1/T_i) * E(n) * TA + T_d * \Delta^2 E(n) / T_A \quad (12)$$

Sendo ΔU a variação da saída, K_p o ajuste proporcional do controlador, T_i o ajuste integral do controlador, T_D o ajuste derivativo do controlador, ΔE a variação do erro entre dois intervalos de amostragem e TA o tempo de amostragem do controlador, nesse caso dado em segundos.

A normalização das variáveis será definida entre os valores adotados para o controle de velocidade e posição, isto também define o número de regras adotadas para o controle, ou seja, para o caso de duas variáveis de entrada (E e ΔE) e cada variável linguística tenha 10 (dez) valores definidos entre 0 e 1, pode-se chegar a um total de $10^2 = 100$ regras para esta aplicação.

Um controlador define suas variáveis de entrada com base nos valores de saída ou nos valores do erro atuante, conhecido também como o desvio entre a variável do processo e o seu *setpoint*.

Quadro 1: Quadro dos valores adotados para normatização das variáveis.

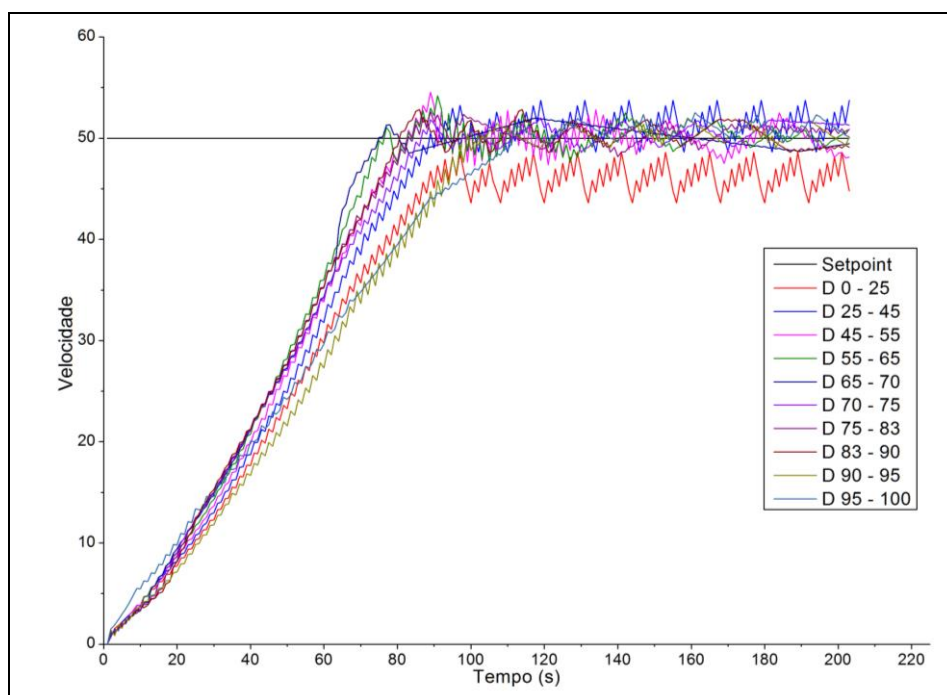
E	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
ΔE	0	25	45	55	65	70	75	83	90	95	100
ΔU (%)	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
FP	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
TA	0	24	48	72	96	120	144	168	192	216	240

Fonte: O autor (2018).

O Quadro 1 define os valores que foram aplicados na codificação para a associação das ações de controle com *fuzzy*. Os valores das variáveis de entrada (E e ΔE) são definidos a partir do valor inicial (0) até o valor do *setpoint* (50), com um range de medida E de 1/50 e o ΔE com um range de medida de 1/100. O ΔU define a percentagem da variação na saída que pode ser de 0 até 100%. Os valores linguísticos definem as funções de pertinência (FP) para este estudo foram definidos com valores constantes e definem o número total de 10 regras que serão aplicados ao controle com valores entre 0 e 1.

A aplicação da ação de controle PID-*Fuzzy* não apresentou resultados satisfatórios na planta de controle de velocidade, a resposta demorada em atingir o valor desejado e as oscilações em torno do *setpoint* mostra que para a aplicação no controle de velocidade a ação de controle PID associada com *fuzzy* não pode ser utilizada. A oscilação de longa duração na maioria dos valores inseridos no código não permite que seja aplicado em processos industriais.

Figura 15: Gráfico da velocidade, gerado a partir dos valores da variação do erro (ΔE) do Quadro 1.



Fonte: O autor (2018).

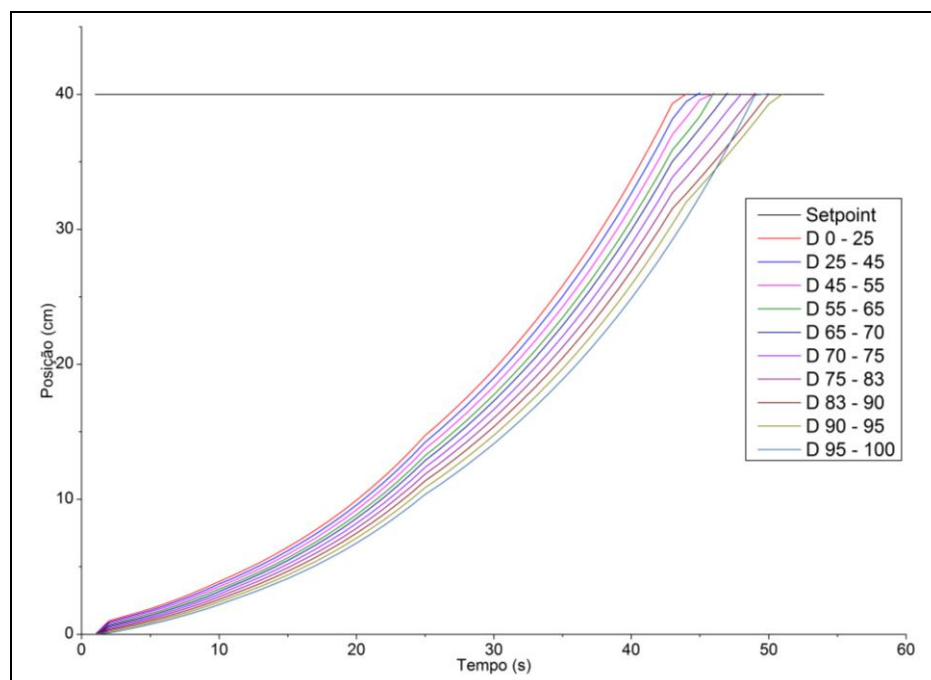
Segundo Campos (2004) um controlador *fuzzy* é considerado como sendo uma função não linear do produto cartesiano das variáveis de entrada no espaço da saída. Isso torna o processo difícil de ser sintonizado e também aplicável em processo cuja resposta de saída não sofra distúrbios inerentes ao processo, como carga no eixo ao longo do tempo.

A forma de coleta de dados foi feita com base nos valores do erro da saída (E , ΔE e $\Delta^2 E$). A inserção dos valores foi colocada em uma matriz onde dentro da codificação foram calculados e os valores de resposta memorizados dentro de um vetor, assim os valores do vetor foram considerados como sendo as respostas do sistema para cada espaço de tempo.

Os valores das constantes K_p , T_I e T_D foram mantidos dentro dos valores encontrados na aplicação da ação de controle PID, a variação destes valores para maiores ou menores ocasionaram maiores distorções no gráfico encontrado da Figura 14.

Para o controle de posição a aplicação da ação de controle PID-*Fuzzy* teve uma resposta mais rápida que no controle de velocidade, porém ainda não se encontra dentro dos parâmetros desejados. Apesar de a curva apresentada estar dentro do valor ajustado houve um aumento excessivo do tempo até que a posição alcançasse o valor do *setpoint*, tornando a ação de controle obsoleta para esta aplicação.

Figura 16: Gráfico da velocidade, gerado a partir dos valores da variação do erro (ΔE) do Quadro 1.



Fonte: O autor (2018).

De maneira análoga ao controle de velocidade foram utilizados os mesmos valores das constantes K_p , T_i e T_d para o controle de posição, a resposta do sistema com um tempo grande para alcançar a estabilidade torna a ação de controle PID-*Fuzzy* obsoleta e não utilizável em um sistema de controle de posição, apesar de não existir oscilações no tempo de subida.

A não linearidade do controlador *fuzzy* tem inúmeras vantagens em relação aos controladores clássicos lineares como o PID, a associação destes causa variações na rampa de subida para ambos os controles (CAMPOS 2004).

Controle Fuzzy integrado ao controle Proporcional Integral

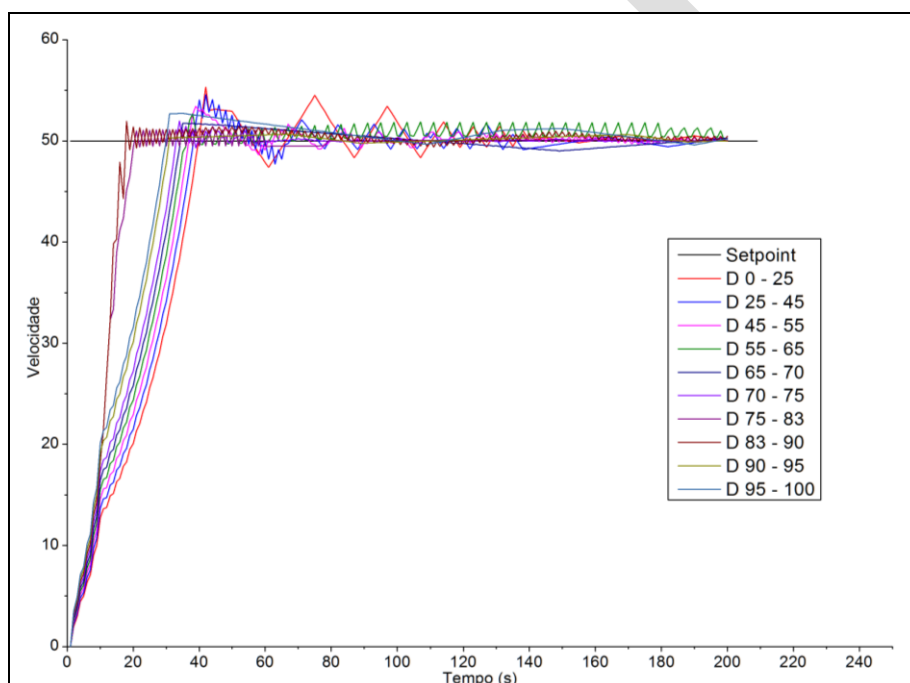
Para a ação de controle proporcional mais integral associada à ação de controle *fuzzy* apresentou uma resposta rápida em relação ao *setpoint* e se comparada à ação de controle PID, em ambos os casos, velocidade e posição.

O número de oscilações ao longo do tempo foi muito reduzido para os valores do erro (ΔE) quando intermediários, para os valores das constantes altos ou baixos o número das oscilações teve um aumento significativo em torno do *setpoint*. O tempo de subida na rampa de aceleração demonstrou que para os valores do erro (ΔE) maiores ou menores obtiveram uma resposta mais rápida na subida, porém ocorreram grandes oscilações em torno do *setpoint*, isso torna o sistema indesejável se comparados aos resultados esperados.

Os valores das constantes K_p e T_i foram mantidos dentro dos valores encontrados na aplicação da ação de controle PI, a variação destes valores para maiores ou menores ocasionaram maiores distorções no gráfico encontrado da Figura 13.

Da mesma forma os valores foram calculados dentro de uma matriz para as variações do ΔE e os resultados da equação memorizados dentro de um vetor, sendo estes considerados a resposta do sistema.

Figura 17: Gráfico da velocidade, gerado a partir dos valores da variação do erro (ΔE) do Quadro 1.



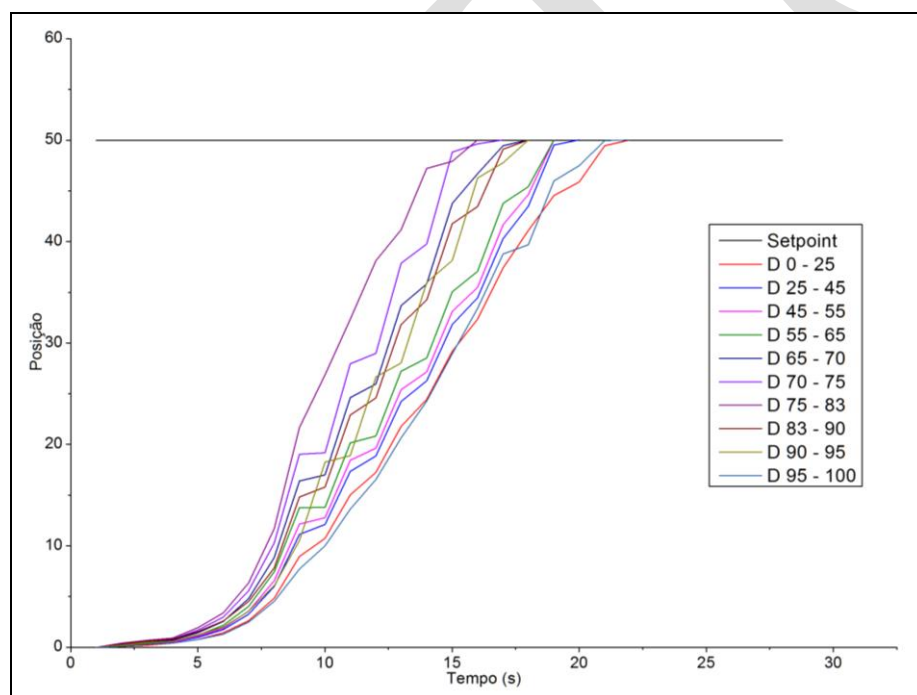
Fonte: O autor (2018).

A equação 14 foi utilizada para analisar a ação de controle, foram retirados os termos K_d que representa a parte derivativa e a variação do erro ao quadrado ($\Delta^2 E$), encontrados na equação do PID-*fuzzy* ambos os termos responsáveis pela parte derivativa.

$$\Delta U(n) = K_p * \Delta E(n) + (1/T_i) * E(n) * TA \quad (13)$$

Para o controle de posição foram aplicados os mesmos valores das constantes K_p e T_i utilizados no gráfico da Figura 13, de maneira análoga ao controle de velocidade os valores calculados dentro da matriz do Quadro 1 e memorizados dentro de um vetor sendo estes considerados os resultados da equação 14 e geradores do gráfico na Figura 17.

Figura 17: Gráfico da posição, gerado a partir dos valores da variação do erro (ΔE) do Quadro 1.



Fonte: O autor (2018).

A rampa de subida mostrou que para os valores do erro ΔE intermediários houve uma melhora considerável em relação aos valores maiores ou menores, tanto em aproximação

quanto para o tempo de resposta e alcance do *setpoint*. As oscilações também diminuíram consideravelmente para os valores intermediários.

Segundo Campos (2004), a vantagem do controlador *fuzzy* em relação a outros controladores não lineares é que este pode se valorizar e absorver de informações relacionadas ao processo.

CONCLUSÃO

A aplicação da ação de controle PI e PI-*fuzzy* mostraram vantagens em relação às outras ações de controle aplicadas, dentre elas o tempo de resposta em relação ao *setpoint*, com uma aproximação rápida e com menor número de oscilações. Os valores intermediários do ΔE mostraram que para aplicações em processos industriais reais apresentariam resultados com melhor aproximação do valor do *setpoint*, mais rápida e com menor número de oscilações em torno do valor desejado. Os testes realizados com os valores das constantes K_p e T_i maiores tiveram maiores oscilações, tanto na rampa de subida quanto em torno do valor ajustado para os testes, devido a esse motivo não foram incluídos no escopo do trabalho.

As ações de controle PID e PID-*fuzzy*, não demonstraram resultados satisfatórios para aplicação em um processo de controle de velocidade e de posição, apresentaram oscilações em torno do valor ajustado para a saída do processo. A ação de controle PID para a velocidade não demonstrou estabilidade ao longo do tempo, nessa ação onde a parte derivativa está incluída gera a instabilidade no processo, de maneira análoga nas ações de controle onde foi associado o controle *fuzzy* foi melhorado o tempo de aproximação ao valor desejado, porém as oscilações geradas tornaram o processo inaceitável, não demonstrou estabilidade ao longo do tempo apesar de ter ficado bem próximo do valor do *setpoint*. A demora em se aproximar do *setpoint* quando ajustado para a posição não apresentou resultados satisfatórios, apesar da rampa de subida não ter oscilações. A aplicação do *fuzzy* associada ao PID tornou o processo mais rápido, porém ainda não apresentou o resultado esperado com os testes, a resposta lenta em alcançar o valor ajustado, tanto para a velocidade quanto para a posição, tornou a aplicação do PID-*fuzzy* dispensável para o uso em uma planta industrial.

Os resultados obtidos com o uso da ação de controle PD para o controle de velocidade não foram aceitáveis, a curva de resposta apresentou um *overshoot* com valores muito grandes, bem distantes do desejado mesmo com os valores das constantes sendo alterados. Com os valores da constante na parte proporcional aumentados, o tempo de resposta diminuiu, porém se manteve mais afastado do valor do *setpoint* e proporcionou um aumento excessivo do *overshoot*, o aumento da parte derivativa aumentou o tempo de resposta em relação ao *setpoint*, diminuiu o *overshoot*, porém aumentou o valor do erro em relação ao valor do *setpoint*. Para o controle de posição não houve ajuste aceitável, a mudança nos valores das constantes não apresentaram melhoras na situação da rampa, ficando sempre abaixo do valor ajustado. A ação de controle PD-*fuzzy* não foi aplicada devido à instabilidade gerada nos testes realizados sem esta ação de controle. Os testes com a associação do controle *fuzzy* oferecem a oportunidade de aumentar significativamente o número de regras aplicadas ao controle, podendo adicionar qualidade ao controle. A quantidade de valores linguísticos associado ao aumento do número de regras pode tornar o ajuste mais fino quando associado ao modelo de controle PI, isso poderia melhorar consideravelmente o controle da velocidade e da posição.

APPLICATION OF THE PD, PI, PID AND FUZZY ACTIONS ON SPEED CONTROL AND POSITIONING IN A STUDY PLANT.

Abstract

The use of process control in industrial plants has grown considerably with the passage of time. The precision equipment has been found in industries in which production reaches excellence. For this, the control of equipment is of utmost importance in producing and implementing the services that will be performed. The study of control techniques involved has as main objective to ensure by means of an application that the production process to obtain the best performance. The techniques of control PI, PD, PID are defined by how they act on the systems each with an intrinsic characteristic in the way they are planned and all

have an application defined within the control systems. The study through a plant for analysis makes it possible for the process of control to be applied correctly in plants where they will be used. The classic techniques improvement comes through the implementation of *Fuzzy* model, which associated with the known control techniques achieve best fit of the equipment employed. The aim of this work is to demonstrate qualitatively, what better control action that can be applied, using the Association of *fuzzy* model applied in an incremental encoder coupled to a DC motor in the use of a plant industrial speed and position control.

Key-words: Control actions. Encoder. PID-Fuzzy.

REFERÊNCIAS

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Prentice-Hall do Brasil, 2000.
- ALCIATORE, David G.; HISTAND, Michael B. **Introdução à mecatrônica e aos sistemas de medições**. 4. Ed. Porto Alegre, 2014.
- BEGA, Egídio A. **Instrumentação industrial**. 2. Ed. Rio de Janeiro: Interciência, 2006.
- BOLTON, Wiliam. **Mecatrônica: uma abordagem multidisciplinar**. 4. Ed. Porto Alegre: Bookman, 2010.
- BRAGA, Newton C. **Manual de mecatrônica**. 1. Ed. São Paulo: Newton C. Braga, 2014.
- CAMPOS, Mário M. de; SAITO, Kaku. **Sistemas inteligentes em controle e automação de processos**. Rio de Janeiro. Ciência Moderna LTDA, 2004.
- CAVALCANTI, José H. F.; MELO, Hiran de; SOUTO, Cícero. R.; CAVALCANTI, Mônica T. **Lógica fuzzy aplicada às engenharias**. Ed. Única. João Pessoa. PB. CBL, 2012.
- JUSTEN, Álvaro. **Curso de arduino: apostila do aluno**. Rio de Janeiro. Disponível para *download* em <www.cursodearduino.com.br/apostila>. Acesso dia 03/01/2018.
- OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 1. Ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil, 1985.
- OLIVEIRA, André; ANDRADE, Fernando. **Sistemas embarcados: hardware e software na prática**. 2. Ed. São Paulo: Érica, 2013.

LIMA, Charles B. de. **AVR e Arduino: técnicas de projeto**. 2. Ed. Florianópolis: Ed. Dos autores, 2012.

PEREIRA, Fábio. **Microcontrolador PIC 18 detalhado: hardware e software**. 1. Ed. São Paulo: Érica, 2010.

SIMÕES, Marcelo G.; SHAW, Ian, S. **Controle e modelagem Fuzzy**. 2. Ed. São Paulo: Blucher: FAPESP, 2007.

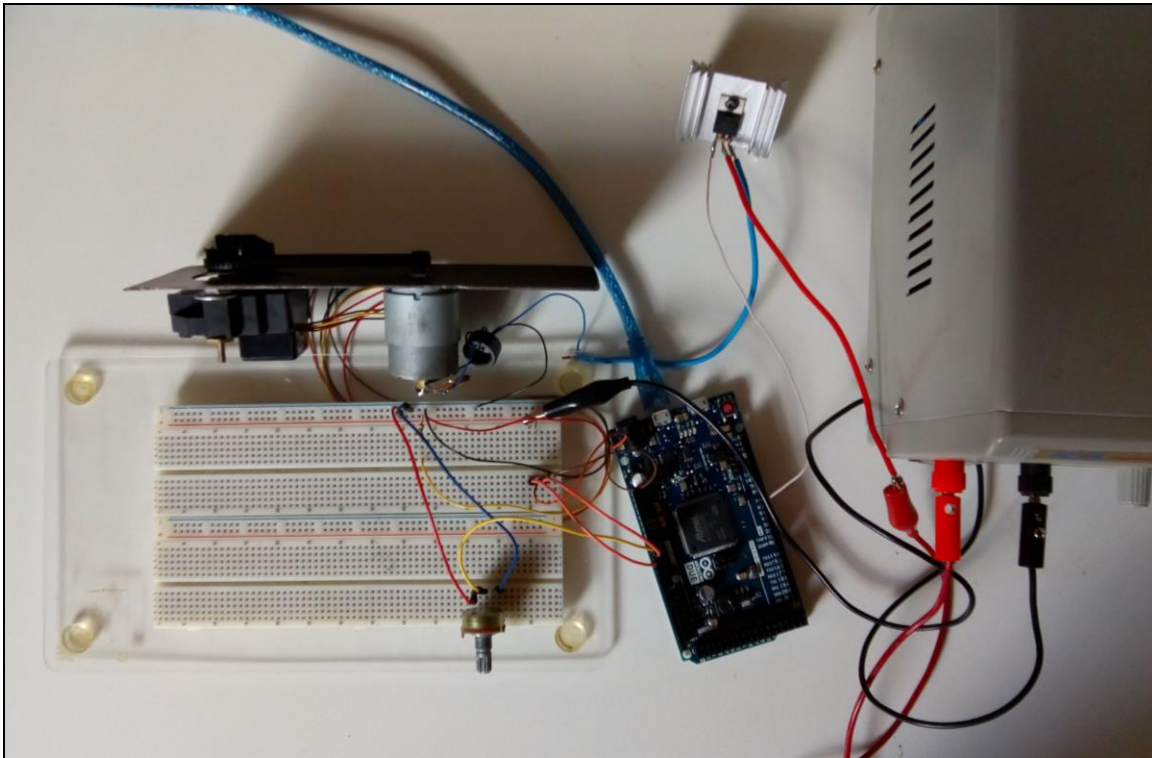
SOUZA, David J. de. **Desbravando o PIC, ampliado e atualizado para PIC 16F628A**. 6. Ed. São Paulo: Érica, 2003.

VIANA, Herbert R. G. **PCM, planejamento e controle de manutenção**. 1. Ed. Rio de Janeiro: Qualitymark, 2002.

VILARDELL, Eugenio Nieto. **Mantenimiento industrial práctico**. Ed única. Espanha: Fidestec, 2013.

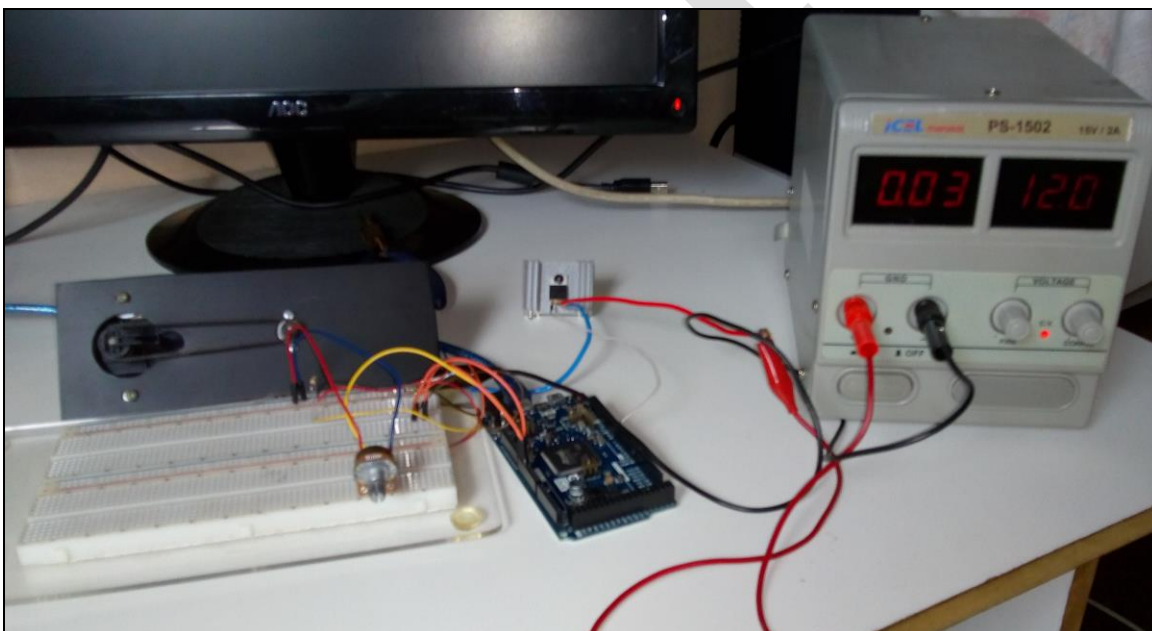
APÊNDICE

Vista superior da planta montada para a análise das ações de controle demonstrando o sistema embarcado Arduino DUE, 84 MHz de *clock*, transistor PNP TIP 32, potenciômetro, fonte externa ICEL PS - 1502.



Fonte: O autor (2018).

Vista frontal da planta, sistema embarcado Arduino DUE, 84 MHz de *clock*, transistor PNP TIP 32, potenciômetro, fonte externa ICEL PS - 1502.



Fonte: O autor (2018).