

DIMENSIONAMENTO OTIMIZADO DE CONTROLADOR PID EM CONTROLADORES PROGRAMÁVEIS

Edinei Peres Legaspe * edineilegaspe@hotmail.com

Resumo: Este artigo é apresenta um método para levantamento do modelo matemático do controle de velocidade de um motor de indução trifásico acionado por um inversor de frequência. Então como objetivo maior o dimensionamento otimizado do controlador para esse processo. Com o modelo colhido experimentalmente com o próprio controlador programável, o modelo será validado por meio do método do teorema do valor final analisando o erro de regime do sistema em malha fechada. Com o modelo validado é dimensionado um controlador do tipo PI para o controle da planta, atendendo diversos requisitos. Para medir a eficiência do controlador com a planta é feito simulações com o Matlab e também execução no modelo real. E então se concluindo que é possível utilizar os métodos apresentados neste artigo para dimensionamento otimizado de controladores do tipo PID.

Palavras-Chaves: Automação, Controle, PID, inversor de frequência, Motor de indução trifásico.

Abstract: This article presents a method to survey the mathematical model of the speed control of a three-phase induction motor driven by a frequency inverter. So, as a major objective, the optimized controller sizing for this process. With the model harvested experimentally with the programmable controller itself, the model will be validated through the method of the final value theorem analyzing the regime error of the closed loop system. With the validated model, a PI-type controller is designed to control the plant, meeting various requirements. To measure the efficiency of the controller with the plant, simulations are performed with Matlab and also run on the real model. And then concluding that it is possible to use the methods presented in this article for optimized sizing of PID controllers.

Keywords: Automation, Control, PID, frequency inverter, Three-phase induction motor.

1. Introdução

O estudo da teoria de controle é fundamental para otimização de formas de controle aplicadas na indústria (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009).

Portanto o engenheiro que trabalha com automação e controle deve conhecer bem a teoria de controle, para que o mesmo possa utilizar melhor os equipamentos de automação e ajustar de forma otimizada as ações de controle (KUO B. et al, 2009).

O grande problema que esse engenheiro enfrenta em poder aplicar os conhecimentos da teoria de controle em processos industriais se dá pela complexidade da planta (SALAMA, M.H. el al, 1992) (elemento a ser controlado como, por exemplo, motores de indução acionados por inversores de frequência).

Pois a modelagem por meio de métodos clássicos para estimar o modelo matemático da planta é muito complexa, e portanto, uma significativa parte dos projetistas não o faz. E então são obrigados a “estimar” o controlador, baseado na tentativa e erro (FRANKLIN G., 2009).

Dependendo dos processos industriais, o processo de dimensionamento do controlador por meio de métodos de tentativa e erro pode gerar:

- a) Perda de tempo
- b) Gasto desnecessário de energia
- c) Funcionamento ineficaz do conjunto controlador e planta

Hoje métodos para a determinação do modelo matemático e de dimensionamento controladores para motores CC é uma prática consolidada (KUO B. et al,2009) (OGATA K.,2009) (FRANKLIN G. 2009).

Por meio do controle de frequência, é possível utilizar motores de indução trifásicos para controles de velocidade (SALAMA, M.H. el al, 1992), que normalmente eram feitos com motores CC (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009) (FRANKLIN G., 2009).

Mas atualmente a complexidade em modelar o conjunto do motor trifásico com o inversor de frequência (SALAMA, M.H. el al, 1992) é problema, e isto dificulta a aplicação da teoria de controle em projetos normalmente encontrados na indústria (FRANKLIN G., 2009).

Visando resolver essa deficiência, foi proposto para este artigo obter o modelo matemático do conjunto motor trifásico e inversor de frequência, para isto feito um experimento com a mesma e a partir dos dados será levantado o modelo real do sistema. Em uma segunda etapa dentro deste trabalho o modelo matemático será validado.

Tendo o modelo matemático da planta é possível utilizar os métodos clássicos da teoria de controle para o dimensionamento do controlador PID (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009) (FRANKLIN G., 2009) que será implementado em controladores programáveis (CP).

2. Modelos matemáticos da planta e do controlador

Existem dois modelos matemáticos de interesse neste artigo: da planta e do controlador PID.

A planta é basicamente o elemento que se deseja controlar. Existem vários elementos que podem ser caracterizado como plantas industriais:

- a) Motores
- b) Esteiras
- c) Fornos industriais
- d) Reatores químicos

Os comportamentos das plantas industriais podem ser descritos por modelos matemáticos. Normalmente elas são descritas em equações diferenciais ou no seu equivalente na frequência (transformada de Laplace) (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009) (FRANKLIN G., 2009), conforme demonstrado na tabela 1.

Tabela 1 – Modelos matemáticos lineares mais utilizados

Tipo	Modelo matemático	Aplicações
Primeira Ordem	$\frac{K_{planta}}{\tau_{planta}s + 1}$	Temperatura, Pressão e Velocidade.
Primeira ordem mais tempo Morto	$\frac{K_{planta}}{\tau_{planta}s + 1} e^{-as}$	Temperatura, Laminadoras
Segunda	$\frac{W_n^2}{s^2 + 2\zeta W_n + W_n^2}$	Posição

Fonte: Adaptado de FRANKLIN (2009) e OGATA (2009)

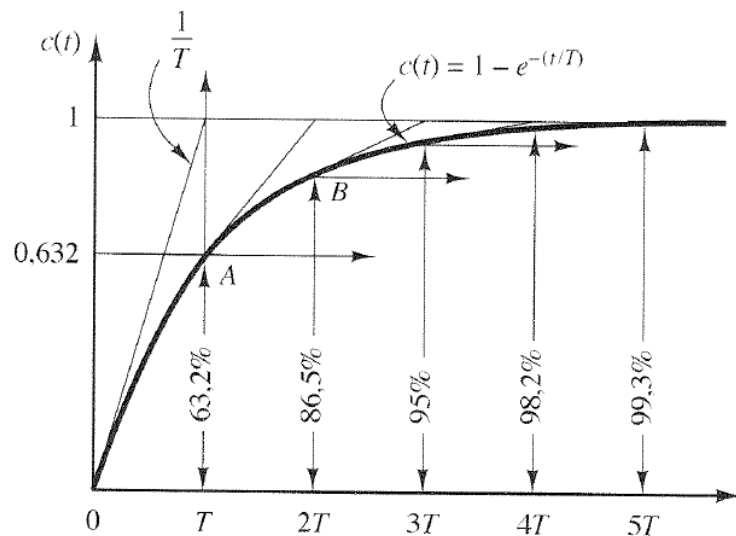
2.1 Sistema de primeira ordem

Motores do ponto de vista de velocidade são sistemas de primeira ordem (KUO B. et al, 2009) (SALAMA, M.H. el al, 1992). Na figura 1, é possível observar a resposta de uma planta de primeira ordem quando submetida com um sinal de entrada na forma de degrau.

Um sistema de primeira ordem quando submetido a um degrau, a mesma irá desenvolver uma curva similar da figura 1. Essa curva tem um ponto de aceleração no começo da curva e depois estabiliza e então entra na faixa de regime permanente (OGATA K., 2009) (FRANKLIN G., 2009).

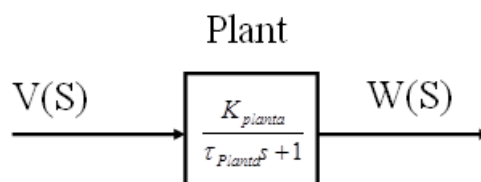
Em 63,2% do valor de regime para o eixo do tempo, se tem o valor de τ , mas a mesma está indicada na figura 1 como T. O valor de τ representa a constante de tempo do sistema, indicando a dinâmica da planta (OGATA K., 2009) (ROLLE, J.L.C et al, 2009).

Figura 1: Resposta de uma planta de ordem a um degrau (OGATA, 2009)



Na figura 2, é possível observar o modelo de primeira ordem de uma planta no domínio da frequência. Como foi comentado anteriormente τ , é a constante de tempo do sistema. Então para se obter o modelo completo da planta de primeira ordem é determinar o valor ganho K ou também conhecido como ganho **KPlanta** (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009) (ROLLE, J.L.C et al, 2009) (KRAJEWSKI, W. et al, 1992).

Figura 2 – Modelo de primeira ordem de uma planta. (OGATA, 2010)



Como os sinais $V(s)$ e $W(s)$, são respectivamente os sinais de entrada e saída da planta então é possível determinar o valor de ganho da planta **KPlanta**, conforme indicado na equação (KUO B. et al, 2009).

$$K_{\text{planta}} = \frac{W(s)}{V(s)} = \frac{\text{Valor de saída}}{\text{Valor de entrada}} \quad (1)$$

O ganho K_{planta} deve-se calculado em regime do processo (KUO B. et al, 2009).

Algumas plantas podem possuir tempo morto, o mesmo pode ser gerando pelo processo em si ou sistema de controle digital (processo de discretização de sinal do extrapolador de ordem zero) (FRANKLIN G., 2009).

2.2 Malha fechada

Um sistema em malha fechada com retroalimentação negativa pode ser calculado pela equação 2 (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009) (FRANKLIN G., 2009) (DE ARRUDA, G.H.M., 2002).

$$F(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (2)$$

Uma planta pode ser analisada em termos de constantes de tempo, conforme figura 2. A mesma planta também poder ser analisada no formato de pólos (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009). Na equação 3 é demonstrado a conversão da planta primeira ordem em termos de constante de tempo para pólos.

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{K/t}{s + 1/t} = \frac{Kn}{s + a} \quad (3)$$

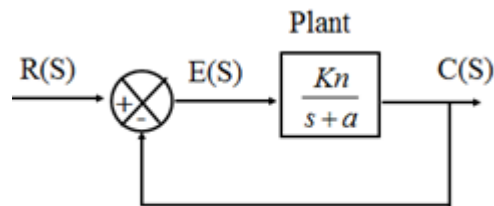
Onde:

Kn – é o ganho da planta respeitando o valor do pólo

a – O valor do pólo em malha aberta

Na figura 3, é exibida a uma planta de primeira ordem em série com um controlador de ganho proporcional de valor 1.

Figura 3 – Planta de primeira ordem com controlador



Utilizando as equações (2) e (3) para fechar a malha com um controlador em série de ganho 1, temos:

$$F(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\frac{Kn}{s+a}}{1 + \frac{Kn}{s+a}} = \frac{Kn}{s+a+Kn} = \frac{Kn}{s+b} \quad (4)$$

Obtendo:

$$F(s) = \frac{Kn}{s+b} \quad b = a + Kn \quad (5)$$

Onde:

K_n – é o ganho da planta respeitando o valor do pólo

a – O valor do pólo em malha aberta

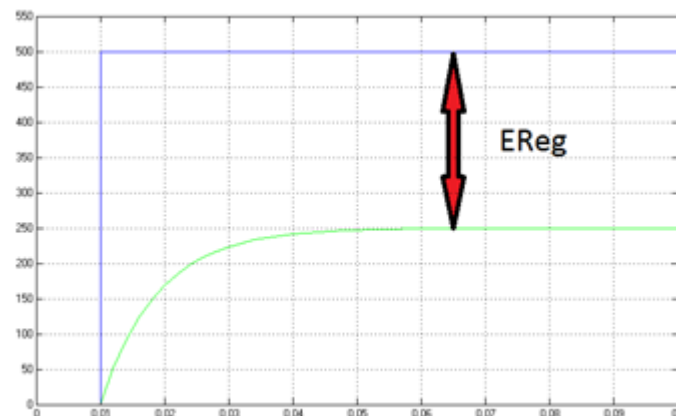
b – O valor do pólo em malha fechada

$F(s)$ – Função transferência em malha fechada

2.3 Erro de regime permanente

O erro de regime ocorre em sistemas do tipo 0 (OGATA K., 2009) quando a malha está fechada, ou seja, com um controlador em série que não eleva a ordem do sistema no momento que o mesmo é submetido a um degrau. Basicamente é a diferença do valor do degrau em relação ao valor respondido pela planta (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009) (YONGSOON EUN ; KABAMBA, P.T.,2004). Esse fenômeno é observado na figura 4.

Figura 4 – Erro de regime adaptado de (KUO, 2009)



Pode-se calcular o valor de erro de regime (EReg), é necessário aplicando-se o teorema do valor final (OGATA K., 2009) (YONGSOON EUN ; KABAMBA, P.T.,2004). Nas equações (6a) até (6g) é determinado o erro de regime para um sistema de primeira ordem demonstrado na figura 3.

Baseando se no teorema do valor final, o erro de regime é:

$$E_{reg} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) \quad (6a)$$

O Sinal de erro é:

$$E(s) = R(s) - C(s) \quad (6b)$$

O sinal de entrada é um Setpoint, logo um degrau.

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad (6c)$$

O sinal de saída $C(s)$ é basicamente a função de transferência em malha fechada $F(s)$ pelo sinal de entrada.

$$C(s) = R(s).F(s) \quad (6d)$$

Substituindo equações (6d) em (6b) fica:

$$E(s) = R(s) - R(s).F(s) \quad (6e)$$

Agora substituindo (6c) em (6e) fica:

$$E(s) = \frac{1}{s} \left(1 - \frac{Kn}{s+b} \right) \quad (6f)$$

Aplicando o teorema do valor final (6a) em (6f)

$$E_{reg} = 1 - \frac{Kn}{b} \quad (6g)$$

Logo o erro de regime está relacionado com o ganho da planta e o valor do polo em malha fechada, isto para sistemas de primeira ordem.

2.4 Sistema de segunda ordem

Os sistemas de segunda ordem quando aplicado um degrau na sua entrada possuem características importantes como: erro de regime em zero (se o tipo de sistema for do tipo 1, isto em malha aberta) e resposta oscilatória (KUO B. et al, 2009) (OGATA K., 2009) (SALAMA, M.H. et al, 1992) (PHILIPS, C.L. & PARR, J.M.,1991).

A resposta oscilatória em um sistema de segunda ordem depende dos fatores:

- ξ , que é o coeficiente de amortecimento.
- ω_n , que é a frequência natural não amortecida.

Sistemas de segunda ordem são representados com uma equação característica, a mesma é apresentada na equação 7 (OGATA K., 2009) (PHILIPS, C.L. & PARR, J.M.,1991).

$$\frac{W_n^2}{s^2 + 2\xi W_n s + W_n^2} \quad (7)$$

Sistemas de segunda ordem possuem características diferentes em função do coeficiente de amortecimento (ξ), na tabela 2 é mostrada uma revisão dessas

características diferentes. Os tempos de acomodação estão baseados no critério de 5% de desvio.

Tabela 2 – Características de sistemas de segunda ordem

Equação	$\xi > 1$	$\xi = 1$	$0 < \xi < 1$
Tempo de subida	$ts = \frac{2,2}{ Polo\ s2 }$	$ts = \frac{2,2}{\omega n}$	$ts = \frac{1}{\omega d} \arctan\left(\frac{\omega d}{\delta}\right)$
Tempo de acomodação	$ta = \frac{3}{ Polo\ s2 }$	$ta = \frac{3}{\omega n}$	$ta = \frac{3}{\xi \omega n}$
Pólos	$s1 = (\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega n$ $s2 = (\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega n$		$\delta = \xi \cdot \omega n$ $\omega d = \omega n \sqrt{1 - \xi^2}$ $s1 = -\delta + j\omega d$ $s2 = -\delta - j\omega d$

Fonte: Adaptado de OGATA (2009)

2.5 Controladores PID

O controlador PID, o mesmo é chamado assim porque o mesmo implementa três ações de controle: Proporcional, integrativo e derivativo (OGATA K., 2009) (ROLLE, J.L.C et al, 2009) (KRAJEWSKI, W. et al, 1992).

As combinações das três ações podem levar a uma boa sintonia da planta a ser controlada (SIEMENS, 1998). Um controlador PID padrão que respeita norma ISA em termos de Laplace é deve ter a forma da equação 8. (OGATA K., 2009) (ROLLE, J.L.C et al, 2009) (KRAJEWSKI, W. et al, 1992).

$$CV(s) = K_p + \frac{K_p}{sT_i} + K_p T_d s \quad (8)$$

Os CPs da SIEMENS usam esta equação do controlador PID padrão ISA (SIEMENS, 1998).

3. Configurações de hardware e de software

Foi montada um sistema de testes constituído por hardwares e softwares. Na tabela 3, é mostrada a lista de materiais utilizados para este trabalho.

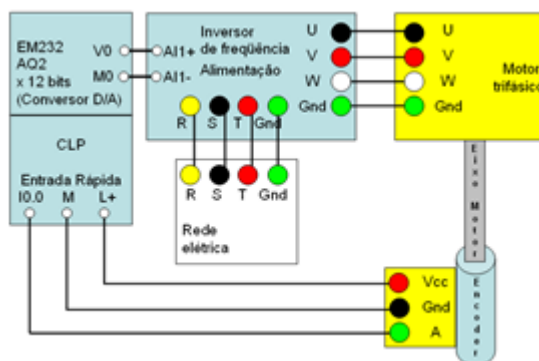
Tabela 3 – Materiais utilizados

Tipo	Material
Hardware	CP SIEMENS s226
	Módulo de saída analógico EM232
	Inversor de frequência SIEMENS mm440
	Motor trifásico assíncrono de 0,5 CV
	Computador IBM-PC
Software	Encoder 1200 pulsos/revolução
	SIEMENS Step 7 micro-win
	Excel
	Matlab

Fonte: Dados da pesquisa (2010)

O esquema de ligação do hardware é exibido na figura 5.

Figura 5 – Esquema de ligação do hardware



O sistema de controle será feito no CP SIEMENS s226, o mesmo irá controlar pelo canal analógico para o inversor de frequência e este acionar o motor trifásico. O processo de retroalimentação é feito por um encoder de 1200 pulsos/revolução. Este mesmo será lido por uma entrada rápida no CP SIEMENS s226. E assim será efetuado o controle. Na figura 6 é demonstrado o arranjo fisicamente montado na bancada de teste.

Figura 6 – Bancada de teste



4. Coleta de dados experimentais

Para o dimensionamento de um controlador do tipo PID é necessário o modelo da planta, no caso de deste trabalho o conjunto motor trifásico com o inversor de frequência. Conforme visto no item 2.1 neste trabalho sistemas de controle de velocidade são baseados em sistema de primeira ordem. Para obtenção deste modelo matemático é necessário determinar os valores de K_{Planta} e τ_{Planta} . Para esse objetivo é criado um programa no CP que aplica um degrau no valor de 8000 no conversor D/A, e registra a curva de pontos em uma tabela interna de memória de 100 elementos no tipo inteiro de dois bytes.

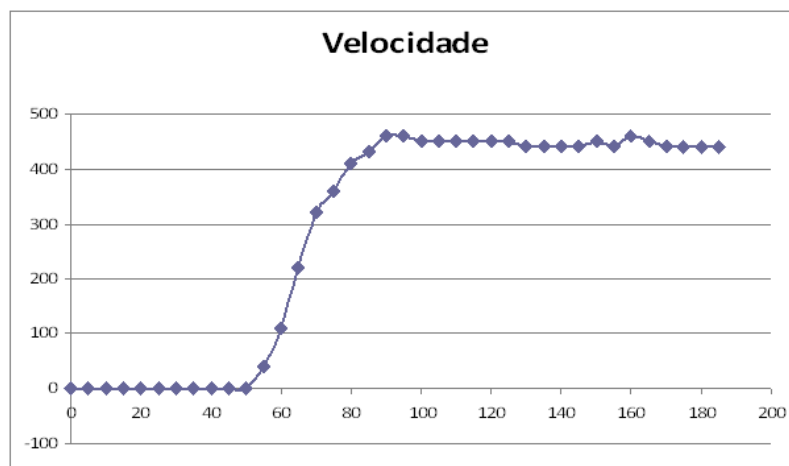
O programa utiliza uma interrupção de tempo de 5ms (o menor ciclo de SCAN conseguido para esta tarefa no CP), para a coleta de dados para a tabela interna de memória, essa tabela está localizada nos endereços: VW4 e até VW202. O valor salvo nesta tabela de memória é o valor de pulso do encoder. Este valor está para a posição do mesmo, proporcional ao ângulo girado pelo eixo do motor.

Sabendo que cada ponto é colhido está a cada 5ms de intervalo, então temos os tempos para as amostras: 0, 5, 10, 15... Assim é possível construir uma planilha que calcula o valor da velocidade a cada ponto. Aplicando uma derivada numérica entre os pontos e ajustando o valor calculado pela derivada para o valor real em RPM, levando em conta as características mecânicas do encoder e a taxa de aquisição de 5 ms. Nas equações 9 e 10 é demonstrada o cálculo da derivada junto com a conversão para a velocidade em RPM.

$$Derivada = \frac{\Delta Contador}{\Delta Tempo} = \frac{Contador_{atual} - Contador_{anterior}}{\Delta Tempo} \quad (9)$$

Utilizando-se da tabela colhida pelo CP s226 e das equações 9 e 10 é gerado o gráfico da resposta do motor no tempo, a mesma é exibida na figura 7.

Figura 7 – Curva de resposta do motor a um degrau de tamanho de 8000



Utilizando-se dos princípios apresentados no tópico 2.1, logo abaixo está a determinação dos parâmetros da planta.

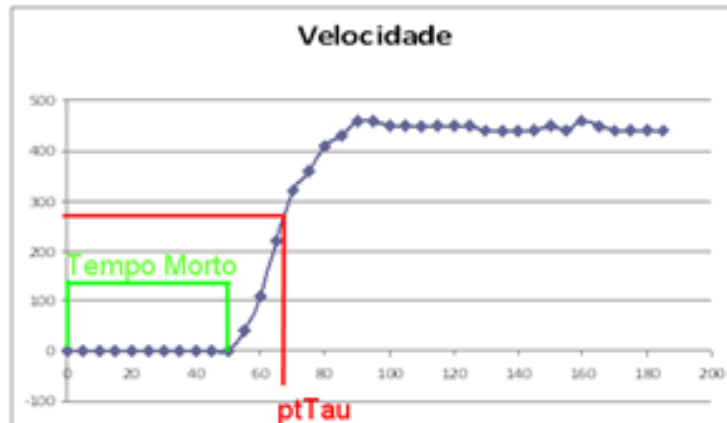
Fazendo uma média do valor de regime (valor saída) e então dividido isso pelo valor de entrada de 8000, ou seja, está sendo calculado o valor médio da saída sobre o valor do degrau de entrada, com isso é calculado o valor de Kplanta.

$$K_{planta} = \frac{445,2941}{8000} = 0,0556 \quad (11)$$

Uma vez terminado o valor de regime e o ganho do sistema, o próximo passo é determinar a constante de tempo do sistema e seu tempo morto. Como o valor de regime é 445,2941, aplicando-se 63,2% nesse valor se obtém: 281,4258 RPM. Encontrando esse valor no gráfico em Y e então determinando seu X correspondente se tem o ponto ptPau.

Um degrau foi aplicado na origem do sistema, ou seja, no tempo igual a zero segundos. O tempo compreendido de zero milissegundo até 50ms é o tempo morto do sistema. A determinação do parâmetro τ pode ser visualizada na figura 8.

Figura 8: Curva de resposta para a determinação τ



Logo a constante de tempo τ é:

$$\tau = ptTau - TempoMorto = 67,8 - 50 = 17,8ms = 0,0178s \quad (12)$$

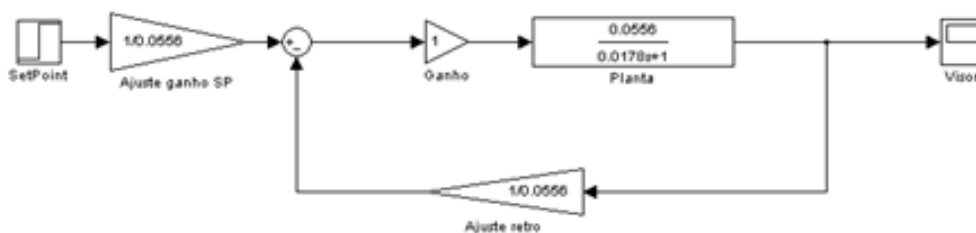
Para essa aplicação será adotado o modelo da equação 13, para o dimensionamento do controlador PID e também para prova de validade do modelo matemático.

$$Gp(s) = \frac{0,0556}{0,0178s + 1} \quad (13)$$

Essa função de transferência é vista do ponto de vista de energia do conversor D/A da CP s226. Logo o valor de K_{planta} ou K que é 0,0556 é um fator de conversão de energia para RPM.

Porém quando fechar a malha (ou seja, quando se tem um controlador ajustando saída) não será colocado um valor de energia como degrau, mas sim a velocidade como referência (Setpoint RPM). Para isso se deve ajustar os ganhos para o Setpoint e de retroalimentação. Pois a função de transferência está modela na entrada para energia em não em RPM. Esses ajustes podem se melhor visualizados na figura 9.

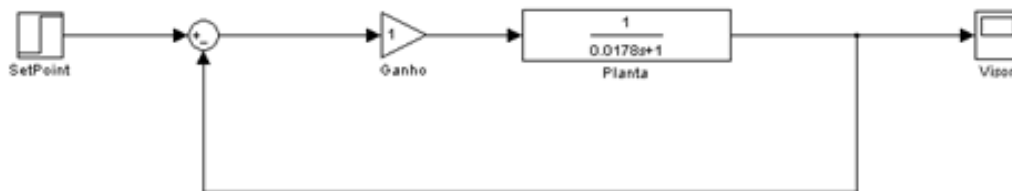
Figura 9 – Malha de controle com ajustes de SP e retroalimentação



É importante destacar o valor de ajuste é justamente $1/K$. Pois a planta converte energia em RPM. Passando pelo ajuste $1/K$ na retroalimentação e o valor do Setpoint também tem o ajuste $1/K$, portanto o que entra para o detector de erro é energia no ramo principal e no ramo de retroalimentação.

É possível efetuar uma simplificação de blocos. Para simplificar mais ainda a função de transferência. Se os ganhos de ajuste $1/K$ forem deslocamos para o ramo principal dentro do loop de controle, esse ganho pode ser cancelado pelo ganho K que está no mesmo ramo. Logo do ponto de vista de Setpoint de velocidade o ganho K ou também K_{planta} é igual um. Conforme indicado na figura 10.

Figura 10 – Malha de controle simplificada



Portanto a função de transferência em malha aberta que será usada neste trabalho é indicada na equação 14.

$$Gp(s) = \frac{1}{0,0178s + 1} \quad (14)$$

Da forma que foi feito o experimento o valor de $H(s) = 1$.

5. Validação do modelo matemático

Conforme visto nos itens 2.3 e 2.4 neste trabalho, um sistema de primeira ordem em malha fechada demonstram o fenômeno de erro de regime permanente. Uma forma de validar o modelo apresentado na equação 14 é por meio do erro de regime permanente.

Abaixo está sendo determinando o polo em malha fechada junto com seu erro de regime para um controlador em série de ganho proporcional de valor 1, para o modelo da equação 14 (demonstração nas equações de 15 a 17).

$$\frac{1}{0.0178s + 1} = \frac{1}{0.0178s + 1 \div 0.0178} = \frac{56,1797}{s + 56,1797} \quad (15)$$

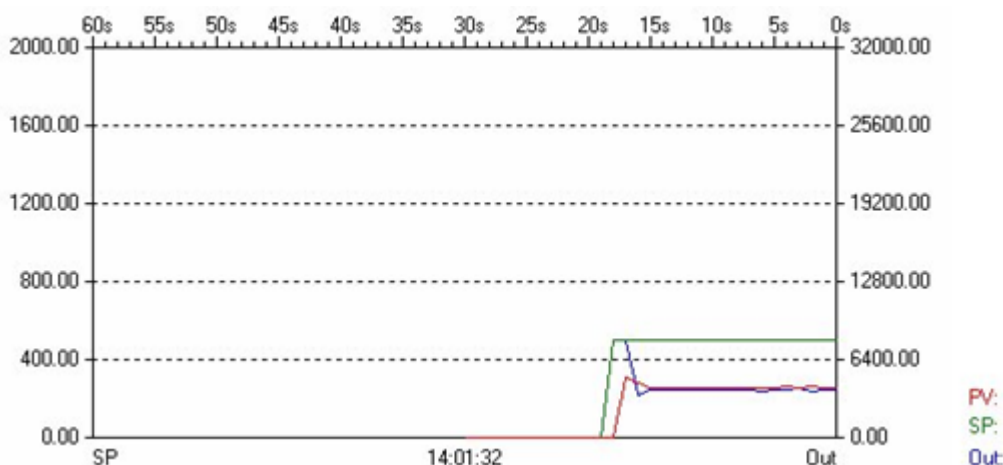
$$b = a + Kn = 56,1797 + 56,1797 = 112,3594 \quad (16)$$

$$E_{reg} = 1 - \frac{Kn}{b} = 1 - \frac{56,1797}{112,3594} = 0,5 \quad (17)$$

Portanto o erro de regime é de 50%.

Utilizando-se do controlador PID do CP s226 na configuração de modo puramente proporcional (Modo P) com o valor de ganho de 1, a resposta temporal é observada a figura 11.

Figura 11 – Resposta temporal do controlador no modo P no valor de ganho igual à 1



Como é possível observar no gráfico da figura 11 e também pelos valores obtidos experimentalmente notou-se o desvio da PV (retroalimentação) em relação ao SP (Setpoint) em torno de 50%. Com isso se válida o modelo matemático da equação 14 para o uso em projetos de controladores do tipo PID.

6. Construção do controlador PID

A construção do controlador deve-se basear em critérios, que podem variar entre aplicações encontradas normalmente na indústria, mas para esse trabalho foram definidas:

- Elevar a ordem do sistema para de primeira ordem para o se segunda ordem, objetivando o erro de regime em zero.

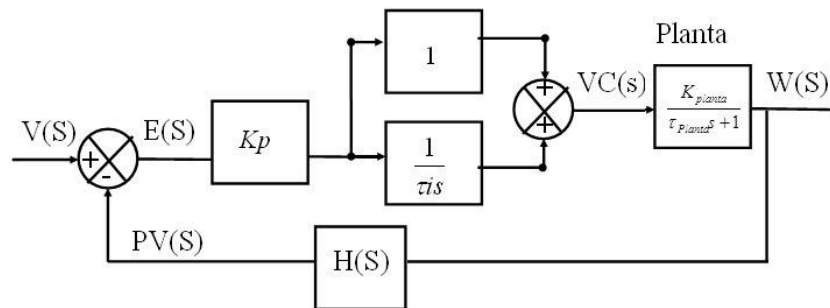
b) Definição de um fator de coeficiente de amortecimento, visando uma partida do motor de forma suave, ou seja, sem overshoot.

c) Tempo de acomodação do sinal.

Tento em mente as características desejáveis do sistema, o controlador PI que é uma variante ou modo do controlador PID será utilizado para esse trabalho. E assim atendendo os critérios anteriormente apresentados.

Na figura 12 é apresentado o controlador PI em série (padrão ISA) com a planta de primeira ordem.

Figura 12 – Controlador PI em série com uma planta de primeira ordem



O processo fechamento da malha apresentado no tópico 2.2 deste trabalho será aplicado para o sistema apresentado na figura 12, e assim resultando na equação 18.

$$F(S) = \frac{W(S)}{V(S)} = \frac{\frac{K_{planta} \cdot K_p}{\tau_{planta}} s + \frac{K_{planta} \cdot K_p}{\tau_i \tau_{planta}}}{s^2 + \left(\frac{K_{planta} \cdot K_p \cdot H(S) + 1}{\tau_{planta}} \right) s + \frac{K_{planta} \cdot K_p \cdot H(S)}{\tau_i \tau_{planta}}} \quad (18)$$

Comparando denominador da equação 18 com a equação 7, são apresentadas duas novas equações, 19 e 20 respectivamente, que permitem o dimensionamento do controlador. Isto é possível porque os polos tem resposta predominante (OGATA K., 2009).

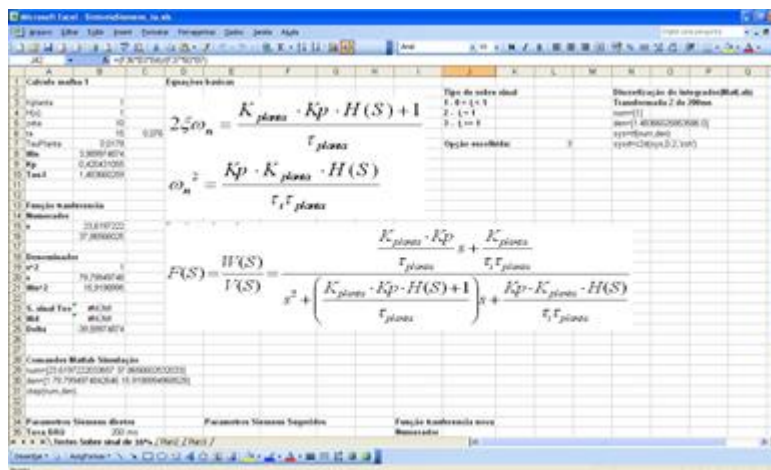
$$2\xi\omega_n = \frac{K_{planta} \cdot K_p \cdot H(S) + 1}{\tau_{planta}} \quad (19)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_{planta} \cdot K_p \cdot H(S)}{\tau_i \tau_{planta}} \quad (20)$$

Com o modelo matemático de um sistema primeira ordem, exibido na figura 2, e junto com as equações 19 e 20 e com as equações da tabela 2, foi desenvolvida uma

planilha que permite facilmente o dimensionamento de um controlador PI para os critérios definidos anteriormente, na figura 13 é demonstrada planilha.

Figura 13 – Planilha de cálculo do controlador PI para planta de primeira ordem



A planilha além de calcular automaticamente os parâmetros para o uso no CP SIEMENS s226, também já gera comandos para simulação em Matlab do processo. Na figura 14 é exibida a planilha e seus resultados para a planta em questão atendendo os critérios:

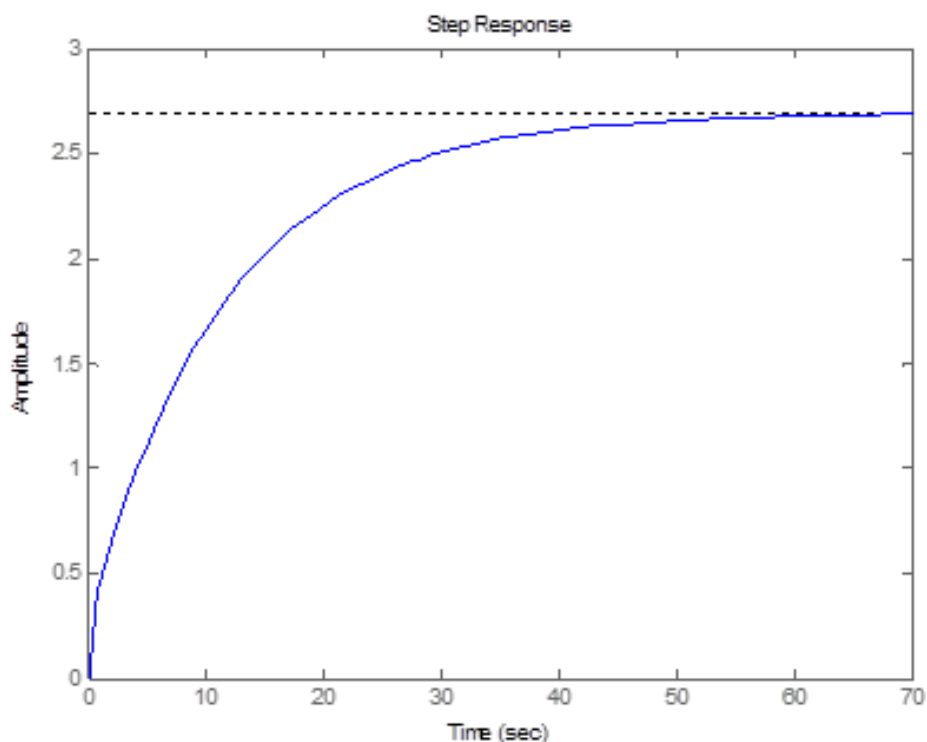
- $\xi = 15$, ou seja, sem overshoot.
- Tempo de acomodação (t_a) em 35 segundos.

Figura 14 – Resposta da planilha de cálculo

<u>Calculo malha 1</u>		<u>Denominador</u>	
Kplanta	1	s^2	1
H(s)	1	s	77,05704741
ξ	15	Wn^2	6,597542839
ta	35	S. sinal Teo	#NÚM!
TauPlanta	0,0178	Wd	#NÚM!
Wn	2,568568247	Delta	-38,5285237
Kp	0,371615444	<u>Comandos Matlab Simulação</u>	
Tau-I	3,164401147	num=[20.8772721259183 17.7536831374757]	
<u>Função tranferencia</u>		den=[1 77.0570474068172 6.59754283895163]	
<u>Numerador</u>		step(num,den)	
s	20,87727213	<u>Parametros Siemens diretos</u>	
	17,75368314	Taxa DAQ	200 ms
		Kp	0,371615444
		Ti(Continuo)	0,052740019 Min

Na figura 15 é exibida a simulação em Matlab do processo modelado. Observando a figura 15 o sistema se acomoda em aproximadamente em 35 segundos, confirmando a expectativa teórica.

Figura 15 – Resposta simulada no Matlab



Por limitações da interface gráfica do CP SIEMENS s226, os valores calculados na figura 14 serão arredondados para duas casas depois da vírgula. E assim sendo respectivamente $K_p=0,37$ e $\tau_i = 0,05$ os valores de ganho do controlador.

Na figura 16 são mostrados os valores de ganho do controlador, bem como o tempo quando foi aplicado o setpoint.

Na figura 17 é exibida a resposta temporal após 35 segundos de ter aplicado o Setpoint de 1000 RPM, observa-se que a saída PV (retroalimentação) em vermelho chega próximo ao SP (Setpoint) que está em verde. A resposta real é muito similar à resposta simulada no Matlab.

Existem pequenos desvios do modelo simulado contra o real, mais isso é devido ao erro da precisão da modelagem e ruídos existentes no processo.

Figura 16 – Tela do controlador PID do CP Siemens s226

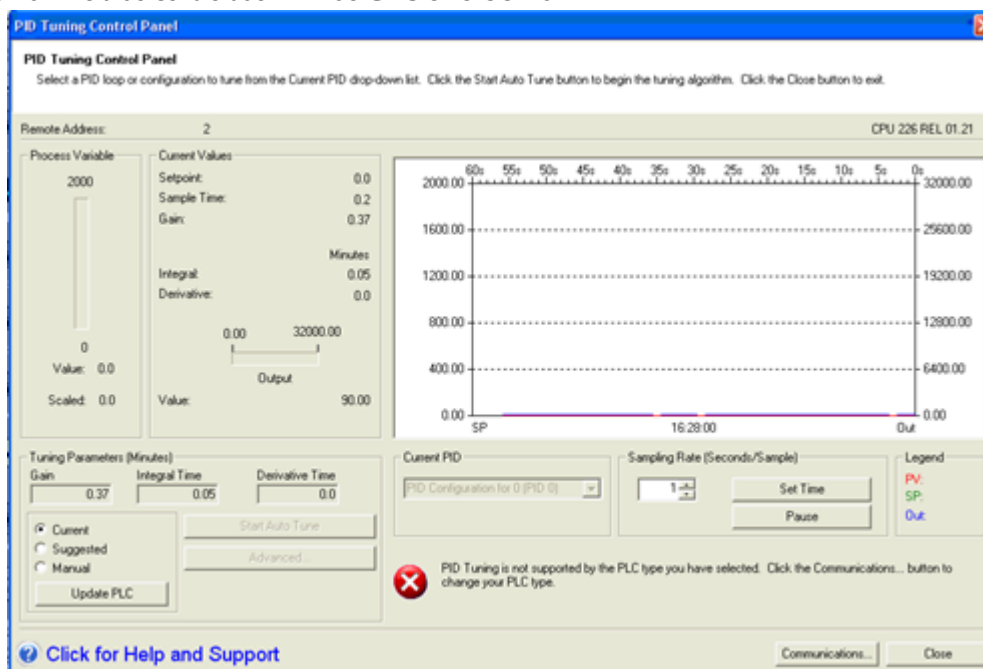
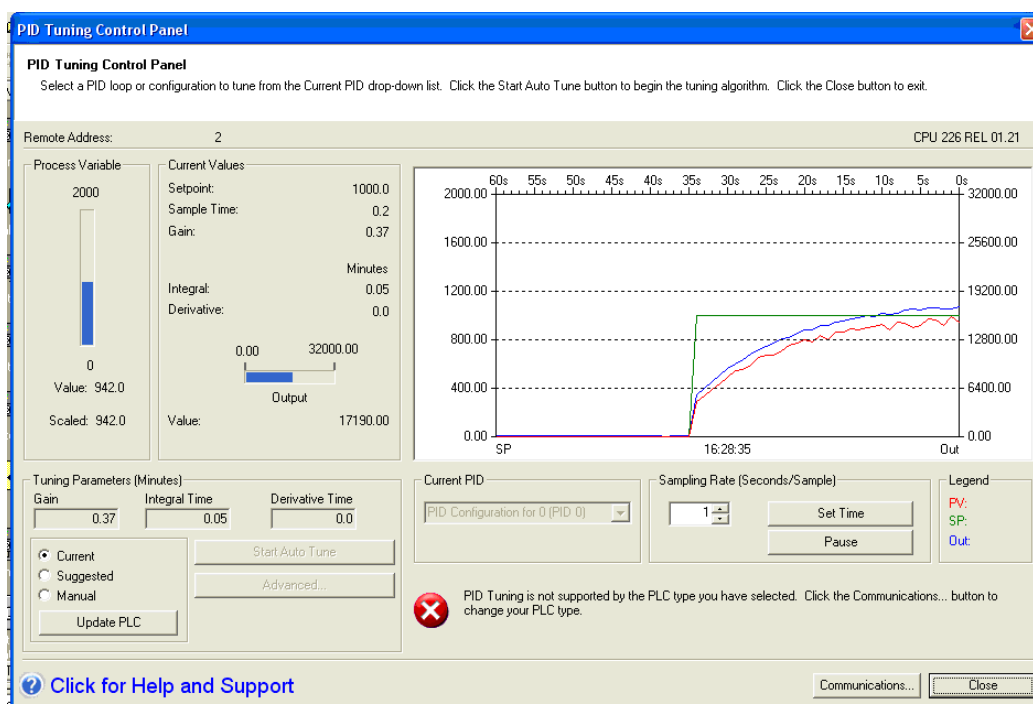


Figura 17 – Tela do controlador PID do CP Siemens s226 após 35 segundos



7. Conclusões

Tendo o modelo matemático da planta, o dimensionamento do controlador torna-se uma tarefa mais fácil. Neste trabalho foi visto como obter o modelo matemático da planta em questão, um motor trifásico, para tanto foi colocado um degrau em malha aberta e então colhido um gráfico de resposta do sistema. Com o gráfico foi possível inferir os parâmetros do sistema.

Com os parâmetros do sistema K_{planta} e τ_{Planta} obtidos foi possível validar os mesmos, utilizando o teorema do valor final para o erro de regime apresentado em um controlador de ganho puramente proporcional de valor 1. E assim validado o modelo colhido experimentalmente.

Comparando os resultados dos cálculos com as simulações do Matlab conclui-se que modelo matemático da planta e do controlador são válidos. E, portanto, é possível dimensionar os controladores para diferentes casos ou aplicações.

E ainda comparando-se os resultados das simulações com os resultados práticos, observam-se pequenos desvios. Isto é devido a pequenas variações das perturbações e ruídos existentes na planta. Porém os resultados estão dentro de uma margem esperada, logo validado o controlador projetado.

Conclui-se ainda que diversos sistemas industriais que são sistemas de primeira ordem podem ser ajustados com o método apresentado neste artigo, e assim otimizando os processos produtivos.

6. Referências

- KUO, B. et al. **Automatic Control Systems**. 9 ed. Estados Unidos: Wiley, 2009.
- OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 5 ed. Estados Unidos: Prentice Hall, 2009.
- SALAMA, M.H. & HOLMES, P.G. Modelling and dynamic performance of variable-frequency-fed induction motors. **Revista IEEE Proceedings B, Electric Power Applications**. Vol 139, n. 3, p.191-195, 1992.
- FRANKLIN, G. et al. **Feedback Control of Dynamic Systems**. 6 ed. Estados Unidos: Prentice Hall, 2009.

- ROLLE, J.L.C.; GARCIA, R.F.; GARCIA, H.L. & GONZALEZ, I.M. Developed an expert system of an empirical method to choose correct expressions for PID controllers tuning in open loop. **IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE**, 2009.
- KRAJEWSKI, W.; LEPSCHY, A. e VIARO, U. Designing PI Controllers for Robust Stability and Performance. **Revista IEEE Transactions on Control Systems Technology**. Vol 12, n. 6, p.973-983, 1992.
- DE ARRUDA, G.H.M. e BARROS, P.R. Relay based closed loop transfer function estimation. **American Control Conference**, 2002.
- YONGSOON E.U.N.; KABAMBA, P.T. e MEERKOV, S.M. System types in feedback control with saturating actuators. **Revista IEEE Transactions on Automatic Control**. Vol 49, n. 2, p. 287-281, 2004.
- PHILIPS, C.L. e PARR, J.M. An Approximation for the Damping Ratio τ in a Second-Order System. **Revista IEEE Transactions on Education**. Vol. 34, n.1, p.145-146, 1991.
- SIEMENS, S7-200 **Programmable Controller - System Manual**. Alemanha, SIEMENS, 1998.

* **Edinei Peres Legaspe: é engenheiro da computação, especializado em automação e controle e professor do eixo de Engenharia da ESAMC Sorocaba.**