

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**SINTONIA DE CONTROLADORES PID COM
CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE
REFERÊNCIA (MRAC) APLICADO A UM
MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA**

Autor:

Alexandre Luiz Matas

Número USP: 4375948

Orientador:

Jerson Barbosa De Vargas

São Carlos, Junho de 2012

ALEXANDRE LUIZ MATAS

**SINTONIA DE CONTROLADORES PID
COM CONTROLE ADAPTATIVO POR
MODELO DE REFERÊNCIA (MRAC)
APLICADO A UM MOTOR DE
CORRENTE CONTÍNUA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em
Sistemas de Energia e Automação

ORIENTADOR: JERSON BARBOSA DE VARGAS

São Carlos

2012

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

Matas, Alexandre Luiz

M425s Sintonia de controladores PID com controle adaptativo por modelo de referência (MRAC) aplicado a um motor de corrente contínua. / Alexandre Luiz Matas ; orientador Jerson Barbosa de Vargas. -- São Carlos, 2012.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2012.

1. PID. 2. MRAC. 3. Motor de corrente contínua. I. Título.


FOLHA DE APROVAÇÃO

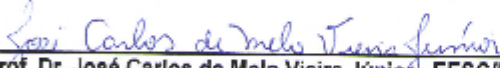
Nome: Alexandre Luiz Matas

Título: "Sintonia de Controladores PID com Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC) Aplicado a um Motor de Corrente Contínua"


Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 27 / 06 / 2012,

com NOTA 8,0 (oito, zero), pela comissão julgadora:


Prof. Dr. Jerson Barbosa de Vargas (Orientador) - EESC/USP


Prof. Dr. José Carlos de Melo Vieira Júnior - EESC/USP


Prof. Dr. Rogério Andrade Flauzino - EESC/USP


Prof. Associado Homero Schiabel
Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica
EESC/USP

Dedicatória e Agradecimentos

Agradeço à USP - Universidade de São Paulo – pela formação em Engenharia.

Agradeço à Escola de Engenharia de São Carlos e ao Departamento de Engenharia Elétrica.

Agradeço ao meu orientador Prof. Jerson Barbosa de Vargas, por contribuir nesse trabalho de conclusão de curso como excelente docente dedicado.

Agradeço aos meus amigos: GUILHERME SERPA SESTITO, RUI BERTHO JUNIOR,
JULIANA ARAMIZU, PAULO ROBERTO LEITE PALUDO, BRUNO DE ALMEIDA,
CARLOS AUGUSTO SARDINHA.

Agradeço **ESPECIALMENTE** à minha família.

SUMÁRIO

| | |
|---|----|
| SUMÁRIO | 6 |
| CAPÍTULO 1 | 10 |
| INTRODUÇÃO | 10 |
| CAPÍTULO 2 | 12 |
| MODELO DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA | 12 |
| 2.1 Modelagem do motor de corrente contínua | 12 |
| 2.1.1 Equações do sistema. | 13 |
| 2.1.2. Transformada de LaPlace | 14 |
| 2.1.3. Funções de transferência | 14 |
| 2.1.4. Parâmetros mecânicos e elétricos do motor de corrente contínua | 15 |
| 2.1.5. Simulação da resposta de velocidade angular motor descrito no MatLab | 15 |
| CAPÍTULO 3 | 19 |
| CONTROLADOR PID E TÉCNICAS DE SINTONIA CONVENCIONAIS..... | 19 |
| 3.1 Controlador PID..... | 19 |
| 3.1.1 Ação proporcional do controlador PID | 22 |
| 3.1.2 Ação Integral Proporcional | 23 |
| 3.1.3 Ação Proporcional Derivativa | 23 |
| 3.2 Métodos Clássicos de Sintonia de Controladores PID | 24 |
| 3.2.1 Metodos de Ziegler-Nichols..... | 24 |
| 3.2.1.1 Primeiro método – Resposta ao degrau | 25 |
| 3.2.1.2 Segundo método - Método da oscilação crítica | 26 |
| 3.2.2 Lugar geométrico das raízes | 27 |
| CAPÍTULO 4 | 30 |
| CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA..... | 30 |
| 4.1 Controle Adaptativo Por Escalonamento Do Ganho..... | 30 |
| 4.2 Sistema Adaptativo Por Self-Tuning | 31 |
| 4.3 Sistema Adaptativo Por Modelo De Referência..... | 32 |
| 4.4 MRAC simples proposto | 33 |
| CAPÍTULO 5 | 38 |
| SIMULAÇÕES E RESULTADOS | 38 |
| 5.1 Primeiro ensaio | 41 |

| | |
|---------------------------|----|
| 5.2 Segundo ensaio: | 42 |
| 5.3 Terceiro ensaio:..... | 44 |
| 5.4 Quarto ensaio:..... | 46 |
| CONCLUSÃO | 49 |
| REFERÊNCIAS..... | 50 |

Resumo

MATAS, A LUIZ. SINTONIA DE CONTROLADORES PID COM CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA (MRAC) APLICADO A UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA. 2012. Pgs. Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

O controle de motores de corrente contínua é uma propriedade básica do controle moderno. O estudo dos controladores clássicos como Ziegler Nichols, e o método de lugar das raízes nos fornece ferramentas para a estimação dos parâmetros de um controlador PID, que é então projetado para atender a requisitos específicos.

Este trabalho tem por motivação inserir de uma forma simples o algoritmo de controle adaptativo por modelo de referência, como forma de fornecer uma sintonia automática dos parâmetros do controlador PID para aplicação no controle de velocidade angular de um motor de corrente contínua.

A forma como pretende-se aplicar esse controle por modelo de referência está no mecanismo de ajuste simplificado e de simples compreensão, sem a inserção de ferramentas complexas.

Ainda como motivação, o estudo simplificado desse algoritmo visa a aplicação da ferramenta e do modelo de adaptação do controlador PID nas disciplinas de laboratório ministradas no curso pelos professores de controle do departamento de Engenharia Elétrica da USP, campus São Carlos.

Palavras-chave: PID, MRAC, Motor de corrente contínua

Abstract

MATAS, A LUIZ. PID CONTROLLERS TUNING WITH ADAPTIVE MODEL CONTROL REFERENCE (MRAC) APPLIED FOR A DIRECT CURRENT MOTOR. 2012. Pgs. Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

The control of DC motors is a basic property of modern control. The study of classic methods such as Ziegler Nichols and the root locus methods to design controllers provides us tools for the estimation of the parameters of PID controllers, in order to reach specific requirements.

This work is motivated by the insertion in a simple way of the control algorithm by adaptive reference model, as a way to provide automatic tuning of PID controller parameters as an application to control angular speed of a DC motor.

The way of how to apply the simple model of reference in control is the simplified and easy to understand adjustment mechanism, without complex mathematics.

As another motivation, the study of simplified algorithm is designed to implement the algorithm and model adaptation in PID controller laboratory disciplines taught by teachers in the course of control of the Department of Electrical Engineering, USP, São Carlos campus.

Key-words: PID; MRAC; Direct current motor

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O controlador PID é um algoritmo utilizado amplamente na indústria de processos, por se tratar de um método de controle de sistemas simples e robusto na maioria de suas aplicações, atendendo grande parte dos requisitos necessários.

Contudo, a sintonia desses controladores muitas vezes é praticada através de métodos de tentativa e erro que visam ajustar os parâmetros sem o auxílio de técnicas ou teorias desenvolvidas para os controladores PID. Além disso há casos de perda de eficiência e capacidade do controlador com a eliminação ou subtração de processos internos do mesmo.

A característica de desempenho do controlador vai de encontro com a complexidade e a aplicação, ou seja, se a precisão ou limites das variáveis controladas necessitarem ou não de grande acurácia.

Entre os vários métodos de clássicos de sintonia de controladores PID, o trabalho presente cita dois dos mais importantes: Ziegler – Nichols e LGR (Lugar Geral das Raízes). Métodos conceitualmente simples e que fornecem grande aplicabilidade em diversos sistemas [9] e [10].

Para o domínio da estabilidade de sistemas, um conceito que é amplamente estudado é o controle das variáveis de saída, sendo que, algumas dessas variáveis podem vir a serem críticas. Em se tratando de variáveis críticas o desenvolvimento de procedimentos com controles que atuam com parâmetros fixos torna-se inadequado. Para o trato de eventualidades, incertezas, perturbações e de variação paramétrica em processos, o desenvolvimento do controle adaptativo fornece ferramentas e técnicas para o trato dessas deficiências inerentes à processos.

Como o próprio nome sugere, um controlador adaptativo é um controlador que pode modificar seu comportamento em resposta à mudanças de dinâmica de processos e perturbações. Dessa forma os parâmetros do controlador são ajustados através de mecanismos de adaptação dos controladores.

Dos tipos de controles adaptativos mais comuns podemos citar [3]:

- MRAC – Controle adaptativo por modelo de referência.
- Escalonamento de ganho
- STR - Reguladores auto ajustáveis

A implementação do controlador adaptativo por modelo de referência consiste em caracterizar o comportamento desejado do sistema em malha fechada, determinar a lei de controle, encontrar um mecanismo de ajuste dos parâmetros e implementar a lei de controle proposta.

A proposta desse trabalho é o trato do controle da velocidade angular de um motor de corrente contínua, com a utilização do controle adaptativo por modelo de referência (**Model Reference Adaptive Control - MRAC**) para estimar os parâmetros de um controlador tipo PID, de tal forma que a resposta do sistema se adeque ao modelo proposto.

Dentre os três modelos de adaptação, o sistema por modelo de referência foi adotado pois trata de um modelo intuitivo e mais didático para a interação com práticas de laboratório.

Para isso, o mecanismo de ajuste do sistema foi alterado, para um método desenvolvido experimentalmente que consiste na utilização do próprio modelo da planta como elemento chave do método proposto.

A organização do trabalho inicia com o capítulo 2, que trata do modelamento do motor de corrente contínua como referência para a utilização da técnica adaptativa proposta. O terceiro capítulo consiste em apresentar o controlador PID e as técnicas convencionais de ajuste dos parâmetros do controlador PID e de suas limitações. No capítulo 4, a introdução básica dos modelos de controle adaptativo e características essenciais do controle adaptativo por modelo de referência. No capítulo 5, uma explicação da técnica experimental utilizada e dos resultados a cerca do modelo construído. E por fim, a análise do trabalho.

CAPÍTULO 2

MODELO DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

Por muitos anos, a consolidação da transformação de energia mecânica em energia elétrica e vice-versa ampliaram as funções e atribuições de máquinas capazes de produzir bens de manufatura que beneficiam pessoas em todo o mundo, além de desenvolver novas tecnologias de auxílio a transformação do cotidiano, com a instituição de novas ferramentas de conhecimento.

De acordo com [15] a corrente contínua é aplicada em diversas áreas da indústria, principalmente aplicações que envolvem o uso de tecnologia de precisão, no posicionamento e controle de velocidade de instrumentos de transformação, como por exemplo a eletrônica para a fabricação de componentes e elementos cada vez menores.

O controle da velocidade e posicionamento dos motores de corrente contínua tem significativa importância no desenvolvimento de técnicas para o controle preciso de parâmetros mecânicos e elétricos, tanto no que se refere ao desenvolvimento de modelos, como na identificação dos seus parâmetros.

A introdução de algoritmos e propostas que solucionam eventuais características previamente determinadas e que tem por função atuarem de forma simples sobre o sistema são chamados de modelos inteligentes.

Nas disciplinas de Sistemas de Controle ministradas durante o curso de Engenharia Elétrica – Ênfase em Sistemas de Energia e Automação -, foram abordados os mecanismos clássicos de controle de velocidade de um motor de corrente contínua. Essas teorias serão abordadas no capítulo posterior desse trabalho.

De uma forma geral, ao se aplicar tensão no motor, temos como resposta a velocidade angular do motor, e como estudado na Universidade o modelo adotado é o de um sistema de segunda ordem.

2.1 Modelagem do motor de corrente contínua

Nesta seção do trabalho será apresentado o modelo matemático do motor CC, utilizado na disciplina SEL0328 Laboratório de Controle de Sistemas [4] controlado pela tensão armadura. O exemplo do

motor aqui apresentado utiliza os softwares **MATLAB** e **Simulink** para modelamento, análise e determinação dos parâmetros dos controladores que serão trabalhados. Para tanto, temos o modelo eletromecânico do motor de corrente contínua, cujo o diagrama eletromecânico equivalente é o da Figura 2.1. Os índices R_a e L_a denotam a resistência e indutância do circuito de armadura do motor de corrente contínua, J é o momento de inércia da carga. O coeficiente de atrito viscoso é denominado por b , ainda temos a constante de torque K_t , e a constante de força contra eletromotriz K_e

$V_a(t)$ e $i_a(t)$ representam a tensão e a corrente de armadura, $e(t)$ é a força contra-eletromotriz e $w(t)$ denota a velocidade angular do motor. No motor de corrente contínua a parte girante (rotor) recebe a denominação de armadura e a parte fixa (estator) fica o campo magnético.

Para o trabalho em questão a simulação considera que o rotor e o eixo são rígidos.

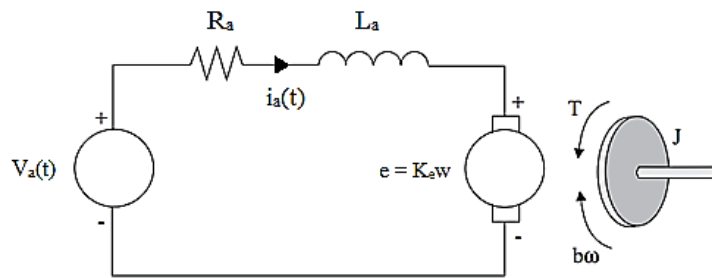


Figura 2.1: Diagrama das partes elétricas e mecânicas do motor de corrente contínua.

No diagrama da figura 2.1, quando aplicada a entrada do sistema uma tensão de armadura $V_a(t)$, o motor pela própria dinâmica tende a rotacionar, e nesse caso a saída do sistema são as variáveis velocidade angular do eixo em radianos por segundo, e a posição angular do eixo em radianos. Essas são as duas saídas principais a serem tratadas.

O trabalho não trata das características de funcionamento do motor de corrente contínua, mas sim utiliza-se dos seus parâmetros para a utilização das técnicas de controle e do modelo experimental proposto.

2.1.1 Equações do sistema.

Apresentados os parâmetros do motor que serão utilizados neste trabalho, apresentam-se também as equações que regem a dinâmica do sistema. A dedução das equações foi omitida, apenas algumas considerações foram mencionadas [4].

A equação 1.1 indica que torque do motor está relacionado diretamente com a corrente de armadura $i_a(t)$ por uma constante de torque K_t .

O torque elétrico também é desenvolvido através da Lei de Newton na equação 1.2, e a lei de Kirchhoff indica a equação 1.3.

Para esse exemplo, a constante contra eletromotriz é igual a constante de torque.

$$T_e(t) = K_t i_a(t) \quad (1.1)$$

$$T_e(t) = J \frac{d}{dt} w(t) + b w(t) \quad (1.2)$$

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + K_e w(t) \quad (1.3)$$

2.1.2. Transformada de LaPlace

Usando a transformada de Laplace as equações de modelagem dinâmica do motor 1.1, 1.2 e 1.3 são expressas em função da variável s .

$$T_e(s) = K_t i_a(s) \quad (1.4)$$

$$T_e(s) = J s w(s) + b w(s) \quad (1.5)$$

$$V_a(s) = R_a i_a(s) + L_a s i_a(s) + K_e w(s) \quad (1.6)$$

2.1.3. Funções de transferência

Das equações acima, montamos as funções de transferência do motor de corrente contínua. A equação 1.7, tem como entrada a tensão de alimentação do motor $V(s)$ e como saída a velocidade angular de rotação $w(s)$.

$$G_1(s) = \frac{w(s)}{V(s)} = \frac{K_t}{(R + Ls)(Js + b)K_t K_e} \quad (1.7)$$

A segunda função de transferência equação 1.8 é a $G_2(s)$, entrada é a tensão e a saída é o ângulo.

$$G_2(s) = \frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K_t}{s[(R + Ls)(Js + b)K_t K_e]} \quad (1.8)$$

Para este trabalho, consideraremos apenas a equação 1.7. Considerações e a análise de velocidade angular de rotação $w(s)$ é a saída de controle mais didática.

2.1.4. Parâmetros mecânicos e elétricos do motor de corrente contínua

A tabela 1.1 indica os parâmetros utilizados para a construção do modelo. Os parâmetros aqui introduzidos, apresentam valores discretos que remetem à valores próximos às constantes e variáveis utilizadas na indústria. Neste sentido, os valores aqui apresentados como em [8], fornecem um modelo de motor CC com estabilidade natural.

Tabela 2.1 – Parâmetros elétricos e mecânicos do motor de Corrente Contínua utilizado

| | |
|--|--|
| Momento de inércia do rotor | $J = 0,01[N \text{ m s}^2 / \text{rad}]$ |
| Resistência elétrica da armadura | $R = 1[\Omega]$ |
| Indutância elétrica da armadura | $L = 0,5[H]$ |
| Coefficiente de atrito viscoso | $b = 0,1[N \text{ m s} / \text{rad}]$ |
| Constante de força contra eletromotriz | $K_e = 0,01[V \text{ s} / \text{rad}]$ |
| Constante de torque | $K_t = 0,01[N \text{ m} / A]$ |

2.1.5. Simulação da resposta de velocidade angular motor descrito no MatLab

De posse do modelo matemático e da definição dos parâmetros e seus respectivos valores, no software MATLAB, verificou-se a resposta dinâmica de velocidade do motor o motor de corrente contínua. Segue a condificação figura 2.2 :

```

%| Modelagem de um motor de corrente contínua

% Parâmetros do motor de corrente contínua

% Parâmetros mecânicos
J = 0.01;
b = 0.1;

% Parâmetros elétricos
Kt = 0.01;
Ke = 0.01;
Ra = 1;
La = 0.5;

% Funções de transferência

Gaux1 = tf(Kt,[La Ra]);
Gaux2 = tf(1,[J b]);
Gaux = Gaux1*Gaux2;
Gconst = tf(Ke,1);
Gat = feedback(Gaux1,Ke);
Gv = feedback(Gaux,Gconst); % Função de transferência velocidade angular

Ga = tf(1,[1 0])*Gv; % Função de transferência posição angular

```

Figura 2.2: Diagrama simulink motor de corrente contínua

Das funções acima citadas no algoritmo, as funções "feedback" e "tf" indicam os comandos de malha fechada e função de transferência para o modelo de motor CC.

Com a codificação dos parâmetros do motor de corrente contínua, foi montado o seguinte modelo no **Simulink**, figura 2.3.

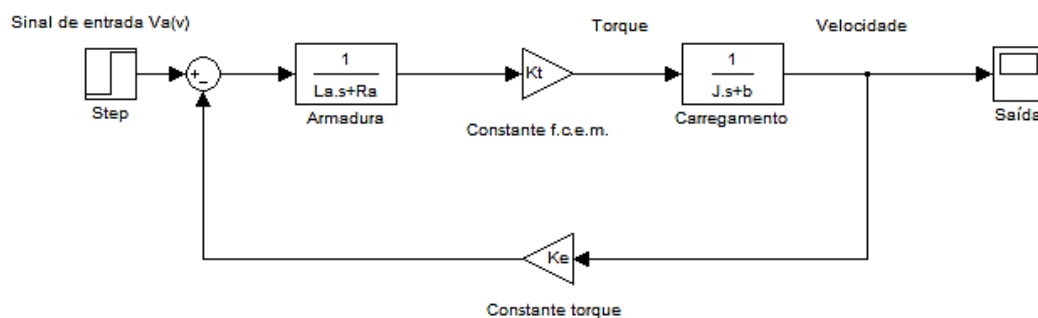


Figura 2.3: Diagrama simulink motor de corrente contínua

Os gráficos da resposta ao degrau unitário e resposta ao impulso são as figuras 2.4 e 2.5 respectivamente. Os gráficos apresentam resposta estável e dentro da dinâmica natural do processo.

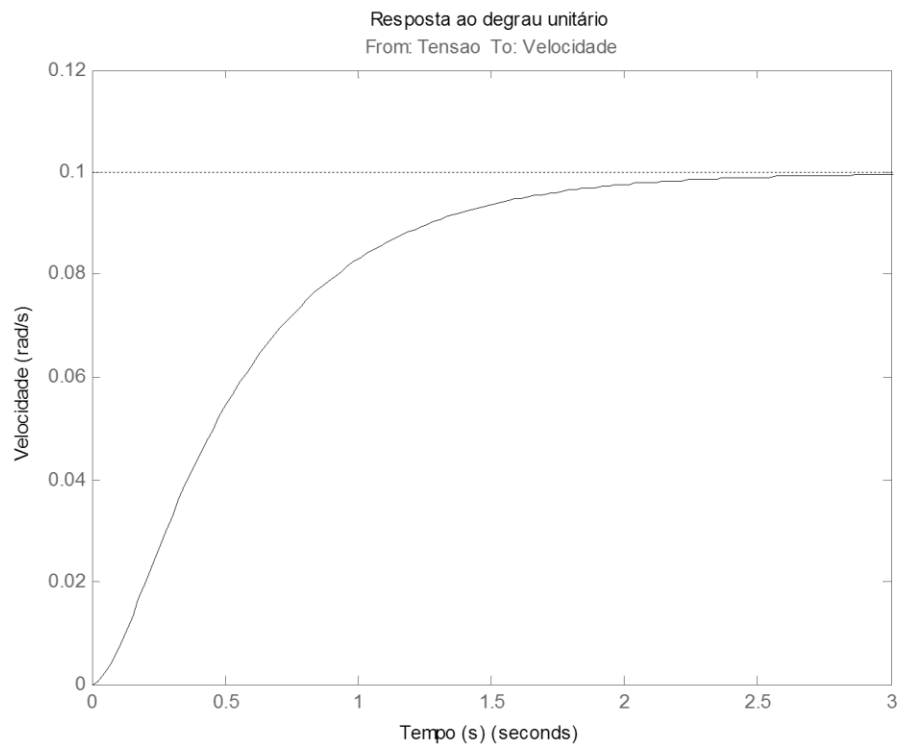


Figura 2.4: Resposta do motor CC ao degrau unitário

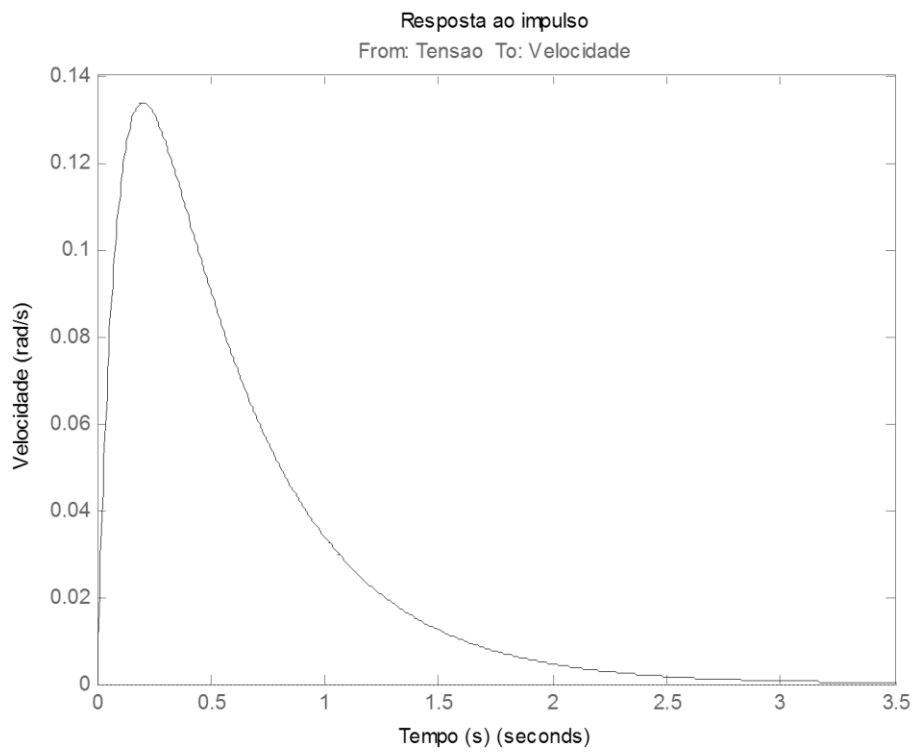


Figura 2.5: Resposta do motor CC ao impulso

CAPÍTULO 3

CONTROLADOR PID E TÉCNICAS DE SINTONIA CONVENCIONAIS

3.1 Controlador PID

O controlador PID sem dúvida é a técnica de controle mais difundida na indústria, um algoritmo capaz de fornecer grande performance e excelentes respostas para uma série de processos. O controlador PID combina as vantagens do controlador tipo P, PI e PD. A ação integral está diretamente ligada à precisão do sistema sendo responsável pelo erro nulo em regime permanente. O efeito desestabilizador do controlador PI é contrabalanceado pela ação derivativa que tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema ao mesmo tempo em que torna a resposta do sistema mais rápida devido ao seu efeito antecipatório.

Nesse trabalho, acrescento algumas das citações diretas – transcritas na forma original - muito bem colocadas e encontradas na dissertação de mestrado de Flávio Faccin, *Abordagem Inovadora no Projeto de Controladores PID* [11]. Essas citações apresentam de uma forma simples o significado desse processo de controle que é único em sua grandeza.

Por ÅSTRÖM e HÄGGLUND:

“The PID controller is by far the most common control algorithm. Most feedback loops are controlled by this algorithm or minor variations of it. It is implemented in many different forms, as a stand-alone controller or as a part of a DDC (Direct Digital Control) package or a hierarchical distributed process control system. Many thousands of instrument and control engineers worldwide are using such controllers in their daily work.” [1].

Por DORF e BISHOP:

“The popularity of PID controllers can be attributed partly to their robust performance in a wide range of operating conditions and partly to their functional simplicity, which allows engineers to operate them in a simple, straightforward manner.” [10].

Por KWOK:

“The PID controller is well understood and accepted among operation personnel and control engineers due to the intuitive simplicity of the algorithm. Extensive process knowledge is not required to successfully implement PID control which is well suited for many processes with different dynamics.” [12].

Por ZHONG e LI:

“Because of their simplicity and effectiveness, PID controllers are the most effective and most widely used controllers in process control, although the modern control theory has been developed fast and deeply.” [13].

Por ÅSTRÖM e HÄGGLUND

“A survey of more than 11,000 controllers in the refining, chemicals, and pulp and paper industries showed that 97% of regulatory controllers had the PID structure.” [16].

Nota-se que o controlador é o tipo de ferramenta mais característico utilizado em processos industriais e o mais abordado entre os estudos de controladores de sistemas. Inúmeros métodos de ajuste do algoritmo PID foram desenvolvidos e aplicados.

O diagrama de blocos da figura 3.1, mostra a representação clássica da aplicação em malha fechada para o controle de um processo dinâmico.

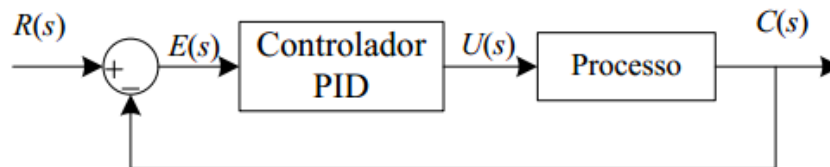


Figura 3.1 – Representação clássica em diagrama de blocos de um controlador PID

As características de um processo, ou seja, a idéia de atingir ou definir uma saída desejada consiste da parametrização dos elementos que compoem o controlador PID. A esse processo de ajuste dos parametros do controlador PID, chamamos de sintonia. A sintonia garante saídas padrão específica de uma planta, garante a característica única do sistema em malha fechada. A sintonia, processo pelo qual

consiste em garantir saídas padrão específicas de uma planta, garante a característica única do sistema em malha fechada. E a esse ajuste utilizamos um controlador tipo PID.

O controlador PID é a combinação de três controladores combinados:

- P – Proporcional;
- I – Integrador;
- D – Derivativo;

Os três controladores como apresentados, podem ser configurados para atuarem individualmente, no caso do controlador tipo proporcional, ou juntos como PI (Controlador proporcional integrador) e PD (Controlador proporcional derivativo), além do caso da união dos três tipos o PID (Controlador proporcional integrador derivativo).

A figura 3.2 exemplifica bem o controlador.

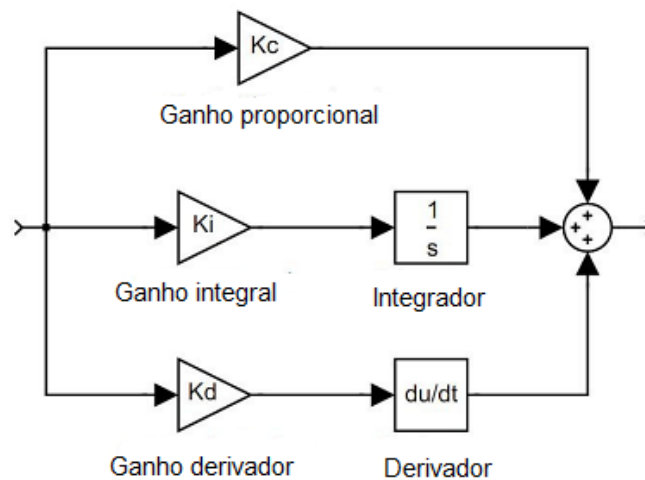


Figura 3.2 – Representação clássica em diagrama de blocos de um controlador PID

Essa representação do controlador PID é fundamental para a compreensão de uma solução simples e eficaz, porém experimental, como foi atribuído o mecanismo de ajuste dos parâmetros do controlador PID que este trabalho pretende apresentar.

Por [3] o algoritmo segue o modelo matemático descrito pelas equações:

$$u(t) = K[e(t) + 1/T_i \int_0^y e(s)ds + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (2.1)$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.2)$$

Nas equações $u(t)$ é a variável de controle, $e(t)$ é o erro do controle, $y(t)$ é o valor medido da saída do processo e $r(t)$ é o valor da referência de entrada do sistema.

O ganho proporcional é indicado por K , e as constantes de tempo integral e tempo derivativo são respectivamente, T_i e T_d .

Nos itens que seguem 3.1.1 e 3.1.2 uma rápida explanação a respeito dos três tipos mais comuns de controladores utilizados.

3.1.1 Ação proporcional do controlador PID

O controlador tipo proporcional é o controlador mais simples utilizado da família PID. A relação entre o sinal de entrada (referência) e o de saída segue a lei de controle explicitada na equação 2.3.

$$u(t) = K_p e(t) \xrightarrow{L} U(s) = K_p E(s) \quad (2.3)$$

Neste tipo de controle o sinal de erro entre a referência e a saída é proporcional ao ganho do controlador.

Essa característica resulta no tipo de controle aplicado, positivo ou negativo, que depende do tipo de processo que se pretende controlar. Se o erro for maior que zero, utilizamos o controle positivo, caso contrário o controle negativo.

No controle proporcional, quanto maior o valor do ganho K_p menor o erro do processo de controle à malha fechada, porém esse erro não é eliminado por completo com o aumento do ganho do controlador podemos tornar o sistema instável (oscilatório), levando o sistema à instabilidade. A figura 3.3 exemplifica o modelo de controle com o uso de um controlador do tipo P.

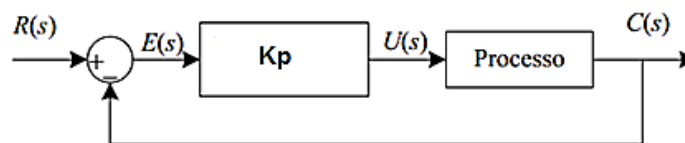


Figura 3.3 – Controlador proporcional P.

3.1.2 Ação Integral Proporcional

O controlador tipo PI (Proporcional-Integral) é o controlador no qual a lei de controle que define a relação entrada e saída do controlador PI possui a forma que segue na equação 2.4 no domínio do tempo.

$$u(t) = K(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau)) \quad (2.4)$$

Os parâmetros K e T_i são identificados como parâmetros de ajuste do controlador. Uma definição de constante pode ser incluída no contexto como $K_i = \frac{K}{T_i}$, chamada de constante de integração.

Nesse tipo de controle além da ação de controle ser proporcional ao erro, é também proporcional à integral do erro. E como dito na seção 3.1.1, o aumento do ganho K tende a tornar o sistema oscilatório, ou seja, cresce na medida que o erro entre a entrada e saída aumenta. Nesse caso o erro não fica nulo. O efeito da ação integrativa nesse controlador tem como principal objetivo complementar a ação proporcional e permitir que o valor da saída permaneça no valor desejado, com um erro nulo, sem que haja problema de instabilidade que são as oscilações para um valor alto de ganho.

A ação integral no decorrer do tempo, tende a se estabelecer sobre a ação proporcional e a resposta do sistema tende então a se aproximar de forma mais rápida da referência de entrada.

A figura 3.4 apresenta o esquema de implementação de um controlador do tipo PI.

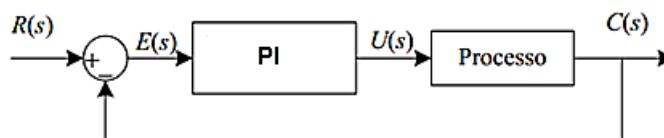


Figura 3.4 – Controlador proporcional integral PI.

3.1.3 Ação Proporcional Derivativa

O controlador tipo derivativo é mais um elemento fundamental à sensibilidade das variações do controlador tipo proporcional. O controlador tem como característica minimizar o erro entre a referência e a saída, antecipando assim a ação corretiva do erro.

O diagrama de blocos está apresentado na figura 3.5.

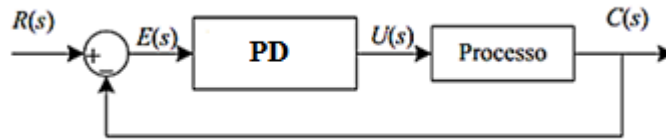


Figura 3.5 – Controlador proporcional integral PI.

A equação que rege o comportamento do controlador é a equação 2.5, como segue:

$$u(t) = K(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (2.5)$$

Os parâmetros K e T_d são identificados como parâmetros de ajuste do controlador. Uma definição de constante pode ser incluída no contexto como $K_d = KT_d$, chamada de constante derivativa.

O controlador atua mediante a taxa de variação do erro, e por se tratar de um ferramenta matemática o controlador atua apenas sobre transitórios, produzindo amortecimento no sistema.

3.2 Métodos Clássicos de Sintonia de Controladores PID

Os modelos auto adaptáveis ainda que sob a ótica do controle moderno, precisam dos métodos clássicos para alguma finalidade. No caso do controlador adaptativo por modelo de referência, o próprio modelo de referência é determinado, ou seja, caracterizado através de técnicas convencionais. Dos métodos clássicos de sintonia de controladores PID, este trabalho aborda três dos mais conhecidos e utilizados sendo dois métodos de Ziegler-Nichols malha aberta e malha fechada, e o método de lugar das raízes.

3.2.1 Metodos de Ziegler-Nichols

Considerado entre os métodos mais comuns para a modelagem de parâmetros de um controlador PID, os métodos descritos por Ziegler e Nichols [9] e [10] estabeleceram dois métodos para um ajuste natural do controlador. Determinação dos ganhos proporcional, determinação do tempo integral e do tempo derivativo baseando-se na característica no tempo das respostas das plantas para uma determinada referência.

Os métodos utilizados no projeto de controladores são considerados clássicos, e continuam a ser constantemente aplicados até hoje, mesmo em sua forma original, mas mais costumeiramente em alguma forma modificada, de acordo com as necessidades de traqueamento da resposta dinâmica desejada.

Os dois estabelecem parâmetros para resposta de processos à malha fechada, e diferem no que diz respeito à natureza da informação sobre a dinâmica do processo que é exigida por cada um deles. Os itens 3.2.1.1 e 3.2.1.2 descrevem de forma simples esses métodos.

3.2.1.1 Primeiro método – Resposta ao degrau

O primeiro método faz a análise do sistema a uma resposta ao degrau como referência, para a determinação dos parâmetros do controlador. Esse método limita-se a sistemas em que a resposta ao degrau é estável (Não oscilatório), e a saída da planta possui um formato tipo “S”. Com o sistema em malha aberta, aplica-se um sinal tipo degrau como referência. A figura 3.6, mostra o comportamento típico das plantas que são aplicáveis a esse método.

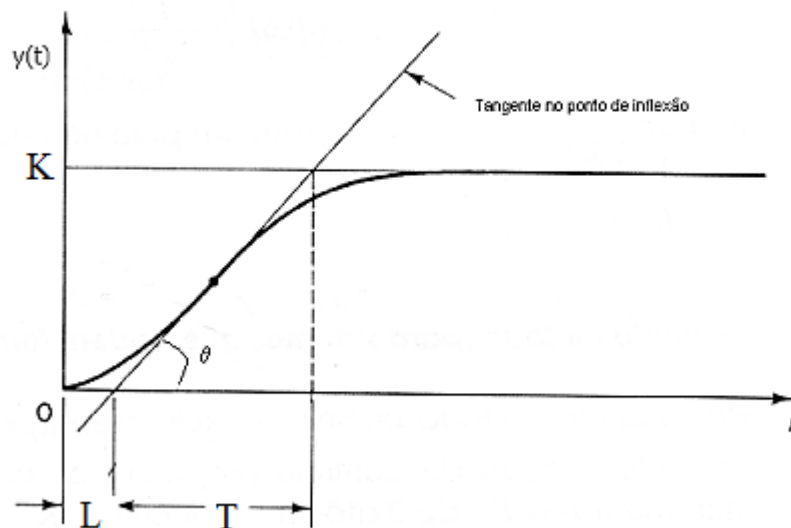


Figura 3.6 – Curva de resposta ao degrau em formato “S”.

A resposta do sistema, apresenta duas constantes no eixo do tempo, a constante $T e L$; valores determinados pela reta tangente no ponto de inflexão, como mostra a figura 3.6 em análise. Outro valor a ser anotado é a região de estabilização do sistema, onde o valor K é indicado.

Com a determinação apenas desses três valores do gráfico, o método de Ziegler Nichols fornece a seguinte tabela 1.2 para a determinação dos parâmetros do controlador que deseja-se adotar.

Tabela 3.1 – Parâmetros Ziegler Nichols – Primeiro método

| | K_p | T_i | T_d |
|------------|-------------------|-------|--------|
| P | $\frac{T}{KL}$ | - | - |
| PI | $\frac{0,9T}{KL}$ | $3L$ | - |
| PID | $\frac{1,2T}{KL}$ | $2L$ | $0,5L$ |

3.2.1.2 Segundo método - Método da oscilação crítica

A sintonização de controladores pelo método da oscilação crítica pode ser aplicada para sistemas instáveis, ou oscilantes. Com o processo em malha fechada e um controlador proporcional, varia-se o ganho K_p de modo que o sistema entre em oscilação permanente ou sustentada. Quando o sistema estiver nessa condição, o valor de ganho do controlador proporcional é denominado K_{cr} ganho crítico. Com o sistema oscilando determina-se o período crítico P_{cr} [7]. Em posse do período crítico determina-se a frequência de oscilação crítica w_{cr} . Com esses valores determinados, aplicamos a formulação da tabela 1.3.

Tabela 3.2 – Parâmetros Ziegler Nichols – Segundo método

| | K_p | T_i | T_d |
|------------|--------------|----------------------|--------------------|
| P | $0,5K_{cr}$ | - | - |
| PI | $0,45K_{cr}$ | $\frac{P_{cr}}{1,2}$ | - |
| PID | $0,6K_{cr}$ | $0,5P_{cr}$ | $\frac{P_{cr}}{8}$ |

Devemos nessas subseções 3.2.1.1 e 3.2.1.2 notar que os parâmetros que são definidos permanecem fixos, e não existe a possibilidade de modificação quando da utilização na planta, ou seja parâmetros estáticos para um sistema dinâmico.

3.2.2 Lugar geométrico das raízes

O método LGR (lugar geométrico das raízes) é uma técnica que tem por objetivo representar graficamente o deslocamento dos pólos de malha-fechada de um sistema linear quando sujeito a variação de um ou mais parâmetros. Esse método de determinação de parâmetros de um controlador PID é muito interessante e prático, ainda mais quando utilizado com uma ferramenta como o software MATLAB. O LGR é muito utilizado para a especificação de desempenho para a resposta no tempo do sistema em malha fechada.

Para investigar a utilização do método LGR, vamos apresentar o exemplo de utilização da ferramenta “rltool” do MATLAB. A utilização da ferramenta começa com a modelagem do motor CC ou sistema a ser controlador, com o comando `>>rltool (“system”)` (“System” – função de transferência do processo). A Figura 3.7, mostra a tela do software.

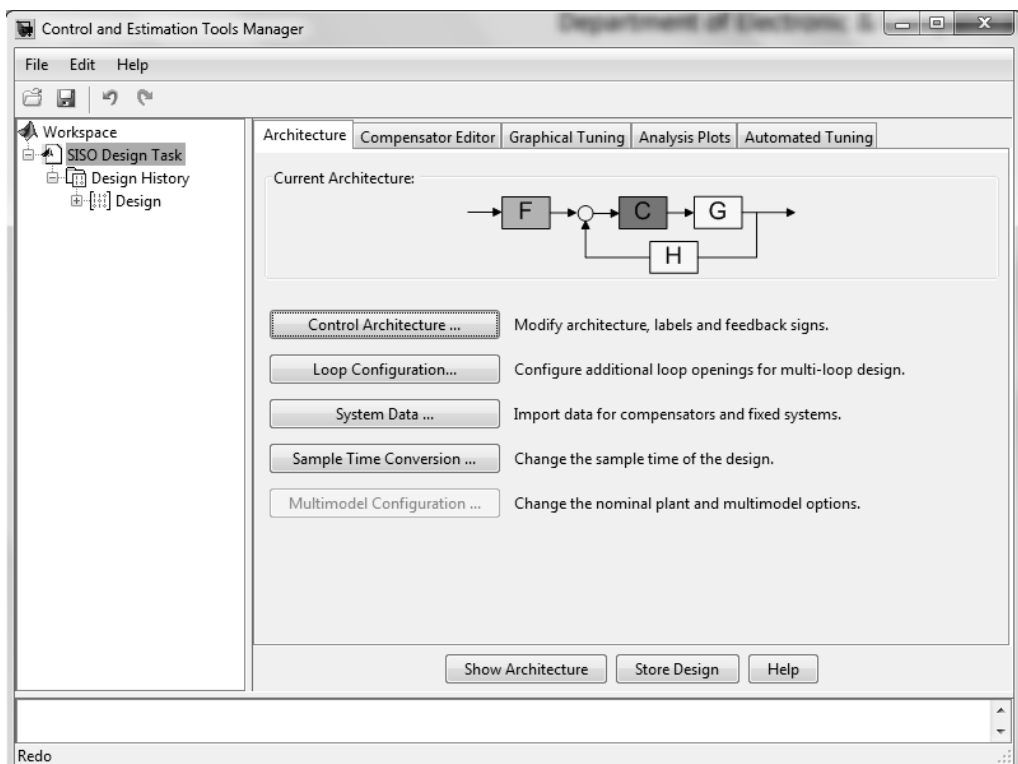


Figura 3.7 – rltool MATLAB.

Com o aplicativo aberto, escolhemos a arquitetura de controle, como mostra a figura 3.8.

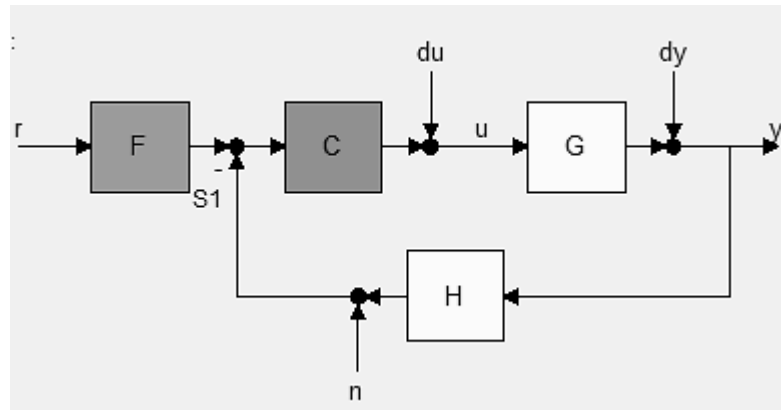


Figura 3.8 – Arquitetura de controle.

Com o modelo do motor CC apresentado no capítulo 2 foi determinado o bloco “C”, com as funções de transferência do modelo do motor em “G” e “H”. Com todos os modelos carregados, dá-se início à inserção do controlador PID. Para isso adicionamos um pólo no zero real e dois zeros reais.

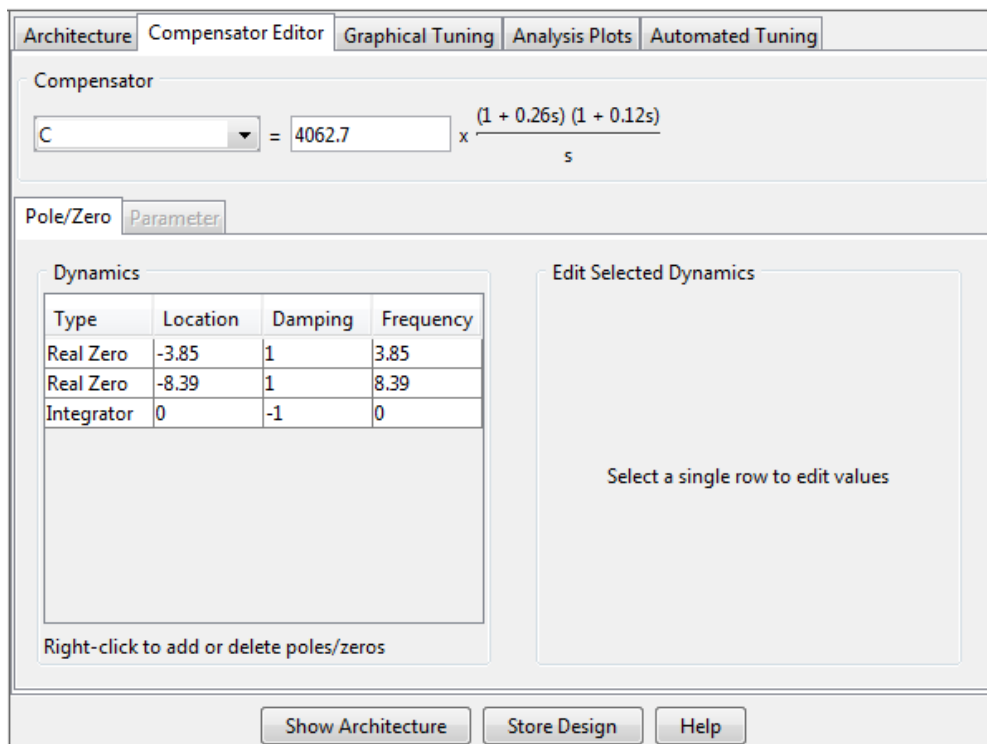


Figura 3.9 – Edição do compensador – controlador PID

Com a adição dos pólos e zeros, conseguimos ajustar a resposta ao degrau do sistema figura 3.10, para que se possa determinar os parâmetros do controlador PID de acordo com as características desejadas de amplitude de pico, ajuste de tempo de assentamento e outros.

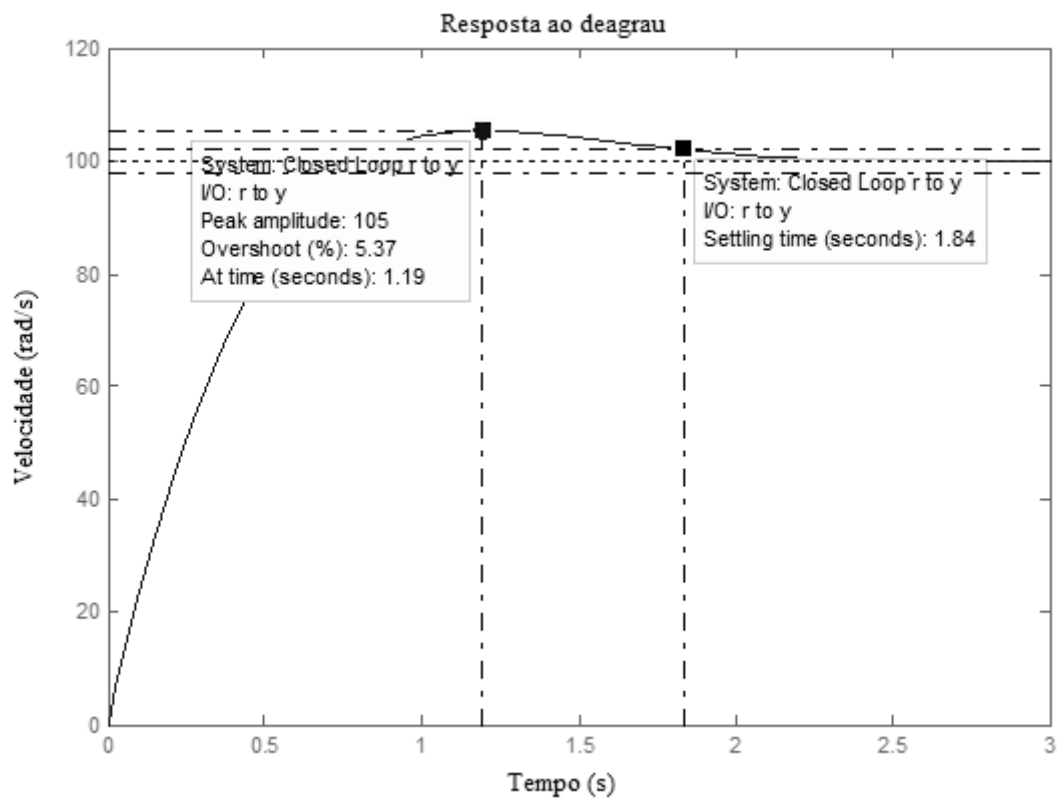


Figura 3.9 – Ajuste do controlador PID com utilização da ferramenta rltool.

CAPÍTULO 4

CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA

O controle adaptativo é uma ferramenta que consiste em adequar um processo para que ele tenha resposta semelhante ou igual à de um modelo previamente estabelecido, com bom desempenho e respostas precisas.

Para a obtenção de desempenho adequado em processos que podem estar sujeitos a variações não previstas, é necessária a aplicação de um sistema que tenha a capacidade de interagir com o processo, avaliar o desempenho do controlador e corrigir se necessário a saída do sistema de acordo com requisitos pré-estabelecidos.

Então um sistema de controle adaptativo é um tipo de sistema de controle capaz de modificar o seu comportamento a fim de se adaptar às variações no processo.

4.1 Controle Adaptativo Por Escalonamento Do Ganho

O controle adaptativo por escalonamento de ganho (Gain Scheduling) é o modelo que consiste em utilizar variáveis independentes, que estejam em sintonia com alterações da dinâmica do processo. [3]

Essas alterações modificam as variáveis que atuam no ajuste dos parâmetros do controlador, pois nesse caso não há um modelo de referência, e sim variáveis que têm características alteradas de acordo com a planta.

Para isso o controlador já conta com uma definição prévia das regiões de operação do processo a ser controlado e o algoritmo seleciona a melhor resposta para determinada operação do sistema.

O diagrama de blocos da figura 4.1, mostra como é realizada a operação de modificação do controlador.

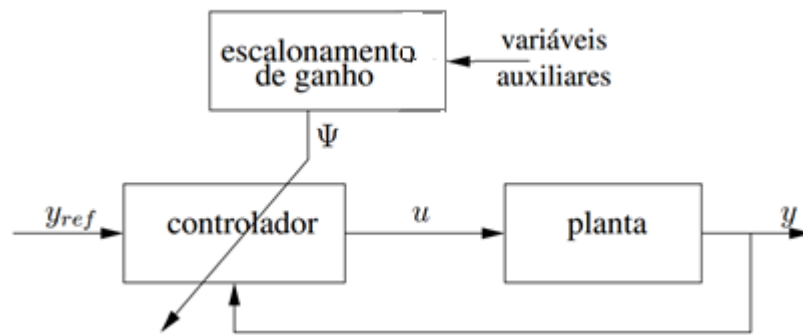


Figura 4.1 - Diagrama de blocos de um controle adaptativo por escalonamento do ganho.

4.2 Sistema Adaptativo Por Self-Tuning

Os reguladores auto ajustáveis (Self-tuning regulator - STR) são sistemas que tem por objetivo fazer a estimação dos parâmetros de forma dinâmica através de diversas estruturas de que definem os estimadores:

- Mínimos quadrados,
- Mínimos quadrados estendido e generalizado,
- Filtro estendido de Kalman

Diferentes estruturas de controle e diferentes métodos de cálculo dos parâmetros podem ser utilizados. Um sistema adaptativo auto-ajustável para controlador PID pode ser encontrado em [14] como representado pelo diagrama de blocos da figura 4.2.

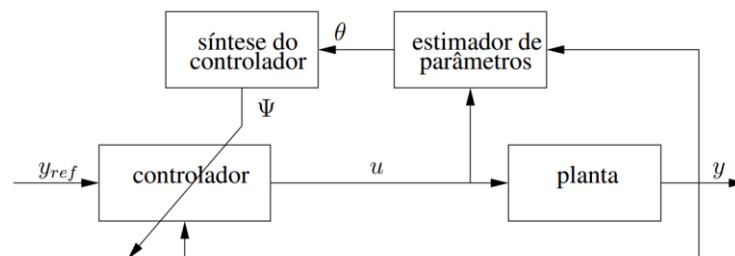


Figura 4.2 - Diagrama de blocos de um controle adaptativo por STR.

Sobre a figura 4.2, o bloco “estimador de parâmetros” verifica em tempo real as mudanças do bloco “planta” e baseado na equação de transferência da planta projeta os parâmetros utilizados para adequar o controlador através do bloco “síntese do controlador”.

4.3 Sistema Adaptativo Por Modelo De Referência

O sistema por modelo de referência é o método de adaptação que tem por base este trabalho, e a característica básica do modelo de adaptação é que o modelo de referência seja especificado de forma que a saída tenha a resposta determinada em projeto, ou seja uma resposta desejada estabelecida por padrão.

O diagrama de blocos da figura 4.3 ilustra os elementos que constituem o processo de adaptação.

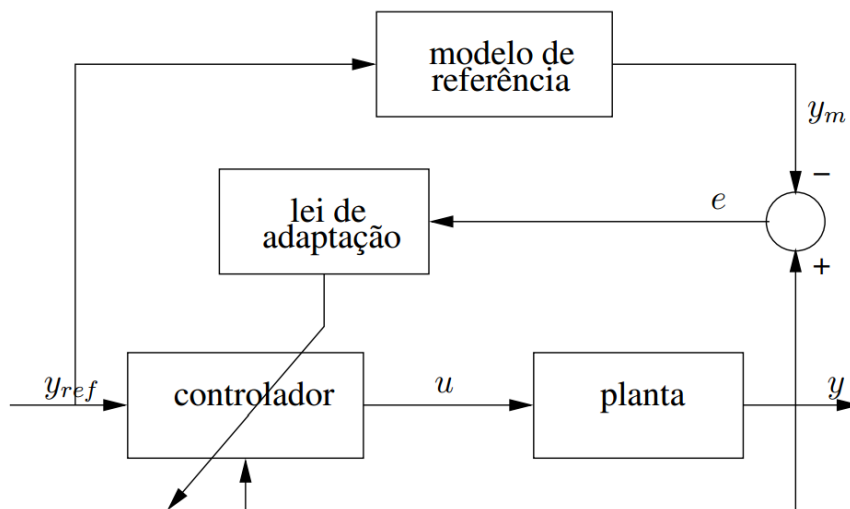


Figura 4.3 - Diagrama de blocos de um controle adaptativo por modelo de referência.

Nesse trabalho tratamos do algoritmo chamada de regra MIT [1] e [3] em tempo contínuo para o modelamento do processo de adaptação. O algoritmo em questão, através de métodos de estimação começa com a definição do ajuste de erro, ou seja, a diferença entre a saída da planta e a saída do modelo de referência, equação 4.1.

Devemos minimizar esse erro até zerar.

$$e(t) = y - y_m \quad (4.1)$$

O métodos de estimação de parâmetros na regra MIT [1] e [3] deseja que o parâmetro estimado θ (Constantes de tempo dos controladores P, I e D) convirja para um θ^* ideal. Para isso, o θ é ajustado em uma direção que minimize a função de custo, equações 4.2, 4.3 e 4.4. O parâmetro θ é uma uma função que contempa os três controladores P, I e D, ou seja, uma somatória de funções em que o processo sobre uma modificação de cada um dos controladores apresentados. Os cálculos como em [3]

e [8] exemplificam bem a resposta de um sistema com o equacionamento de um processo. Destaca-se então que $\theta = f(P, I, D)$ é baseado na planta do processo, e que para cada processo as funções de transferências específicas de cada tipo de controlador (P, I e D) no ajuste das modificações de processo são distintas e como base o próprio modelo de referência.

$$J = \frac{1}{2} \varepsilon^2 \quad (4.2)$$

Todo esse ajuste consiste de um modelamento matemático que envolve uma série de regras e características de formulação de funções de transferências que contêm parâmetros do modelo, e que atuam nos parâmetros do controlador com o objetivo de minizar a função de custo de (4.2), como definido.

As equações 4.3 e 4.4, então minimizam o erro da equação 4.1, baseado no algoritmo de controle PID visto na equação 2.1.

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial t} \quad (4.3)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} * \text{sign}(e) \text{ para } J = |\varepsilon| \quad (4.4)$$

Por característica do modelo do controlador PID, há uma equação específica para cada parte do controlador, que gera uma função de transferência ímpar. Baseado na consideração de que devemos reduzir o erro entre o modelo desejado e o modelo real, entende que devemos utilizar o gradiente como forma de estabelecer esse dinâmismo, equação 4.3. Com esse entendimento da função de minizar o custo, aplicou-se o seguinte modelo como segue no item 4.3 deste trabalho

4.4 MRAC simples proposto

Desde o início dos estudos para montar um controle auto adaptável via modelo de referência, sempre foi notado uma matemática extensa, e muitas vezes complexa em seu nível de entendimento. Problema que faz com que muitos alunos e estudantes de controle evitem as técnicas de sistemas auto adaptáveis. Esses algoritmos e técnicas tem por característica traduzir um aspecto biológico para equações matemáticas.

Nesse contexto, com o mesmo pensamento empírico de Ziegler Nichols e os estudos básicos de métodos gradientes, foi projetado um controlador básico experimental, que utiliza-se dos conceitos

base do controlador PID, ou seja, dos conceitos de controladores proporcional, integral e derivativo. Assim, o método de controle adaptativo por modelo de referência aqui proposto tende a alterar o mecanismo de ajuste dos parâmetros do controlador PID, simplificando o método matematicamente a partir de alterações nos ganhos de adaptação do modelo.

Os três procedimentos mais comuns para especificar estes mecanismos de ajuste no controle adaptativo em MRAC são:

- Método de gradiente;
- Teoria de estabilidade de Lyapunov;
- Teoria Hiperestabilidade;

Estes métodos de adaptação são os mais descritos e utilizados na literatura de controle adaptativo, contudo a implementação desses modelos é trabalhosa e envolve uma série de teorias matemáticas que dificultam o aprendizado e não apresentam um funcionamento prático do sistema. Lembrando que o método gradiente foi apresentado na seção anterior.

O método empírico e experimental proposto utiliza parte do método gradiente da seção 4.3 com a calibração do ganho a partir do próprio sistema a ser adaptado através das técnicas do controlador PID, ou seja, vamos usar as características do controlador PID associado ao próprio modelo de referência, direcionando o ganho através de um ganho por atraso de fase, como descrito na equação 4.5.

$$\frac{-\gamma_i}{s} \quad (4.5)$$

Onde o índice i é o ganho de adaptação referente a cada tipo de controlador: proporcional, integral e derivativo.

Como verificado em [3] e [8], o atraso de fase 4.5 atua de forma invariável já que não há alteração dos valores das constantes, mas é o atraso de fase em cada processo do controlador que garante a alteração das funções de transferência do modelo de referência para cada processo. Neste sentido, estamos alterando a função de transferência da lei de adaptação pertinente a cada controlador, por um padrão que tem a mesma forma do modelo de referência.

O método consiste basicamente em comparar o erro entre a saída do processo com o modelo de referência e através da lei de adaptação realizar o ajuste de ganho, sintonizando o controlador aos

parâmetros da referência. Logo o algoritmo segue o mesmo padrão da figura 3.2. Embora as funções de transferências elementais, são definidas como sendo o próprio modelo proposto, ou seja, a além da referência de um modelo, o sistema atua com a sua própria referência real, que é a base do controlador tipo proporcional.

Por ter as características de um controlador tipo PID, as figuras 4.4 a 4.6 exemplificam melhor como foi montada a lei de adaptação proposta. Os blocos “Modelo de referência” são iguais ao modelo de referência, colocado aqui de forma a mostrar o processo. Contudo, cada parâmetro que define o controlador remete-se a sua lei de controle característica do PID. Basicamente utilizando-se dos conceitos fundamentais e de característica individual do controlador P, do controlador I e do controlador D, foram montados ajustes de adaptação do modelo de referência. Em relação ao ganho proporcional figura 4.4, temos o bloco definido por “Ganho proporcional” como seria em sua forma natural. Além deste, o sinal do controlador é multiplicado pelo produto entre o modelo de referência e o erro entre o modelo de referência e o processo, ambos ajustados pelo atraso de fase, com ganho y_p . Os conceitos dos controladores I e D em suas características de controle também são utilizados, contudo no controlador D, é utilizado como entrada do bloco derivativo o erro entre o processo e o modelo de referência, já que o bloco derivativo tem aplicação definida em transitórios.

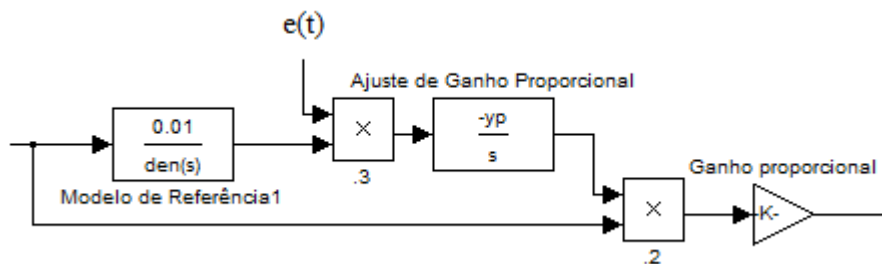


Figura 4.4 - Diagrama de blocos da lei de adaptação proporcional.

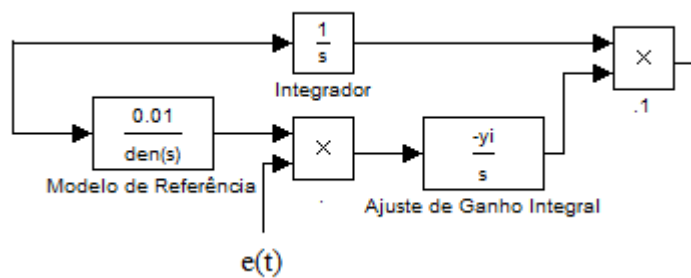


Figura 4.5 - Diagrama de blocos da lei de adaptação integral.

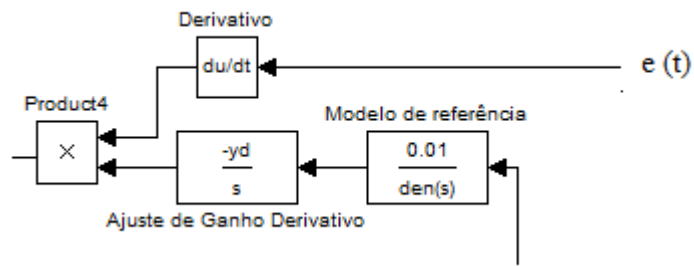


Figura 4.6 - Diagrama de blocos da lei de adaptação derivativa.

Os ganhos de adaptação da equação 4.5 foram definidos através de um refinamento por valores amostrados empíricamente, lembrando que a lei de adaptação é livre, porque o princípio do modelo de adaptação consiste no processo adequar-se ao modelo de referência. Recomenda-se os valores de ganho $y_p = 2000$, $y_i = 0,5$ e $y_d = 30$. Esses valores podem ser alterados, e devem para que o processo de adaptação tenha o melhor resultado possível. A figura 4.7 mostra em detalhes o modelo do sistema em diagrama de blocos utilizado.

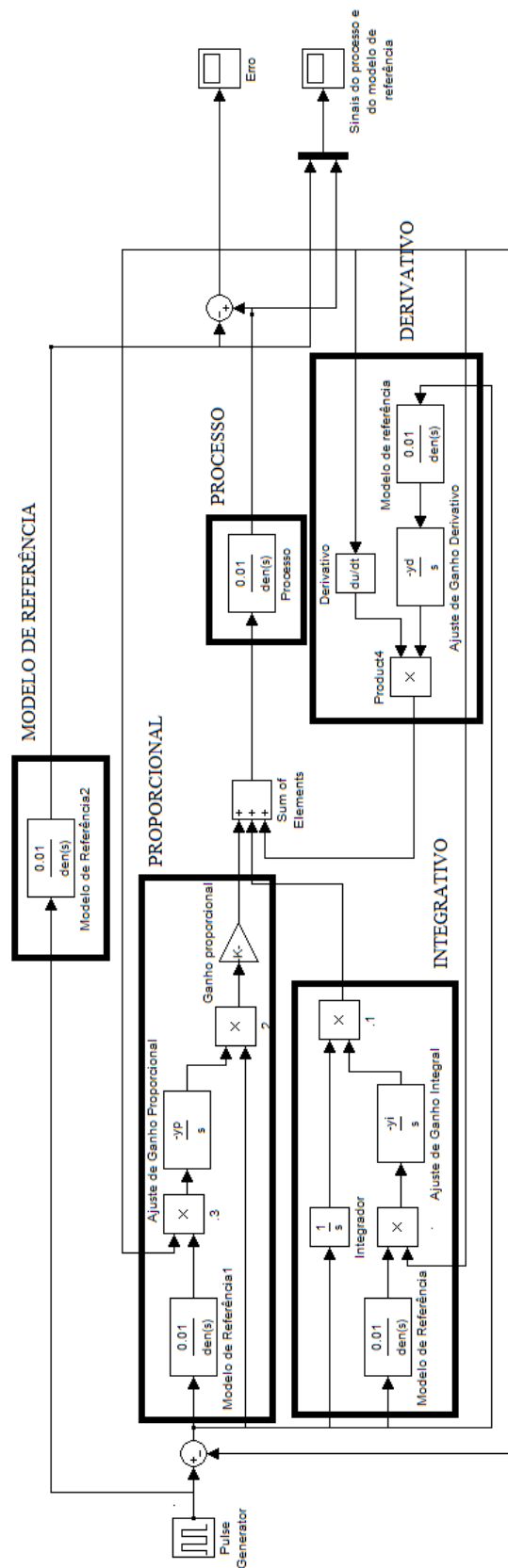


Figura 4.7 - Diagrama de blocos do controle adaptativo por modelo de referência experimental desenvolvido.

CAPÍTULO 5

SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Para a simulação da técnica proposta foram realizados quatro (4) ensaios utilizando o modelo do motor de corrente contínua caracterizado neste trabalho de conclusão de curso. O modelo segue a equação 1.7.

Com a substituição dos valores da tabela 1.1, encontramos o seguinte modelo de referência para o controle adaptativo proposto, equação 5.1. Tal modelo é mantido em todos os ensaios realizados.

O modelo de referência:

$$Gv = \frac{w(s)}{V_a(s)} = \frac{0,01}{0,005s^2 + 0,06s + 0,1001} \quad (5.1)$$

A figura 5.1 ilustra a saída do motor de corrente contínua quando a referência V_a é um gerador de pulsos. Obs.: as escalas de tempo de todos os gráficos estão multiplicadas por 10, logo quando lê-se 1000, significa 100 segundos.

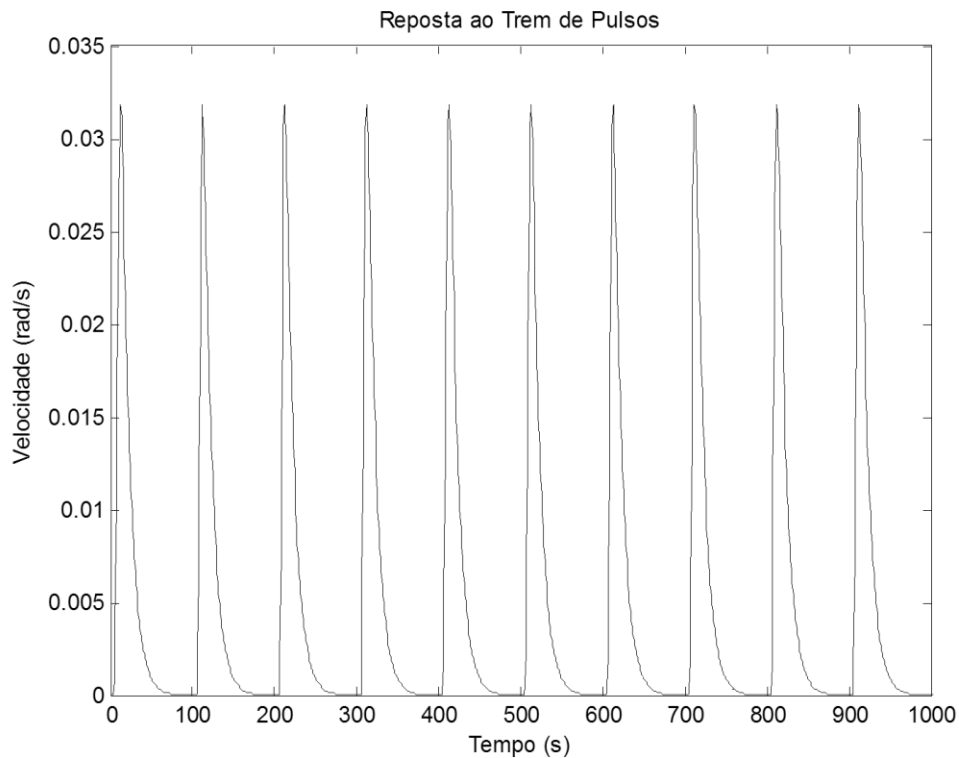


Figura 5.1 –Resposta ao trem de pulsos do motor CC processo.

A execução do método proposto na seção 4.4 do capítulo 4, em seu primeiro momento tem como atualização o controle pelo mesmo modelo de referência.

Como padrão, os gráficos nos ensaios tem a seguinte ordem:

- Saída do processo;
- Erro entre modelo de referência e processo.

A reposta ao trem de pulsos do sistema, com o respectivo erro entre modelo de referência e processo a controlar (motor CC) mostradas nas figuras 5.2 e 5.3.

Nas figuras desta análise anterior aos testes, como os modelos do processo e de referência são iguais a convergência entre eles é efetivada logo no segundo pulso da referência e concretizada no tempo $t = 30s$ (ajuste de escala). Notamos a convergência total do sistema através da leitura do gráfico do erro.

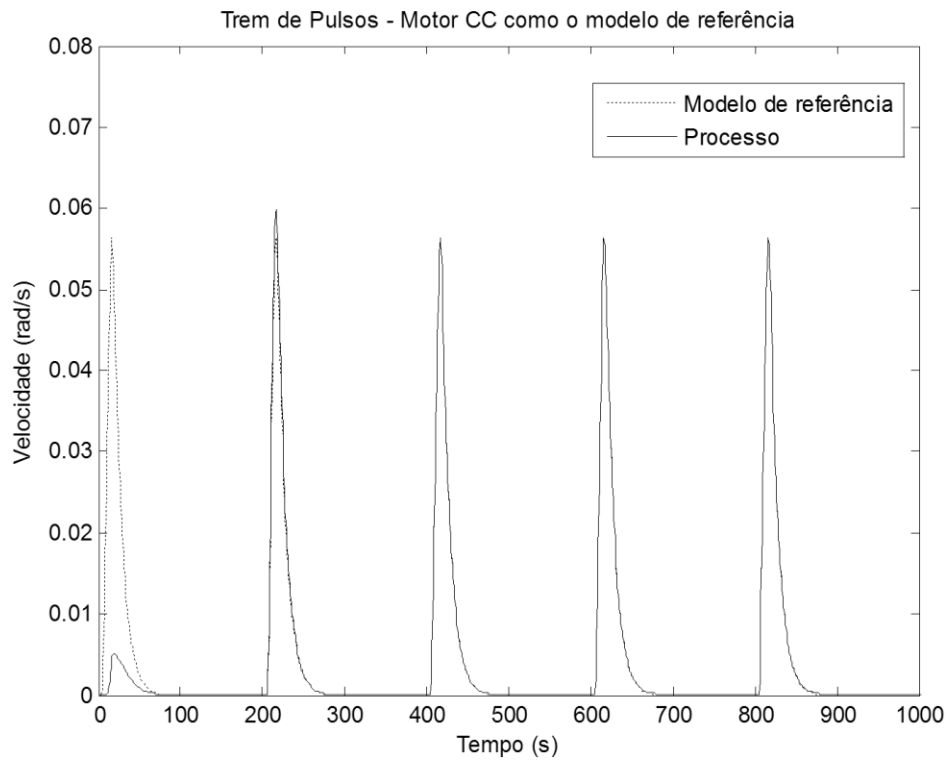


Figura 5.2 –Resposta ao trem de pulsos do modelo de referência.

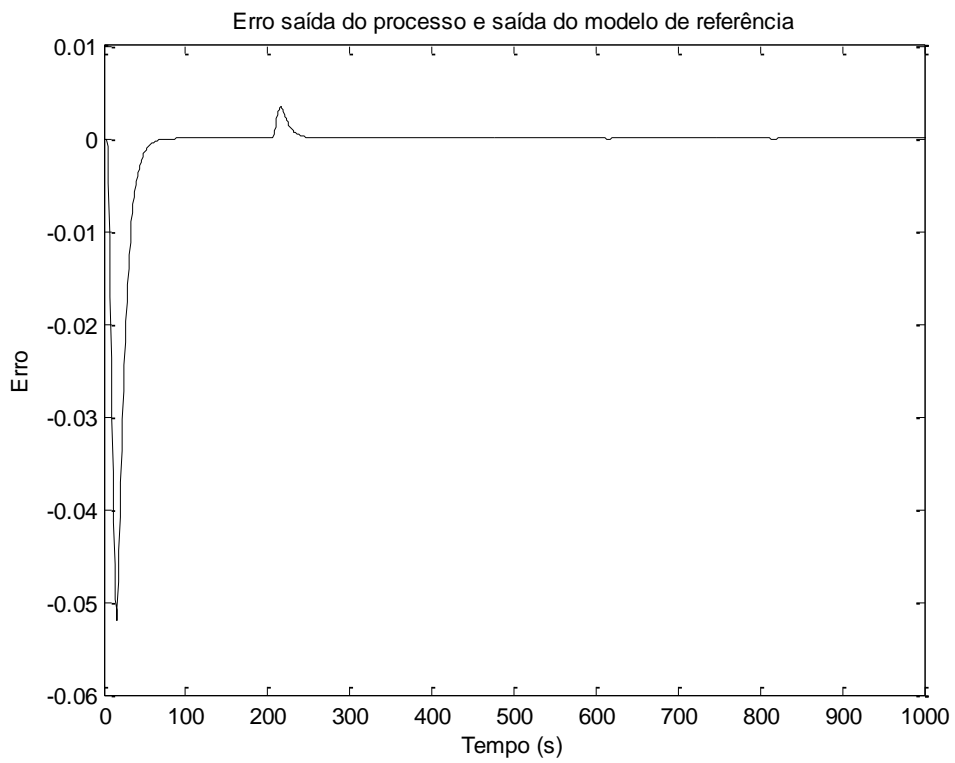


Figura 5.3 –Resposta ao trem de pulsos do modelo de referência.

5.1 Primeiro ensaio

Para o primeiro teste, alteramos o modelo matemático do motor CC, aumentando em porcentagem a resistência e a indutância de armadura do motor de corrente contínua, como segue:

- *Varição positiva de 10% da resistência da armadura;*
- *Varição positiva de 5% da indutância de armadura;*

Nota-se que são variações relativamente consideráveis, de forma que a função de transferência do sistema tem a forma da equação 5.2. A resposta do processo (motor CC) ao trem de pulsos e o erro entre o modelo do processo e o modelo de referência são mostrados na figura 5.4 e 5.5.

$$Gv = \frac{0,01}{0,00525s^2 + 0,0635s + 0,1101} \quad (5.2)$$

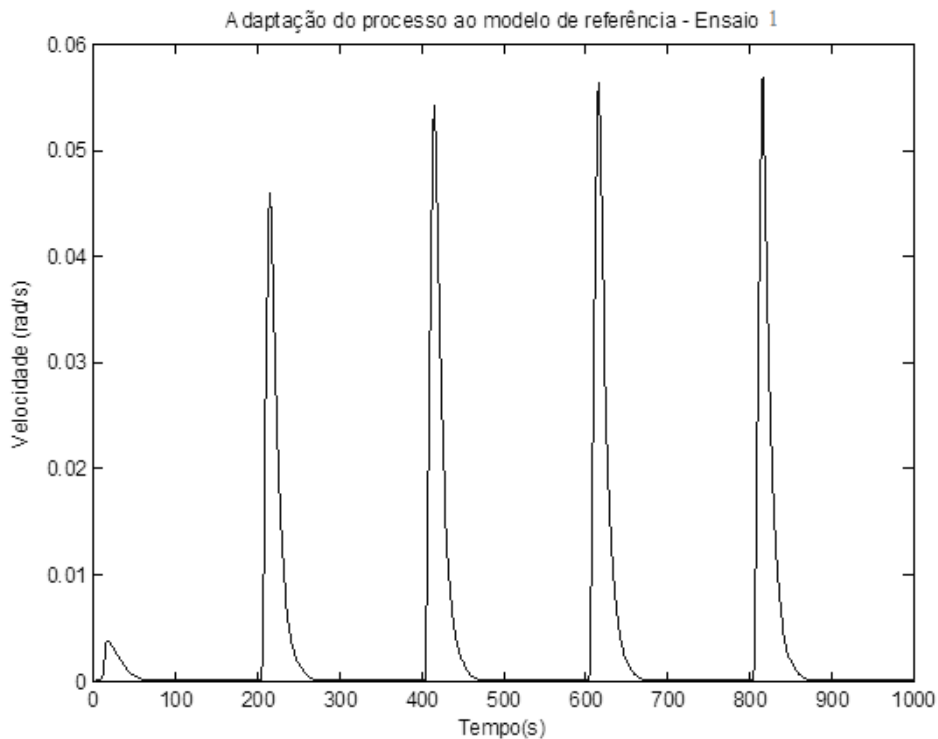


Figura 5.4 –Resposta ao trem de pulsos do modelo de referência do ensaio 1.

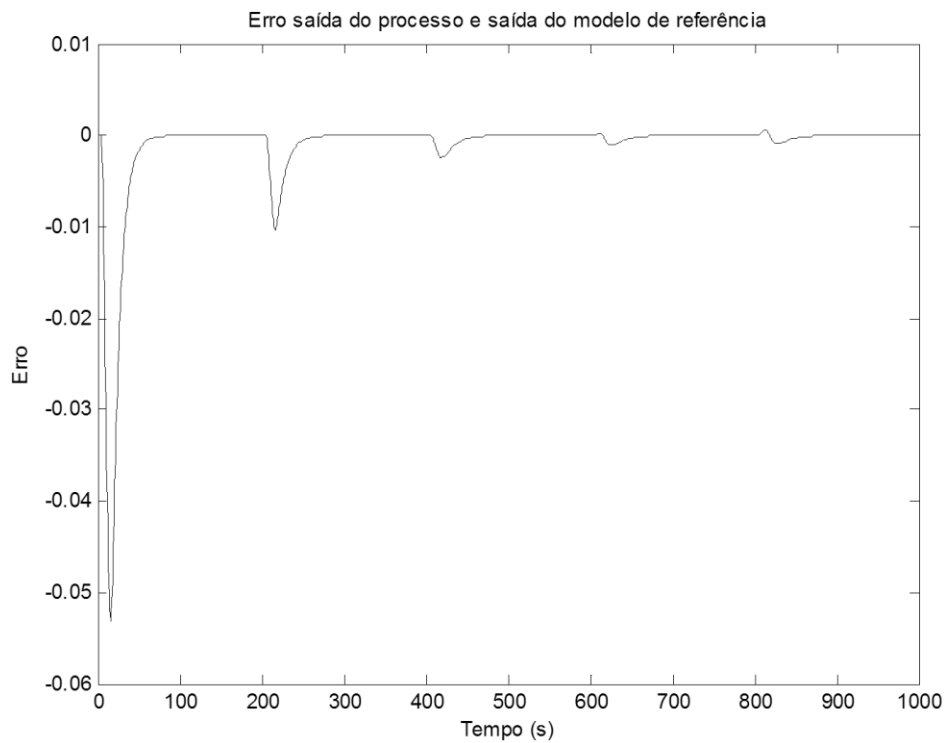


Figura 5.5 – Erro do modelo de referência do ensaio 1.

Nos gráficos acima apresentamos, verifica-se a gradual convergência entre os modelos, e a redução do erro em torno do zero.

Os gráficos dos erros estão multiplicados por fator dez elevado (10) a potência negativa de menos três (3), ou seja, é um erro pequeno e constante.

5.2 Segundo ensaio:

Para o segundo teste, aumentamos em porcentagem descrita o momento de inércia do motor e o coeficiente de atrito viscoso, como segue:

- *Varição positiva de 50% do momento de inércia J;*
- *Varição positiva de 30% do coeficiente de atrito viscoso b;*

$$Gv = \frac{0.01}{0.007875s^2 + 0.08475s + 0.1431} \quad (5.3)$$

Assim a função de transferência do processo tem a forma da equação 5.3. A resposta do processo (motor CC) ao trem de pulsos e o erro entre o modelo do processo e o modelo de referência são mostrados nas figuras 5.6 e 5.7.

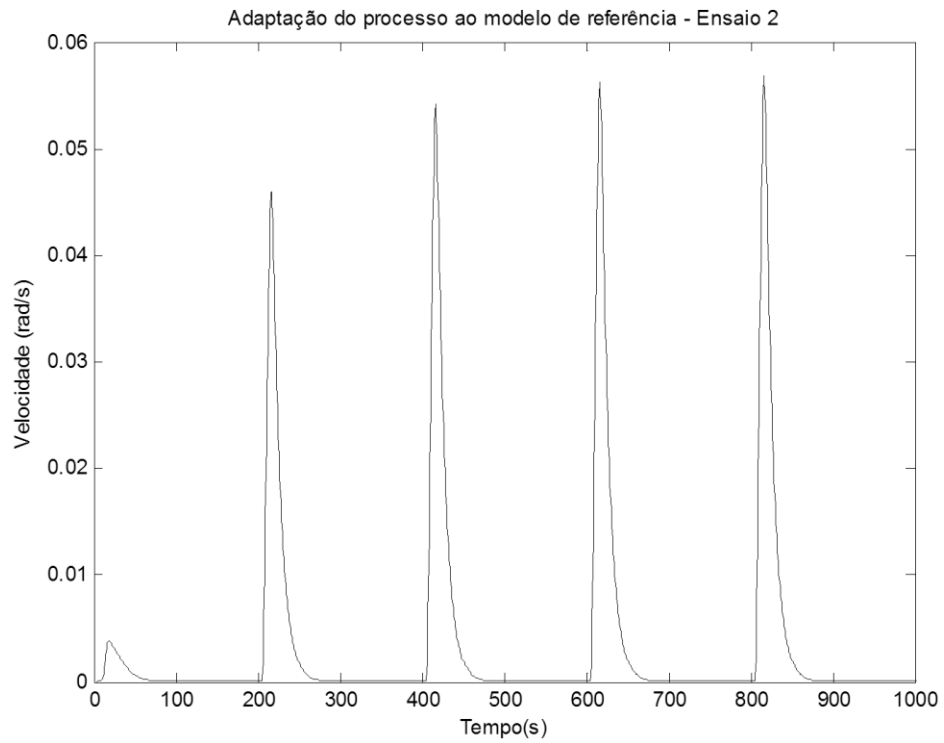


Figura 5.6 – Resposta ao trem de pulsos do modelo de referência do ensaio 2.

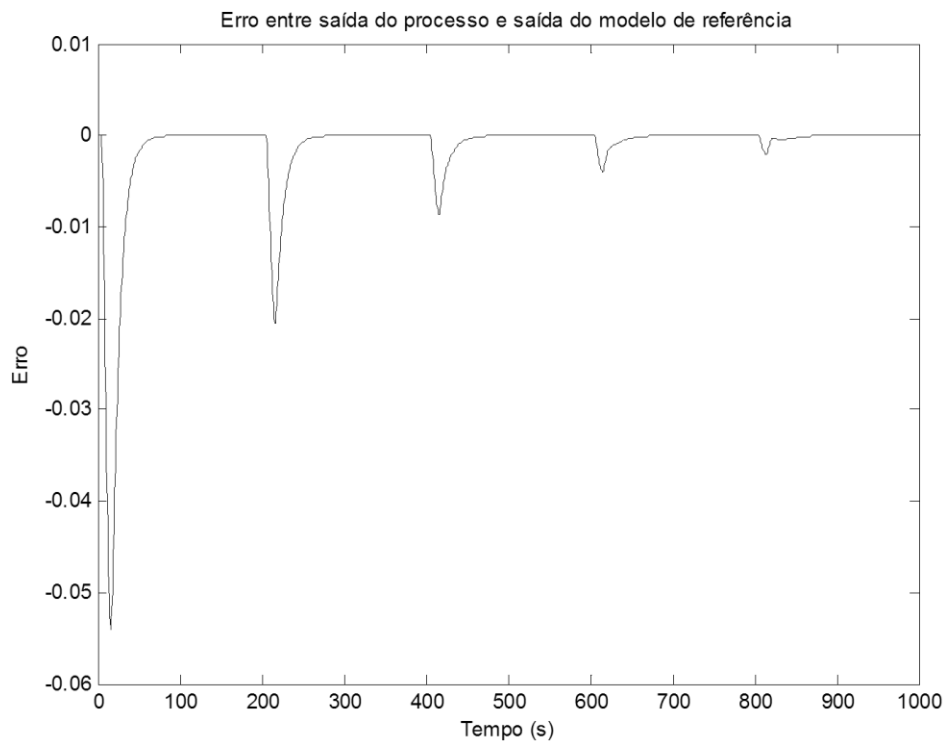


Figura 5.7 – Erro do modelo de referência do ensaio 2.

Nos gráficos acima apresentados, verifica-se a gradual convergência entre os modelos do motor CC e referência, e a redução do erro em torno do zero com potência de dez a menos 3 de amplitude.

5.3 Terceiro ensaio:

- *Varição positiva de 10% da resistência da armadura;*
- *Varição negativa de 5% da indutância de armadura;*
- *Varição positiva de 50% do momento de inércia J;*
- *Varição negativa de 30% do coeficiente de atrito viscoso b;*

$$Gv = \frac{0.01}{0.007125s^2 + 0.04975s + 0.0771} \quad (5.2)$$

As modificações no modelo do motor de corrente contínua nesse terceiro ensaio, foram efetuadas em 4 parâmetros distintos, e agora com variação negativa em dois parâmetros do motor (L,b). Essas

alterações foram sigficativas para uma completa descaracterização do modelo do motor CC gerado. A resposta ao trem de pulsos segue na figura 5.8. Verifica-se que a saída do sistema apresenta uma leve oscilação nos primeiros passos, e essa oscilação acompanha o gráfico do erro na figura 5.9.

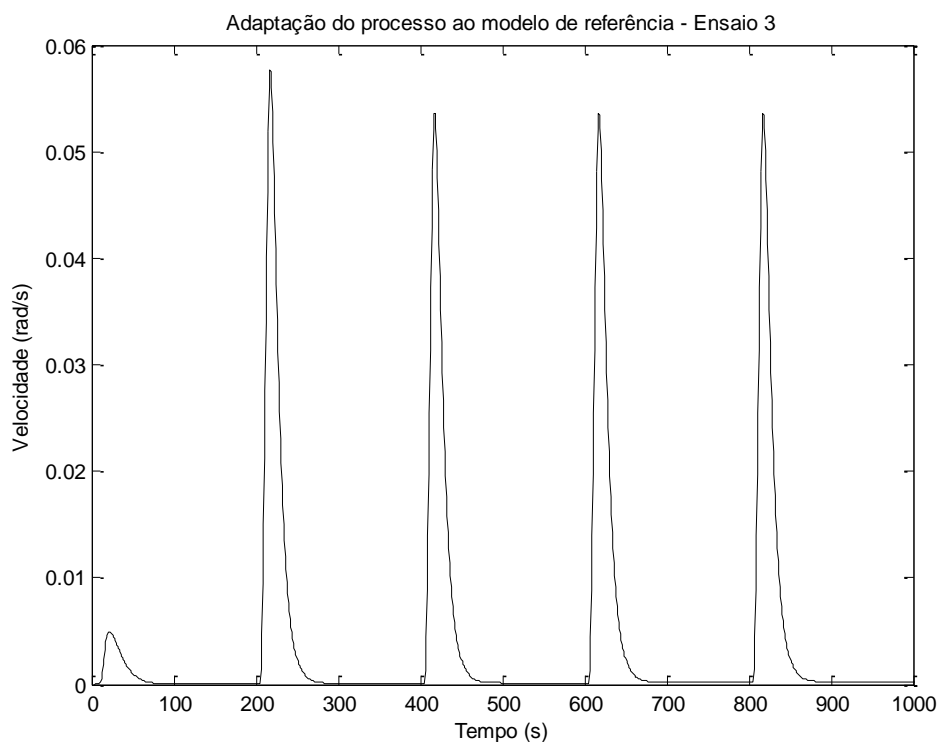


Figura 5.8 – Resposta ao trem de pulsos do modelo de referência do ensaio 3.

Contudo o erro gerado ainda é desprezível dada a ordem de grandeza das amplitudes do erro à potência de dez a menos 3 de amplitude. E o sistema, obteve uma convergência para o modelo de referência de forma positiva.

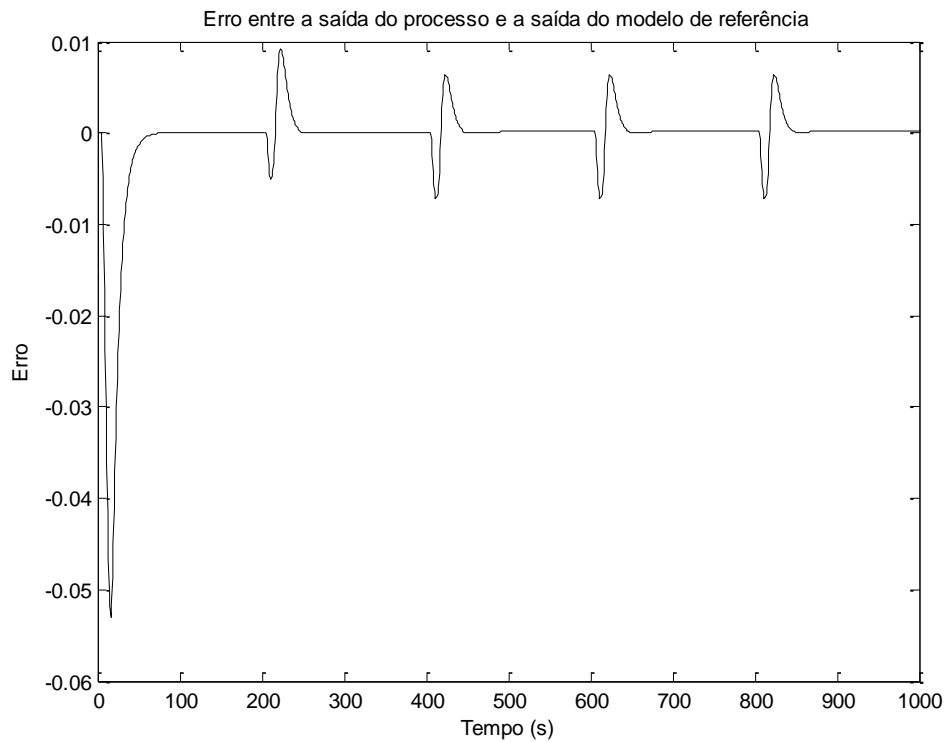


Figura 5.9 – Erro do modelo de referência do ensaio 3.

5.4 Quarto ensaio:

Nesse quarto e último ensaio aproximamos o modelo do motor de corrente contínua para uma função de transferência do primeiro grau.

Utilizaram apenas os parâmetros elétricos da tabela 1.1. A aproximação de um modelo de primeiro grau para a estruturação de um modelo de motor de corrente contínua como uma função de segundo grau, é uma das técnicas utilizadas para o teste de eficácia de um controle adaptativo.

Para tal temos a seguinte função de transferência para o motor CC proposta em (5.5).

$$Gv = \frac{0.01}{0.475s + 1.1} \quad (5.5)$$

O gráfico da resposta ao trem de pulsos

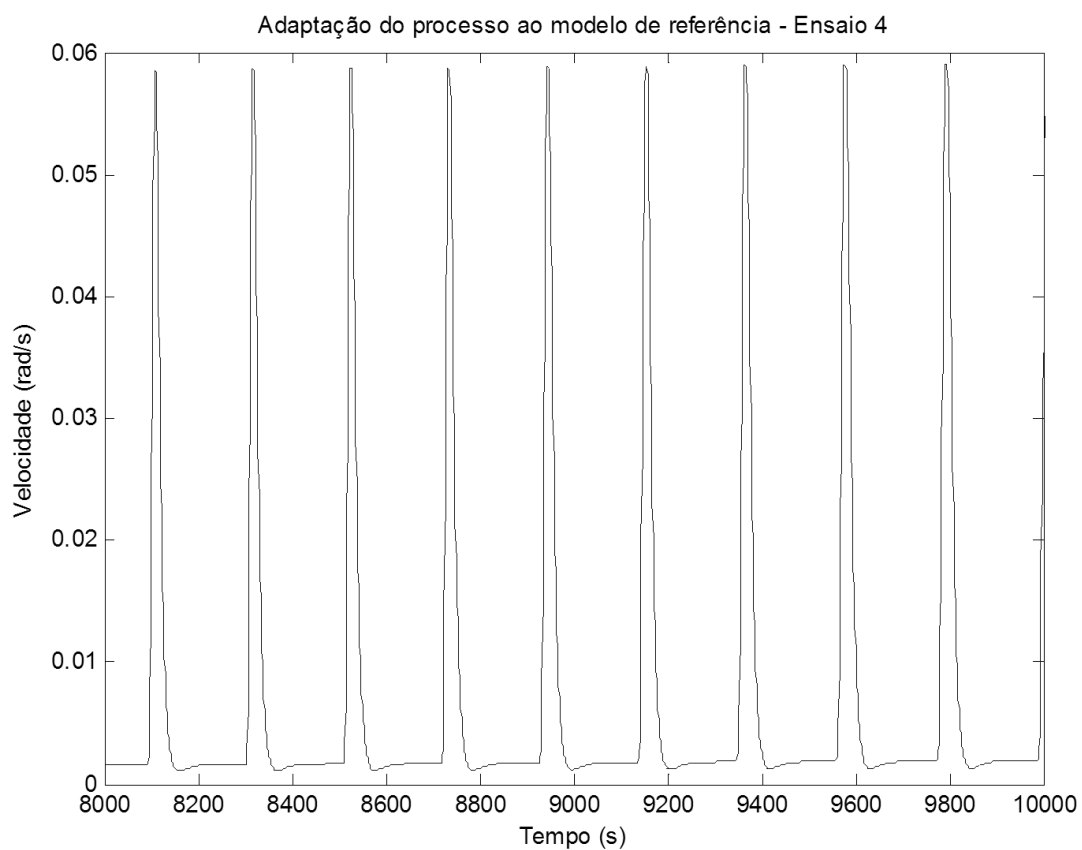


Figura 5.10 – Resposta ao trem de pulsos do modelo de referência do ensaio 4.

A convergência do sistema, levou um tempo significativo, mas não houve uma grande divergência do modelo de referência, e embora o erro relativo entre os modelos seja maior, os modelos seguem um padrão, e estabelecem modelos próximos se comparado com a resposta da figura 5.1. A aproximação do modelo do motor CC num modelo de 1ª ordem para um modelo de referência de 2ª ordem (eq 5.1), é uma das técnicas utilizadas para o teste de eficácia de um controle adaptativo.

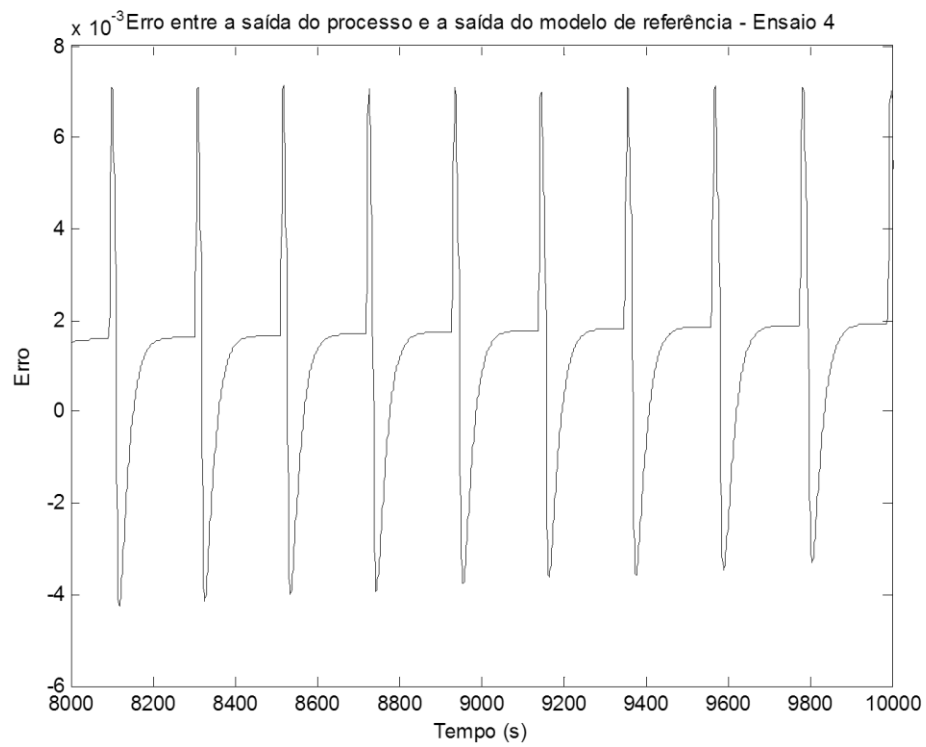


Figura 5.11 – Erro do modelo de referência do ensaio 4.

Como foi proposto a lei de adaptação é um método experimental de adaptação que introduz um modelo simples e fácil compreensão de um sistema de ajuste dos parâmetros de sintonia de controladores PID.

CONCLUSÃO

No presente trabalho de conclusão de curso, foi proposto um modelo simples para o controle adaptativo por modelo de referência de um motor de corrente contínua, no trato da sua velocidade. No trabalho os parâmetros do controlador PID foram ajustados de forma a garantir a convergência da saída do motor CC à saída de um modelo de referência.

A supressão de modelos matemáticos complexos e contas extensas não foram aplicáveis, já que não é a proposta do trabalho, dessa forma entendeu-se por omitir os valores dos ganhos K_d , K_i e K_p já que a proposta é aplicar uma forma prática e rápida de ajustar uma planta a um modelo de referência.

Em razão dos resultados, o algoritmo e a lei de adaptação proposta mostrou excelentes resultados dada a magnitude dos distúrbios provocados na planta de testes.

Um detalhe foi a adaptação da saída do processo (motor CC) considerado de 1ª ordem para a saída do modelo de referência considerado de 2ª ordem. Apesar do longo tempo de adaptação o erro do sistema se comportou em padrão constante e convergente.

O principal objetivo do estudo, foi obter uma convergência tanto próxima do possível com os modelos de referência. Lembrando que para isso, os ganhos da lei de adaptação foram mantidos constantes.

A proposta desse trabalho é a introdução e a alocação dessas técnicas em disciplinas obrigatórias ministradas no departamento de engenharia elétrica da USP São Carlos, e tem como desafio para um futuro projeto de mestrado em controle.

REFERÊNCIAS

- [1] Astrom, K. J.; Hagglund T, Automatic Tuning of PID Controllers. Instrument Society of America, 1988.
- [2] Astrom, K. J.; Hagglund T, PID Controllers, 2nd Edition, 1988.
- [3] Astrom, K. J; Wittenmark B; Adaptive Control, Second Edition, 1995
- [4] Oliveira, A. V; Aguiar, M. L.; Vargas, B. ; Sistemas de Controle – Aulas de Laboratório, 2005.
- [5] Fernandez, M. V. A.; Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável Aplicado ao Controle de ângulo de Carga e Fluxo de Campo de um Gerador Síncrono - Tese de Mestrado - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [6] Abdallah, Y. M; Sintonia de Controlador PID via procedimento adaptativo para controle de altitude de veículos lançadores, Tese de Mestrado, INPE – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2005.
- [7] Conti, C; Projeto de Controladores e Processos de Implementação – Programa Ensinar com Pesquisa, 2008.
- [8] Xiong, Ai; Application of a PID Controller using MRAC Techniques for Control of the DC Electromotor Drive, Agosto. 2007. Publicação IEEE.
- [9] Ogata, K. Engenharia de Controle Moderno. Editora Prentice Hall, 2003.
- [10] Bishop, R.; Dorf, R.C. Modern Control Systems. Addison-Wesley, 1997.
- [11] Faccin, F. Abordagem Inovadora no Projeto de Controladores PID. Dissertação de mestrado. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2004.
- [12] KWOK, K. E.; PING, M. C.; LI, P. A model-based augmented PID algorithm. Journal of Process Control, 10,9-18 (2000).
- [13] ZHONG,Q; LI, H. A delay-type PID Controller. In: 15th IFAC World Congress. Barcelona (2002).
- [14] GAWTHORP, P. S. Self tuning PID controllers: Algorithms and implementation IEEE transactions on Automatic Control AC 31(3). 201-209. PID Control in a Self Tuning context. Shows that integral actions arises naturally from disturbance modeling. (1986).
- [15] Martignoni, A. Máquinas Elétricas de Corrente Contínua. Editora Globo. 5^a Edição. 1970.
- [16] Astrom, K. J.; Hagglund T, Revisiting the Ziegler Nichols step response method for PID control. Journal of Process Control, 14, 635-650 (2004).