

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

IVAN MORAES BIAGIONI

**IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE
ADAPTATIVO POR SIMULINK**

São Carlos

2013

IVAN MORAES BIAGIONI

**IMPLEMENTAÇÃO DE
CONTROLE ADAPTATIVO POR
SIMULINK**

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 Eletrônica

ORIENTADOR: Prof. Jerson Barbosa de Vargas

São Carlos

2013

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

B576i Biagioni, Ivan Moraes
Implementação de controle adaptativo por simulink /
Ivan Moraes Biagioni; orientador Jerson Barbosa de
Vargas. São Carlos, 2013.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2013.

1. Controle adaptativo por modelo de referência. 2.
Regra MIT. 3. Controle PID. 4. Ganhos de adaptação. I.
Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Ivan Moraes Biagioni

Título: “Implementação de controle adaptativo por simulink”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 18 / 11 / 2013,

com NOTA 8,5 (oito, cinco), pela Comissão Julgadora:

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

Mestre Mauricio Eiji Nakai - (Doutorando - SEL/EESC/USP)

Mestre Daiane Cristina Bortolin - (Doutoranda - SEL/EESC/USP)

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

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais e às minhas irmãs por todo apoio e carinho.

À minha namorada Fernanda por todo amor, companheirismo e atenção.

Aos meus amigos Rafael, Marcelo, Marcos e Nayra que fizeram parte da minha rotina durante toda a graduação e aos demais amigos que proporcionaram tantos momentos especiais.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por me guiar diante dos desafios da vida.

Agradeço ao meu orientador, professor Jerson, pela orientação, apoio e compreensão.

Agradeço à Universidade de São Paulo por propiciar um ambiente de tão grande conhecimento.

Agradeço a todos os que colaboraram de alguma maneira para o meu desenvolvimento acadêmico, profissional e pessoal.

Sumário

Índice de Figuras	xi
Resumo	xiii
Abstract.....	xv
1. Introdução	1
1.1. Proposta do Trabalho.....	1
1.2. Organização	1
2. Sistemas de Controle.....	3
2.1. Controlador PID.....	3
2.1.1. As Ações de Controle	4
2.1.2. Resposta Transiente.....	6
2.2. Controle Adaptativo	7
2.2.1. Escalonamento de Ganhos	7
2.2.2. Reguladores Auto Ajustáveis	8
2.2.3. Controle Dual	8
2.3. Sistemas Adaptativos por Modelo de Referência.....	9
2.3.1. Algoritmos de Estimação.....	10
3. Motor CC	13
4. Sistema Adaptativo para Controle de um Motor CC.	17
4.1. Simulink	17
4.2. Modelo de Referência	17
4.2.1. Motor CC.....	17
4.2.2. Controlador PID	18
4.3. Controle Adaptativo por Modelo de Referência	20
5. Resultados	25
5.1. Motor CC.....	25
5.2. PID	26
5.3. Controle Adaptativo por Modelo de Referência	29
5.3.1. Sistema Sem Alterações na Planta.....	34

5.3.2. Sistema Com Alterações na Planta	42
5.4. Conclusão	47
Referências.....	49
Apêndice	51

Índice de Figuras

Figura 2.1 - Diagrama de Blocos do Controlador PID (G_c) com Planta (G_p).	3
Figura 2.2 - Diagrama do Controlador PID, G_c	4
Figura 2.3 - Característica da Resposta Transiente.....	6
Figura 2.4 - Diagrama de Blocos do Escalonamento de Ganhos	8
Figura 2.5 - Diagrama de Blocos do Regulador Autoajustável.	9
Figura 2.6 - Diagrama de Blocos do Controlador Dual.	9
Figura 2.7 - Diagrama de Blocos do Sistema Adaptativo por Modelo de Referência. ...	10
Figura 3.1- Diagrama eletromecânico do motor CC.....	13
Figura 4.1 - Ferramenta Root Locus.	19
Figura 4.2 - Ajuste Fino pelo Bloco PID Controller.	20
Figura 5.1 - Diagrama de Blocos do Motor CC	25
Figura 5.2 - Resposta do Motor ao Degrau Unitário	26
Figura 5.3 - Resposta do Motor com Tacogerador ao Degrau Unitário.	26
Figura 5.4 - Saída do Controlador PID	28
Figura 5.5 - Resposta do Modelo de Referência e do Motor ao Degrau Unitário.	28
Figura 5.6 - Diagrama de Blocos do Modelo de Referência.	29
Figura 5.7 - Diagrama do Sistema Adaptativo por Modelo de Referência.	30
Figura 5.8 - Curva de gama K_p versus índice ITSE.	31
Figura 5.9 - Curva de gama K_i versus índice ITSE.	31
Figura 5.10 - Curva de gama K_d versus índice ITSE.	32
Figura 5.11 - Curva de gama K_p versus índice ITAE.	32
Figura 5.12 - Curva de gama K_i versus índice ITAE.	33
Figura 5.13 - Curva de gama K_d versus índice ITAE.	33
Figura 5.14 - Resposta MRAS ao Trem de Pulsos para ITSE.	34
Figura 5.15 - Resposta MRAS ao Trem de Pulsos para ITAE.....	35
Figura 5.16 - Resposta MRAS ao Trem de Pulsos para ITSE após 4000 s	35
Figura 5.17 - Curva do Erro para Gamas Ótimos.	37
Figura 5.18 - Curva do Ganho K_p versus Tempo.	37
Figura 5.19 - Curva do Ganho K_i versus Tempo.	38
Figura 5.20 - Curva do Ganho K_d versus Tempo.	38
Figura 5.21 - Ação de Controle u	39
Figura 5.22 - Resposta ao Trem de Pulsos de 0 a 2 s.	40
Figura 5.23 - Resposta ao Trem de Pulsos de 200 a 202 s.	40
Figura 5.24 - Resposta ao Trem de Pulsos de 1998 a 2000 s.	41

Figura 5.25 - Degraus para Análise do Comportamento Servo.	41
Figura 5.26 - Ação de Controle para Entrada com Degraus.....	42
Figura 5.27 - Resposta ao Trem de Pulsos para Planta Alterada para 1s.	43
Figura 5.28 - Resposta ao Trem de Pulsos para Planta Alterada para 1s Ampliada.....	43
Figura 5.29 - Resposta ao Trem de Pulsos para Planta Alterada para 6000s.....	44
Figura 5.30 - Resposta ao Trem de Pulsos para Planta Alterada para 6000 s Ampliada.	44
Figura 5.31 - Curva do Ganho K_p versus Tempo para Planta Modificada.	45
Figura 5.32 - Curva do Ganho K_i versus Tempo para Planta Modificada.	45
Figura 5.33 - Curva do Ganho K_d versus Tempo para Planta Modificada.	46
Figura 5.34 - Ação de Controle u para Planta Modificada.	46

Resumo

O controle adaptativo por modelo de referência tem como principal característica atualizar constantemente a ação de controle de um sistema à medida que o processo sofre alterações, fazendo o uso de um modelo de referência e analisando a diferença entre a saída do processo e a saída deste modelo. Este trabalho visa demonstrar o comportamento adaptativo de um sistema, tendo como processo um motor CC e sendo controlado por um controlador PID. Abordando a sintonia do modelo de referência, a modelagem do mecanismo de adaptação através da regra MIT, a escolha dos ganhos de adaptação através de métodos de minimização de erro e a implementação do modelo em MATLAB e Simulink. As características do método proposto podem ser observadas através da simulação de diferentes situações.

Palavras-chave: Controle Adaptativo por Modelo de Referência, Regra MIT, Controle PID, Ganhos de Adaptação.

Abstract

The model reference adaptive control has as main characteristic the online update of the control action of a system as the process is altered, using the reference model and analyzing the difference between the process and the model output. This term paper aims to demonstrate the adaptive behavior of a system that has as process a DC motor and is controlled by a PID controller. It covers the model reference design, the adaptation mechanism modeling using the MIT rule, the choice of adaptation gains using methods that minimize the error and the implementation of the model in MATLAB and Simulink. The characteristics of the proposed method can be observed by simulating different situations.

Palavras-chave: Model Reference Adaptive Control, MIT Rule, PID Control, Adaptation Gains.

1. Introdução

Os sistemas de controle adaptativo têm evoluído como uma tentativa de evitar a degradação do desempenho dinâmico de um sistema de controle, quando variações ambientais ocorrem [1].

Um sistema de controle por realimentação objetiva o desenvolvimento de um sistema que seja capaz de manter certo desempenho mesmo quando ocorrem perturbações que o afetam. Porém, para determinadas situações, em que ocorrem variações maiores e mais significativas para o comportamento dinâmico do sistema controlado, os coeficientes constantes envolvidos na modelagem e o ganho de realimentação não são capazes de atingir o desempenho desejado. Assim, o controle adaptativo aparece como solução para a adequação dos parâmetros do controlador, variando-os de forma a manter as especificações de desempenho do sistema.

A evolução da eletrônica exigiu e, ao mesmo tempo, permitiu a evolução dos sistemas de controle adaptativos, os quais são importantes, por possuírem propriedades úteis e muitas vezes singulares, que podem ser utilizadas proveitosamente para se projetar sistemas de controle com melhor desempenho e funcionalidade [2]. Com base nessas características, várias linhas de estudos sobre sistemas adaptativos têm evoluído e gerado resultados possíveis de serem implementados e que podem abrir novos horizontes de pesquisas e desenvolvimento na área de controle de sistemas.

1.1. Proposta do Trabalho

O controle adaptativo por modelo de referência (*Model Reference Adaptive Control - MRAC*) é escolhido para gerar a trajetória desejada que a saída da planta deve seguir em um sistema controlado. Com base nesta afirmação, o presente Trabalho de Conclusão de Curso tem como objetivos o estudo de técnica de controle adaptativo, em específico do sistema de controle por modelo de referência (*Model Reference Adaptive System - MRAS*), a análise e implementação via Simulink/Matlab de um exemplo prático, de um motor de corrente contínua, utilizando um controlador PID.

1.2. Organização

O trabalho está assim organizado: o Capítulo 2 aborda de forma teórica o sistema de controle em questão, definindo as características do controlador PID e do controle adaptativo; o Capítulo 3 analisa o processo escolhido para o trabalho, um motor de corrente contínua, apresentando sua modelagem matemática e seu comportamento dinâmico de velocidade no software Simulink; o Capítulo 4 aborda o desenvolvimento da estrutura do MRAC utilizada no trabalho, bem como sua implementação no software Matlab/Simulink; os resultados obtidos após

testes na estrutura implementada e as respectivas análises são expostos no Capítulo 5.

2. Sistemas de Controle

Um sistema de controle é uma interconexão de componentes que formam um sistema configurado para fornecer uma resposta desejada. A base para análise de um sistema é a premissa fornecida pela teoria de sistema lineares, que assume uma relação de causa e efeito para os componentes de um sistema [3]. A modelagem matemática de um sistema dinâmico e a análise de sua resposta buscam o entendimento da natureza do sistema dinâmico e a melhora de seu desempenho. A análise da resposta é frequentemente feita através da simulação computacional dos sistemas dinâmicos [4].

2.1. Controlador PID

O controlador Proporcional Integral Derivativo (controlador PID) é um mecanismo de controle por malha de realimentação genérico amplamente utilizado em sistemas de controle industriais. Um controlador PID calcula um valor de “erro”, $e(t)$, como sendo a diferença entre a variável de saída, $y_p(t)$, do processo medido e um valor nominal desejado $u_c(t)$. O controlador tenta minimizar o erro, ajustando a entrada $u(t)$ de controle do processo, como indica a Figura 2.1.

O cálculo do controlador PID (algoritmo) envolve três constantes paramétricas distintas: os valores proporcional, integral e derivativo, denotados respectivamente por P, I e D.

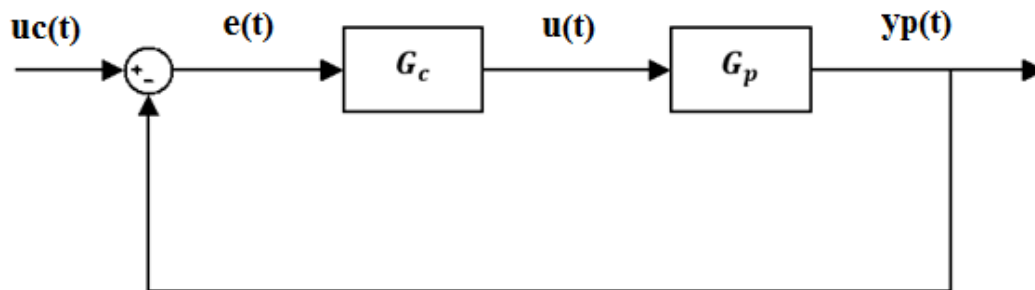


Figura 2.1 - Diagrama de Blocos do Controlador PID (G_c) com Planta (G_p).

O controlador PID é o algoritmo de controle mais comum. A maioria das malhas de realimentação são controladas por este algoritmo ou por suas variações [5]. Ele é implementado de muitas formas diferentes, como um controlador autônomo ou como parte de um controlador digital direto (DDC – *Direct Digital Control*) ou de um sistema de controle de processos hierarquicamente distribuídos [5].

Na ausência de conhecimento do processo subjacente, um controlador PID tem sido considerado o melhor controlador. Ajustando-se os três parâmetros no algoritmo de controle PID, o controlador pode fornecer uma ação de controle projetada para requisitos específicos do processo. A resposta de um controlador pode ser descrita em termos da resposta a um erro, do

grau com que o controlador supera o valor nominal e do grau de oscilação do sistema. Milhares de engenheiros instrumentistas e de controle por todo mundo estão usando esses controladores nas tarefas diárias. Nota-se, porém, que o uso do algoritmo PID para controle não garante controle ótimo ou estabilidade do sistema [5].

2.1.1. As Ações de Controle

A representação matemática, exposta pela equação (2.1), envolve as três ações citadas anteriormente e a representação em diagrama de blocos é apresentada na Figura 2.2, onde, K_p , K_i e K_d são as constantes de ganhos proporcional, integrativo e derivativo, respectivamente. A soma das saídas de cada ação, P_{out} , I_{out} e D_{out} , resulta na ação de controle $u(t)$.

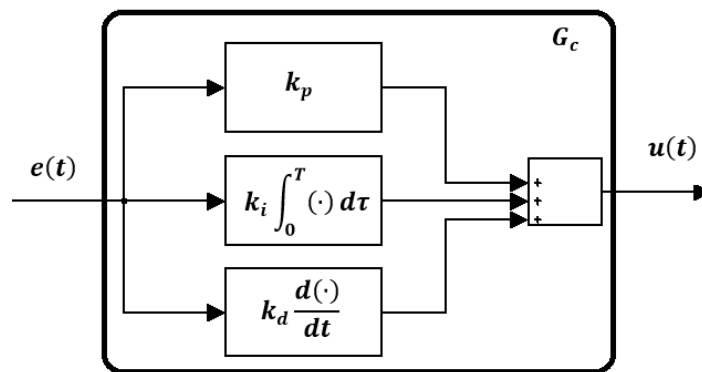


Figura 2.2 - Diagrama do Controlador PID, G_c .

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t). \quad (2.1)$$

Ação Proporcional

P_{out} da equação (2.1) refere-se à ação proporcional que possui uma saída proporcional ao valor atual do erro, que é ajustada ao se multiplicar o erro $e(t)$ pela constante K_p , ou seja:

$$P_{out} = K_p e(t). \quad (2.2)$$

Para uma planta que não contenha um integrador $\left(\frac{1}{s}\right)$, essa ação de controle leva sempre a um erro no regime estacionário, chamado de *offset*, e quanto maior o valor do ganho, menor é o erro [6]. Um alto ganho proporcional resulta em uma grande variação da saída para uma dada

variação no erro, obtendo-se uma resposta mais rápida dos sistemas, porém, isso pode levar a instabilidade. Por outro lado, um ganho pequeno resulta em uma resposta de saída pequena para uma entrada de erro grande e, portanto, em um controlador menos sensível.

Ação Integrativa

A contribuição integrativa, I_{out} da equação (2.1), é proporcional tanto à magnitude quanto à duração do erro. A integral no controlador PID é a soma do erro instantâneo ao longo do tempo, e retorna o *offset* acumulado que deveria ter sido corrigido anteriormente. O erro acumulado é multiplicado pelo ganho K_i e somado à saída do controlador, como mostra a equação (2.3).

$$I_{out} = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau. \quad (2.3)$$

O termo integrativo acelera o movimento do processo em direção ao ponto escolhido e pode eliminar o erro residual de regime permanente, *offset*, que acontece com o controlador proporcional sozinho. Entretanto, na medida que o termo integral responde ao erro acumulado do passado, isso pode levar a uma resposta oscilatória que diminua lentamente ou que, até mesmo, aumente, fazendo com que o valor presente ultrapasse o valor definido, sendo ambos os comportamentos indesejáveis [6].

Ação Derivativa

D_{out} da equação (2.1) descreve a ação derivativa, que tem como propósito melhorar a estabilidade em malha fechada. O mecanismo de instabilidade pode ser descrito intuitivamente como segue em (2.4). Pela dinâmica do processo, levará um tempo antes que a mudança na variável de controle seja notada na saída do processo. Então, o sistema de controle estará atrasado para correção de um erro. A ação do controlador com as ações proporcional e derivativa pode ser interpretada como se o controle fosse feito proporcionalmente à saída prevista, onde a previsão é feita extrapolando-se o erro pela tangente da curva de erro [5].

$$D_{out} = K_d \frac{d}{dt} e(t). \quad (2.4)$$

A ação derivativa prevê o comportamento do sistema e, então, melhora o tempo de

acomodação e a estabilidade do sistema [7-8].

2.1.2. Resposta Transiente

Na sintonia do controlador PID, algumas especificações são analisadas graficamente, o que facilita o entendimento das ações de controle sobre um dado sistema. A resposta ao degrau unitário é utilizada para esse fim e, dentre as suas características mais comuns, estão o tempo de subida (*Rise Time*), o tempo de acomodação (*Settling Time*) e o máximo sobressinal (*Overshoot*).

O tempo de subida é usualmente definido como o tempo necessário para a resposta ir de 10% para 90% do valor final, em regime permanente. O tempo de acomodação é, em geral, definido como o tempo necessário para que a curva de resposta atinja e permaneça dentro de uma faixa de $\pm 2\%$ do valor final. O máximo sobressinal é o valor percentual de pico máximo, sendo o percentual da diferença entre o valor de pico máximo e o valor final sobre o valor final. A ação do controlador PID sobre um sistema que se deseja controlar é alcançar tais especificações. A mais comumente utilizada no projeto do controlador PID é o tempo de acomodação.

Um exemplo dessa análise é mostrado na Figura 2.3, em que, da esquerda para direita, os pontos representam: *Rise Time*, *Overshoot*, *Settling Time* e Valor Final.

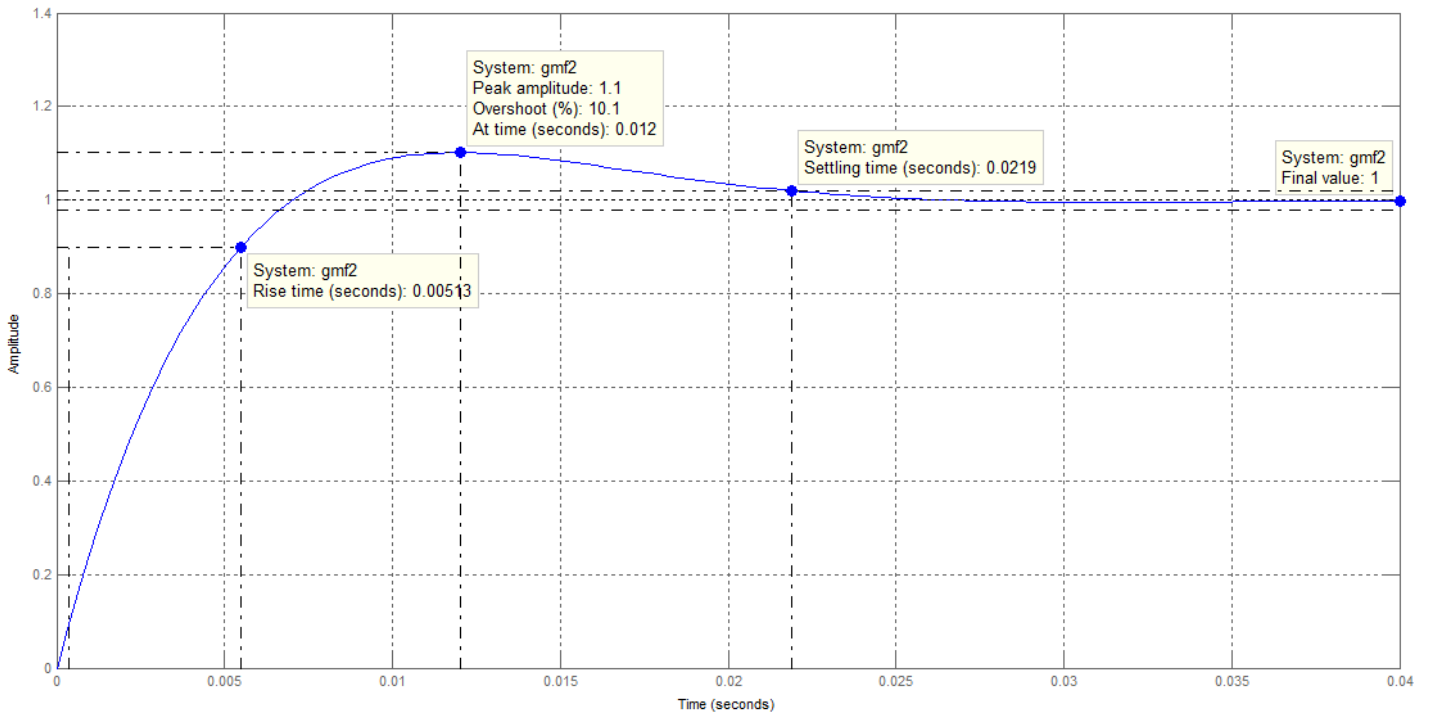


Figura 2.3 - Característica da Resposta Transiente

2.2. Controle Adaptativo

O conceito de controle adaptativo surgiu de uma necessidade prática de controle em que sistemas realimentados não eram satisfatórios, essa necessidade foi o projeto de aeronaves de alto desempenho. Essas aeronaves operam com grande variação de velocidade e altitude e descobriu-se que o controle com ganho constante e realimentação linear funcionava bem para uma condição de controle, mas não em todas as condições de voo [2]. Um sistema de controle por realimentação objetiva o desenvolvimento de um sistema que seja capaz de manter certo desempenho mesmo com perturbações que o afetam, porém, para determinadas situações, em que ocorrem variações maiores e mais significativas para o comportamento dinâmico do sistema controlado, os coeficientes constantes e o ganho de realimentação não são capazes de atingir o desempenho desejado. Assim, o controle adaptativo aparece como solução para a adequação dos parâmetros do controlador, variando-os de forma a manter as especificações de desempenho do sistema.

Sistemas adaptativos são importantes por possuírem propriedades úteis e muitas vezes singulares, que podem ser utilizadas proveitosamente para projetar sistemas de controle com melhor desempenho e funcionalidade.

Dentre os tipos de sistemas de adaptação destacam-se os seguintes esquemas de adaptação:

- Escalonamento de Ganhos (*gain scheduling*)
- Reguladores auto ajustáveis (*self-tuning regulators*)
- Controle Dual
- Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC)

2.2.1. Escalonamento de Ganhos

Em muitos casos, é possível encontrar variáveis, que podem ser medidas, que relatam bem as mudanças na dinâmica do processo e podem ser utilizadas para mudar os parâmetros do controlador. Esta abordagem é conhecida como escalonamento de ganhos (*gain scheduling*) porque o esquema foi originalmente utilizado para acomodar mudanças do processo. O diagrama de blocos de um sistema com escalonamento de ganhos está representado na Figura 2.4 [2].

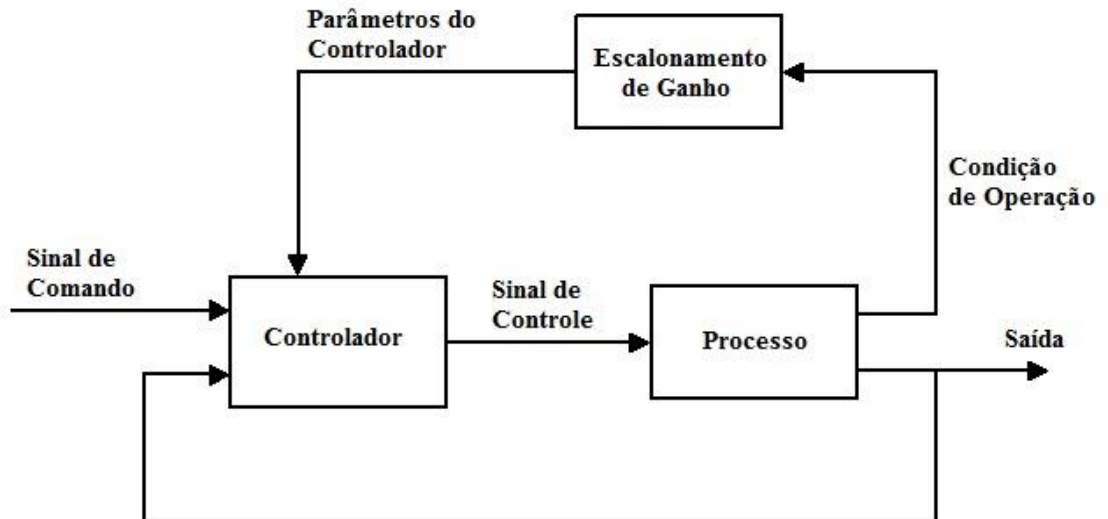


Figura 2.4 - Diagrama de Blocos do Escalonamento de Ganhos

2.2.2. Reguladores Auto Ajustáveis

Um esquema diferente é obtido se as estimativas dos parâmetros da planta são atualizadas e os parâmetros do controlador são obtidos através da solução de um problema projetado utilizando os parâmetros estimados. Algumas vezes, não é possível estimar os parâmetros da planta sem introduzir perturbações ou sinais de controle. Este sistema pode ser visto como uma automação do processo de modelagem e projeto, em que o modelo da planta e o controlador são atualizados a cada período de amostragem [2].

A denominação regulador auto ajustável (*self-tuning regulator - STR*) enfatiza o fato de o controlador ajustar automaticamente seus parâmetros para obter as propriedades desejadas do sistema de malha fechada. A Figura 2.5 representa o diagrama de blocos deste esquema.

2.2.3. Controle Dual

Os demais esquemas abordados neste trabalho possuem uma abordagem heurística razoável, mas revelam certas limitações, como por exemplo as incertezas dos parâmetros, que não são consideradas na sintonia do controlador.

É possível obter uma solução que siga uma formulação abstrata de um problema e utilize a teoria de otimização, particularmente, pode-se utilizar a teoria de controle estocástico não linear, o que leva a noção de Controle Dual, cujo diagrama é mostrado na Figura 2.6. A principal vantagem desta abordagem é que ela considera as incertezas dos parâmetros estimados na sintonia do controlador, porém, sua aplicação é muito complicada, o que inibe sua utilização em problemas práticos [2].

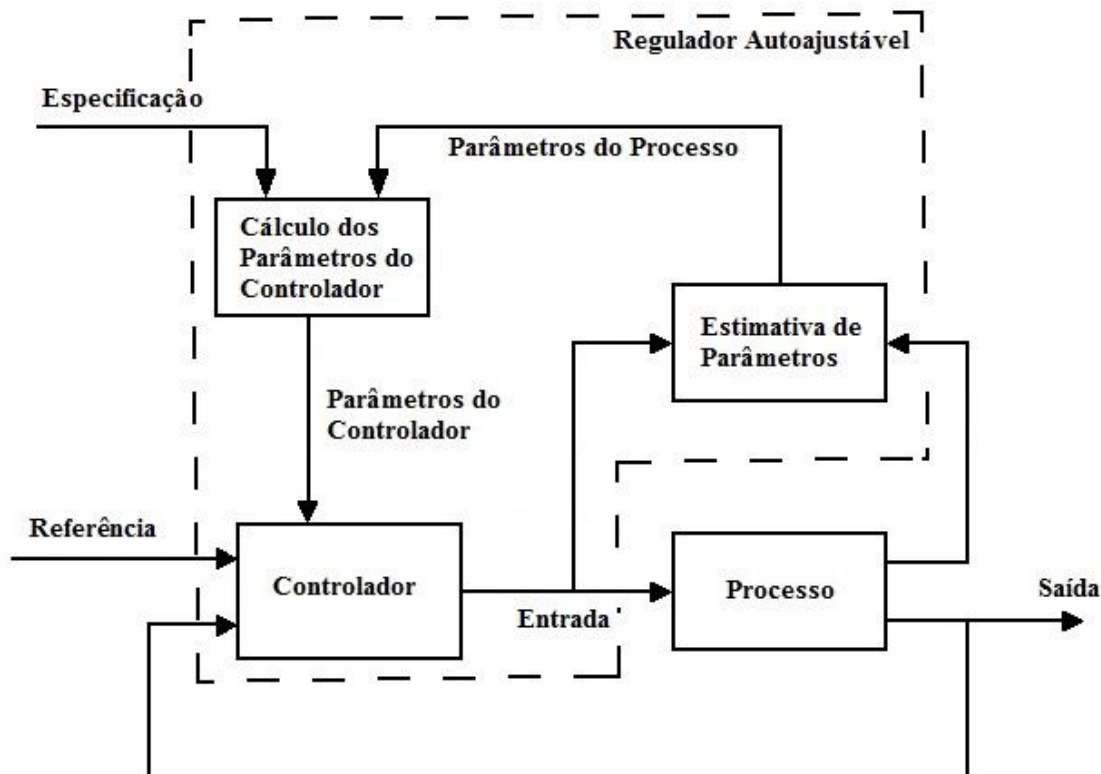


Figura 2.5 - Diagrama de Blocos do Regulador Autoajustável.

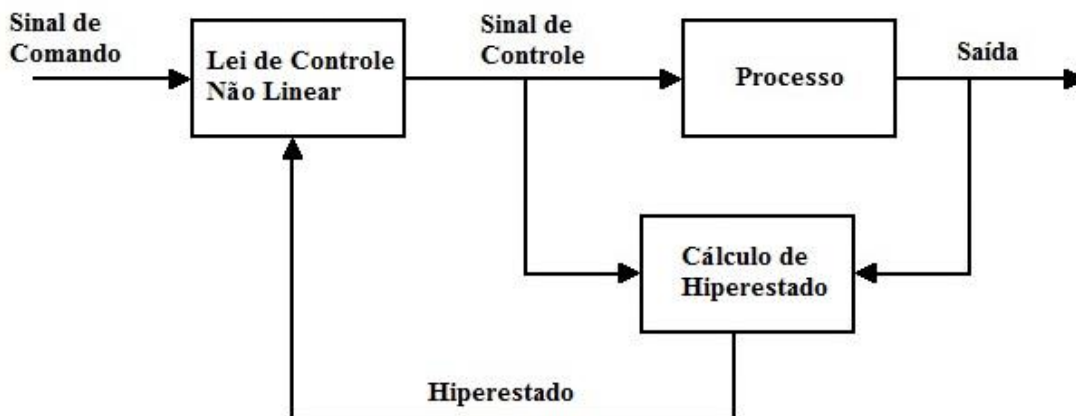


Figura 2.6 - Diagrama de Blocos do Controlador Dual.

2.3. Sistemas Adaptativos por Modelo de Referência

Dentre os vários tipos de configurações de sistemas adaptativos, os Sistemas Adaptativos por Modelo de Referência (MRAS) são importantes, uma vez que levam a sistemas relativamente fáceis de se implementar, com certa rapidez de adaptação, que podem ser utilizados em várias

situações. Devido a essas características, foi o modelo adotado neste trabalho.

No MRAS são utilizados índices de desempenho (IP's em inglês), que são gerados dinamicamente por um sistema auxiliar chamado Modelo de Referência, o qual é excitado pela mesma entrada do sistema ajustável. O modelo de referência especifica, em termos de entrada e estados modelos, um dado índice de desempenho. No caso, a comparação entre o IP dado e o medido é obtida diretamente, confrontando-se as saídas (ou os estados) do sistema ajustável e do modelo de referência por meio de um típico comparador realimentado (subtrator). A diferença entre as saídas do modelo de referência e as do sistema ajustável é utilizada pelo mecanismo de adaptação para modificar os parâmetros do sistema ajustável ou para gerar um sinal de entrada auxiliar para minimizar a diferença entre os dois IP's, expressos em função da disparidade entre as saídas ou estados do sistema ajustável e os do modelo. Desta forma, o sistema mantém o IP medido na região do IP de referência, composta por um conjunto de IP's aceitáveis [1].

O diagrama representativo de um MRAS é dado pela Figura 2.7, este modelo possui uma malha de realimentação principal, composta pelo processo e pelo controlador, e outra malha de realimentação, que altera os parâmetros do controlador. A malha principal é chamada de malha interna, enquanto a malha de ajuste dos parâmetros é chamada de malha externa [2].

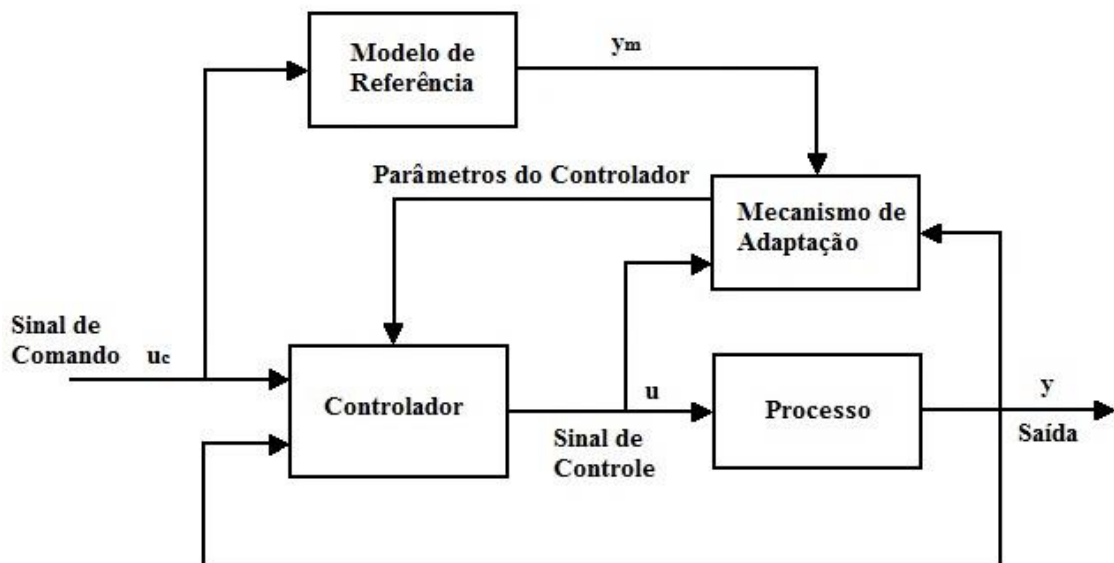


Figura 2.7 - Diagrama de Blocos do Sistema Adaptativo por Modelo de Referência.

2.3.1. Algoritmos de Estimação

No diagrama da Figura 2.7, o bloco Mecanismo de Adaptação tem papel fundamental no contexto do Controle Adaptativo, uma vez que é o responsável pela implementação da lei, ou do algoritmo de adaptação.

O algoritmo de adaptação pode ser definido como a relação entre o erro generalizado e as modificações correspondentes aos parâmetros ou as entradas para o sistema ajustável.

Um dos algoritmos mais conhecidos é a regra MIT. Seu nome deriva do local onde foi desenvolvida, no *Draper Laboratory* do MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) [2]. Posteriormente, em 1973, este laboratório se separou do MIT, para se tornar uma organização de pesquisa e educação independente e sem fins lucrativos.

Considerando-se um sistema de malha fechada em que o controlador tem um parâmetro ajustável θ . A resposta em malha fechada é determinada pelo modelo, cuja saída é y_m . Seja e , representado pela equação (2.5), o erro entre as saídas do sistema de malha fechada, y , e do modelo, y_m . Uma possibilidade é ajustar os parâmetros de maneira que a função perda (ou custo), dada pela equação (2.6), seja minimizada [2].

$$e = y - y_m. \quad (2.5)$$

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2. \quad (2.6)$$

Para tornar J pequeno, é razoável alterar os parâmetros na direção do gradiente negativo de J , como indica a equação (2.7), o que leva ao outro nome pelo qual a regra é conhecida, Método do Gradiente.

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta}. \quad (2.7)$$

Esta é a regra MIT, onde a derivada parcial $\frac{\partial e}{\partial \theta}$, chamada de derivada de sensibilidade do sistema, revela como o erro é influenciado pelo parâmetro ajustável. A variável θ pode ser avaliada como um vetor nos casos em que existem diversos parâmetros ajustáveis, nestes casos, $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ refere-se ao gradiente do erro com respeito aos parâmetros. O ganho de adaptação γ deve ser definido pelo usuário. Experimentos de simulação indicaram que a escolha do ganho de adaptação pode ser crucial [2].

Assumindo que as variações dos parâmetros são mais lentas que as outras variáveis do sistema, então a derivada de sensibilidade pode ser avaliada assumindo-se que θ é constante.

Existem muitas alternativas para a função perda, dada pela equação (2.6). Caso seja

escolhida como

$$J(\theta) = |e|. \quad (2.8)$$

O método do gradiente resulta em

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial e}{\partial \theta} \text{sign } e. \quad (2.9)$$

Outra possibilidade, por exemplo, é o algoritmo conhecido como *sign-sign* representado pela equação (2.10).

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \text{sign} \left(\frac{\partial e}{\partial \theta} \right) \text{sign } e. \quad (2.10)$$

3. Motor CC

Com a finalidade de converter potência elétrica em potência mecânica, surgiram os primeiros motores elétricos de corrente contínua (CC), concebidos inicialmente por Michael Faraday. Tais motores foram aperfeiçoados até o surgimento da geração e transmissão em corrente alternada, a qual possibilitou o surgimento de motores de corrente alternada, que concentraram as atenções devido à simplicidade de implementação e manutenção. Porém, com a evolução tecnológica, muitos processos demandaram um controle fino de posicionamento, velocidade variável e tração dentre outros, retomando a evolução desses motores, que são caracterizados pelo comportamento, em sua grande parte, linear.

Para a modelagem do sistema em eletromecânico são utilizadas as equações que descrevem o diagrama elétrico da Figura 3.1.

Pela 2ª Lei de Kirchhoff, obtém-se a equação (3.1),

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + e(t), \quad (3.1)$$

a equação (3.2) descreve a relação da velocidade angular e a força contra eletromotriz, já a equação (3.3) revela a relação direta entre o torque motor e a corrente de armadura

$$e(t) = K_e \omega(t) \quad (3.2)$$

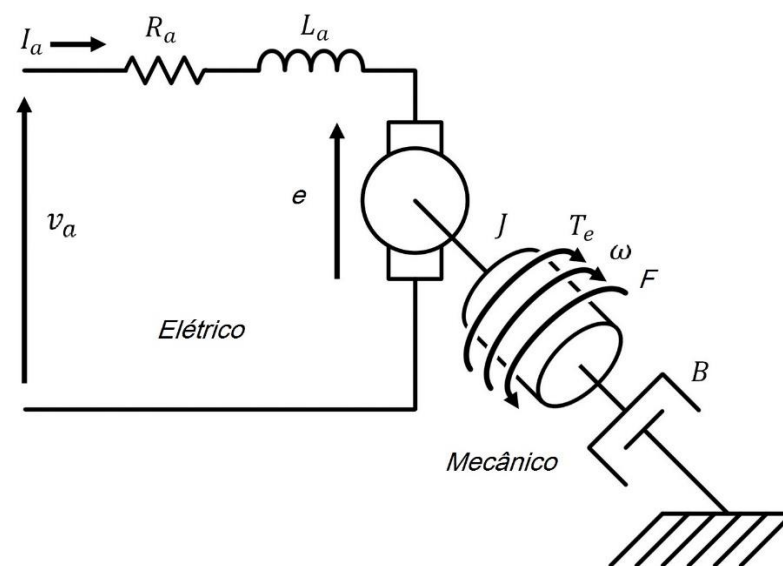


Figura 3.1- Diagrama eletromecânico do motor CC.

$$T_e(t) = K_t i_a(t). \quad (3.3)$$

Por fim, aplicando-se a segunda lei de Newton para o sistema mecânico rotacional, tem-se a última equação (3.4). Como o motor não é objeto de estudo do presente trabalho, as deduções foram suprimidas.

$$T_e(t) = J \frac{d}{dt} \omega(t) + B\omega(t) + F. \quad (3.4)$$

Onde o parâmetros elétricos são:

- v_a : Tensão de armadura [V]
- i_a : Corrente de armadura [A]
- e : Força contra eletromotriz [V]
- R_a : Resistência da armadura [Ω]
- L_a : Indutância da armadura [H]
- K_e : Constante de força contra eletromotriz (f.c.e.m) [V.s/rad]
- K_t : Constante de torque [N.m/A]

E os parâmetros mecânicos são:

- J : Momento de Inércia [N.m.s²/rad]
- F : Coeficiente de atrito estático [N.m]
- B : Coeficiente de atrito viscoso [N.m.s/rad]
- T_e : Torque [N.m]
- ω : Velocidade angular [rad/s]
- F : Coeficiente de atrito estático [N.m]

A partir das equações (3.1), (3.2), (3.3) e (3.4) e aplicando-se a transformada de Laplace, são obtidas as respectivas equações (3.5), (3.6), (3.7) e (3.8) em função de s .

$$V_a(s) = R_a I_a(s) + L_a I_a(s)s + E(s). \quad (3.5)$$

$$E(s) = K_e \Omega(s). \quad (3.6)$$

$$T_e(s) = K_t I_a(s). \quad (3.7)$$

$$T_e(s) = sJ\Omega(s) + B\Omega(s) + F. \quad (3.8)$$

Para o caso estudado, o coeficiente de atrito estático, F , é considerado nulo, e as constantes K_e e K_t são consideradas iguais, de modo que se pode obter a função de transferência relacionando a tensão de armadura aplicada ao motor e a velocidade angular desenvolvida, como é exposto na equação (3.9)

$$\frac{\Omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t/JL_a}{s^2 + s\left(\frac{B}{J} + \frac{R_a}{L_a}\right) + \frac{BR_a + K_e K_t}{JL_a}} \quad (3.9)$$

A função de transferência (3.9) do motor é uma função característica de um sistema de segunda ordem, generalizada pela equação (3.10)

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (3.10)$$

onde ω_n é a frequência natural de oscilação e ζ é o fator de amortecimento.

4. Sistema Adaptativo para Controle de um Motor CC.

Para a implementação de um sistema adaptativo por modelo de referência para o controle de velocidade de um motor CC, desenvolveu-se a simulação de todo o sistema através dos softwares MATLAB e Simulink. Prezando, assim, pela melhor representação de um sistema real, atentou-se para que sua implementação reproduzisse fielmente o funcionamento de um sistema real, prevendo, na saída do bloco PID contido no modelo de referência bem como naquele do mecanismo de adaptação, saturadores com limites entre 0 e 5V.

4.1. Simulink

O trabalho desenvolve-se totalmente com base nos softwares MATLAB e Simulink, ambos desenvolvidos pela empresa The MathWorks e amplamente utilizados pelas áreas de controle e processamento digital de sinais.

O Simulink é um ambiente de diagramas de blocos de um sistema, permitindo seu projeto, simulação, geração de código automática, bem como o teste e verificação contínua de sistemas embarcados. Fornece um editor gráfico, uma base de blocos que pode ser personalizada, e soluções para modelagem e simulação de sistemas dinâmicos. Além disso, o fato de ser integrado com o MATLAB, permite incorporar algoritmos nos modelos do Simulink e exportar resultados para o MATLAB para realizar outras análises.

4.2. Modelo de Referência

Objetiva-se aqui definir o bloco do Modelo de Referência da Figura 2.7, que representa o sistema de controle adaptativo. O Modelo de referência é constituído do processo (motor cc) que se deseja controlar a velocidade bem como pelo controlador PID cujo projeto, descrito em 4.2.2, levará o sistema de controle de malha fechada a responder segundo as especificações de controle desejadas.

4.2.1. Motor CC

Como apresentado no capítulo 3, o processo escolhido no presente estudo é um motor CC, presente no Laboratório de Controle de Sistemas, mais especificamente um motor Eletrocraft de 60 V com corrente máxima de 5 A, velocidade máxima 6000 rpm e torque máximo de 0,353 N.m. Acoplado ao eixo do motor de corrente contínua está um elemento chamado de tacogerador que é um transdutor de energia que realiza a transformação da velocidade (ω) de rotação do eixo do motor em um sinal elétrico. Deste modo, tem-se as condições necessárias para o fechamento da malha do sistema de controle de velocidade do motor CC controlado por um controlador PID

e alimentado por um degrau de tensão. O mapeamento da velocidade em rad/s, em um sinal de tensão em volts, realizado pelo tacogerador, foi representado por um operador matemático e vale 0,15242. Como o objetivo atual é simular um exemplo real de uma planta, são considerados os parâmetros nominais do motor apresentados em [9] e resumidos na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros do motor Eletrocraft.

R (Ω)	L (H)	J (N.m.s ² /rad)	K _e (V.s/rad)	F (N.m)	B (N.m.s/rad)
1,63	3,00E-03	3,672E-05	6,78E-02	2,147E-02	1,12387E-06

Adequa-se a tensão de saída do tacogerador à tensão de excitação do sistema de controle de malha fechada que, no decorrer da ação, entregará esta tensão nos terminais da armadura do motor.

Esta adequação possibilita ao usuário do sistema verificar através do sinal elétrico da realimentação se de fato a velocidade desejada foi atingida.

4.2.2. Controlador PID

Dando continuidade na elaboração do modelo de referência da estrutura adaptativa, utilizou-se o controlador clássico PID, o qual permite uma sintonia fina e, até certo ponto, robusta do sistema, como abordado em 2.1.

Após a definição da estrutura do processo (ou planta), é possível a sintonia do controlador PID e, para tal, inicialmente utiliza-se a ferramenta para a sintonia do controle de sistema do tipo SISO (*Single Input Single Output*), acessada pelo comando *rltool* (*Root Locus Tool*), que se baseia na técnica do lugar das raízes.

Com esta ferramenta, é possível carregar a função transferência dos blocos dos sistemas diretamente da área de trabalho do MATLAB, bem como sintonizar o PID para os requisitos do projeto, através da alocação de polos e zeros. No caso do PID, o polo se localiza no zero.

Definiu-se, para a sintonia, uma melhora da resposta da planta que se aproximasse dos seguintes critérios:

- *Settling Time*: $t_s^* = \frac{t_s}{2}$, onde t_s é o tempo de acomodação do motor em malha aberta e, t_s^* é o tempo de acomodação do sistema de malha fechada com a presença do controlador PID
- Fator de Amortecimento: $\zeta = 0.7071$

Tais critérios podem ser definidos na ferramenta, para que se tenha maior facilidade para obtenção da região em que se obtenha tais valores, como mostra a Figura 4.1.

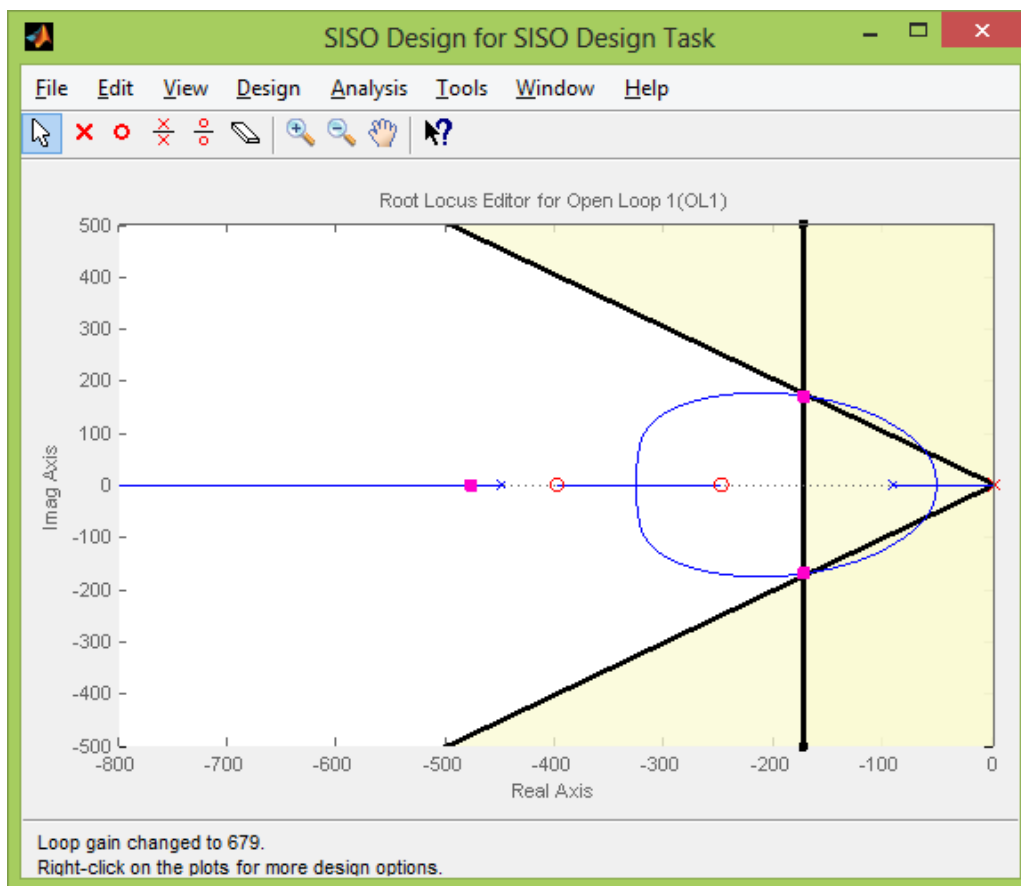


Figura 4.1 - Ferramenta Root Locus.

Para um ajuste fino dos parâmetros do PID a partir do obtido com a ferramenta *Root Locus*, utiliza-se, então, o bloco chamado *PID Controller*. Esse bloco possui uma opção de ajuste automático que, a partir dos parâmetros iniciais de K_p , K_i e K_d da equação (2.1) encontrados via *RLtool*, melhora o comportamento do sistema em direção ao desejado, como apresentado na Figura 4.2, sem que haja saturação na saída da ação de controle PID.

Uma ação de controle PID saturada provocará uma saturação na tensão de armadura, v_a do motor. Caso os valores estejam saturados, é necessário refazer os procedimentos citados nesta seção. Caso contrário, o modelo de referência composto pelo motor CC controlado por um PID está finalizado e representa o comportamento desejado em malha fechada.

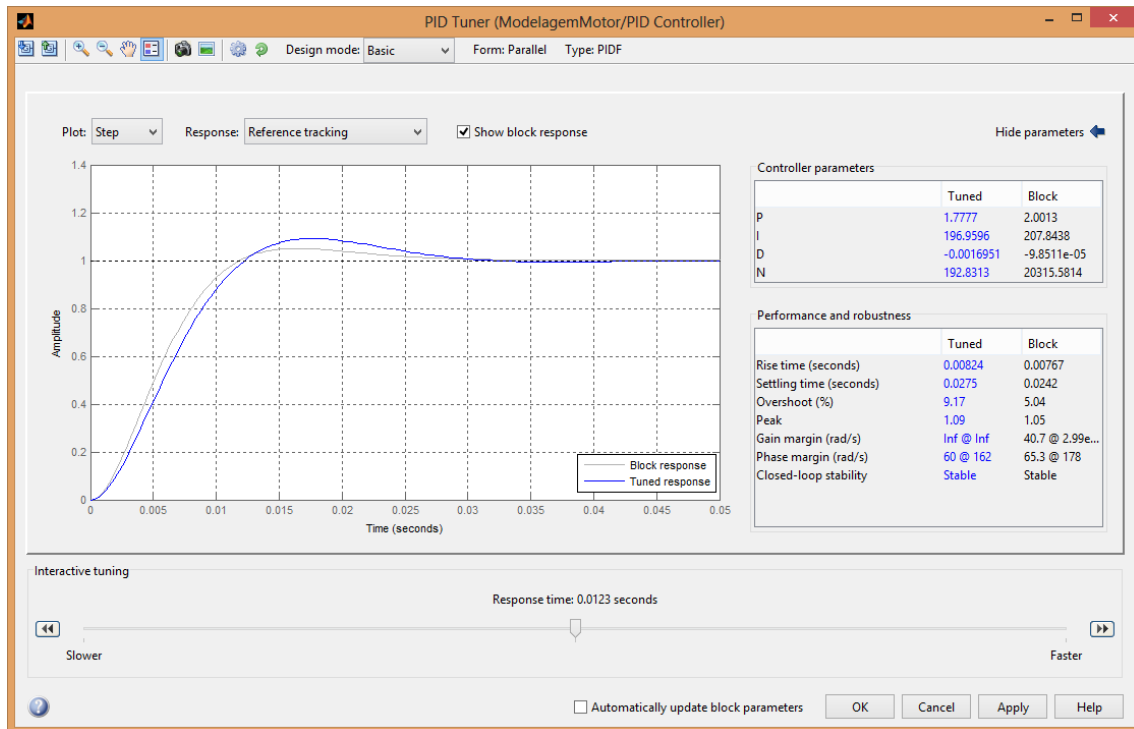


Figura 4.2 - Ajuste Fino pelo Bloco PID Controller.

4.3. Controle Adaptativo por Modelo de Referência

Definido o modelo de referência, é necessário o desenvolvimento do mecanismo de adaptação e a escolha correta dos ganhos de adaptação.

Como passo inicial, deve-se desenvolver o algoritmo de estimação. Será considerada a regra MIT da seção 2.3.1, de acordo com a equação (2.7). Para simplificação, utiliza-se a equação (4.1) como representante da planta (motor) e a equação (4.2) como representante do controlador,

$$G(s) = \frac{b}{s^2 + a_1s + a_2}, \quad (4.1)$$

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s}, \quad (4.2)$$

a função transferência de malha fechada resultante da Figura 2.1 é dada pela equação (4.3), a qual representa o modelo de referência sistematizado na seção 4.2.

$$G_p(s) = \frac{Y_p(s)}{U_c(s)} = \frac{b(K_d s^2 + K_p s + K_i)}{s^3 + (a_1 + bK_d)s^2 + (a_2 + bK_p)s + bK_i}. \quad (4.3)$$

Aplicando-se a regra MIT, dada pela equação (2.7), onde $\theta = [K_d \ K_p \ K_i]$ é um vetor de parâmetros variáveis do controlador PID adaptativo, obtém-se, para cada parâmetro, as expressões apresentadas na equação (4.4).

$$\begin{aligned} \frac{dK_p}{dt} &= -\gamma_p \frac{\partial J}{\partial K_p} = -\gamma_p \left(\frac{\partial J}{\partial e} \right) \left(\frac{\partial e}{\partial y_p} \right) \left(\frac{\partial y_p}{\partial K_p} \right), \\ \frac{dK_i}{dt} &= -\gamma_i \frac{\partial J}{\partial K_i} = -\gamma_i \left(\frac{\partial J}{\partial e} \right) \left(\frac{\partial e}{\partial y_p} \right) \left(\frac{\partial y_p}{\partial K_i} \right) e \\ \frac{dK_d}{dt} &= -\gamma_d \frac{\partial J}{\partial K_d} = -\gamma_d \left(\frac{\partial J}{\partial e} \right) \left(\frac{\partial e}{\partial y_p} \right) \left(\frac{\partial y_p}{\partial K_d} \right). \end{aligned} \quad (4.4)$$

Para os termos de derivada parcial da saída da planta em relação ao parâmetro variável tem-se que $\frac{\partial J}{\partial e} = e$, $\frac{\partial e}{\partial y_p} = 1$ e $D = \frac{d}{dt}$:

$$\begin{aligned} \frac{\partial y_p}{\partial K_p} &= \frac{bD}{D^3 + (a_1 + bK_d)D^2 + (a_2 + bK_p)D + bK_i} [U_c(s) - y_p] \\ \frac{\partial y_p}{\partial K_i} &= \frac{b}{D^3 + (a_1 + bK_d)D^2 + (a_2 + bK_p)D + bK_i} [U_c(s) - y_p] \\ \frac{\partial y_p}{\partial K_d} &= \frac{bD^2}{D^3 + (a_1 + bK_d)D^2 + (a_2 + bK_p)D + bK_i} [U_c(s) - y_p] \end{aligned} \quad (4.5)$$

Assim, as equações de (4.4) podem ser reescritas como apresentado nas equações (4.6), definindo o algoritmo de adaptação que deve ser implementado como o mecanismo de adaptação, que sintoniza automaticamente os parâmetros do controlador PID.

Definido o modelo de referência e o mecanismo de adaptação, é possível implementar o diagrama de blocos do sistema de controle adaptativo por modelo de referência via Simulink.

$$\begin{aligned}
\frac{dK_p}{dt} &= -\gamma_p \cdot e \cdot \frac{bD}{D^3 + (a_1 + bK_d)D^2 + (a_2 + bK_p)D + bK_i} [U_c(s) - y_p], \\
\frac{dK_i}{dt} &= -\gamma_i \cdot e \cdot \frac{b}{D^3 + (a_1 + bK_d)D^2 + (a_2 + bK_p)D + bK_i} [U_c(s) - y_p] e \\
\frac{dK_d}{dt} &= -\gamma_d \cdot e \cdot \frac{bD^2}{D^3 + (a_1 + bK_d)D^2 + (a_2 + bK_p)D + bK_i} [U_c(s) - y_p].
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Como citado na seção 2.3, para o desempenho satisfatório do MRAS, é de suma importância que os valores dos ganhos de adaptação γ sejam criteriosamente escolhidos. O critério utilizado é o de minimização do erro e , que é a diferença entre as saídas do modelo de referência e da planta controlada como mostra a equação (2.5), para tal, utilizou-se a função do MATLAB denominada *fminsearch*, a qual está disponível no *Toolbox Optimization*.

A função *fminsearch* encontra o mínimo de uma função objetivo de diversas variáveis, utilizando o método Nelder-Mead que é uma técnica de otimização não linear, que, utiliza um simplex de $n+1$ pontos para vetores x n -dimensionais, partindo de uma dada estimativa inicial, e modificando o simplex diversas vezes, até encontrar um ponto de mínimo.

A declaração da função é a que segue:

$$x = \text{fminsearch}(\text{fun}, x0, \text{options})$$

Onde, *fun* é a função que se deseja minimizar, *x0* contém as estimativas iniciais, e *options* são opções de personalização da função.

Para a simulação, foi criada a função '*DesempenhoAdapt*' (apresentada no Apêndice), onde se declaram os valores correspondentes ao *x0*. Utilizaram-se valores iniciais para γ_p , γ_i e γ_d , que são ganhos de adaptação. Definiram-se, também, as opções de personalização que, para este caso, foi única e dada pelo comando '*options = optimset('display','iter');*', o qual apresenta no *command window* do MATLAB o resultado de cada iteração.

Como função a ser minimizada, foi criada a função '*gamamin*' (descrita Apêndice), em que analisaram-se duas funções de índice de desempenho, a Integral do Erro Quadrático ponderada pelo Tempo – ITSE, dada na equação (4.7)

$$I_{ITSE} = \int_0^T t e^2(t) dt, \tag{4.7}$$

e a Integral do Erro Absoluto ponderada pelo Tempo - ITAE, apresentada na equação (4.8)

$$I_{ITAE} = \int_0^T t|e(t)| dt. \quad (4.8)$$

A cada iteração da função *fminsearch*, o algoritmo *gamamim* executa o diagrama do MRAS do Simulink chamado “*MinSearchFinal*”, por um determinado tempo T e com os valores de γ gerados pelo algoritmo *fminsearch* para aquela iteração. Assim, obtém-se o Erro (e) para os índices ITSE e ITAE, que será utilizado na próxima iteração. O processo é então repetido até o método convergir para o menor índice encontrado. Por fim, determina-se a saída $x = (\gamma_p, \gamma_i, \gamma_d)$ que minimiza o erro e proporciona uma adaptação mais rápida do sistema. Deste modo, encontram-se os valores dos parâmetros do controlador PID (Kp, Ki e Kd) que satisfazem a relação $y_p = y_m$.

Deve-se atentar para os valores obtidos, pois a função pode retornar um mínimo local ou gerar valores que saturam a saída do controlador PID. Caso ocorra alguma divergência no valores, deve-se alterar os ganhos iniciais de adaptação declarados na função ‘*DesempenhoAdapt*’.

Além da função *fminsearch*, existem outros métodos disponíveis no MATLAB, pelo *Toolbox Optimization*, que podem ser utilizados para a solução do problema de minimização. Na função *fminunc* pode-se escolher entre dois algoritmos: *quasi-newton* e *trust-region*. Cada função e cada algoritmo possui suas particularidades e, para futuros estudos, podem ser testadas para que se obtenha a função que melhor se adequa às necessidades do projeto.

5. Resultados

A implementação dos procedimentos descritos no Capítulo 4 é elaborada em ordem de construção do modelo, e os resultados obtidos acompanham análises e devidos comentários.

5.1. Motor CC

Como apresentado na seção 4.2, o motor CC foi implementado.

A função transferência da equação (3.9) permite definirmos a equação (5.1),

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t/JL_a}{s^2 + s\left(\frac{B}{J} + \frac{R_a}{L_a}\right) + \frac{BR_a + K_e K_t}{JL_a}} = \frac{6,1524 \cdot 10^5}{s^2 + s5,4319 \cdot 10^2 + 4,1733 \cdot 10^4}, \quad (5.1)$$

a qual pode ser melhor visualizada na forma de diagramas de blocos, como representado na Figura 5.1. Tal diagrama foi implementado no software Simulink.

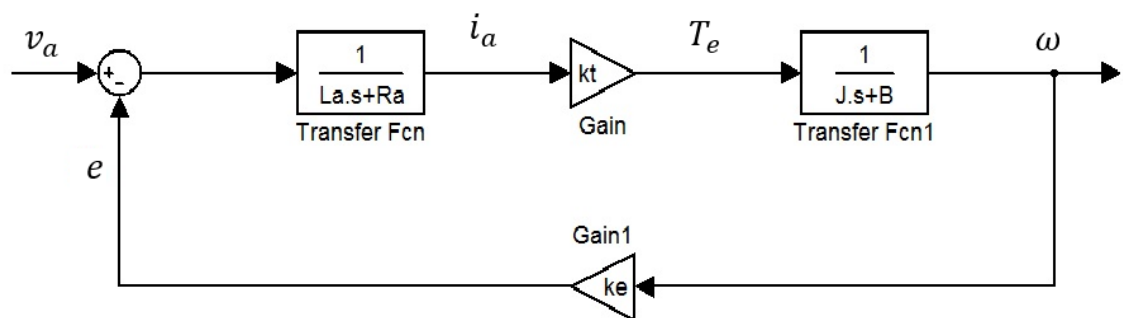


Figura 5.1 - Diagrama de Blocos do Motor CC

Ao aplicar um degrau unitário de valor 1 V como tensão de armadura (v_a) na entrada do motor, temos como saída de velocidade a curva apresentada na Figura 5.2 e, ao considerar o tacogerador acoplado, tem-se a resposta representada na Figura 5.3. As respectivas características obtidas pelo comando 'stepinfo' são:

Tabela 2 - Comparativo Resposta ao Degrau do Motor sem e com Tacogerador.

	Motor	Motor com Tacogerador
Tempo de Subida (s)	0,02458499	0,024584991
Tempo de Acomodação (s)	0,04472422	0,044724222
Acomodação Mínima (rad/s)	13,3327375	2,032175851
Acomodação Mínima (rad/s)	14,7334084	2,245666111
Sobressinal (%)	0	0
Pico (rad/s)	14,7334084	2,245666111
Tempo de Tensão de Pico (s)	0,08128556	0,081285559

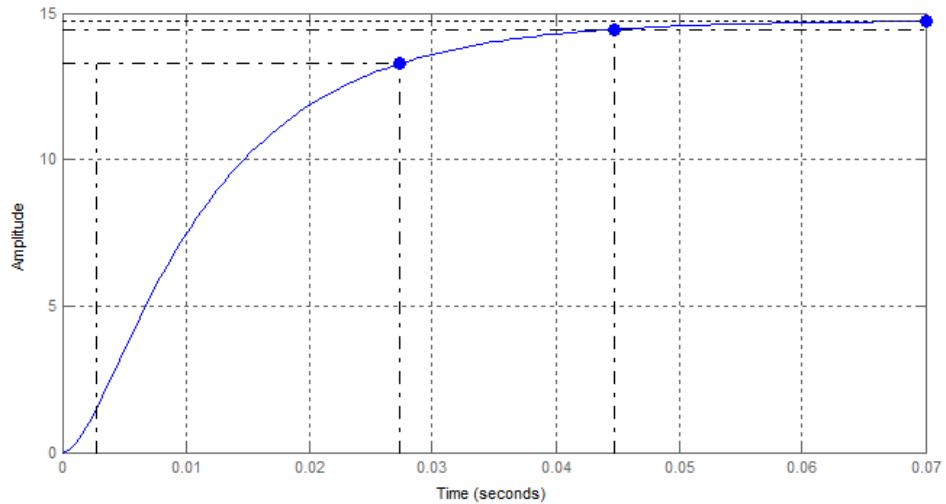


Figura 5.2 - Resposta do Motor ao Degrau Unitário

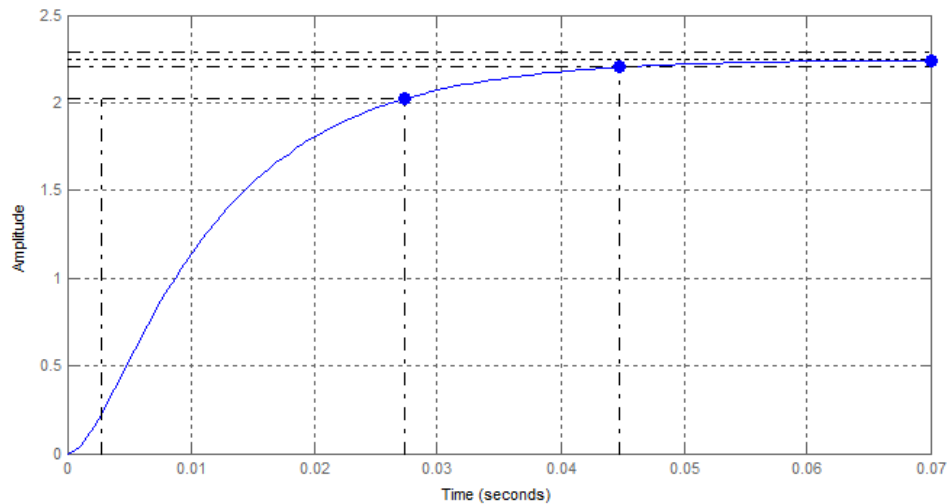


Figura 5.3 - Resposta do Motor com Tacogerador ao Degrau Unitário.

Observa-se, pela Tabela 2, que a saída do motor com o tacogerador (de valor $ktg = 0,15242$) produz uma velocidade de saída final de $2,245666111$ rad/s, o que difere de 1 rad/s, caracterizando um ganho. Como se deseja um valor final igual a 1 rad/s, este ganho deve ser conformado com uma atenuação de valor $kcond = \frac{1}{2,2457} = 0,4453$, assim, a constante que deve ser utilizada pela realimentação do sistema de malha fechada vale $tf5 = ktg * kcond = 0,06787$.

É um motor de resposta relativamente rápida, $44,72$ ms, e atinge velocidade final de $14,73$ rad/s.

5.2. PID

Utilizando a ferramenta “rltool”, carregou-se a função transferência de (5.1), referente à planta, e o ganho $tf5$ para a malha de realimentação, obteve-se, então, a seguinte função

transferência (5.2) para o controlador PID:

$$G_c(s) = 678,55 \frac{(1 + 0,004s)(1 + 0,0025s)}{s} \quad (5.2)$$

Obtém-se os valores dos ganhos do controlador:

$$K_p = 4,411, \quad K_i = 678,55 \quad \text{e} \quad K_d = 0,006785.$$

A partir desses valores, utiliza-se a função de ajuste do bloco *PID Controller* para determinar valores que melhorem a resposta do sistema, sem que haja saturação no bloco de saturação de 0 a 5V, conectado à saída do bloco PID. Assim, os valores obtidos são:

$$K_p = 2,0013, \quad K_i = 207,8438 \quad \text{e} \quad K_d = -9,8511 \cdot 10^{-5}.$$

A função transferência (5.3) referente ao controlador é:

$$C = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} = \frac{-9,8511 \cdot 10^{-5} s^2 + 2,0013 s + 207,8438}{s} \quad (5.3)$$

Portanto, para o sistema em malha fechada, da Figura 5.6, composto pelo motor e o controlador sintonizado segundo os critérios estabelecidos, verifica-se que a saída do controlador está abaixo do valor estipulado de 5V, como mostra Figura 5.4.

Define-se, então, a função de transferência (5.4) do modelo de referência, cuja resposta ao degrau unitário é representada na Figura 5.5 sobreposta à Figura 5.2.

$$tfM = \frac{-60,61s^2 + 1,231 \cdot 10^6 s + 1,279 \cdot 10^8}{s^3 + 539s^2 + 1,252 \cdot 10^5 s + 8.673 \cdot 10^6} \quad (5.4)$$

As características da curva de resposta ao degrau unitário para o motor, com e sem o controlador PID, é exposta na Tabela 3.

Tabela 3 - Comparativo da Resposta do Motor e do Modelo de Referência.

	Motor sem Controlador	Motor com Controlador
<i>Tempo de Subida (s)</i>	0,024584991	0,007663211
<i>Tempo de Acomodação (s)</i>	0,044724222	0,024173294
<i>Acomodação Mínima (rad/s)</i>	13,33273751	13,36724473
<i>Acomodação Mínima (rad/s)</i>	14,73340842	15,48813866
<i>Sobressinal (%)</i>	0	5,064321739
<i>Pico (rad/s)</i>	14,73340842	15,48813866
<i>Tempo de Tensão de Pico (s)</i>	0,081285559	0,016465722

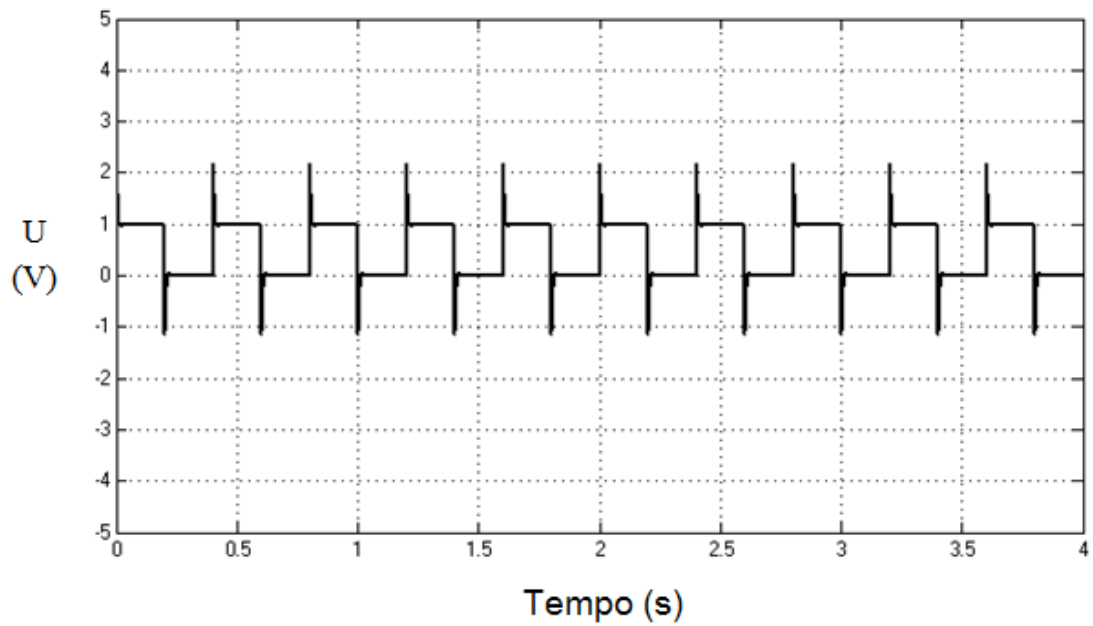


Figura 5.4 - Saída do Controlador PID

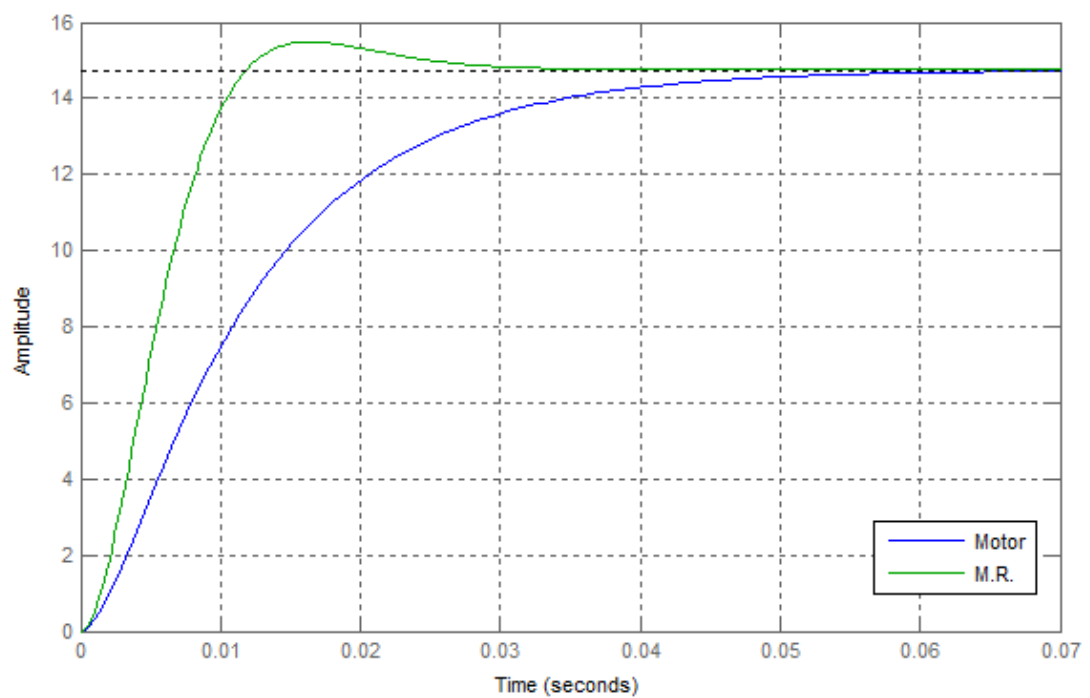


Figura 5.5 - Resposta do Modelo de Referência e do Motor ao Degrau Unitário.

A Figura 5.5 representa claramente a melhora da resposta do sistema ao sintonizar o controlador PID e, através da análise dos dados da Tabela 3, é possível notar a proximidade dos valores obtidos com os valores sugeridos na seção 4.2.2 para o tempo de acomodação (*Settling*

Time), ou seja, a metade do tempo de acomodação da resposta do motor, em malha aberta, bem como o sobressinal (*Overshoot*) de 5% o que corresponde a um fator de amortecimento $\zeta = 0,7071$ [6].

O diagrama resultante do modelo de referência é apresentado na Figura 5.6.

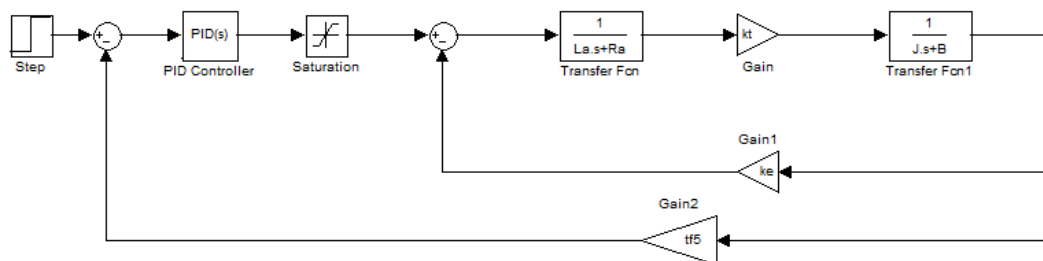


Figura 5.6 - Diagrama de Blocos do Modelo de Referência.

5.3. Controle Adaptativo por Modelo de Referência

O resultado do diagrama completo do MRAS, apresentado nas equações (4.6), é apresentado na Figura 5.7. Nele, observa-se a presença de um subsistema chamado Modelo de Referência, que contém a estrutura representada pela Figura 5.6, e outro nomeado Planta, que contém o diagrama da Figura 5.1.

Com o sistema completo montado no Simulink, faz-se necessária a identificação de bons valores para os ganhos adaptativos γ_p, γ_i e γ_d . Para tal, considerou-se a Planta sem nenhuma alteração em relação ao Modelo de Referência. Isso possibilitou testar o adequado funcionamento do mecanismo de adaptação.

Através das funções '*DesempenhoAdapt*' e '*gamamin*', investigaram-se os valores dos ganhos de adaptação, gamas, como segue.

Estimativas iniciais:

$$\begin{aligned} \text{gamakp} &= -1.5 ; \\ \text{gamaki} &= -100; \\ \text{gamakd} &= 0.000007 ; \end{aligned}$$

Para um tempo de simulação de 100 segundos.

Os valores dos ganhos encontrados para as funções ITSE e ITAE estão apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Comparativo dos ganhos de adaptação, gamas, pelos critérios ITSE e ITAE.

	gama kp	gama ki	gama kd
ITSE	-69,521225	-7347,640864	-5684,22E-07
ITAE	-70,280601	-7414,652931	-5569,94E-07

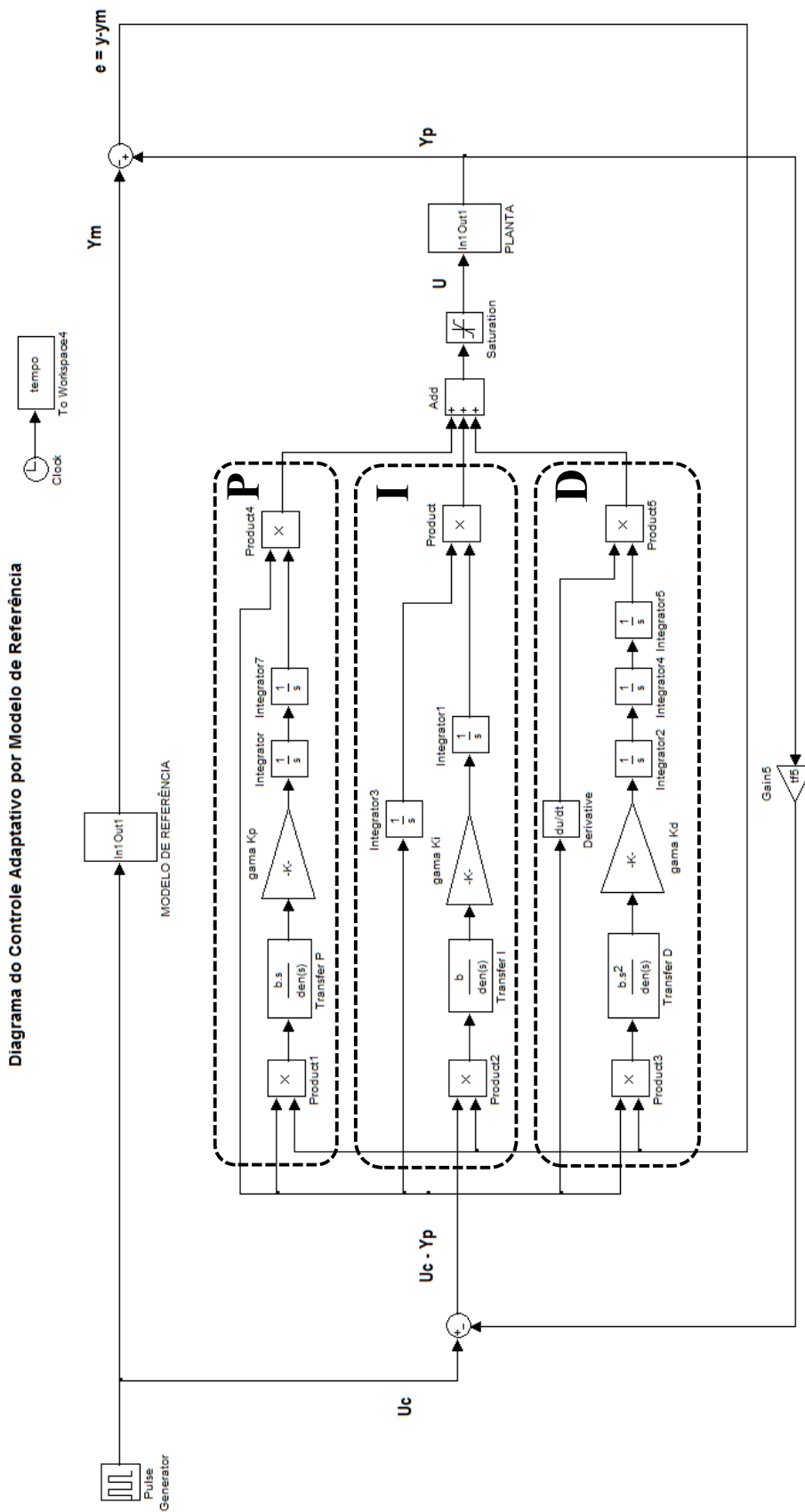


Figura 5.7 - Diagrama do Sistema Adaptativo por Modelo de Referência.

Os gráficos para a função ITSE relacionando o Erro e os valores de gama são apresentados na Figura 5.8, Figura 5.9 e Figura 5.10.

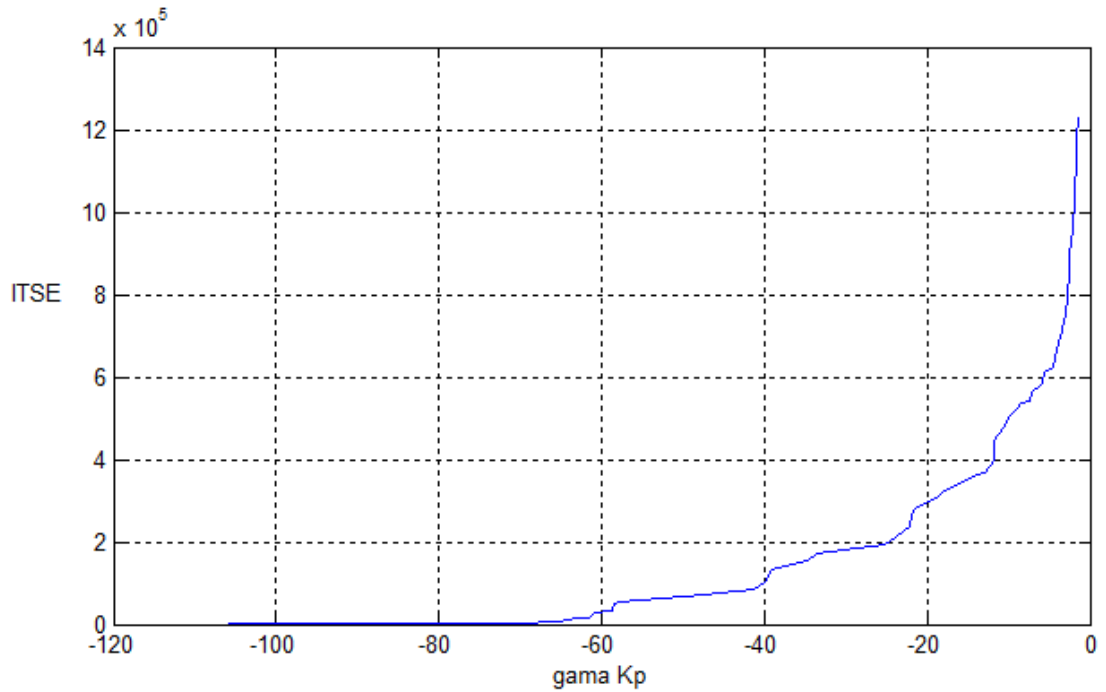


Figura 5.8 - Curva de gama Kp versus índice ITSE.

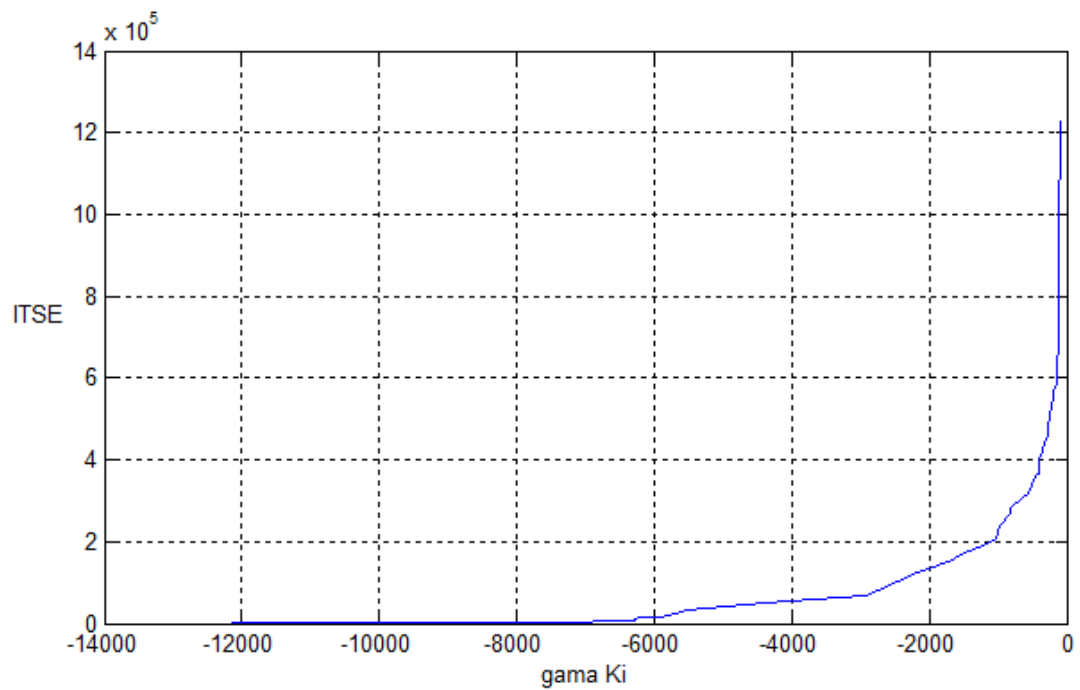


Figura 5.9 - Curva de gama Ki versus índice ITSE.

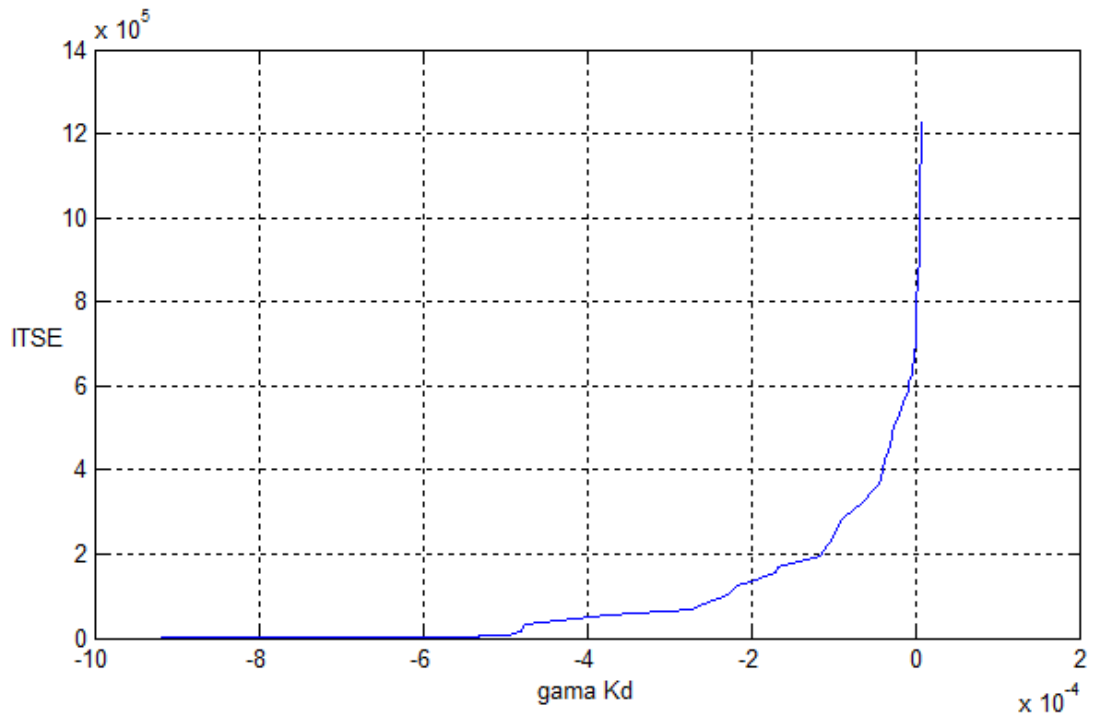


Figura 5.10 - Curva de gama Kd versus índice ITSE.

Já para a função ITAE, as curvas para gama (K_p , K_i e K_d) pelo Erro estão, respectivamente, na Figura 5.11, Figura 5.12 e Figura 5.13.

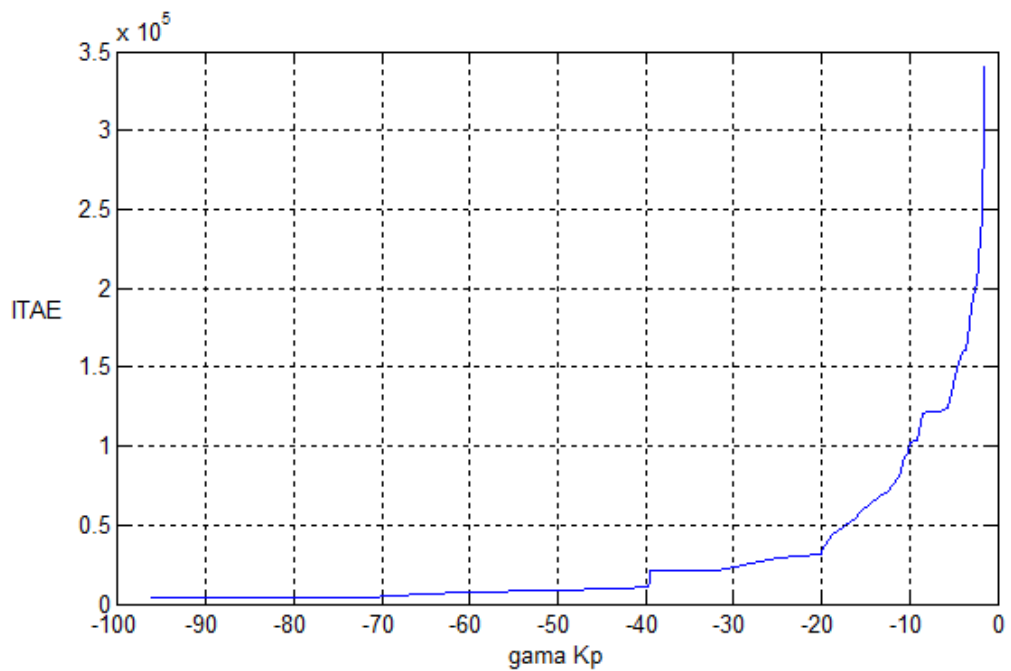


Figura 5.11 - Curva de gama Kp versus índice ITAE.

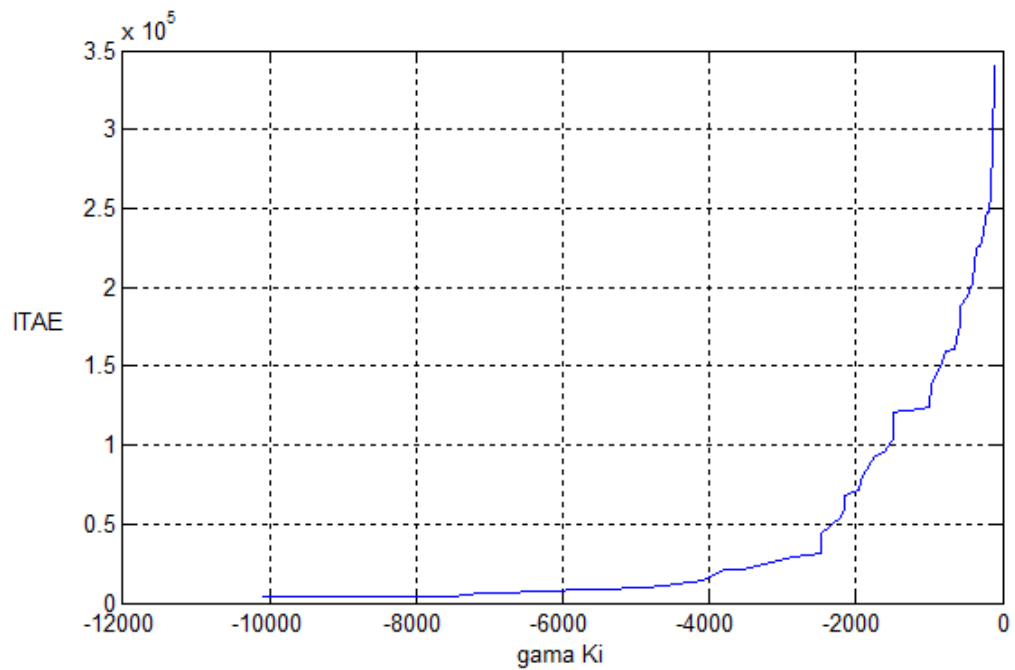


Figura 5.12 - Curva de gama Ki versus índice ITAE.

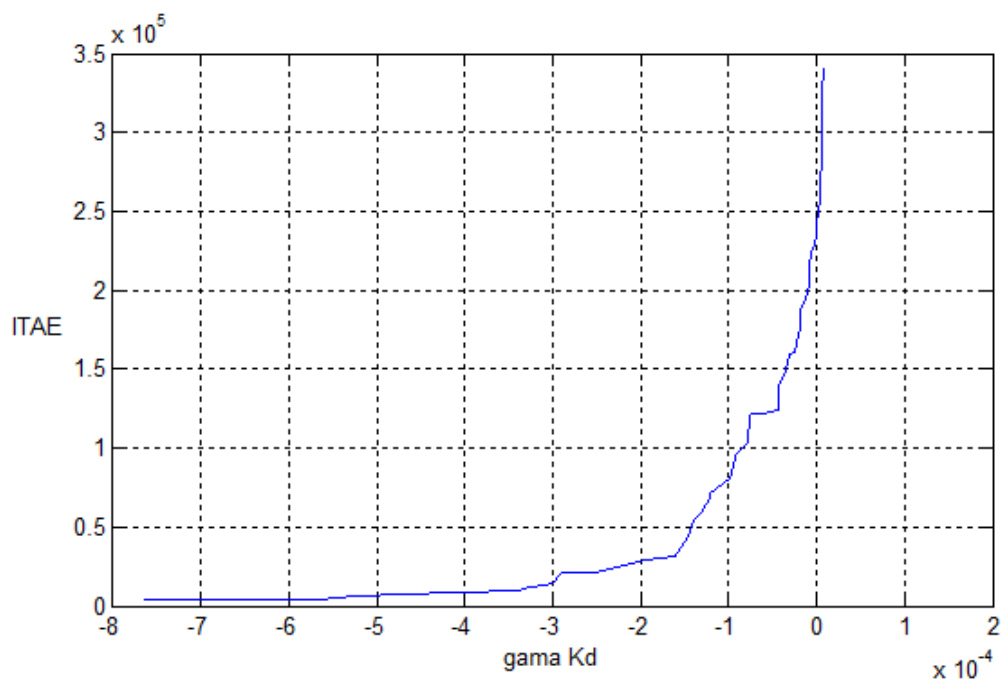


Figura 5.13 - Curva de gama Kd versus índice ITAE.

Tanto a Tabela 4, quanto as figuras dos ganhos de adaptação pelos índices de desempenho de erro, mostram grande similaridade de resposta para a faixa de gamas necessários para a realização do algoritmo de Nelder-Mead.

5.3.1. Sistema Sem Alterações na Planta

Com os valores encontrados, e sem que haja alterações na planta, verifica-se que a saída do modelo de sintonia automática converge muito rapidamente para a saída do modelo de referência, ou seja, leva para um erro nulo, como mostram as

Figura 5.14 e Figura 5.15, referentes à implementação dos ganhos de adaptação obtidos, respectivamente, por ITSE e ITAE, quando o sistema é excitado com um trem de pulsos de amplitude 1 V e período 400 ms, continuando sem nenhuma alteração da planta. A Figura 5.16 mostra que o comportamento, uma vez estabelecido, mantém-se ao longo do tempo, como por exemplo, a forma de onda após 4000 segundos.

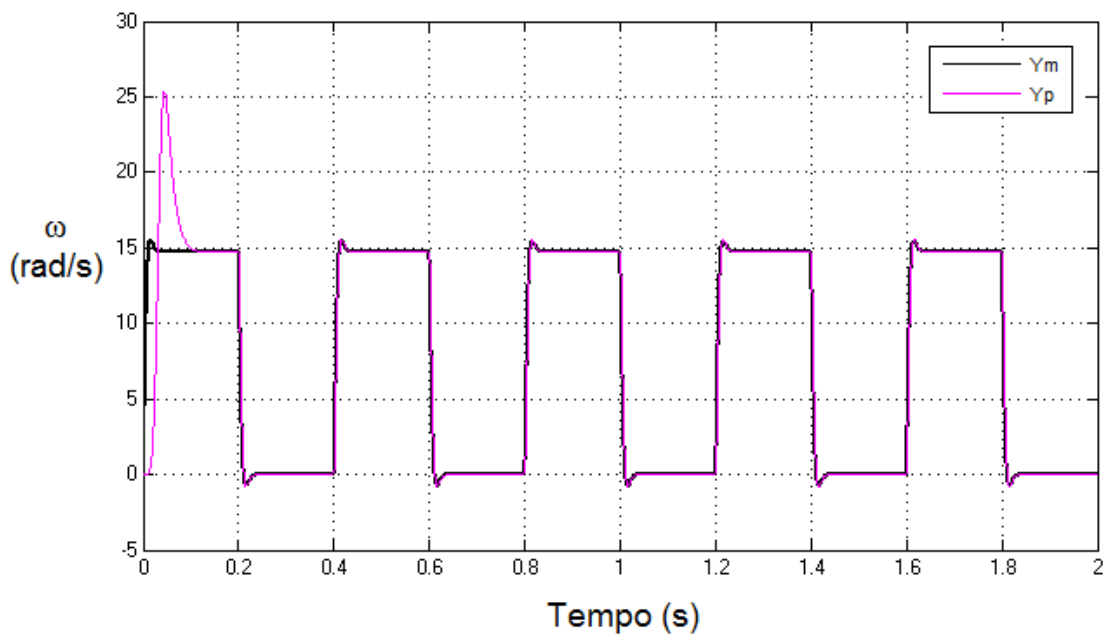


Figura 5.14 - Resposta MRAS ao Trem de Pulsos para ITSE.

É imperceptível a diferença de resposta entre os dois tipos analisados, confirmando, portanto, a similaridade na minimização da função erro pelos dois critérios estudados. Sendo assim, serão definidos, para as demais situações, apenas os valores de ganhos de adaptação encontrados, minimizando-se o erro da forma ITSE.

É importante ressaltar que a rápida convergência se dá pela escolha ótima dos ganhos de adaptação, o que leva o erro, e , para zero, rapidamente, como mostra a Figura 5.17.

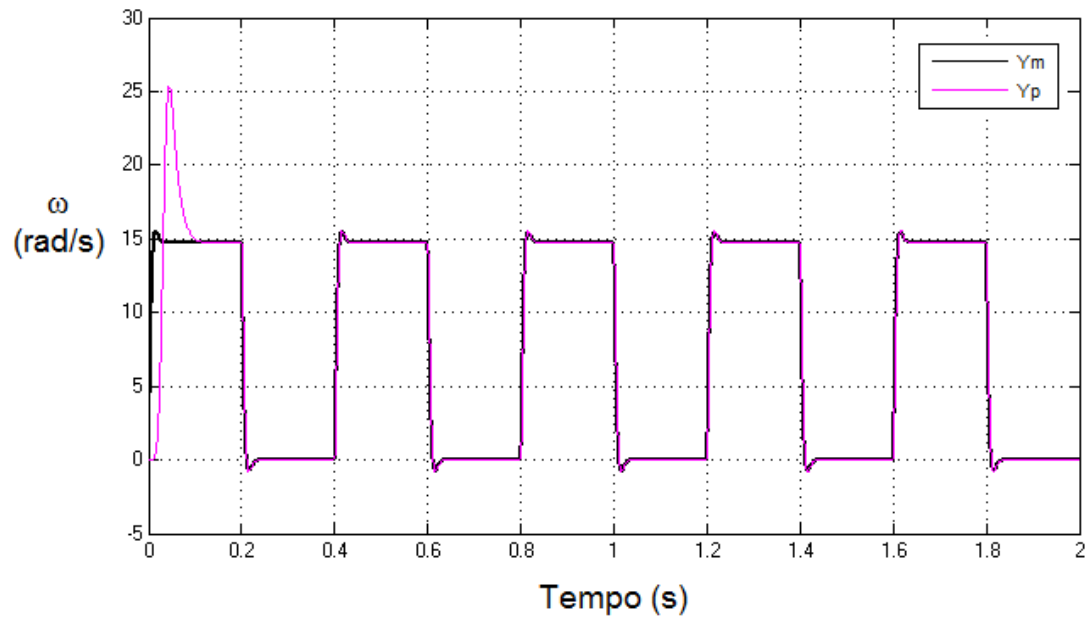


Figura 5.15 - Resposta MRAS ao Trem de Pulsos para ITAE.

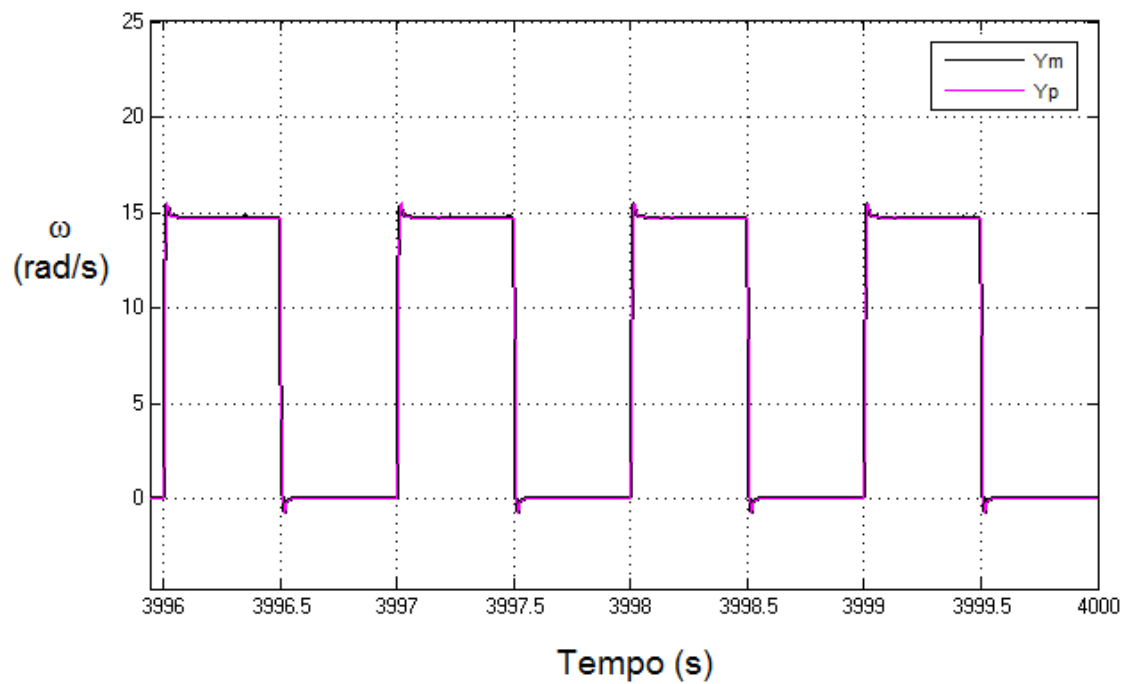


Figura 5.16 - Resposta MRAS ao Trem de Pulsos para ITSE após 4000 s.

Complementando a investigação do comportamento do sistema adaptativo, as Figuras

Figura

5.18,

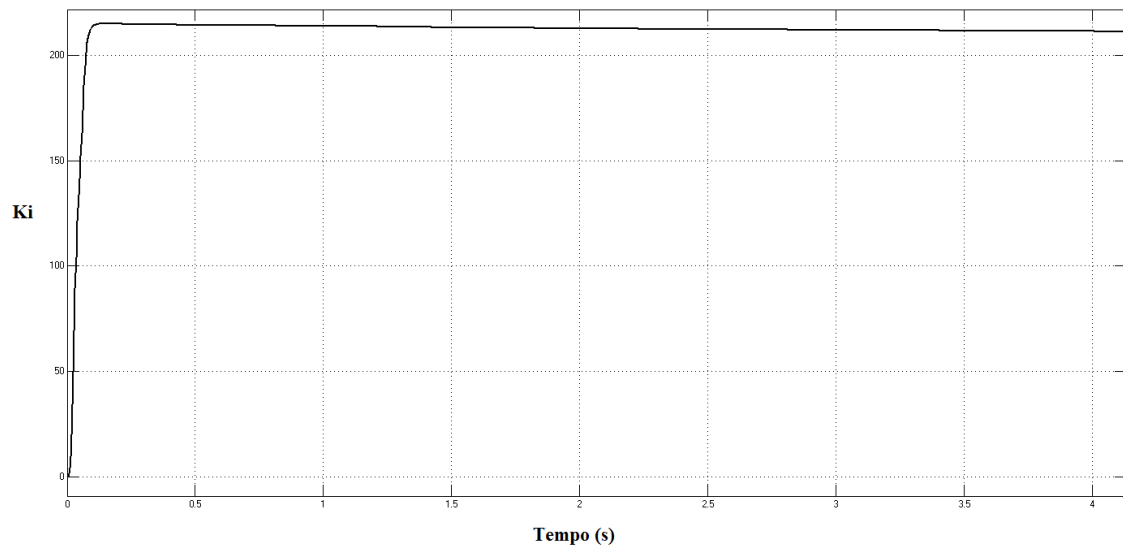


Figura 5.19 e

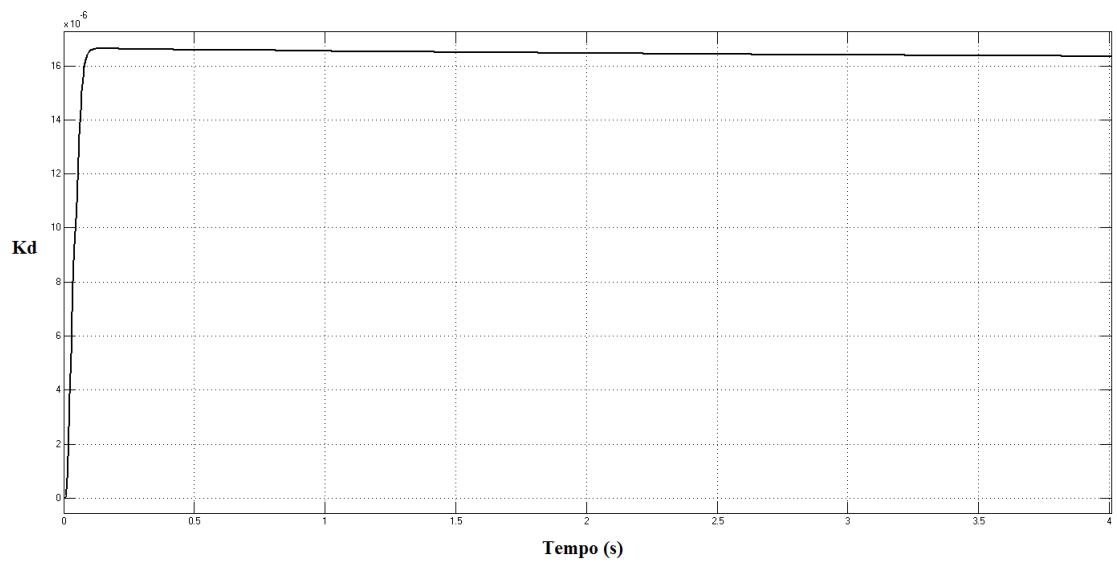


Figura 5.20, revelam o comportamento dos ganhos do controlador ao longo do processo de adaptação. A soma das ações de controle levam ao sinal de entrada u , conforme Figura 5.21

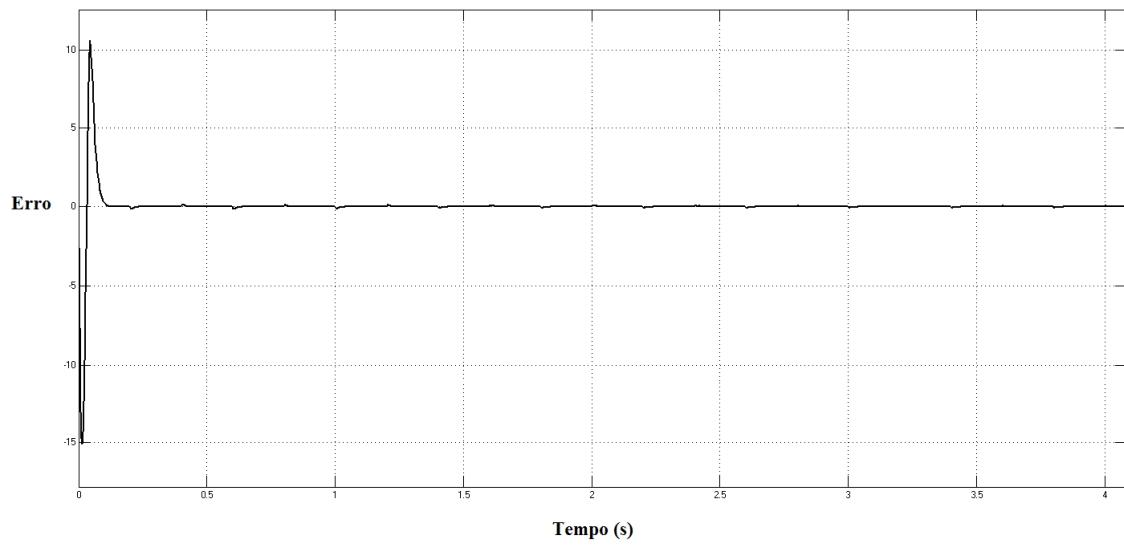


Figura 5.17 - Curva do Erro para Gamas Ótimos.

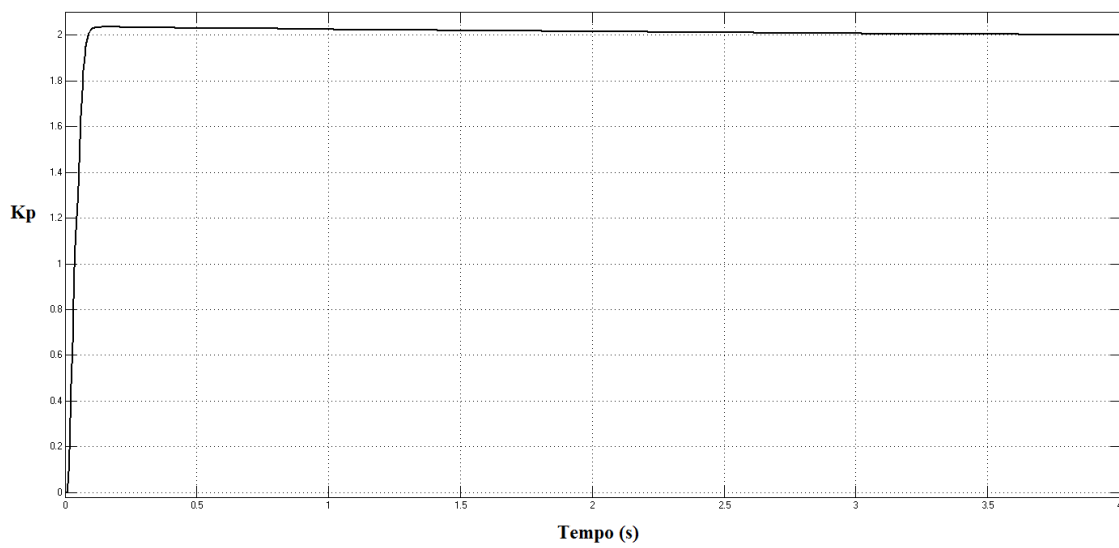


Figura 5.18 - Curva do Ganho K_p versus Tempo.

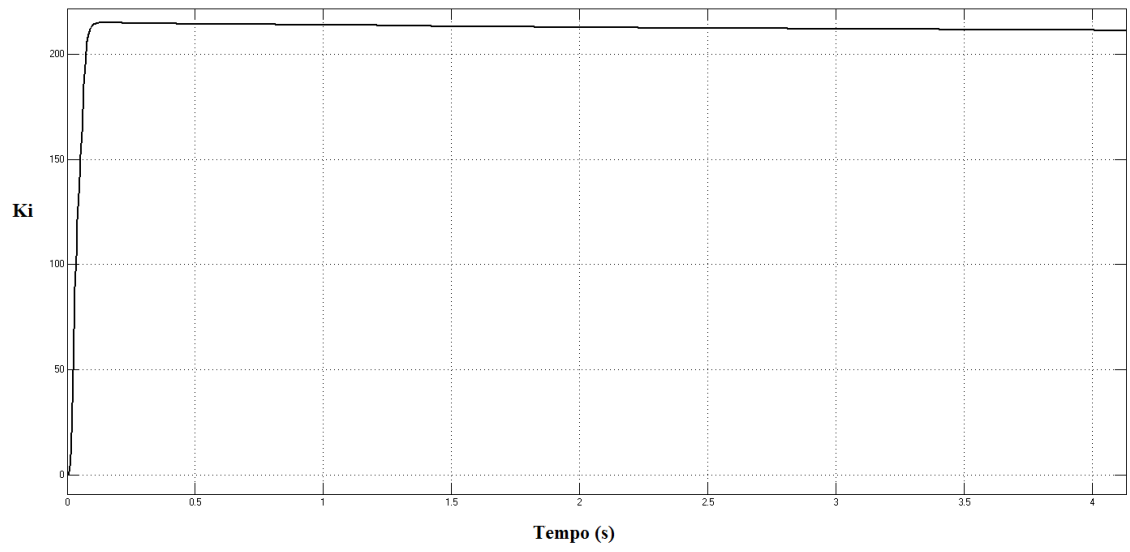


Figura 5.19 - Curva do Ganho K_i versus Tempo.

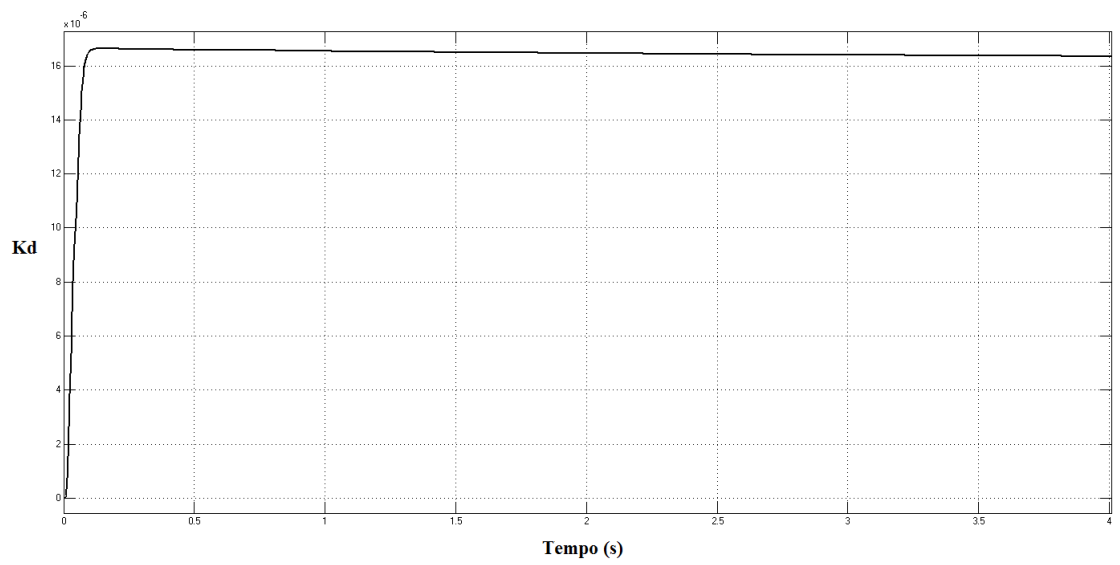


Figura 5.20 - Curva do Ganho K_d versus Tempo.

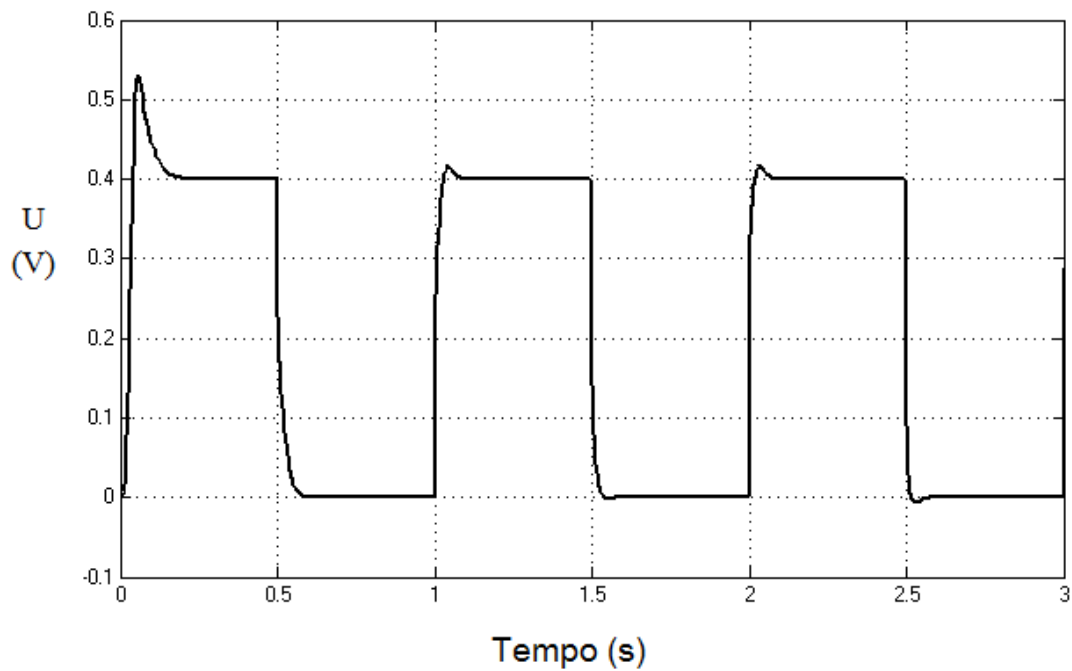


Figura 5.21 - Ação de Controle u .

Mais uma vez, pode-se confirmar o correto funcionamento do mecanismo, pois os valores de ganhos encontrados convergiram para os valores obtidos para a equação (5.3), ou seja,

$$K_p = 2,0013 \quad , \quad K_i = 207,8438 \quad \text{e} \quad K_d = -9,8511 \cdot 10^{-5}.$$

Para demonstrar a sensibilidade do sistema em relação aos ganhos de adaptação, é feita uma nova simulação, alterando-se os valores dos ganhos para $\gamma_p = -10$, $\gamma_i = -500$ e $\gamma_d = -0,0001$. Os resultados obtidos mostram que a adaptação torna-se muito lenta e pode até não convergir para a resposta esperada. As Figuras 5.22, 5.23 e 5.24 mostram, na sequência, as formas de ondas para três períodos do trem de pulsos, sendo possível observar um começo com grande distorção e certa estabilização da adaptação após 200s.

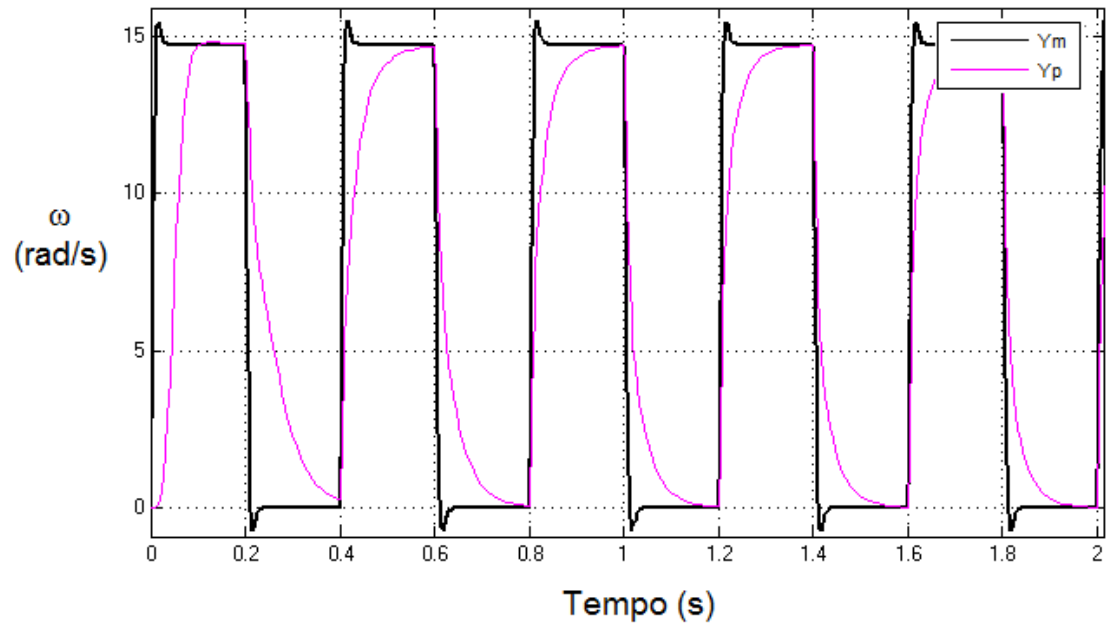


Figura 5.22 - Resposta ao Trem de Pulsos de 0 a 2 s.

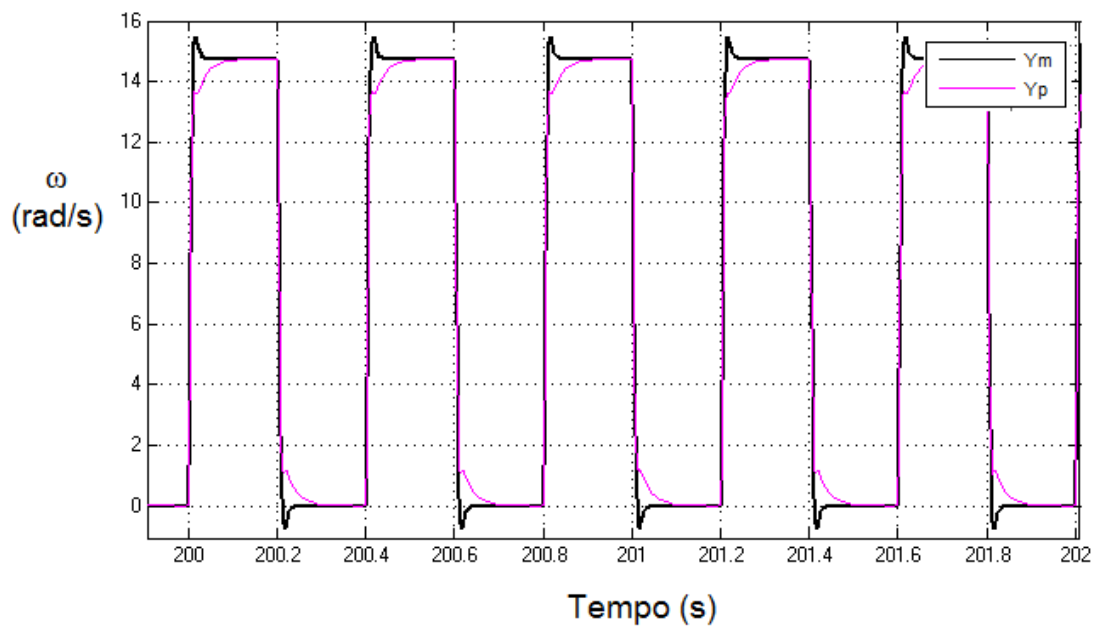


Figura 5.23 - Resposta ao Trem de Pulsos de 200 a 202 s.

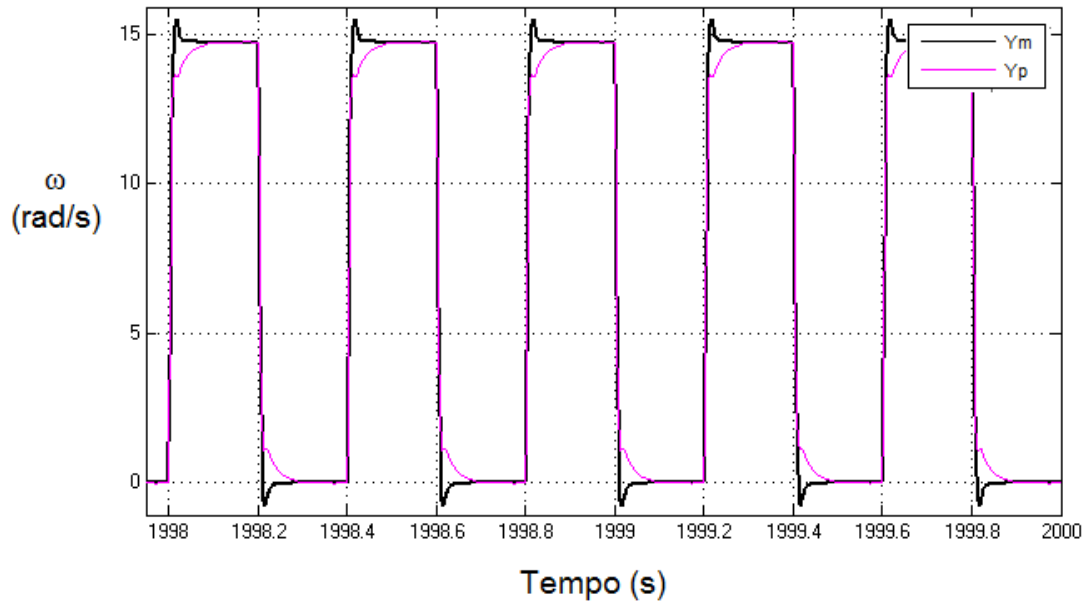


Figura 5.24 - Resposta ao Trem de Pulsos de 1998 a 2000 s.

Para finalizar as simulações sem alterações na planta, optou-se por elevar a tensão de entrada na forma de degrau obtendo sinais das saídas, como a Figura 5.25 indica. A Figura 5.26 contém a ação de controle gerada. O comportamento do sistema é o mesmo apresentado ao se aplicar o trem de pulsos, isso indica o comportamento servo, em que a realimentação acompanha o sinal de referência.

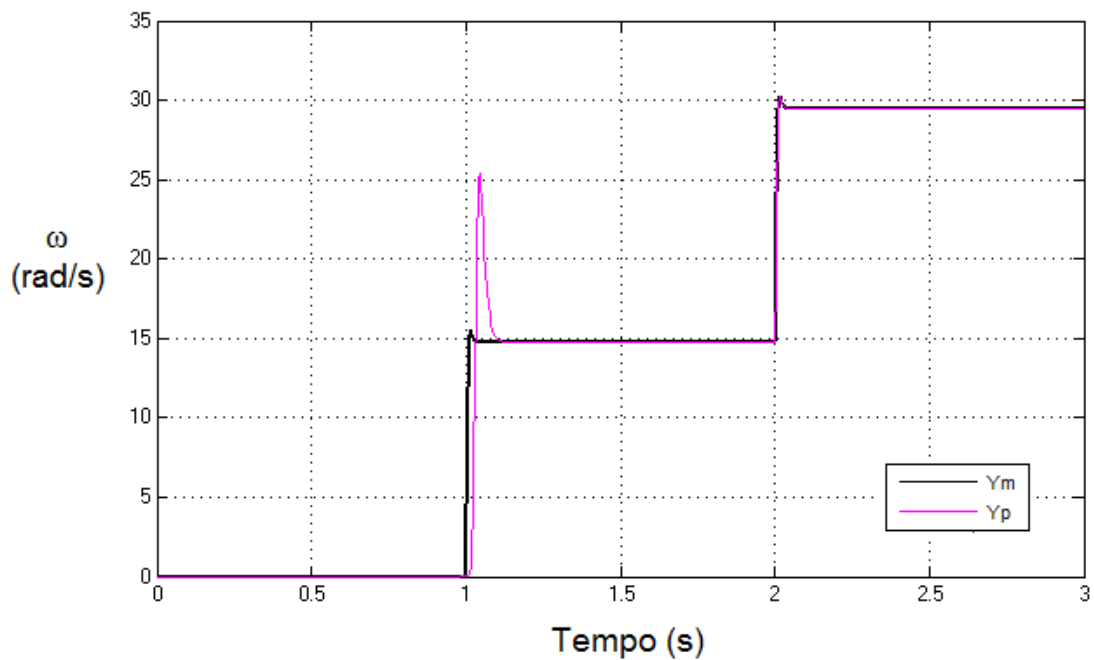


Figura 5.25 - Degraus para Análise do Comportamento Servo.

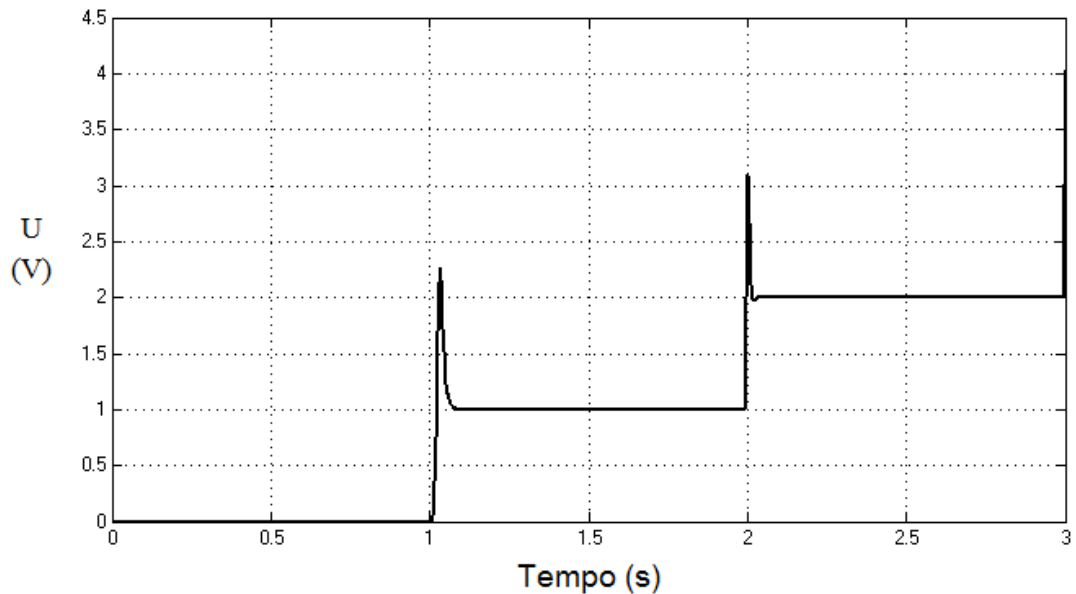


Figura 5.26 - Ação de Controle para Entrada com Degraus.

5.3.2. Sistema Com Alterações na Planta

A grande característica do MRAS é manter o comportamento do sistema ao longo do tempo, adaptando-se automaticamente às mudanças ocorridas na planta, para que possa continuar respondendo como o projetado para o modelo de referência. Assim, mudanças na planta são feitas para averiguar a ação do controle adaptativo.

Como mudanças alteraram-se os seguintes parâmetros:

$RaP = 0,9xRa$ [Ω] - diminuição da resistência da armadura em 10%.

$LaP = 1,1xLa$ [H] – aumento da indutância da armadura em 10%

Os resultados obtidos mostram três curvas, uma do modelo de referência, outra da planta afetada pelas mudanças com o controlador adaptativo e, como forma de comparação, inclui-se outra curva com a resposta da planta afetada com o controlador não adaptativo, ou seja, o controlador PID clássico, com valores constantes e iguais aos do modelo de referência.

A Figura 5.27 retrata os primeiros ciclos, é possível observar que o controlador adaptativo se aproxima do não adaptativo, como evidenciado na Figura 5.28.

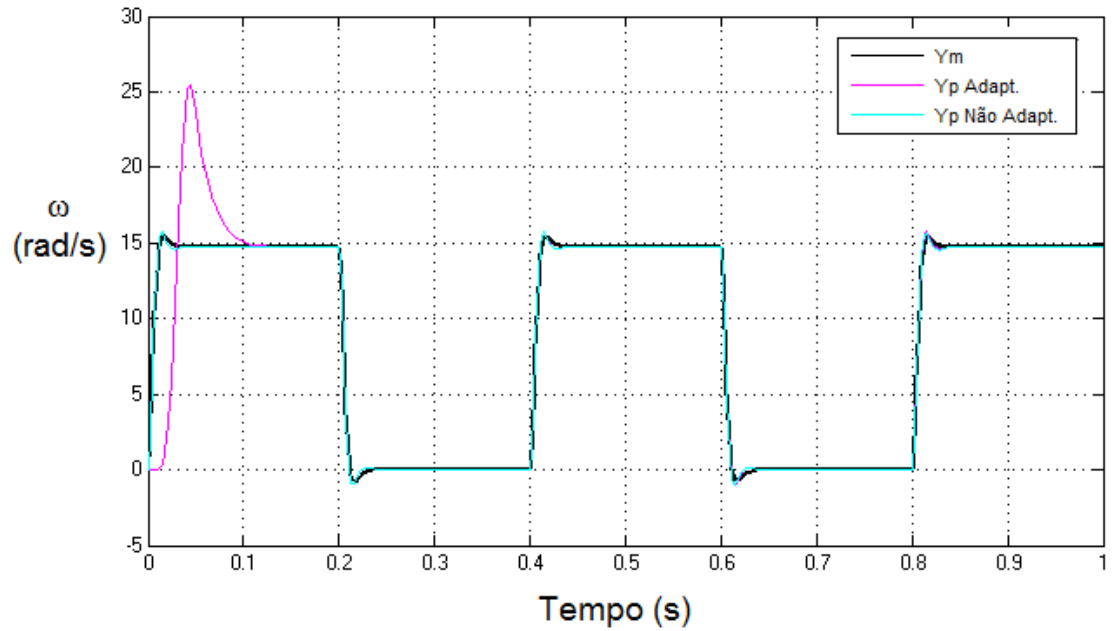


Figura 5.27 - Resposta ao Trem de Pulsos para Planta Alterada para I_s .

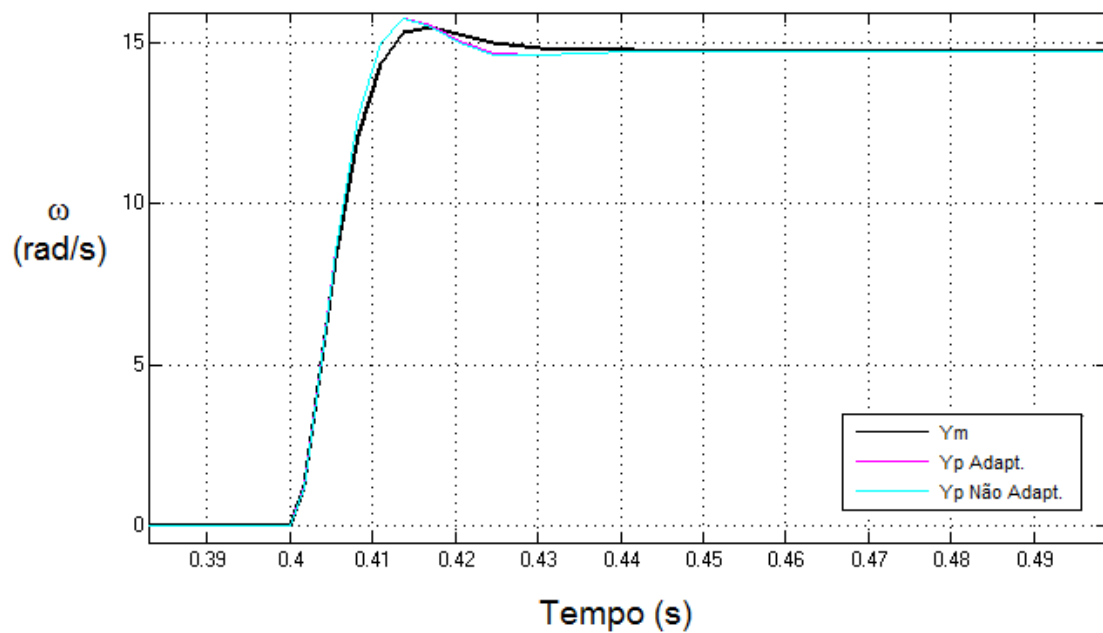


Figura 5.28 - Resposta ao Trem de Pulsos para Planta Alterada para I_s Ampliada.

O comportamento adaptativo, porém, força a saída da planta a voltar para a resposta do modelo de referência, como na Figura 5.29 e Figura 5.30. O tempo para que isso ocorra é longo, mas a alteração da planta dificilmente é brusca, uma vez que é um algoritmo do tipo on-line, ou seja, há um monitoramento constante do erro, o que permite a uma adaptação rápida para as pequenas variações que ocorrem ao longo do tempo.

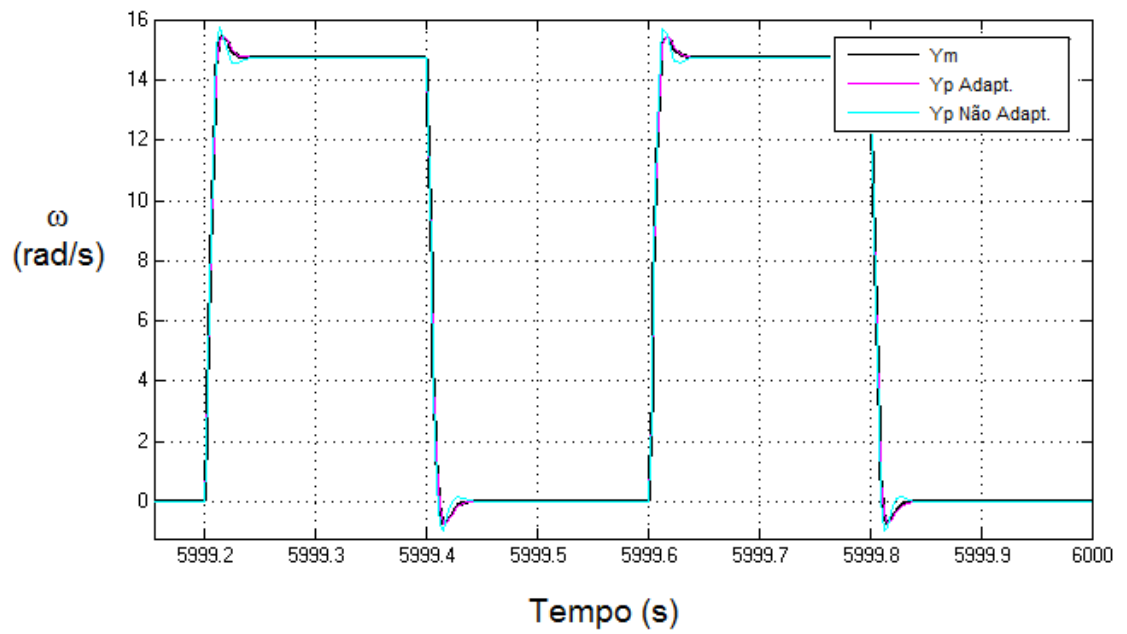


Figura 5.29 - Resposta ao Trem de Pulsos para Planta Alterada para 6000s

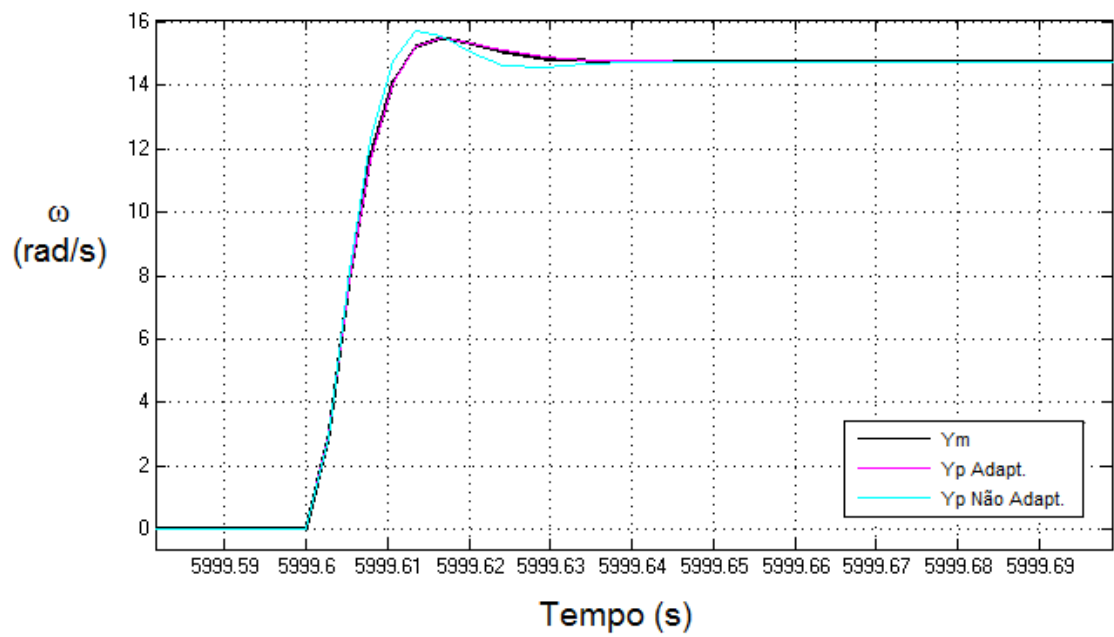


Figura 5.30 - Resposta ao Trem de Pulsos para Planta Alterada para 6000 s Ampliada.

Em termos de ganhos do controlador, é possível notar a convergência do mecanismo de adaptação para novos valores, mostrando, assim, a ação do mecanismo, com a finalidade de alterar os valores do controlador PID, para que se tenha, na saída da planta, o mesmo comportamento do modelo de referência. Essa dinâmica está presente nas Figura 5.31, Figura 5.32 e Figura 5.33 , onde os valores finais obtidos para cada ganho do controlador são:

$$K_p = 1,9445 \quad , \quad K_i = 205,5107 \quad \text{e} \quad K_d = -1,5899 \cdot 10^{-5}$$

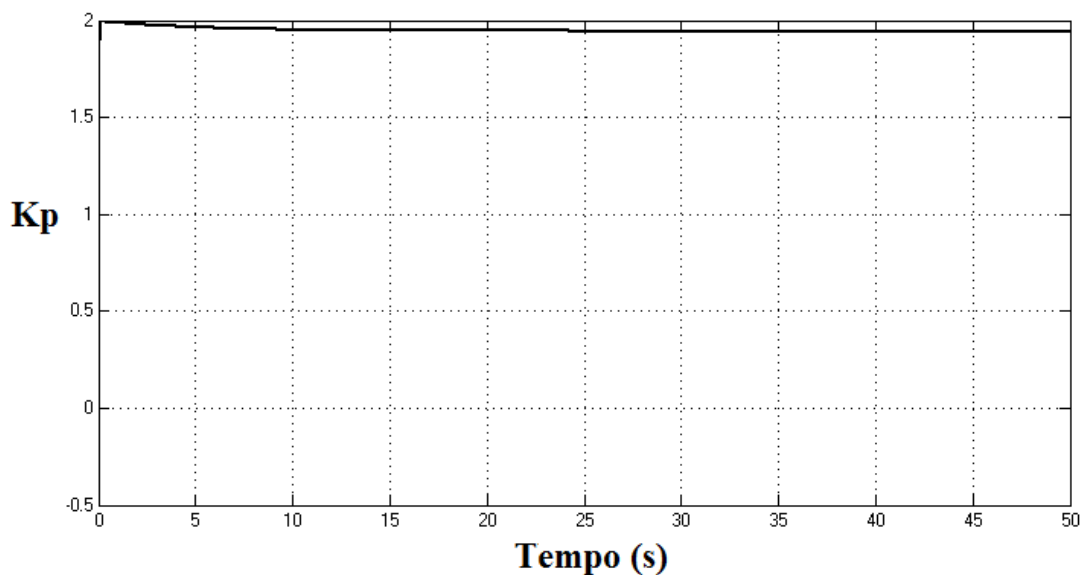


Figura 5.31 - Curva do Ganho Kp versus Tempo para Planta Modificada.

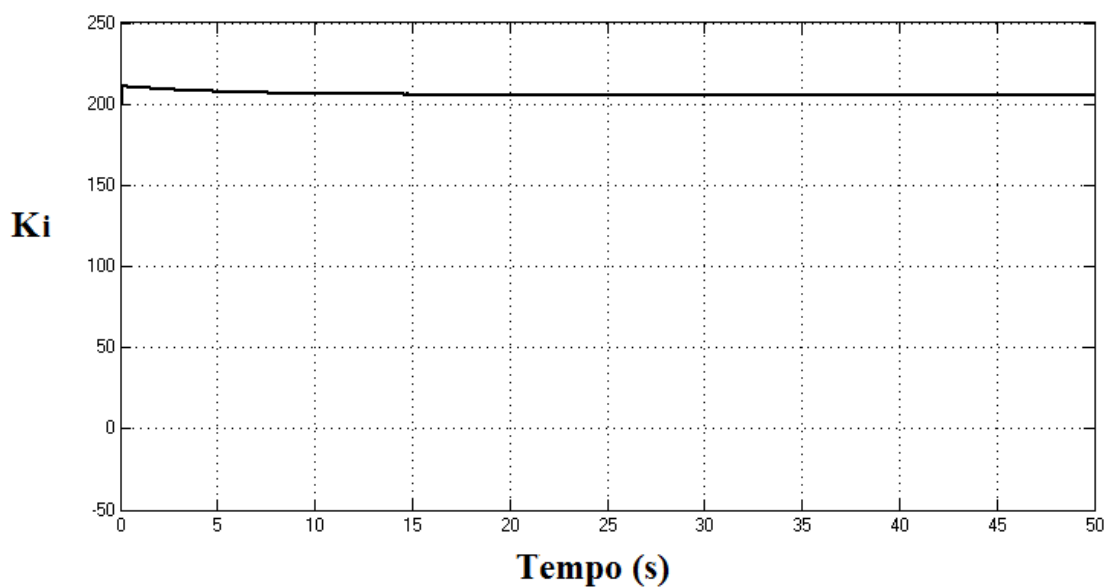


Figura 5.32 - Curva do Ganho Ki versus Tempo para Planta Modificada.

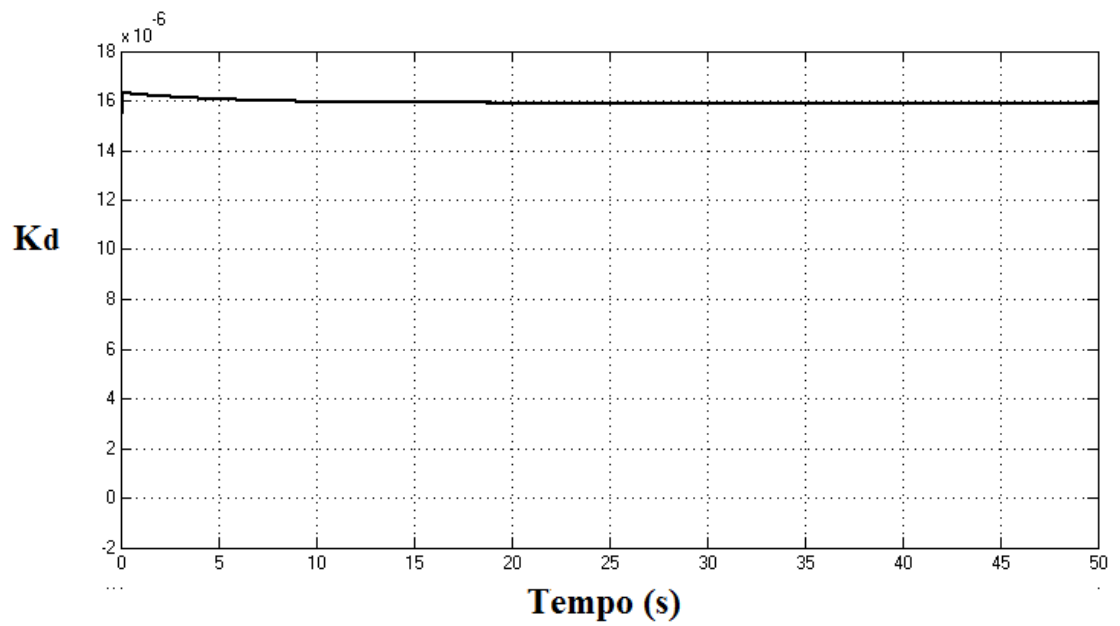


Figura 5.33 - Curva do Ganho K_d versus Tempo para Planta Modificada.

Para consistência do resultado, observa-se, também, o comportamento da entrada da planta na Figura 5.34, evitando-se a saturação definida anteriormente em 5V.

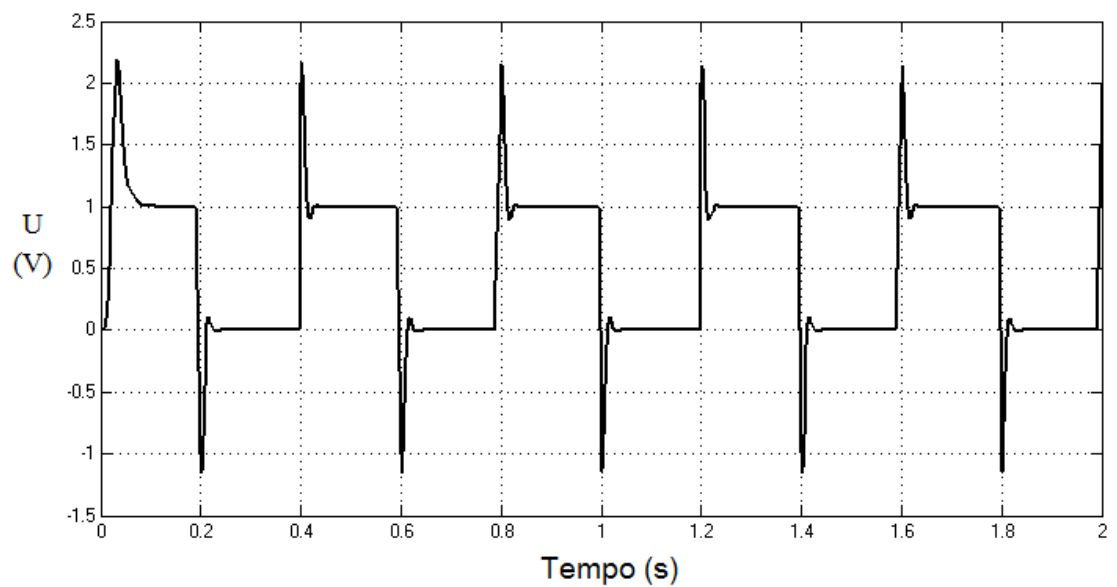


Figura 5.34 - Ação de Controle u para Planta Modificada.

5.4. Conclusão

A utilização de sistemas de controle adaptativo por modelo de referência é de grande importância para problemas de controle, nos quais é necessário um monitoramento constante da saída de um sistema, que deve seguir uma referência, que, por sua vez, deve ser mantida ao longo do tempo.

Seguindo a proposta do trabalho, de investigar a ação de adaptação, desenvolveu-se o MRAS. Com a sintonia do controlador PID utilizado em conjunto com um motor CC, que teve sua dinâmica modelada para representar a planta, pode-se utilizar a regra MIT para encontrar a estrutura do mecanismo de adaptação. Desta forma, o sistema adaptativo estava completo e foi então submetido a alguns testes para se verificar a resposta deste tipo de controle.

Os resultados apresentados mostram a estrutura básica de MRAS implementada atuando de forma satisfatória diante de variações da planta. Em destaque, está a escolha dos ganhos de adaptação, o que permite a correta ação do mecanismo de adaptação. Mesmo com a aplicação de mudanças bruscas na planta, nota-se que, com os mesmos ganhos de adaptação, o sistema demonstrou sua capacidade de adaptação.

A reprodução de um sistema real via software possui suas limitações, porém, é o modo mais barato e eficiente de se investigar o comportamento real de um sistema, sendo, portanto o primeiro passo de um mecanismo que pode ser replicado em situações reais.

Referências

- [1] LANDAU, Y. D. **Adaptive Control – The Model Reference Approach**. New York: Marcel Dekker, 1979. 406 p.
- [2] HÄGGLUND, T.; ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Adaptive Control**. 2. ed. EUA: Addison-Wesley, 1995. 574 p.
- [3] DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Modern Control Systems**. 11. ed. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2008. 1018 p.
- [4] OGATA, K. **System Dynamics**. 4. ed. New Jersey: Prentice-Hall, 2004. 768 p.
- [5] HÄGGLUND, T.; ÅSTRÖM, K. J. **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning**. 2. ed. EUA: Instrument Society of America, 1995. 343 p.
- [6] OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 4. ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1970. 979 p.
- [7] UNIVERSITY OF MICHIGAN. Control Tutorials for Matlab e Simulink. **Introduction: PID Controller Design**. Disponível em: <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Introduction§ion=ControlPID#23>. Acesso em: Out. 2013.
- [8] WESCOTT, T. PID without a PhD. **EE Times-India**. oct. 2000. Disponível em: <http://igor.chudov.com/manuals/Servo-Tuning/PID-without-a-PhD.pdf>. Acesso em: Out. 2013.
- [9] AGUIAR, M. L.; OLIVEIRA, V A; VARGAS, J. B. **Sistemas de Controle – Aulas de Laboratório**. 1. ed. São Carlos: Universidade de São Paulo, v. 1, 2005. 308 p.
- [10] GRIFFIN, I. **On-line PID Controller Tuning using Genetic Algorithms**. Dublin City University, 2003

Apêndice

ModelagemMotorPID.m

```

% Ivan Moraes Biagioni
% TCC - Implementação de Controle Adaptativo por Simulink
% VERSÃO 02/11

clc
close all
clear all
format long

%% Modelagem do Motor %

% Parâmetros do motor Eletrocraft (Pag. 177 do livro1)

% Parâmetros Elétricos:
Ra = 1.63 ; % Resistência da armadura [ohm]
La = 3*10^-3 ; % Indutância da armadura [H]
ke = 0.0678 ; % Constante de força contra-eletromotriz (f.c.e.m) [V.s/rad]
kt = 0.0678 ; % Kt = Ke - Constante de torque [N.m/A]

% Parâmetros Mecânicos:
J = 3.6720*10^-5 ; % Momento de Inércia [N.m.s2/rad]
F = 0.02147 ; % Coeficiente de atrito estático[N.m]
B = 1.12387*10^-6 ; % Coeficiente de atrito viscoso[N.m.s/rad]

% Constante do tacogerador
ktg=0.15242

%% Função Transferência
tf1=tf(1,[La Ra]); % t.f. do sistema elétrico
tf2=tf(1,[J B]) ; % t.f. do sistema mecânico
tf3=series(kt*tf1,tf2) ;
tf4=feedback(tf3,ke) %t.f do motor em malha fechada.

kcond=1/(2.2472); % Conformação da tensão de realimentação
tf5 = kcond*ktg % Ganho a ser utilizado para realimentação do motor com o
controlador.

figure
step(tf4) % Resposta do motor ao degrau unitário.
grid

%% PID
% [Kp Ki Kd Tf] = piddata(gc2) %Parâmetros PID

%formato do RLTOOL
% C = k1.(1+k2.s)(1+k3.s)/s
% k1= 299.15;
% k2= 0.0039;
% k3= 0.0025;
% tfk1 =tf(k1,1);
% tfk2 = tf([k2 1],1);
% tfk3 = tf([k3 1],[1 0]);
% gc2tool = series(tfk1,tfk2);
% gc2tool = series(gc2tool,tfk3); % t.f. controlador

% gc2tool =
%
%
% 
$$\frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s}$$

%
%

```

```

% ft do controlador
gc2 = tf([-9.85110830879779e-05 2.0013099281069 207.843758842123],[1 0])

hold on
gmgc2=series(gc2,tf4) ; % controlador com o motor
gmf2=feedback(gmgc2,tf5) % ganho em malha fechada [MODELO DE
REFERÊNCIA]
step(gmf2) % resposta do modelo de referência ao degrau
unitário

motorMA = series(tf4,ktg); % Com o tacogerador
figure
step(motorMA)
grid
%% MIT Rule

% %PID
kp = 2.0013099281069
ki = 207.843758842123
kd = -9.85110830879779e-05

% % Planta
b = 6.152450090744102e+05;
a1 = 5.431941923774955e+02;
a2 = 4.173321234119783e+04;

numPlant = [b];
denPlant = [1 a1 a2];
tfPlant = tf(numPlant,denPlant)

% % Modelo de Referência
bm1 = -60.607985480943739;
bm2 = 1.231397459165154e+06;
bm3 = 1.278584392014519e+08;
am1 = 5.390199637023594e+02;
am2 = 1.252268602540835e+05;
am3 = 8.673321234119782e+06;

numM = [bm1 bm2 bm3];
denM = [1 am1 am2 am3];
tfM = tf(numM,denM)

%% Modificação dos Parâmetros Elétricos:
RaP = 0.9*1.63 ; % Resistência da armadura [ohm]
LaP = 0*3*10^-3 ; % Indutância da armadura [H]
keP = 0.0678 ; % Constante de força contra-eletromotriz (f.c.e.m) [V.s/rad]
ktP = 0.0678 ; % Kt = Ke - Constante de torque [N.m/A]

%% Parâmetros Elétricos Modelo de Referência
% Ra = 1.63 ; % Resistência da armadura [ohm]
% La = 3*10^-3 ; % Indutância da armadura [H]
% ke = 0.0678 ; % Constante de força contra-eletromotriz
(f.c.e.m) [V.s/rad]
% kt = 0.0678 ; % Kt = Ke - Constante de torque [N.m/A]

%% Parâmetros Mecânicos:
JP = 3.6720*10^-5 ; % Momento de Inércia [N.m.s^2/rad]
FP = 0.02147 ; % Coeficiente de atrito estático[N.m]
BP = 1.12387*10^-6 ; % Coeficiente de atrito viscoso[N.m.s/rad]

%% Parâmetros Mecânicos Modelo de Referência
% J = 3.6720*10^-5 ; % Momento de Inércia [N.m.s^2/rad]

```

```

% F = 0.02147 ; % Coeficiente de atrito estático[N.m]
% B = 1.12387*10^-6 ; % Coeficiente de atrito viscoso[N.m.s/rad]

%% Função Transferência da Planta Modificada
tf1P=tf(1,[LaP RaP]); % t.f. do sistema elétrico
tf2P=tf(1,[JP BP]) ; % t.f. do sistema mecânico
tf3P=series(ktP*tf1P,tf2P) ;
tf4P=feedback(tf3P,keP) %t.f do motor em malha fechada.

figure
step(tf4P)
hold on
step(tf4)
grid

kcond=1/(2.2472);
tf5P = kcond*ktg

gmgc2P=series(gc2,tf4P) ; % controlador com o motor
gmf2P=feedback(gmgc2P,tf5P) % ganho em malha fechada [MODELO DE
REFERÊNCIA]
figure
step(gmf2P)
hold on
step(tf4P)
step(tf4)
grid

% % Planta
bP = 0.0678;
a1P = 1.212e-07;
a2P = 5.387e-05;
a3P = 0.004598;

numPlantP = [bP];
denPlantP = [a1P a2P a3P];
tfPlantP = tf(numPlantP,denPlantP);

```

DesempenhoAdapt.m

```

% Programa DesempenhoAdapt
close all
warning off
clearvars -global

global gamakp gamaki gamakd j vgamakp vgamaki vgamakd
% chutes iniciais dos ganhos de adaptação, gamas.
gamakp = -1.5 ;
gamaki = -100;
gamakd = 0.000007 ;
j=0;
options = optimset('display','iter'); %opção para que seja mostrada na tela os
valores de cada iteração.
Pmin = fminsearch('gamamin',[gamakp gamaki gamakd],options) % Função de
minimização.

%% obtendo os valores dos gamas e os respectivos valores da função que está
sendo minimizada.
% Ordenando as matrizes [gama,erro]
vgamakps=sort(vgamakp,1);
vgamakis=sort(vgamaki,1);

```

```

vgamakds=sort(vgamakd,1);
%gerando os gráficos
plot(vgamakps(:,1),vgamakps(:,2));
figure
plot(vgamakis(:,1),vgamakis(:,2));
figure
plot(vgamakds(:,1),vgamakds(:,2));
grid on

```

gamamin.m

```

function [e] = gamamin(k)

global gamakp gamaki gamakd Erro tempo j
gamakp=k(1);
gamaki=k(2);
gamakd=k(3);

% chamada para o modelo em simulink, indicando o nome do modelo e o tempo
% desejado
[T]=sim('MinSearchFinal',[0 100]);

% Modelo
% kp = 2.0013099281069
% ki = 207.843758842123
% kd = -9.85110830879779e-05

% Fórmulas dos índices (escolhendo-se um por vez)
e = sum((Erro.^2).*tempo) ; % ITSE
% e = sum(abs(Erro).*tempo) ; % ITAE

%% Armazenamento do valores de gama utilizados em cada iteração e o respectivo
erro.
global vgamakp vgamaki vgamakd
j=j+1;
m=j;
vgamakp(m,1)=gamakp;
vgamaki(m,1)=gamaki;
vgamakd(m,1)=gamakd;
vgamakp(m,2)=e;
vgamaki(m,2)=e;
vgamakd(m,2)=e;

```