



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
TRABALHO DE CONCLUSÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE
E AUTOMAÇÃO

Adaptação do método de controle VRFT para melhor resposta à perturbação

Autor: Cássio Velho de Mesquita

Orientadora: Lucíola Campestrini

Porto Alegre, julho de 15

Sumário	
Agradecimentos	iii
Resumo	iv
Abstract	iv
Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	vi
Lista de Símbolos	vii
Lista de Abreviaturas e Siglas	ix
1 Introdução	1
2 Revisão Bibliográfica	4
2.1 Definições Gerais	4
2.1.1 Função custo	5
2.1.2 Controlador ideal	5
2.2 Controle baseado em dados	6
2.2.1 Dados	6
2.2.2 Classe de modelos para controlador	6
2.2.3 Modelo de Referência - $Td(z)$	7
2.2.4 Métodos para minimizar $Jy(\rho)$	8
2.3 VRFT – <i>Virtual Reference Feedback Tuning</i>	8
2.3.1 Filtro para $Cd(z)$ fora da classe	9
3 Estudo de Caso Motivacional	11
4 Resultados	15
4.1 Proposta de solução do problema	15
4.1.1 Aplicação ao VRFT	16
4.2 Automatização do processo de escolha dos polos do MR	21
4.2.1 Exemplos de simulação	23
4.3 Teste em uma planta real	25
4.3.1 Aquisição de dados em MA	25
4.3.2 MF - controlador feito com MR de 1ª ordem	26
4.3.3 MF - controlador feito com MR de 2ª ordem	27
5 Conclusões e Trabalhos Futuros	29
6 Referências	30
7 Anexo	32

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, aos meus pais e meus irmãos por me amarem, apoiarem, e terem dado todas as condições necessárias para que eu chegasse a esse momento tão importante.

Muito obrigado à minha orientadora Professora M.^a Lucíola Campestrini por sua paciência em me explicar o conteúdo nos momentos de dúvida, a todo apoio e as incontáveis revisões desse relatório.

Obrigado aos professores da banca por aceitarem meu convite, em especial ao Professor Diego Eckhard por ter inspirado o conteúdo desse trabalho.

Obrigado a esta universidade, seu corpo docente, direção e administração.

Obrigado ao bolsista do laboratório LASCAR, Emerson, por ajudar na realização dos testes na planta piloto, ao Elizandro pela amizade e por traduzir o resumo, a minha namorada por me aguentar nesse período em que foquei minhas atenções ao meu trabalho de conclusão e aos meus amigos e colegas de faculdade por fazerem parte da minha formação e que vão continuar presentes em minha vida com certeza.

Por fim, um agradecimento especial aos meus amigos, Cristian, Gabriel, Guilherme, Günther, Maicon e Rômulo pelos fortes laços de amizade. Um muito obrigado a vocês que sempre me apoiaram e trouxeram grandes alegrias.

Resumo

Esse trabalho tem como objetivo apresentar uma adaptação do método de controle *Virtual Reference Feedback Tuning* - VRFT para uma melhor resposta à perturbações externas ao sistema. O método de controle em questão é baseado na identificação dos parâmetros de um controlador de estrutura fixa a partir de dados obtidos em apenas um experimento, sem utilizar um modelo do processo que se deseja controlar. Neste trabalho é estudado e desenvolvido uma forma de escolha do modelo de referência que não ocasione o cancelamento dos polos lentos, resultando assim em uma resposta adequada a perturbações. O trabalho tem como base o desenvolvimento teórico do método, bem como simulações e testes em planta piloto para validação.

PALAVRAS-CHAVE: VRFT, controle baseado em dados, reposta à perturbação

Abstract

This work's target is show an adaptation of the Virtual Reference Feedback Tuning – VRFT control method, in order to obtain better response to external perturbations to the system. The method is based on the identification of parameters of fixed structure controller, obtained from one data collection experiment. The new approach developed is based on the choice of a reference model in a way that prevents cancelling of the slow poles, thus resulting in an acceptable response to disturbances. The work uses as bases the method theoretical development, simulations and validation through pilot plant tests.

KEYWORDS: VRFT, Data-based control, disturbance response

Lista de Figuras

Figura 1: Sistema em malha fechada com controlador.....	4
Figura 2: Sistema utilizado para obter dados e gerar referência virtual.....	9
Figura 3: Resposta do processo.....	11
Figura 4: MF com perturbação no sinal de controle.....	12
Figura 5: Resposta do processo em MF com controlador PI.....	12
Figura 6: Ensaio com um polo da $Td(z)$ fixo em 0,8 e o outro variando.....	18
Figura 7: Comparação VRFT com $Td(z)$ de 1ª e 2ª ordem.....	18
Figura 8: Ensaio com um polo da $Td(z)$ em zero e o outro variando.....	19
Figura 9: Comparação VRFT com $Td(z)$ de 1ª e 2ª ordem.....	19
Figura 10: Ensaio $Td(z)$ com polos iguais.....	20
Figura 11: Comparação VRFT com $Td(z)$ de 1ª e 2ª ordem.....	21
Figura 12: Relação entre polos da $G0(z)$ e da $Td(z)$ para $Mo\%$ de 5%.....	22
Figura 13: Relação entre polos da $G0(z)$ e da $Td(z)$ para $Mo\%$ de 10%.....	23
Figura 14: Relação entre polos da $G0(z)$ e da $Td(z)$ para $Mo\%$ de 20%.....	23
Figura 15: $Cdz \in$ da classe de controladores PI.....	24
Figura 16: $Cdz \notin$ da classe de controladores PI.....	25
Figura 17: Esquemático da planta hidráulica.....	26
Figura 18: Dados da planta em MA.....	26
Figura 19: Resultado obtido na planta real com MR de 1ª ordem.....	27
Figura 20: Resultado obtido na planta real com MR de 2ª ordem s/ filtro $L(z)$	28
Figura 21: Resultado obtido na planta real com MR de 2ª ordem c/ filtro $L(z)$	28
Figura 22: Foto da planta de controle de nível do laboratório LASCAR.....	35

Lista de Tabelas

Tabela 1: posição dos polos da $Td(z)$ para $Mo\% \cong 5\%$	32
Tabela 2 posição dos polos da $Td(z)$ para $Mo\% \cong 10\%$	33
Tabela 3 posição dos polos da $Td(z)$ para $Mo\% \cong 20\%$	34

Lista de Símbolos

$M_o\%$ – Máximo sobrepasso

T_s – Tempo de acomodação

$C(z, \rho)$ – Controlador projetado

$C_d(z)$ – Controlador ideal

$T_d(z)$ – Função de transferência desejada

V1 – Válvula 1 da planta hidráulica

V2 – Válvula 2 da planta hidráulica

B1 – Bomba 1 da planta hidráulica

B2 – Bomba 2 da planta hidráulica

T1 – Tanque 1 da planta hidráulica

T2 – Tanque 2 da planta hidráulica

R – Reservatório da planta hidráulica

$\beta(z)$ – Vetor de funções de transferência

$v(t)$ – Sinal de perturbação

$y(t)$ – Sinal de saída do processo

$u(t)$ – Sinal de entrada no processo

$\bar{e}(t)$ – Erro virtual

$\bar{r}(t)$ – Referência virtual

$y(t, \rho)$ – Sinal de saída do processo em malha fechada com controlador $C(z, \rho)$

$y_d(t)$ – Sinal de saída desejado para o processo em malha fechada

$L(z)$ – Filtro de sinal

$\bar{e}_L(t)$ – Erro virtual filtrado por $L(z)$

$u_L(t)$ – Sinal de entrada filtrado por $L(z)$

Φ_a – Espectro do sinal a

$T(z)$ – Função de transferência para sistema em malha fechada

ρ – Vetor de parâmetros do controlador

$J(\cdot)$ – Função custo

P_G – Polo do processo de 1ª ordem

$\tau_{1,2}$ – Polos da $T_d(z)$

$G_0(z)$ – Função de transferência do processo em MA

σ_e^2 – Variância do sinal e

$H_0(z)$ – Função de transferência que filtra a perturbação na entrada do processo

$P_{Td_{05\%}}, P_{Td_{10\%}}, P_{Td_{20\%}}$ – Polos do modelo de referência de segunda ordem segundo de acordo com seu sobrepasso

$S(z)G_0(z)$ – Função de transferência da perturbação no sinal $u(t)$

$S(z)$ – Função de transferência da perturbação no sinal $y(t)$

z – Operador de avanço

Lista de Abreviaturas e Siglas

DELAE – Departamento de Sistemas Elétricos, de Automação e Energia

FT – Função de Transferência

LASCAR – Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica

LTI – *Linear Time Invariant*

MA – Malha aberta

MF – Malha fechada

MR – Modelo de referência

PI – Controlador Proporcional-Integral

PID – Controlador Proporcional-Integral-Derivativo

SISO – *Single-Input Single-Output*

VRFT – *Virtual Reference Feedback Tuning*

IFT – *Iterative Feedback Tuning*

CbT – *Correlation based Tuning*

FDT – *Frequency Domain Tuning*

1 Introdução

A engenharia é a arte de transformar a natureza e seus elementos de forma a se tornarem úteis para o ser humano. É através da observação dos fenômenos naturais que o ser humano foi capaz de desenvolver suas maiores criações e evoluir como espécie dominante no planeta Terra. Essa observação de um fenômeno é o que leva ao seu entendimento e, então, possibilita a sua reprodução por meios técnicos. Assim, pode-se classificar um sistema como sendo tudo aquilo que está de alguma forma sobre estudo e observação. A matemática é capaz de descrever em detalhes o comportamento de um sistema de modo a prever qual a sua reação ao ser excitado por um agente externo. Sendo a representação matemática que descreve a entrada e saída do sistema chamada de função de transferência (FT). Exemplificando, ao esquentar uma chaleira com água as únicas variáveis de interesse são a temperatura da água e o calor transmitido pela chama do fogão, ou seja, a relação saída por entrada. Assim é possível saber, por exemplo, quanto tempo levaria para a água chegar ao ponto de ebulição em função do calor transmitido pela chama.

Em uma escala maior têm-se os processos industriais que são sistemas com nível mais elevado de complexidade. Para esses, é do interesse da indústria que sejam controlados de modo a atender requisitos de qualidade e diminuir os custos de produção. Um sistema de controle, por sua vez, é utilizado para assumir a tarefa de gerenciar um processo, controlando a entrada do sistema em função da saída.

Com o advento dos primeiros controladores PID (*proportional-integral-derivative*) ajustáveis em campo surgiu, também, um problema, pois não existiam métodos estabelecidos para o ajuste apropriado dos três ganhos de controle (Bennett, 1993). Para contornar esse problema foram propostos os métodos de ajuste de controladores que utilizam ensaios realizados a uma planta para ajustar os ganhos dos controladores a partir dos dados obtidos, como no artigo *Optimum settings for automatic controllers* (NICHOLS; ZIEGLER, 1942). Esses métodos colaboraram para a popularização dos controladores PI e PID ainda hoje usados extensamente na indústria de processos. Todavia os métodos de Ziegler-Nichols possuem sérias desvantagens. Os sistemas em malha fechada obtidos por suas regras possuem normalmente amortecimento baixo (resultando em sobrepasso elevado), as regras não fornecem todos os parâmetros do controlador e a constante de tempo de integração é sempre quatro vezes maior do que a de derivação (ÅSTRÖM, 1997).

A necessidade de projetar controladores para sistemas mais complexos e obter melhores resultados levou ao desenvolvimento de métodos de controle baseadas em modelo. A primeira etapa para realização de um método de controle baseado em modelo é desenvolver uma descrição matemática do sistema a ser controlado. A palavra modelo, como é usada e entendida por engenheiros, significa uma determinada equação diferencial que descreve o comportamento dinâmico do processo (FRANKLIN, 2002). Uma forma de se obter o modelo é através da identificação do sistema baseada em dados obtidos através de ensaios. Para tal é necessário escolher uma classe de modelos a ser utilizada, além de um método de identificação e ainda o sinal de entrada a ser aplicado no sistema (CAMPESTRINI, 2010). Sendo assim torna-se crucial possuir um grande conhecimento sobre o processo a ser controlado para que se façam as escolhas corretas levando a um modelo adequado para o uso do projeto do controlado. Além disso, o custo

de modelagem pode ser muito elevado dependendo da complexidade do processo. Esse custo se torna ainda maior se for necessária a construção de protótipos, por exemplo.

Contornando a necessidade de modelar o sistema e seguindo o conceito de identificação por dados surgiram os métodos de controle baseados em dados. Nesses são definidos através de um modelo de referência (MR) os requisitos para o sistema em malha fechada e através de dados coletados da entrada e saída do processo a identificação direta dos parâmetros do controlador é feita, sem utilizar um modelo do sistema. O controlador pertence a uma classe de controladores definida pelo usuário. É crucial a escolha de um modelo de referência adequado para o projeto do controlador, para tal deve ser levado em conta algumas características básicas do processo a ser controlado e a classe de controladores utilizados. Uma vez que o modelo de referência dita os requisitos para o sistema, pode ocorrer dos requisitos não serem atingíveis com a classe de controladores disponível, o que levaria o sistema em malha fechada a possuir um desempenho inesperado com o controlador projetado, podendo até mesmo se tornar instável.

Entre os métodos de controle baseados em dados existem os iterativos, que utilizam vários experimentos, e métodos diretos, baseados em apenas um experimento (CAMPESTRINI, 2010). Os métodos iterativos podem utilizar informações de entrada e saída do processo gerada durante a operação em malha fechada para aperfeiçoar um controlador existente, enquanto os métodos diretos encontram em apenas um experimento em malha fechada ou malha aberta os parâmetros do controlador. Dentre esses, há os métodos baseados em modelo de referência, com os quais deseja-se que o sistema em malha fechada atinja um certo desempenho, o qual é implicitamente especificado através de uma função de transferência escolhida pelo usuário do método e, há também, os métodos de controle de mínima variância, pelos quais se projeta o controlador pela minimização do custo associado ao ruído. Entre os métodos baseados em modelo de referência, encontram-se o VRFT (*Virtual Reference Feedback Tuning*) (CAMPI ET AL., 2002), o IFT (*Iterative Feedback Tuning*) (HJALMARSSON ET AL., 2002) e o CbT (*Correlation based Tuning*) (KARIMI ET AL., 2002). O método de controle baseado em dados que minimiza a influência do ruído é o FDT (*Frequency Domain Tuning*) (KAMMER ET AL., 2000). Ao utilizar os métodos de controle baseados em modelos de referência ocorre, usualmente, o cancelamento do polo mais lento da planta, cancelando assim a influência desse polo para respostas a mudanças na referência. Contudo esse cancelamento não ocorre para entradas de perturbações no sinal de controle, o que leva a resposta a essas perturbações ser tão lenta quanto à resposta do sistema em malha aberta (MA).

Nesse trabalho, será utilizado um método direto e baseado em modelo de referência. Sendo esse o método VRFT proposto por (CAMPI ET AL., 2002), o qual é interessante do ponto de vista prático, pois não necessita um grande número de testes na planta para obter os parâmetros do controlador. O método necessita de apenas um único experimento que pode ser realizado sem tirar a planta de sua região de operação, sendo assim um método muito atrativo e de baixo custo, tendo sido largamente estudado. O que pode ser conferido através de artigos propondo modificações ou diferentes aplicações do método como (LECCHINI ET AL., 2002), (CAMPI ET AL., 2003), (ECKHARD ET AL., 2009), etc.

O objetivo desse trabalho é apresentar uma aplicação de um modelo de referência adequado ao método VRFT para que esse tenha uma melhor resposta ao rejeitar perturbações do tipo salto no sinal de controle, tornando o método mais viável a aplicações industriais. Nestas aplicações existem malhas de controle que operam por longos períodos sem alteração em sua referência, havendo assim uma maior preocupação em rejeitar rapidamente as perturbações que possam atingir o sistema, do que no seguimento de referência propriamente dito.

Para atingir esse objetivo é escolhido utilizar controladores do tipo PI e PID, pois esses são extensamente utilizados na indústria. Para verificar a efetividade do método com o MR utilizado são feitos testes primeiramente através de simulações computacionais e posteriormente em uma planta piloto para melhor avaliar os resultados obtidos.

O restante do trabalho está organizado da seguinte maneira. A seção 2 apresenta a revisão bibliográfica, onde são discutidos alguns conceitos básicos relacionados ao trabalho. A seção 3 apresenta o problema através da formulação matemática, além da proposta de solução para esse. Na seção 4 são apresentados os resultados obtidos e ainda estudos comparativos com método desenvolvido, enquanto a seção 5 conclui o trabalho e propõe futuros complementos a ele.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Definições Gerais

As considerações feitas para os processos neste trabalho são adaptadas daquelas encontradas em (BAZANELLA ET AL., 2012), onde os processos considerados são lineares e invariantes no tempo (LTI), de tempo discreto e SISO – *Single-Input Single-Output*. Considere o processo descrito por

$$y(t) = G_0(z)u(t) + v(t), \quad (1)$$

onde $y(t)$ é a saída do processo, $u(t)$ é o sinal de controle, $G_0(z)$ é a função de transferência pulsada do processo, z é o operador de avanço no tempo, definido como

$$zx(t) = x(t + 1), \quad (2)$$

e $v(t) = H_0(z)e(t)$ é o ruído no sistema e $e(t)$ é um ruído branco com média zero e variância σ_e^2 . Assume-se que $H_0(\infty) = 1$, ou seja, a resposta impulsiva do filtro $H_0(z)$ satisfaz $h(0) = 1$. O processo é controlado por um controlador linear invariante no tempo que pertence a uma classe fixa de controladores, a qual é definida pelo usuário do método. A ação de controle gerada pelo controlador $u(t)$ pode ser escrita como

$$u(t) = C(z, \rho)(r(t) - y(t)), \quad (3)$$

onde ρ é o vetor de parâmetros do controlador e $r(t)$ é o sinal de referência. Na Figura 1 encontra-se o processo em malha fechada com o controlador.

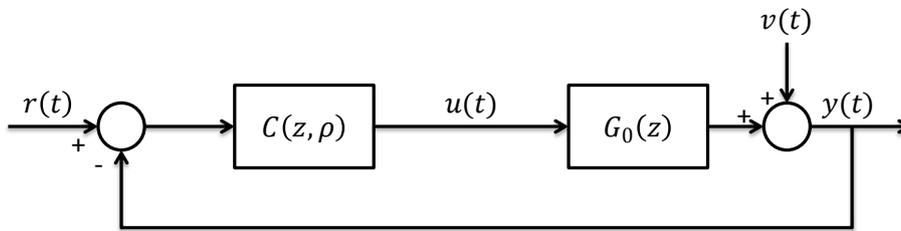


Figura 1: Sistema em malha fechada com controlador

O sistema em malha fechada é dado por

$$T(z, \rho) = \frac{C(z, \rho)G_0(z)}{1 + C(z, \rho)G_0(z)}, \quad (4)$$

e a saída, por sua vez, fica

$$y(t, \rho) = T(z, \rho)r(t) + S(z, \rho)v(t), \quad (5)$$

onde $S(z, \rho)$ é dado por

$$S(z, \rho) = \frac{1}{1 + C(z, \rho)G_0(z)}, \quad (6)$$

2.1.1 Função custo

Um objetivo de controle pode ser definido em função de uma resposta desejada para o sistema em malha fechada (MF). Dessa forma, deseja-se encontrar um controlador que torna a resposta do sistema em MF o mais próximo possível desse comportamento desejado.

Para avaliar tal critério é comum definir o desempenho do controle através de uma função custo. Em (BAZANELLA ET AL., 2012) a função custo é apresentada como um critério de seguimento de referência, o qual utiliza a norma quadrática entre a resposta desejada e a resposta real do sistema em MF. A função custo $J_y(\rho)$ é definida por

$$J_y(\rho) \triangleq \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [y(t, \rho) - y_d(t)]^2 \quad (7)$$

onde $y(t, \rho)$ é o sinal de saída do sistema em MF, a resposta desejada é dada por

$$y_d(t) = T_d(z)r(t) \quad (8)$$

para o sinal de referência $r(t)$, onde $T_d(z)$ é a função de transferência que tem como resposta o comportamento desejado para o sistema e é chamada de Modelo de Referência – o subscrito d significa desejado. Porém alguns métodos, ao invés de minimizar a função (7), minimizam outro critério, como por exemplo, o critério definido por

$$J^{MR}(\rho) \triangleq \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [(T(z, \rho) - T_d(z))r(t)]^2. \quad (9)$$

O critério (9) diferencia-se do critério (7) por não possuir a parcela referente ao ruído $v(t)$ presente em $y(t)$.

2.1.2 Controlador ideal

Após escolhido o modelo de referência, o controlador que faz com que o sistema se comporte igual ao modelo de referência é chamado de controlador ideal, $C_d(z)$, dado por

$$C_d(z) = \frac{T_d(z)}{G_0(z)(1 - T_d(z))}. \quad (10)$$

Nota-se que o $C_d(z)$ depende da FT do processo $G_0(z)$, logo se o processo for conhecido e o controlador não tiver nenhuma restrição quanto à sua estrutura o controlador ideal é calculado diretamente utilizando (10). Sabe-se que muitos métodos de controle baseados em problemas de otimização necessitam do conhecimento do modelo do processo para que seja possível projetar o controlador, além disso, há métodos que só podem ser utilizados sem a existência de limitações na escolha do controlador. Contudo a obtenção de um modelo fiel ao processo não é uma tarefa trivial, ao mesmo tempo em que usualmente na indústria não se possui total liberdade na escolha do tipo de controlador. Motivados por essas limitações, surgiram os métodos de

projeto de controladores com estrutura fixa, onde os modelos dos processos são parcialmente ou totalmente desconhecidos. Nesses métodos são coletados dados de um ou mais experimentos no processo e com esses dados é resolvido o problema de otimização da função custo para encontrar os parâmetros do controlador (CAMPESTRINI, 2010).

Assim, o controlador ideal colocado em malha fechada com o processo é aquele que leva a função custo à zero, ou seja, $J^{MR}(\rho^*) = 0$ onde os parâmetros ρ^* são aqueles que fazem do controlador projetado o controlador ideal, $C(z, \rho^*) = C_d(z)$. Contudo para que seja possível atingir o controlador ideal é necessário esse pertencer à classe de controladores considerada.

2.2 Controle baseado em dados

Quando não se tem o modelo da planta que se quer controlar, um método de controle baseado em dados pode ser usado. Para isso, é necessário coletar os dados da planta, escolher uma classe de controladores, escolher o modelo de referência e o método que será utilizado para minimizar a função de custo.

2.2.1 Dados

Os dados podem ser coletados do processo tanto em malha aberta (MA) quanto em malha fechada (MF). Uma maneira de coletar os dados em MA é realizar um ensaio onde se escolhe a entrada $u(t)$ e são medidos os valores na saída do processo $y(t)$. Os dados em MF por sua vez são coletados em uma planta que já possui um controlador, logo o método de controle baseado em dados servirá para atualizar os ganhos do controlador existente.

2.2.2 Classe de modelos para controlador

Para se utilizar métodos baseados em dados, deve-se definir uma classe de modelos de controladores, no qual serão identificados alguns parâmetros, ou seja, uma vez definida uma classe, por exemplo, todos controladores PI (proporcional-integral), o projeto do controlador será feito de modo a encontrar os parâmetros que melhor otimize a função custo. É possível também definir uma classe de controlador onde todos os polos e zeros são livres, porém se for requisito que o sistema em MF siga referência do tipo degrau se adiciona um polo em $z = 1$.

Os controladores lineares nos parâmetros são, então, aqueles dados por

$$C(z, \rho) = \rho^T \beta(z), \quad \rho \in \mathbb{R}^p, \quad (11)$$

onde $\beta(z)$ é um vetor coluna de funções de transferência e ρ^T é o vetor de parâmetros que defini o ganho e a posição dos polos e zeros livres do controlador. A vantagem na utilização de uma classe de controladores lineares nos parâmetros é na facilidade de resolver o problema de minimização da função custo. Em (CAMPESTRINI, 2010) é dado o exemplo do método VRFT, que, ao utilizar uma classe de controladores lineares nos parâmetros, resolve o problema de minimização através da aplicação de mínimos quadrados.

2.2.2.1 Controlador PI e PID digital

Ainda hoje os controladores PID são aplicados em grande escala na indústria, apesar de já existirem muitas opções de controladores mais sofisticados. Parte disso se deve ao baixo custo e à fácil compreensão do seu funcionamento, o que facilita a sua manutenção por técnicos da indústria.

Sendo os controladores PI e PID lineares nos parâmetros, esses podem ser descritos como em (11), por um vetor de ganhos que multiplica um vetor de funções de racionais.

Para o controlador PI tem-se

$$\rho^T = [k_1 \quad k_2]; \quad \beta(z) = \left[\frac{z}{z-1} \quad \frac{1}{z-1} \right]^T, \quad (12)$$

ou

$$\rho^T = [k_p \quad k_i]; \quad \beta(z) = \left[1 \quad \frac{1}{z-1} \right]^T. \quad (13)$$

Para o controlador PID tem-se

$$\rho^T = [k_1 \quad k_2 \quad k_3]; \quad \beta(z) = \left[\frac{z^2}{z^2-z} \quad \frac{z}{z^2-z} \quad \frac{1}{z^2-z} \right]^T. \quad (14)$$

ou

$$\rho^T = [k_p \quad k_i \quad k_d]; \quad \beta(z) = \left[1 \quad \frac{1}{z-1} \quad \frac{z-1}{z} \right]^T. \quad (15)$$

2.2.3 *Modelo de Referência - $T_d(z)$*

O modelo de referência é uma função de transferência que descreve o comportamento desejado para o sistema em MF, conforme (8).

A escolha de um modelo de referência deve ser cuidadosa, pois se mal feita pode levar à instabilidade do sistema quando colocado em malha fechada com o controlador obtido pela minimização da função custo. Em (BAZANELLA ET AL., 2012) encontra-se uma proposta de como deve ser feita a escolha do modelo de referência e quais cuidados devem ser tomados para tal. Ao especificar uma $T_d(z)$ define-se apenas o comportamento desejado para a entrada e saída do sistema, porém isso não garante a estabilidade interna do sistema e em determinados casos a busca pelo comportamento ideal do sistema pode levar a um comportamento inadequado.

A primeira precaução que deve ser tomada é para que o controlador ideal seja causal. Pela análise de (10), tem-se que o grau relativo do controlador é igual ao grau relativo do processo menos o grau relativo do modelo de referência. Para manter a causalidade do controlador, o grau relativo da $T_d(z)$ deve ser igual ou maior que da $G_0(z)$. Consequentemente, torna-se vital saber o limite superior do grau relativo do processo.

Além disso, é necessário saber se o processo possui zeros de fase não-mínima e sua localização, se existirem, pois se esses não estiverem presentes no modelo de referência o controlador projetado pode resultar em instabilidade.

A forma mais simples de escolha para o modelo de referência é da forma (BAZANELLA ET AL., 2012)

$$T_d(z) = \frac{1 - c}{z - c}, \quad (16)$$

a qual possui ganho unitário para a condição de regime permanente ($z = 1$), o que garante seguimento de referência, e não apresenta sobrepasso por ser de primeira ordem e grau relativo um. Através da escolha de apenas uma constante “ c ” que se obtém a dinâmica do processo em malha fechada, ou seja, a velocidade da resposta. Contudo, essas características só podem ser garantidas quando o controlador ideal se encontra na classe de controladores escolhida.

2.2.4 Métodos para minimizar $J_y(\rho)$

Após a coleta dos dados da planta, a escolha do modelo de referência e da classe de controladores é necessário definir o método que será usado para estimar os parâmetros do controlador através a minimização da função custo. Alguns métodos baseados em modelo de referência são propostos nas bibliografias. Sendo o método VRFT o escolhido para a realização deste trabalho, pois oferece o atrativo de necessitar apenas de um experimento no processo em MA.

2.3 VRFT – Virtual Reference Feedback Tuning

O método VRFT foi proposto por (CAMPI ET AL., 2002) e é descrito como um método que determina os parâmetros dos controladores através de um único experimento na planta. Para sua formulação assume-se um sistema SISO, de tempo discreto e LTI, como descrito em (1), porém o modelo do processo $G_0(z)$ não é conhecido. Do experimento realizado na planta é coletado um conjunto de dados de entrada/saída. Para facilitar o entendimento do método (CAMPI ET AL., 2002) utiliza o diagrama de blocos apresentado na Figura 2.

O método proposto VRFT pode ser realizado através das seguintes etapas:

- Escolher uma classe de controladores fixa onde seus parâmetros serão calculados utilizando o método.
- Escolher um modelo de referência que representa os requisito de comportamento para o sistema em MF.
- Realizar um experimento em MA ou MF e coletar o sinal de entrada do processo $u(t)$ e saída $y(t)$.
- Gerar o sinal de referência virtual $\bar{r}(t)$ filtrando $y(t)$ pela função inversa do MR, conforme Figura 2, sendo $\bar{r}(t)$ definido por

$$\bar{r}(t) = T_d(z)^{-1}y(t). \quad (17)$$

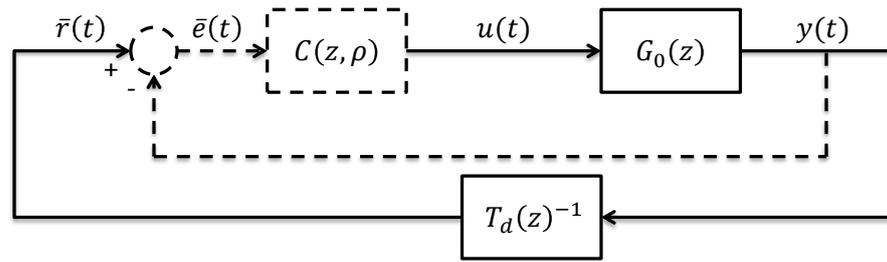


Figura 2: Sistema utilizado para obter dados e gerar referência virtual.

- O sinal $\bar{r}(t)$ é usado então para gerar o sinal de erro virtual $\bar{e}(t)$ a partir de

$$\bar{e}(t) = \bar{r}(t) - y(t). \quad (18)$$

- Gerado o sinal de erro virtual $\bar{e}(t)$, pode-se abordar o problema como uma identificação dos parâmetros do controlador, onde são conhecidos o sinal de entrada $\bar{e}(t)$ e o sinal de saída $u(t)$. Para tal, deve-se encontrar os parâmetros que levam o sinal $C(z, \rho)\bar{e}(t)$ a ser o mais próximo possível de $u(t)$. Desse modo (CAMPI ET AL., 2002) propõe a minimização da função custo dada por

$$\begin{aligned} J^{VR}(\rho) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [u(t) - C(z, \rho)\bar{e}(t)]^2 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left[u(t) - \left(C(z, \rho) \frac{1 - T_d(z)}{T_d(z)} y(t) \right) \right]^2. \end{aligned} \quad (19)$$

Seja o controlador $C(z, \rho)$ linear em ρ , como apresentado em (11), o critério em (19) é uma função quadrática do vetor de parâmetros ρ . Logo, é possível aplicar mínimos quadrados para encontrar o vetor ρ que minimiza a função custo $J^{VR}(\rho)$. Desta forma os parâmetros do controlador são obtidos por

$$\rho = \sum_{t=1}^N [\varphi(t)\varphi^T(t)]^{-1} \sum_{t=1}^N [\varphi(t)u(t)], \quad (20)$$

onde $\varphi(t)$ é o vetor regressor descrito por

$$\varphi(t) = \beta(z)\bar{e}(t). \quad (21)$$

2.3.1 Filtro para $C_d(z)$ fora da classe

Quando o controlador ideal não pertence à classe de controladores escolhida para o método, é sugerido por (CAMPI ET AL., 2002) a utilização de um filtro $L(z)$ nos sinais $u(t)$ e $\bar{e}(t)$ com o intuito de aproximar o resultado do mínimo da função (19) ao mínimo da função (9).

Assim quando utilizado o filtro o critério (19) fica

$$\begin{aligned}
J^{VR}(\rho) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [L(z)(u(t) - C(z, \rho)\bar{e}(t))]^2 \\
&= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left[L(z) \left(u(t) - \left(C(z, \rho) \frac{1 - T_d(z)}{T_d(z)} y(t) \right) \right) \right]^2.
\end{aligned} \tag{22}$$

A formulação do filtro é obtida aplicando-se o teorema de Parseval nas duas funções custo e o filtro é escolhido de forma aproximar estas funções e por consequência os seus mínimos. Esse filtro é dado por (BAZANELLA ET AL., 2012)

$$|L(e^{j\omega})|^2 = |T_d(e^{j\omega})|^2 |1 - T_d(e^{j\omega})|^2 \frac{\Phi_r}{\Phi_u}, \tag{23}$$

onde Φ_r vem de (9), a função custo $J^{MR}(\rho)$, e representa o espectro de frequência do sinal real de referência $r(t)$, o qual será aplicado no sistema em operação, enquanto Φ_u vem de (19), e é o espectro do sinal $u(t)$ utilizado no experimento para aquisição dos dados do processo. Os sinais filtrados são dados por $u_L(t) = L(z)u(t)$ e $\bar{e}_L(t) = L(z)\bar{e}(t)$, assim pode-se reescrever o função custo da forma

$$J^{VR}(\rho) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [u_L(t) - C(z, \rho)\bar{e}_L(t)]^2, \tag{24}$$

e (20) pode ser reescrita na forma

$$\rho = \sum_{t=1}^N [\varphi_L(t)\varphi_L(t)^T]^{-1} \sum_{t=1}^N [\varphi_L(t)u_L(t)], \tag{25}$$

onde $\varphi_L(t) = \beta(z)L(z)\bar{e}(t)$.

3 Estudo de Caso

Para motivar os resultados que serão apresentados nesse trabalho, o método VRFT será aplicado a um exemplo simples.

Seja um processo dado por

$$G_0(z) = \frac{0,5}{z - 0,9}. \quad (26)$$

O qual se quer controlar para que apresente uma resposta desejada. Considere ainda que um ensaio em MA é realizado para coleta de dados, usando $u(t)$ como sendo uma onda quadrada com 50% de largura do pulso ativa, período de duzentos segundos e amplitude unitária, durante 200 amostras. Neste caso, a resposta $y(t)$ do processo em MA pode ser vista na Figura 3.

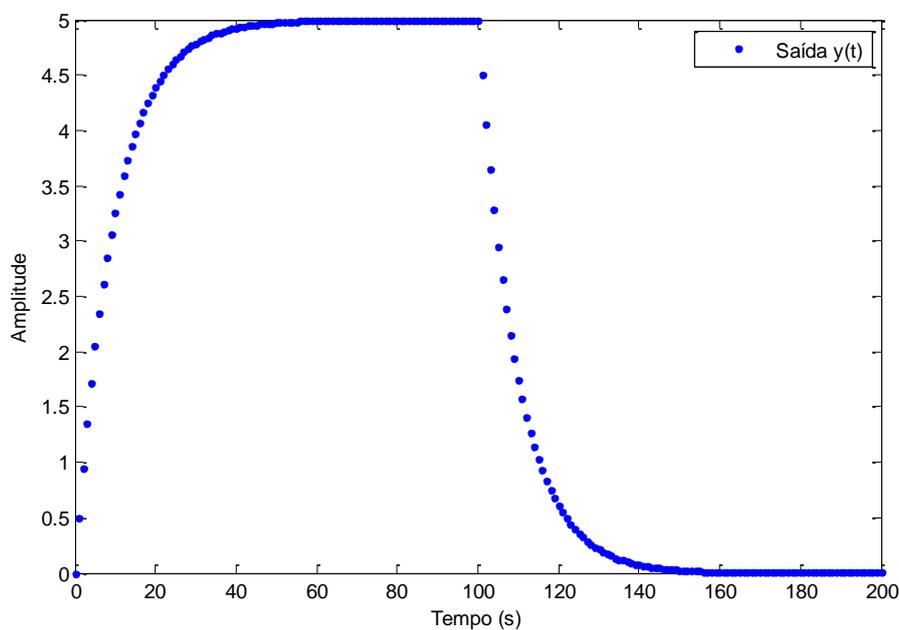


Figura 3: Resposta do processo

Para controlar esse sistema será utilizado um controlador PI.

Neste caso, a escolha usual do modelo de referência é da forma apresentada em (16). Escolhendo então $c = 0,7$ o modelo fica

$$T_d(z) = \frac{0,3}{z - 0,7}. \quad (27)$$

Utilizando os dados coletados da entrada e saída do processo, são calculados os ganhos do controlador PI através de um algoritmo programado para executar os passos descritos na seção 2.3 – VRFT *Virtual Reference Feedback Tuning*. O resultado encontrado para o vetor ρ é dado por:

$$\rho = [0.6000 \quad -0.5400]. \quad (28)$$

O controlador PI obtido pode ser representado por

$$C(z, \rho) = \frac{0,6(z - 0,9)}{z - 1}, \quad (29)$$

onde vê-se que o zero do controlador cancela o polo da planta quando em malha fechada. A planta em MF com o controlador encontrado é simulada para referência do tipo salto unitário. Além disso, considere que o sistema em malha fechada seja afetado por uma perturbação $q(t)$, também do tipo salto, porém com amplitude de 0,5 e aplicada 40 segundos após o salto na referência. A perturbação afeta diretamente a variável controlada, conforme Figura 4. O resultado obtido é apresentado na Figura 5.

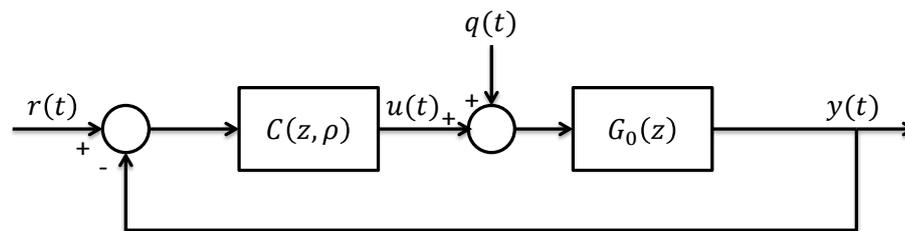


Figura 4: MF com perturbação no sinal de controle

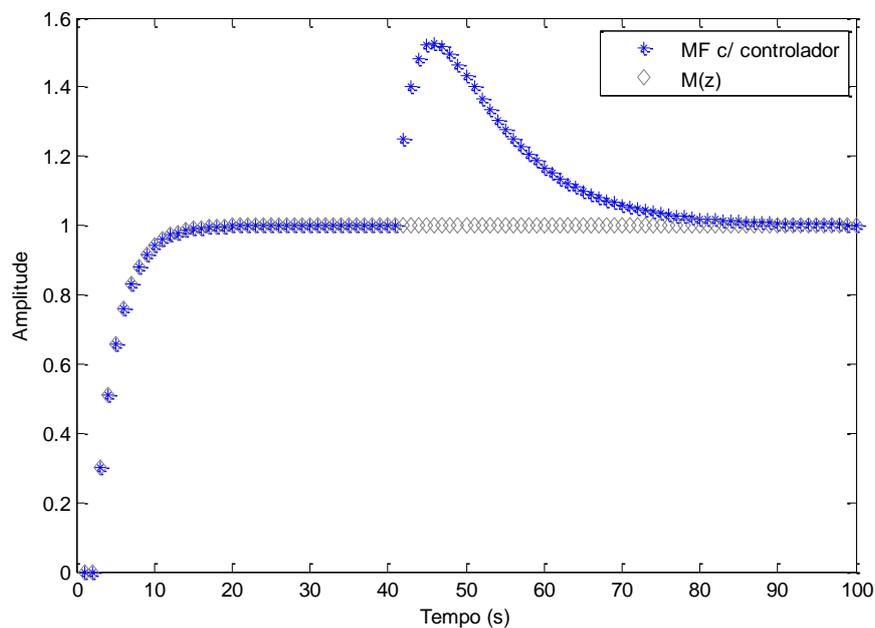


Figura 5: Resposta do processo em MF com controlador PI

Como o método foi solucionado para o controlador ideal dentro da classe de controladores escolhida o comportamento do sistema em malha fechada é exatamente igual ao definido pelo modelo de referência. Porém, percebe-se a diferença no tempo de acomodação (T_s) entre a resposta à referência e a resposta à perturbação. Claramente a resposta à perturbação é mais lenta.

Seja a função de transferência da perturbação para a saída dada por

$$S(z)G_0(z) = \frac{G_0(z)}{1 + C(z, \rho)G_0(z)}. \quad (30)$$

Utilizando a função *stepinfo()* do software Matlab® para comparar as respostas do processo em MA, em MF com controlador obtido para um sinal de referência e um sinal de perturbação, obteve-se os tempos de acomodação para cada situação. Para $G_0(z)$, o tempo de acomodação em número de amostras ficou $T_s = 38$ amostras, para a função em MF o controlador obteve um bom resultado $T_s = 11$ amostras como pode-se ver na Figura 5, porém esse método não apresenta um bom resultado para a resposta à perturbação (30), onde o T_s ficou igual a 46 amostras.

Sabe-se que muitas vezes, na indústria, os processos são mantidos com uma referência fixa por um longo período, logo o objetivo das malhas de controle é a manutenção do seguimento de referência mesmo quando os processos são submetidos a perturbações externas. Uma resposta lenta à perturbação pode resultar na perda de qualidade do produto, até mesmo, a perda da função primária deste resultando em rejeitos. Entretanto todas essas perdas poderiam ser evitadas por uma malha de controle melhor sintonizada, logo o objetivo desse trabalho é encontrar um método para a escolha do modelo de referência que aplicado aos métodos de controle baseados em dados resulte em um controlador com resposta rápida tanto às alterações de referências quanto às perturbações. O problema abordado neste trabalho é limitado a processos de primeira ordem e a utilização da classe de controladores PI, entretanto é analisado em resultados o comportamento do método proposto quando aplicado a processos de mais alta ordem.

A análise do problema pode ser feita considerando uma planta de primeira ordem genérica. Seja

$$G_0(z) = \frac{a}{z - b}, \quad (31)$$

e um controlador PI

$$C(z) = \frac{k(z - c)}{z - 1}, \quad (32)$$

então o sistema em malha fechada é dado por

$$\begin{aligned} T(z) &= \frac{C(z, \rho)G_0(z)}{1 + C(z, \rho)G_0(z)} = \frac{\frac{k(z - c)}{z - 1} \cdot \frac{a}{z - b}}{1 + \frac{k(z - c)}{z - 1} \cdot \frac{a}{z - b}} \\ &= \frac{ak(z - c)}{(z - 1)(z - b) + ak(z - c)}. \end{aligned} \quad (33)$$

Assim se for utilizado um modelo de referência de primeira ordem para encontrar os parâmetros do controlador, e o controlador ideal estiver na classe escolhida, o zero do controlador será igual ao polo da planta. Assim $c = b$ e a FT em MF torna-se

$$T(z) = \frac{ak}{z - 1 + ak}. \quad (34)$$

Analisando (34) é possível perceber que alterando o valor do ganho k do controlador pode-se obter qualquer valor de polo para a função em MF e que o ganho em regime permanente é sempre unitário, garantindo seguimento de referência do tipo degrau.

Aplicando (31) e (32) em (30) obtém-se

$$\begin{aligned} S(z)G_0(z) &= \frac{G_0(z)}{1 + C(z, \rho)G_0(z)} = \frac{\frac{a}{z - b}}{1 + \frac{k(z - b)}{z - 1} \cdot \frac{a}{z - b}} = \frac{\frac{a}{z - b}}{1 + \frac{ak}{z - 1}} \\ &= \frac{a(z - 1)}{(z - b)(z - 1 + ak)}. \end{aligned} \quad (35)$$

Fica claro, pelo resultado de (35), que a resposta à perturbação mantém o polo do processo e este fato é o que explica a resposta lenta (velocidade igual a da resposta em malha aberta) à entrada de perturbações na variável manipulada.

4 Resultados

4.1 Proposta de solução do problema

Para atingir o objetivo proposto para este trabalho, apresenta-se a seguir a proposta de (ECKHARD, 2015) para um MR não usual para utilização em métodos de controle baseados em modelo de referência, essa é aplicada a processos de primeira ordem utilizando a classe de controladores PI. A proposta tem como objetivo levar o sistema em MF com o controlador calculado pelo método VRFT a ter, além de seguimento à referência adequado, uma rejeição rápida a perturbações.

Para isto, o zero do controlador não pode ser igual ao polo da planta, ou seja, $c \neq b$, e (33) pode então ser expressa como uma função de segunda ordem conforme desenvolvimento em (ECKHARD, 2015), com um zero fixo em c , esse MR é dado por

$$T(z) = \frac{ak(z-c)}{(z-1)(z-b) + ak(z-c)} = \frac{(1-\tau_1)(1-\tau_2)}{1-c} \cdot \frac{(z-c)}{(z-\tau_1)(z-\tau_2)}, \quad (36)$$

onde τ_1 e τ_2 são os polos em MF do sistema. Ainda há um ganho em função das posições dos polos arbitradas e da posição do zero do controlador PI que mantem o sistema com ganho 1 em regime permanente.

Usando a expressão encontrada em (36) para $T(z)$ e sabendo que $S(z) = (1 - T(z))$, temos que

$$\begin{aligned} S(z)G(z) &= \frac{G(z)}{1 + C(z,\rho)G(z)} = \frac{a(z-1)}{(z-1)(z-b) + ak(z-c)} \\ &= \frac{a(z-1)}{(z-\tau_1)(z-\tau_2)}. \end{aligned} \quad (37)$$

Analisando (36) e (37) são observados os seguintes fatos: a resposta à referência e à perturbação são semelhantes, pois as duas equações possuem os mesmos polos, contudo o resposta à referência sofre a influência de um zero em c , o zero do controlador, o qual pode tornar a resposta mais rápida e ocasionar o aparecimento de sobrepasso, enquanto que (37) possui um zero em 1 fazendo com que tenha ganho zero em regime permanente ($z = 1$), havendo assim, rejeição à perturbação.

Então, seja um sistema de 1ª ordem estável e um controlador do tipo PI, sabe-se que, se um modelo de referência de 1ª ordem for escolhido para ser utilizado com um método de controle baseado em modelo de referência, então o controlador tende a cancelar o polo da planta e a resposta à perturbação apresenta a dinâmica do sistema em MA.

Para solucionar esse problema deve-se utilizar uma $T_d(z)$ no formato (36). Percebe-se em (36) que a $T_d(z)$ é de 2ª ordem, com um zero em “ c ” oriundo do controlador; além disso, deve-se escolher uma função com ganho 1 em regime permanente.

Visto que, mantendo a FT em MF do sistema com dois polos reais pode resolver o problema de resposta lenta a perturbação, é assim, utilizado (36) como uma proposta para o modelo de referência $T_d(z)$ que pode solucionar o problema em estudo.

4.1.1 Aplicação ao VRFT

Em princípio, a nova escolha do modelo de referência deve ser adequada para qualquer método baseado em dados. Ainda em (ECKHARD, 2015) é aplicado o modelo proposto ao método VRFT.

Para realizar um VRFT com resposta rápida a perturbação é necessária a utilização de um modelo de referência de segunda ordem conforme o apresentado em (36). Para esse modelo se podem escolher os dois polos do sistema, contudo ele apresenta uma variável que não é conhecida, a posição do zero dada por “ c ”. Essa variável depende dos ganhos do controlador e resulta diretamente da aplicação do método VRFT.

Seja (19) a equação a ser minimizada pelo VRFT. Ao substituir (32) e (36) nessa equação obtém-se

$$\begin{aligned}
 J_{VR}^N(\rho) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left[u(t) - \frac{k(z-c)}{z-1} \cdot \left(\frac{(z-\tau_1)(z-\tau_2)}{(1-\tau_1)(1-\tau_2) \cdot (z-c)} - 1 \right) \cdot y(t) \right]^2 \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left[u(t) - \frac{k(z-c)}{z-1} \cdot \frac{(z-\tau_1)(z-\tau_2)}{(1-\tau_1)(1-\tau_2) \cdot (z-c)} \cdot y(t) \right. \\
 &\quad \left. - \frac{k(z-c)}{z-1} \cdot y(t) \right]^2 \tag{38} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left[u(t) - \frac{k(1-c)}{z-1} \cdot \frac{(z-\tau_1)(z-\tau_2)}{(1-\tau_1)(1-\tau_2)} \cdot y(t) \right. \\
 &\quad \left. - \frac{k(z-c)}{z-1} \cdot y(t) \right]^2.
 \end{aligned}$$

E substituindo o formato do controlador por

$$C(z, \rho) = \frac{k(z-c)}{z-1} = \frac{k_1 z + k_2}{z-1}, \tag{39}$$

resulta em

$$\begin{aligned}
 J_{VR}^N(\rho) &= \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \left[u(t) \right. \\
 &\quad \left. + \left(k_1 \cdot \left(\frac{1}{z-1} - \frac{1}{z-1} \cdot \frac{(z-\tau_1)(z-\tau_2)}{(1-\tau_1)(1-\tau_2)} \right) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + k_2 \cdot \left(\frac{1}{z-1} - \frac{1}{z-1} \cdot \frac{(z-\tau_1)(z-\tau_2)}{(1-\tau_1)(1-\tau_2)} \right) \right) \cdot y(t) \right]^2. \tag{40}
 \end{aligned}$$

A Equação (40) é uma equação quadrática, logo pode ser resolvida por mínimos quadrados como comumente realizado pelo método VRFT. Note que as únicas variáveis a serem identificadas são k_1 e k_2 , os ganhos do controlador, mesmo usando um MR com um zero desconhecido.

Logo basta ao usuário escolher os polos do modelo de referência para utilização do método. Assim sendo, outra questão deve ser levada em consideração, que é a maneira de fazer a escolha dos polos da $T_d(z)$. A partir dessa proposta, é então, estudado neste trabalho de que forma podem ser escolhidos os dois polos da $T_d(z)$ para obter o melhor resultado do sistema em malha fechada tanto para a perturbação quanto para o seguimento de referência.

Primeiramente, algumas restrições foram assumidas para restringir as possibilidades de escolhas dos polos do modelo de referência e, assim, facilitar o processo. São escolhidos apenas polos reais para a $T_d(z)$, de modo a não haver oscilações indesejadas na resposta. A função de transferência $T_d(z)$ deve ter dinâmica mais rápida do que o processo em MA para, desta forma, obter uma resposta mais rápida na resposta a perturbação. Note que se uma resposta mais lenta que em malha aberta fosse desejada para o sistema em malha fechada, o fato de o sistema responder com esta dinâmica para a perturbação não seria um problema. Levando em conta essas considerações, ainda podem-se escolher se os polos da $T_d(z)$ serão iguais ou diferentes, porém essa escolha não é trivial. Para avaliar essa escolha, analisa-se a dinâmica do sistema em MF quando executo o VRFT fixando um dos polos da $T_d(z)$ e variando o outro. É também, considerada a facilidade para a automatização do processo de escolha dos polos.

Para padronizar a escolha dos polos do MR é feito uma batelada de testes. É simulado o método VRFT trinta vezes variando um ou os dois polos da $T_d(z)$ e imprimindo os dados do desempenho do sistema em MF para cada posição do polo. Para essa simulação é utilizado o processo $G_0(z)$ apresentado em (26), o qual é de 1ª ordem com polo em 0,9 e ganho igual a 5 em regime permanente. A classe de controladores escolhida são os controladores PI. E o modelo de referência $T_d(z)$ no formato de (36), o qual é de 2ª ordem e ganho unitário.

Para o teste exposto na Figura 6 são escolhidos os polos da $T_d(z)$ diferentes entre si ($\tau_1 \neq \tau_2$), sendo o polo τ_1 fixo em 88,89% do polo da planta ($\tau_1 = 0,8$). O polo τ_2 , no caso, está variando entre zero e a posição do polo da $G_0(z)$, assim o eixo das abcissas do gráfico tem escala em porcentagem do polo do processo.

Analisando os resultados é possível perceber que para quase todas as posições assumidas pelo polo τ_2 o sistema apresenta um tempo de acomodação mais rápido que o tempo de acomodação em MA tanto para seguimento de referência quanto para a rejeição da perturbação. Ainda assim a resposta à perturbação é praticamente 50% mais lenta que a resposta à referência. O sobrepasso previsto por causa da presença de um zero no sistema em MF quando utilizado a $T_d(z)$ de segunda ordem se mantém abaixo de 10% o que é aceitável para a maior parte dos sistemas.

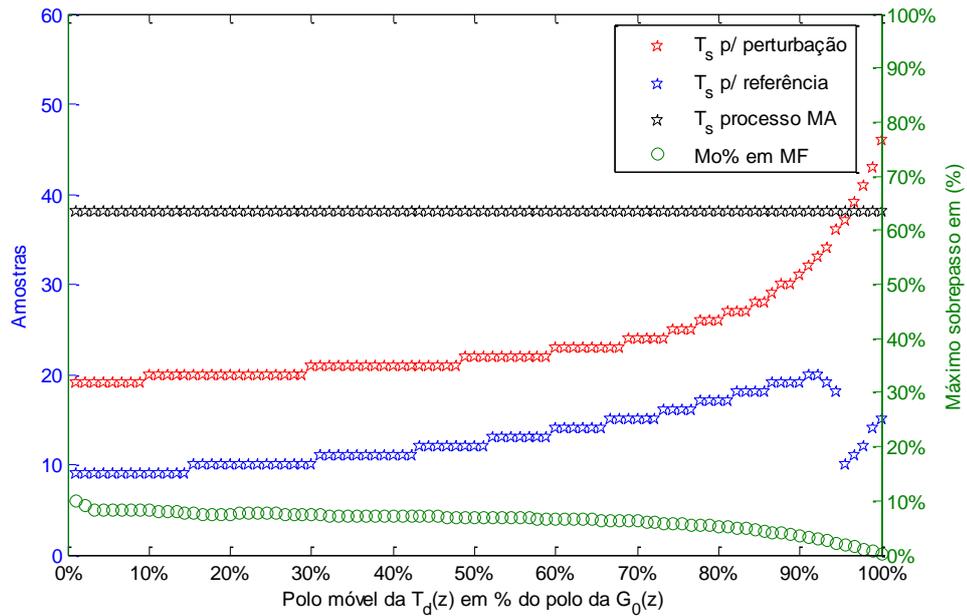


Figura 6: Ensaio com um polo da $T_d(z)$ fixo em 0,8 e o outro variando

Na Figura 7 pode-se comparar as respostas do sistema no ponto 40% do gráfico apresentado na Figura 6 e o sistema obtido através da aplicação do VRFT com um modelo de referência usual de 1ª ordem dado por (27). Sendo a referência $r(t)$ um salto unitário e uma perturbação, também do tipo salto, aplicada em $u(t)$.

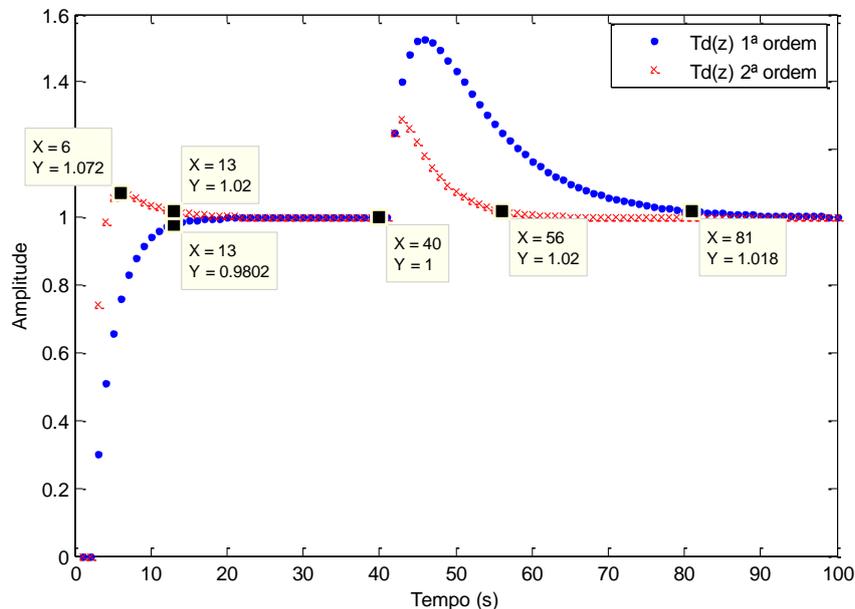
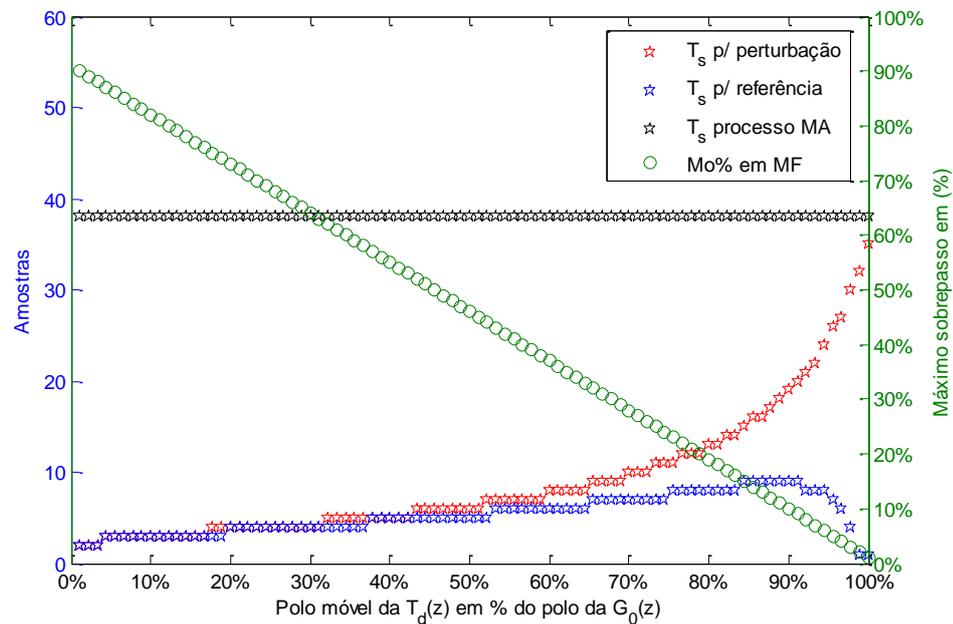


Figura 7: Comparação VRFT com $T_d(z)$ de 1ª e 2ª ordem

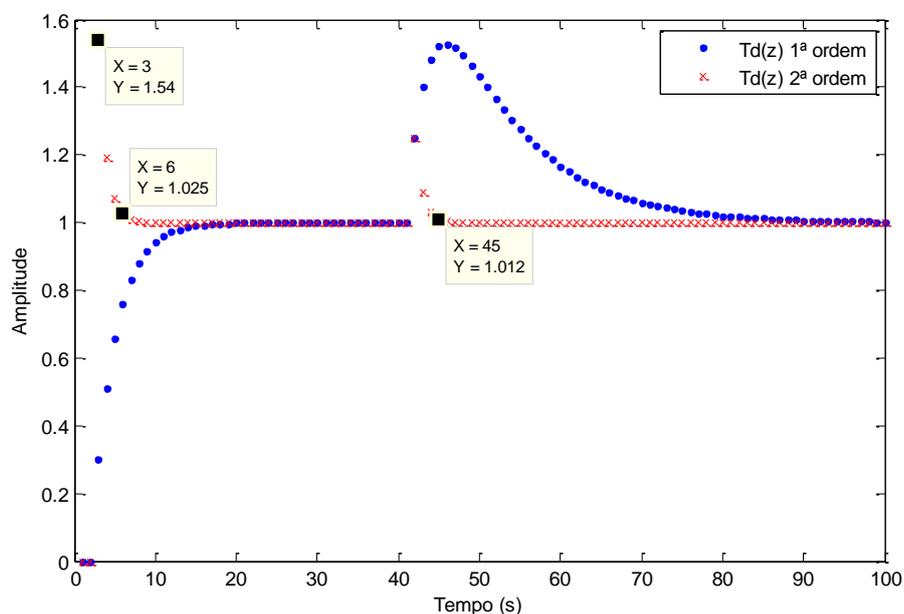
Comparando os resultados na Figura 7, vê-se que o sistema gerado pelo VRFT com o MR proposto de 2ª ordem possui uma resposta à perturbação 2,5625 vezes mais rápida do que a resposta à perturbação do VRFT feito com o MR usual de 1ª ordem, ainda assim, esse possui o mesmo tempo de acomodação para resposta à referência. O único contraponto é o aparecimento de sobrepasso de 7,2%, o qual se deve à presença do zero no MR.

Utilizando a mesma simulação usada para gerar a Figura 6, porém agora para um dos polos do MR fixo em zero e o outro variando é obtida a Figura 8.



Para os resultados obtidos com um polo fixo em zero pode-se observar que o sobrepasso em MF é maior do que o presente na Figura 6, porém os resultados para os tempos de acomodação são melhores e mais semelhantes entre eles. Além disso, esse método é mais fácil de automatizar, pois o polo fixo em zero não precisaria ser alterado independentemente do processo a ser controlado.

Comparando o resultado do método VRFT feito com um modelo de 2ª ordem com um polo fixo em zero e o outro a 40% do polo da planta ao controle feito com o modelo usual dado por (27) é obtido o resultado apresentado na Figura 9.



O resultado visto na Figura 9 é relevante para o fato que ao exigir do sistema uma resposta muito rápida em termos de tempo de acomodação, esse irá apresentar um sobrepasso muito elevado. Nessa simulação, apesar dos tempos de acomodação para a referência e para a perturbação serem de 6 e 5 amostras respectivamente o sobrepasso foi de mais de cinquenta por cento, o que é totalmente inaceitável para operação de uma planta, e ainda poderia levar o sinal de controle à região de saturação.

Seguindo a mesma linha de testes, são obtidos os resultados para simulações feitas com os dois polos iguais ($\tau_1 = \tau_2$) variando de zero a 100% do valor do polo do processo, esses exibidos na Figura 10.

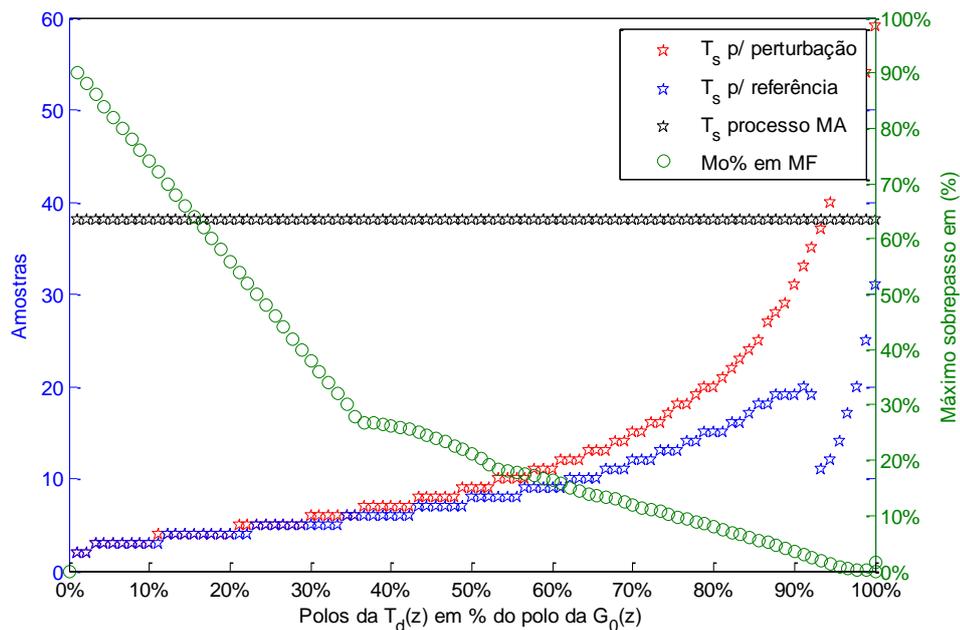


Figura 10: Ensaio $T_d(z)$ com polos iguais

Para resultados obtidos com os polos da $T_d(z)$ iguais entende-se que, os tempos de acomodação tanto para a referência quanto para a perturbação são semelhantes até uma faixa em que o sobrepasso apresentado varia de 5% a 20%, o que ainda pode ser considerado aceitável. Além disso, há uma boa melhora no desempenho entre 50% e 80% do valor do polo da $G_0(z)$. Essa é, também, a forma em que a automação da escolha da posição dos polos não se torna uma tarefa difícil. Portanto essa é a proposta escolhida neste trabalho.

É testado o método com os polos do MR de 2ª ordem iguais e 70% do polo da planta, isto é $\tau_1 = \tau_2 = 0,63$, o resultado do teste pode ser visto na Figura 11. O desempenho para resposta ao salto na referência se compara ao feito com o MR de 1ª ordem exceto pelo sobrepasso, nesse caso de 11,3%. O tempo de acomodação para perturbação é de 13 amostras, o mesmo tempo que a resposta à referência. Analisando esse resultado apresentado na Figura 11 é importante lembrar que o objetivo do trabalho é encontrar um MR, o qual ao ser utilizado por métodos de controle baseados em MR resulta em um desempenho adequado tanto para a variação da referência quanto para a rejeição de perturbações.

Simular uma planta real por trinta vezes alterando o MR em cada simulação, além de perigoso é totalmente inviável levando em conta a saúde dos equipamentos. Assim esse

teste não será replicado em uma planta real, porém são considerados suficientes os resultados obtidos em simulações computacionais para a escolha do modelo com dois polos iguais. O processo de escolha da posição dos polos do MR deve ser automatizado para garantir maior segurança da aplicação e então testado em uma planta real.

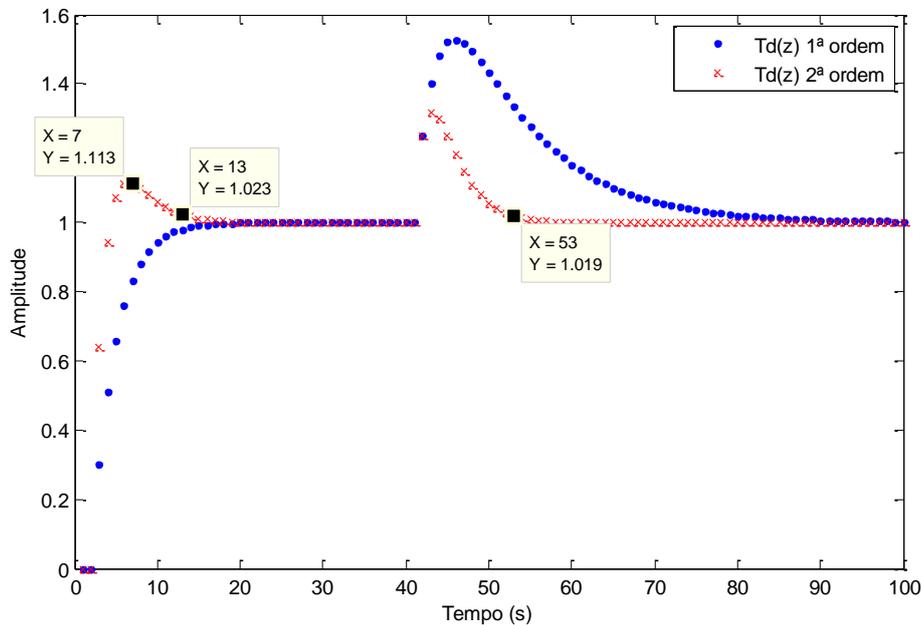


Figura 11: Comparação VRFT com $T_d(z)$ de 1ª e 2ª ordem

4.2 Automatização do processo de escolha dos polos do MR

A automatização do método é baseada nos resultados de outro experimento. Nesse experimento, um processo dado por (41) é alterado para cada ciclo do programa, tendo seu polo em “ b ” movido de 0,01 entre 0,7 até 0,99.

$$G_0(z) = \frac{0,5}{z - b}. \quad (41)$$

A cada ciclo do programa é feito um teste para encontrar a posição dos polos da $T_d(z)$ que em MF com o PI encontrado pelo método VRFT possuem $M\%$ o mais próximo de 5, 10 e 20 por cento. O resultado desse experimento é apresentado em tabelas com os correspondentes valores para a posição do polo do processo, posição para os polos do modelo de referência, tempo de acomodação do processo em MA, tempo de acomodação em MF e o tempo de acomodação para a função de transferência da perturbação $S(z)G_0(z)$. A Tabela 1 em anexo mostra os dados obtidos para o experimento com sobressaio de aproximadamente 5%.

No intuito de automatizar a escolha da posição dos polos é utilizado o método de mínimos quadrados para encontrar o polinômio que melhor relacione a posição do polo do processo pela posição dos polos do modelo de referência apresentadas na Tabela 1. Assim, quando coletados os dados de um sistema para a realização de um método de controle baseado em dados, pode-se avaliar a posição do polo do processo pelo tempo de acomodação em MA e, então, utilizar a posição do polo do processo para definir a posição dos polos da $T_d(z)$.

A equação para a relação polos do modelo de referência em função do polo do processo é dada por

$$P_{Td_{05\%}} = 4,931280426455857 \cdot P_G^3 - 10,308288910405508 \cdot P_G^2 + 8,496198138967827 \cdot P_G - 2,119575622009705, \quad (42)$$

onde $P_{Td_{05\%}}$ é a posição para os dois polos da $T_d(z)$ para $Mo\% = 5\%$ e P_G é a posição do polo do processo que pode ser encontrada através de

$$P_G = \exp\left(\frac{\log(0.02)}{T_s}\right), \quad (43)$$

Graficamente a relação entre as posições dos polos da Tabela 1 e a aproximação dada por (42) é apresentada na Figura 12.

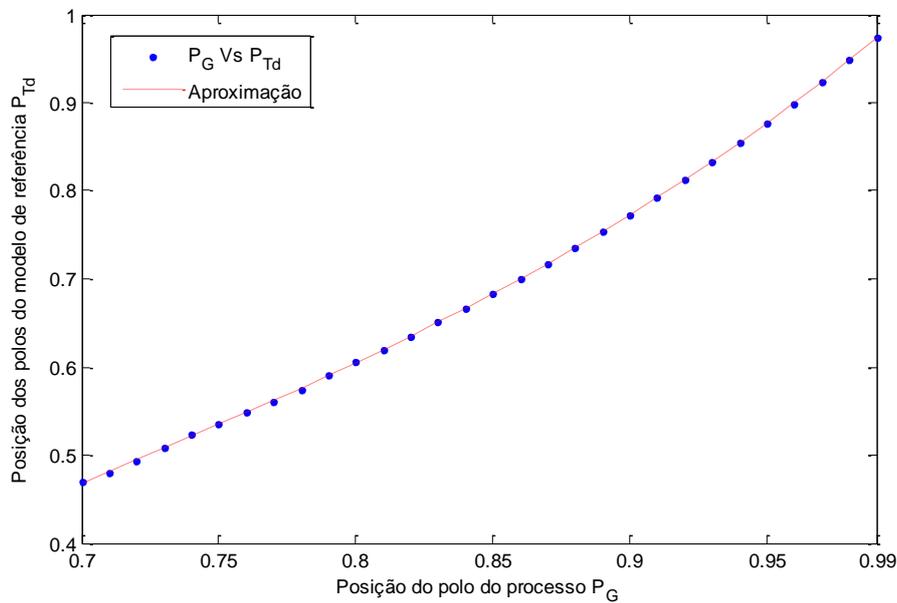


Figura 12: Relação entre polos da $G_0(z)$ e da $T_d(z)$ para $Mo\%$ de 5%

Nas figuras 13 e 14 são apresentadas as relações para 10% e 20% de máximo sobrepasso com as suas respectivas aproximações dadas por

$$P_{Td_{10\%}} = 15,665008151492231 \cdot P_G^3 - 35,558123528252679 \cdot P_G^2 + 28,130552086780710 \cdot P_G - 7,269848237026196, \quad (44)$$

$$P_{Td_{20\%}} = 3,568155915846617 \cdot P_G^3 - 6,751064480434224 \cdot P_G^2 + 4,997516661497855 \cdot P_G - 1,172017971539994, \quad (45)$$

onde (44) é utilizada para a escolha dos polos da $T_d(z)$ para o processo em MF com $Mo\%$ de 10% e a (45) para $Mo\%$ de 20%.

No caso da aproximação dos polos do MR para $Mo\% = 20\%$ vista na Figura 14, na qual não se obteve um bom resultado, ainda seria possível a utilização dos próprios valores da tabela 3 em anexo.

As tabelas 1, 2 e 3 para máximo sobrepasso igual a 5%, 10% e 20% podem ser analisadas no anexo deste trabalho.

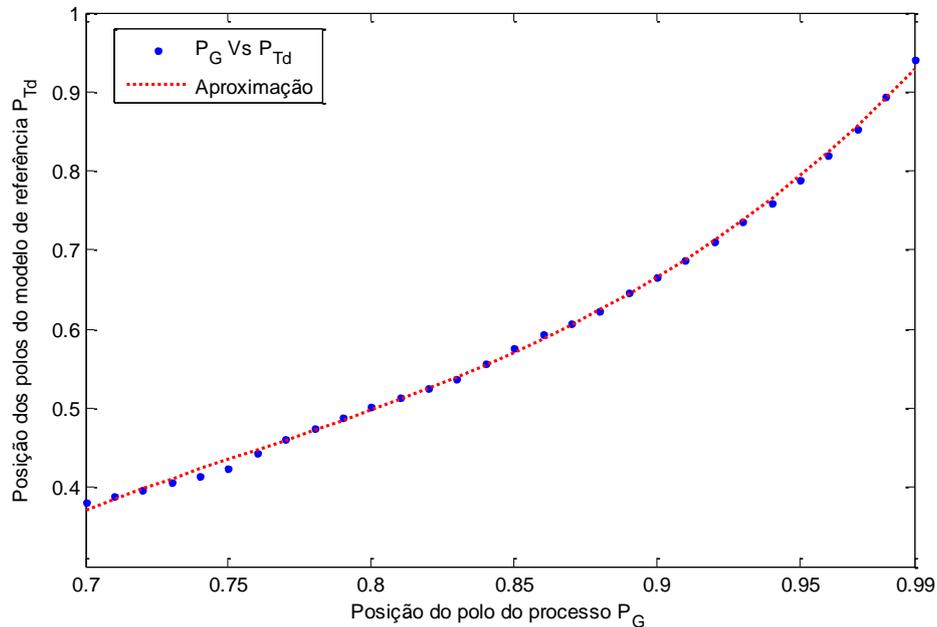


Figura 13: Relação entre polos da $G_0(z)$ e da $T_d(z)$ para $Mo\%$ de 10%

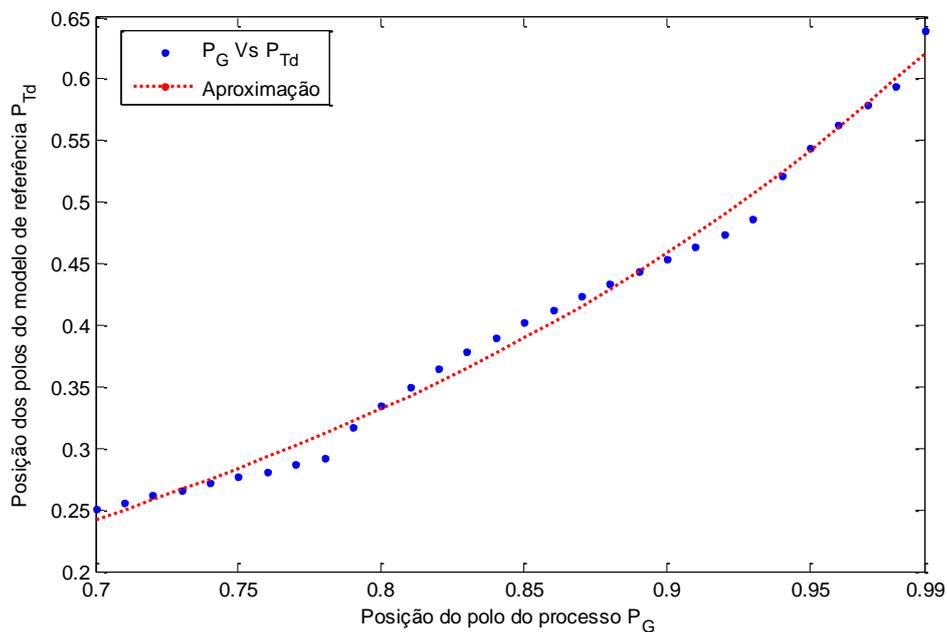


Figura 14: Relação entre polos da $G_0(z)$ e da $T_d(z)$ para $Mo\%$ de 20%

4.2.1 Exemplos de simulação

4.2.1.1 Sistema de 1ª ordem

Seja o sistema dado por (26), controlado por um controlador PI e o modelo de referência escolhido como (36). É utilizado (44) para calcular a posição dos polos do MR, o qual é dado por

$$T_d(z) = \frac{(1 - 0,6755)(1 - 0,6755)}{1 - c} \cdot (z - c) \quad (46)$$

Aplica-se o método VRFT para obter o controlador, que é dado por

$$C(z, \rho) = \frac{1,098(z - 0,8082)}{(z - 1)} \quad (47)$$

onde o zero em “ c ” do MR (46) é o mesmo do controlador, quando este controlador é aplicado ao sistema em malha fechada, a resposta do sistema, tanto para alteração na referência quanto a aplicação de uma perturbação é apresentada na Figura 15. Observa-se que método aplicado dentro da classe resulta em um controlador capaz de reduzir o T_s tanto para a resposta a variação na referência quanto à rejeição de perturbação, e ainda mantém o $MO\%$ próximo aos 10% propostos ao utilizar (44) para encontrar os polos da $T_d(z)$.

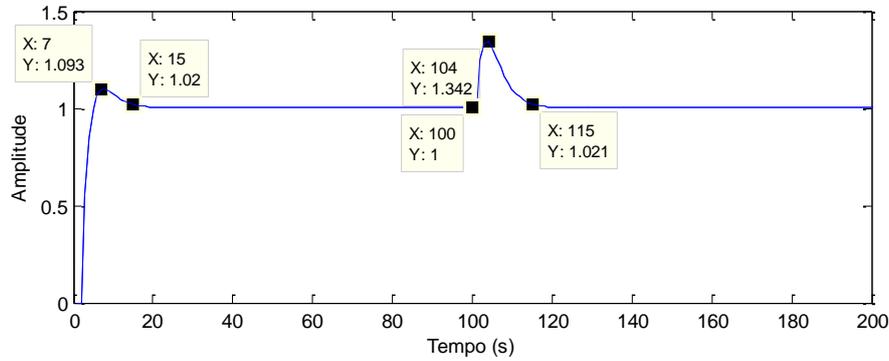


Figura 15: $C_d(z) \in$ da classe de controladores PI

4.2.1.2 Sistema de 2^a ordem

Seja agora o sistema a ser controlado dado por

$$G_0(z) = \frac{0,5z}{(z - 0,75)(z - 0,95)}, \quad (48)$$

controlado por PI, o modelo de referência dado por (36) e a posição dos polos do MR calculado por (44), onde foi estimada a posição do polo dominante do processo pelo seu tempo de acomodação. Note que neste caso o controlador PI não é suficiente para atingir o desempenho desejado, mas queremos testar o comportamento do sistema frente a este fato. Neste caso é importante utilizar o filtro $L(z)$ dado por (23), onde a $T_d(z)$ no filtro foi substituída por

$$A(z) = \frac{z(1 - \tau_1)(1 - \tau_2)}{(z - \tau_1)(z - \tau_2)}, \quad (49)$$

a qual não possui o zero do controlador em “ c ” que não é conhecido até a aplicação do método que reduz a função custo, mas continua com grau relativo 1 devido a presença do zero em zero. Neste caso a função de transferência $A(z)$ é, basicamente, a FT de mesma

estrutura que a $T_d(z)$ de 2ª ordem proposta em (36), porém não sofre a influência do zero.

O resultado obtido é exibido na Figura 16, onde percebe-se que ao utilizar o método fora da classe os resulta em um controlador totalmente inadequado, o qual leva o sistema em MF a possuir, nesse caso, dinâmica oscilatória (polos complexos), tempo de acomodação apenas 25,7% melhor que o T_s do processo em MA e máximo sobrepasso de 42,3%.

Entende-se através dessa simulação que um próximo passo a ser tomado é a implementação do método de escolha do MR que obtenha um resultado adequado à resposta à perturbação e a variação na referência para processos de ordem maior.

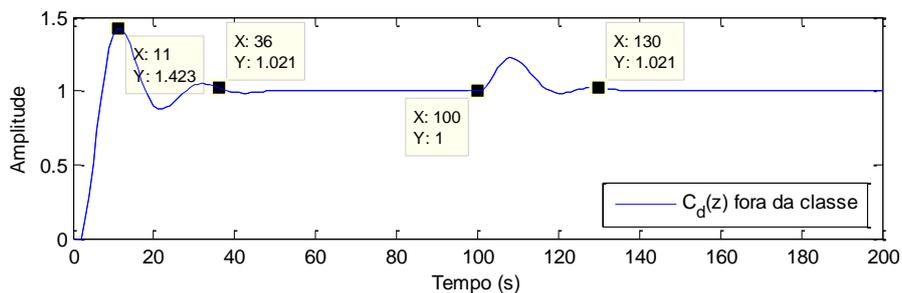


Figura 16: $C_d(z) \notin$ da classe de controladores PI

4.3 Teste em uma planta real

4.3.1 Aquisição de dados em MA

A planta utilizada para os testes do controlador proposto é uma planta de controle de nível presente no laboratório LASCAR (Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica), no DELAE (Departamento de Sistemas Elétricos, de Automação e Energia) da UFRGS. Uma foto da planta de nível é exibida na Figura 22 no anexo deste trabalho. O sistema consiste de dois tanques T1 e T2, de um reservatório de água R, de duas bombas hidráulicas B1 e B2 e das válvulas V1 e V2, conforme esquemático apresentado na Figura 17. A capacidade do reservatório R é de 250 litros, enquanto as capacidades dos tanques T1 e T2 são de 70 litros cada (Eckhard ET AL., 2014). A variável controlada é o nível do tanque T1, a variável manipulada é a abertura da válvula V1 e a perturbação é adicionada ao processo quando variada a abertura da válvula V2.

O método VRFT é utilizado seguindo os passos descritos na seção 2.3. Os dados são coletados a partir de um experimento em MA, o qual pode ser visto na Figura 18. Verifica-se também que o tempo de acomodação para a resposta ao salto na referência é de aproximadamente 572 amostras, o que equivale a 9,3 minutos.

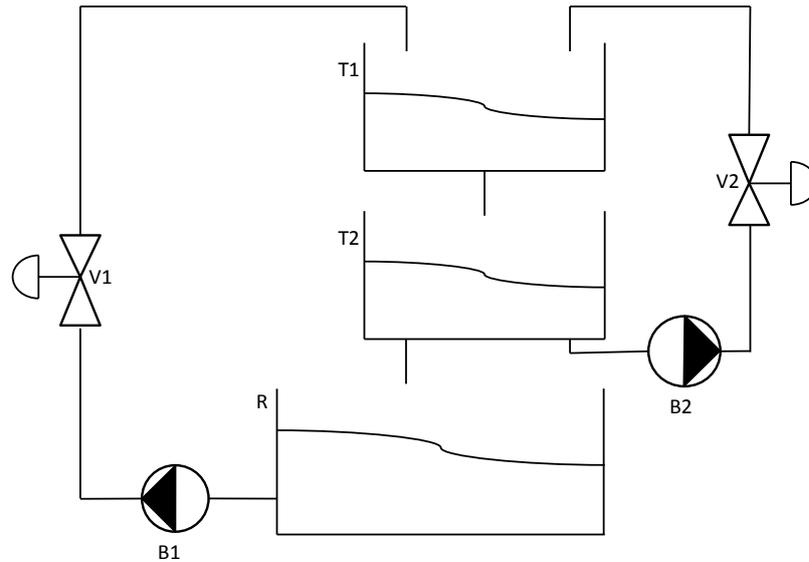


Figura 17: Esquemático da planta hidráulica

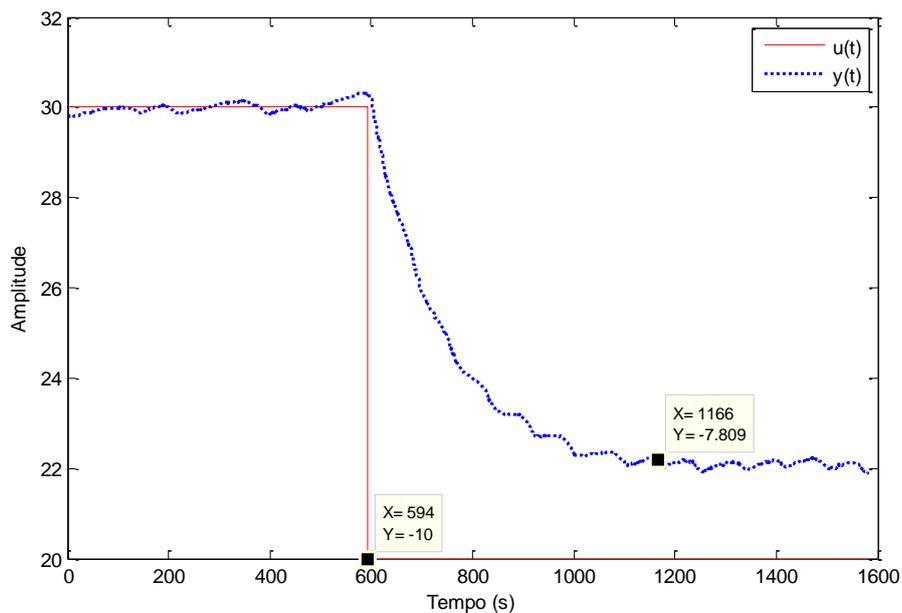


Figura 18: Dados da planta em MA

4.3.2 MF - controlador feito com MR de 1ª ordem

Após coletado os dados, o método VRFT foi aplicado para um MR usual de 1ª ordem dado por

$$T_d(z) = \frac{0,036572}{z - 0,963428}, \quad (50)$$

o qual apresenta $T_s = 105$ amostras, aproximadamente 5 vezes mais rápido que o sistema em MA.

Os resultados obtidos são analisados através da Figura 19, a qual apresenta o resultado para o VRFT utilizando o filtro $L(z)$ dado por (23). O tempo de acomodação da resposta à referência é de 129 amostras, o que é razoavelmente próximo do T_s do MR, o T_s para a perturbação passou a ser de 416 ficando ligeiramente mais rápido que o T_s em MA, o que evidencia a necessidade de um novo formato de MR que gere um controlador capaz de rejeitar perturbações com um tempo de acomodação adequado.

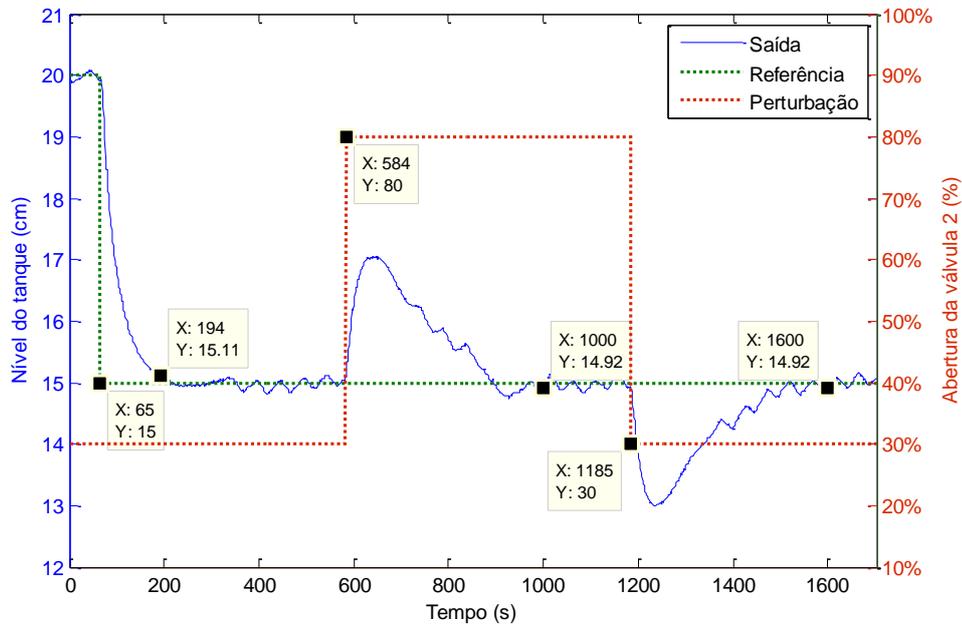


Figura 19: Resultado obtido na planta real com MR de 1ª ordem

4.3.3 MF - controlador feito com MR de 2ª ordem

Para o método VRFT com MR de 2ª ordem é utilizado o processo automatizado de escolha dos polos da $T_d(z)$. Primeiramente o usuário deve definir qual o $Mo\%$ entre as opções 5%, 10% e 20% para o sistema em MF. Então, o programa chama uma sub-rotina que usa os dados coletados da planta para encontrar o T_s do processo em MA, essa ainda calcula e retorna o valor do polo do processo (P_G) em função do T_s . O polo P_G é substituído em uma das equações que aproximam a posição dos polos da $T_d(z)$. Sendo essa equação dada por (42) quando $Mo\% = 5\%$, (44) quando $Mo\% = 10\%$ ou (45) quando $Mo\% = 20\%$. É então utilizando mínimos quadrados para reduzir a função custo (40), de modo a encontrar os ganhos k_1 e k_2 do controlador PI (39).

As figuras 20 e 21 apresentam os resultados obtidos para a opção de $Mo\% = 10\%$. Sendo que, a Figura 20 expõem os resultados para o VRFT sem a utilização do filtro $L(z)$, enquanto na Figura 21 é apresentado o experimento utilizando o filtro $L(z)$ modificado para MR de segunda ordem.

O resultado obtido para o VRFT utilizando MR de 2ª ordem sem o filtro é satisfatório em relação aos tempos de acomodação tanto à referência quanto à perturbação, sendo esses de 104 e 150 amostras respectivamente. Contudo o sobrepasso apresentado ultrapassa os 10% proposto chegando a 23,6%.

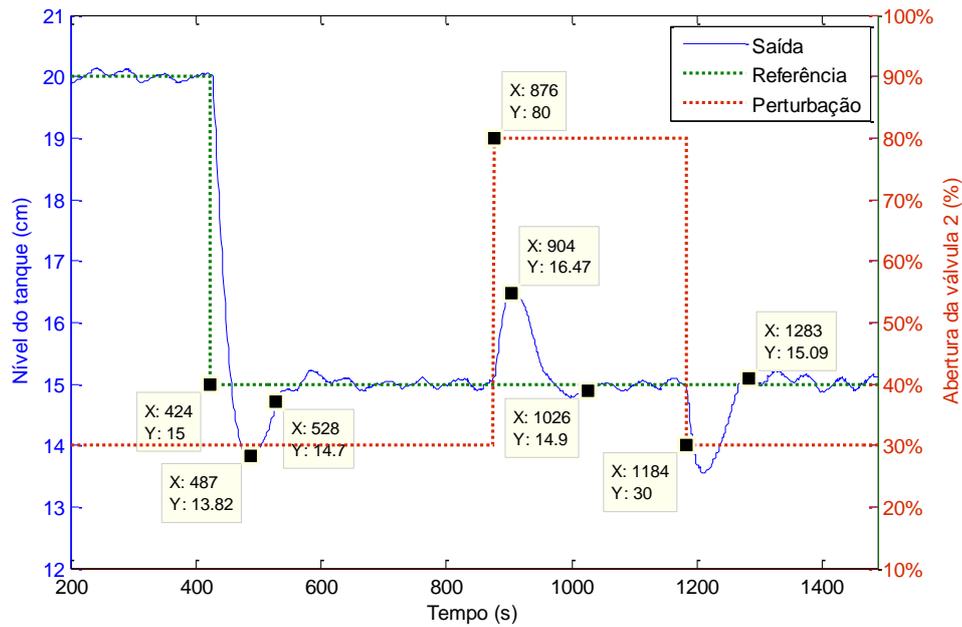


Figura 20: Resultado obtido na planta real com MR de 2ª ordem s/ filtro $L(z)$

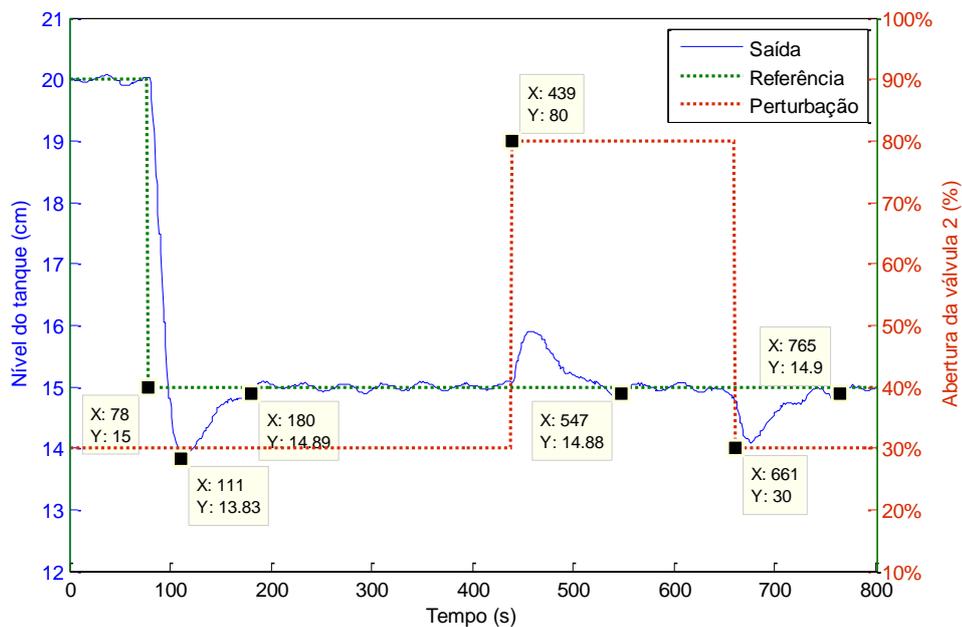


Figura 21: Resultado obtido na planta real com MR de 2ª ordem c/ filtro $L(z)$

Quanto aos resultados obtidos com a utilização do filtro, apresentados na Figura 21, observa-se que houve uma melhora em relação ao T_s à perturbação, o qual ficou em torno de 106 amostras, o T_s à referência se manteve praticamente inalterado passando para 102 amostras e o sobressinal também se manteve sem alteração considerável passando a ser de 23,4%. Ainda assim houve uma melhora em relação à amplitude do pico gerada pela perturbação no nível do tanque, a qual foi reduzida de 63,34%.

5 Conclusões e Trabalhos Futuros

O presente trabalho buscou encontrar um modelo de referência, o qual ao ser utilizado por métodos de controle baseados em MR resulta em um desempenho adequado tanto para a variação da referência quanto para a rejeição de perturbações. A análise para a obtenção do modelo foi baseada em trabalhos anteriores a esse e na manipulação matemática dos métodos conhecidos.

Demonstrou-se que ao utilizar um método usual para a escolha do MR, o controlador obtido tende a cancelar o polo do processo para a resposta à variação na referência, porém o polo é mantido na resposta à perturbação no sinal de entrada, fazendo com que a rejeição a perturbação mantivesse dinâmica do processo em MA. Foi apresentada uma proposta de MR de 2ª ordem que não resulta no cancelamento do polo do processo na resposta à perturbação.

Um método para a escolha de um MR de forma automatizada foi obtido através de muitos experimentos de complexidade considerável, os quais foram realizados na ferramenta de simulação Matlab/Simulink®. Esse, então, foi submetido a testes em uma planta real no laboratório LASCAR, no DELAE da UFRGS. Os resultados para o modelo foram satisfatórios, atendendo a proposta deste trabalho. Por sua simplicidade na aplicação, o fato de não necessitar de um modelo do processo, ter resultados testados em um sistema real, esse método demonstra-se promissor a ser implementado em ambiente industrial renunciando resultados satisfatórios.

Para a continuação desse trabalho, sugere-se:

- O desenvolvimento do modelo de referência com resposta adequada à variação na referência e à rejeição de perturbação para processos de ordem maior utilizando outras classes de controladores;
- A utilização do modelo proposto neste trabalho para outros métodos baseados em MR;
- Estudar a possibilidade da utilização de dois controladores no processo, um controlador para alterações na referência e outro para manutenção do seguimento de referência com desempenho voltado à rejeição de perturbações.

6 Referências

- ÅSTRÖM, K. J.; WITTERNMARK, B. **Computer-Controlled Systems Theory and Design**. 3.ed. Mainland, China, Prentice Hall, 1997.
- BAZANELLA, A; CAMPESTRINI, L.; Eckhard, D. **Data-Driven Controller Design: The H2 Approach**. Springer. New York, USA, Springer, DOI:10.1007/978-94-007-2300-9, 2012.
- BENNETT, S. **A Brief History of Automatic Control**, IEEE Control Systems, 1996.
- BENNETT, S. **Development of the PID Controller**, 0272-1708/93/\$03.00©1993IEEE, 1993.
- BERGEL, M. E. **Estudo de Alternativas para o Ajuste de Controladores PID Utilizando Métodos Baseados em Dados**. (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul – UFRGS, Porto Alegre, Rio Grande do Sul, Brasil, 2009.
- CAMPESTRINI, L. **Contribuições para Métodos de Controle Baseados em Dados Obtidos em Apenas um Experimento**. (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul – UFRGS. Porto Alegre, Rio Grande do Sul, Brasil, 2010.
- CAMPI, M., LECCHINI, A; SAVARESI, S. **An Application of the Virtual Reference Feedback Tuning Method to a Benchmark Problem**. European Journal of Control, London, UK, v.9, p.66—76, 2003.
- CAMPI, M., LECCHINI, A; SAVARESI, S. **Virtual Reference Feedback Tuning: a Direct Method for the Design of Feedback Controllers**. Automatica, 38, 1337–1346, 2002.
- ECKHARD, D. **“VRFT Que Não Mata O Polo”**. Trabalho não publicado, 2015.
- ECKHARD, D.; CAMPESTRINI, L.; BERGEL, M.; BAZANELLA, A. S. **Data-Based Control Design for a process class with guaranteed convergence to the globally optimum controller**. In European Control Conference, 2009, Budapest, Hungary. Proceedings... Paris; France: EUCA, 2009. v.1, p.993—998.
- ECKHARD, D.; CAMPESTRINI, L.; BOEIRO, E.; SILVA, J. M. **Aplicação de Métodos de Controle Baseado em Dados em um Sistema de Controle de Nível Industrial**. Cancun, Quintana Roo, México, 2014.
- FRANKLIN, F., G.; POWELL, D., J; EMAMI-NAEINI, A. **Feedback Control of Dynamic Systems, 4.ed. Yooer Saddle River**. New Jersey 07458, Prentice Hall, 2002.
- HJALMARSSON, H. **Iterative feedback tuning - an overview**. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. 16(5), 373–395, 2002.
- KAMMER, L.; BITMEAD, R.; BARTLETT, P. **Direct Iterative Tuning via Spectral Analysis**. Automatica, Tarrytown; NY, v.36, n.9, p.1301—1307, Sep 2000.
- KARIMI, A.; MIŠKOVIĆ, L.; BONVIN, D. **Convergence Analysis of an Iterative Correlation-Based Controller Tuning Method**. IN: IFAC WORLD CONGRESS, 15, 2002 BARCELONA, Spain, Tarrytown, NY: IFAC, 2002. P.413—418.

LANDAU, D. I.; ZITO, G. **Digital Control Systems – Design, Identification and Implementation**. Springer, 2006.

LECCHINI, A; CAMPI, M.; SAVARESI, S. **Virtual Reference Feedback Tuning for Two Degree of Freedom Controllers**. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Glasgow, UK, v.16, p.355—371, 2002.

7 Anexo

Tabela 1: posição dos polos da $T_d(z)$ para $Mo\% \cong 5\%$

Polo da $G_0(z)$	T_s da $G_0(z)$ (em segundos)	Polos da $T_d(z)$	T_s da $T_d(z)$ (em segundos)	T_s da $S(z)G_0(z)$ (em segundos)
0,70	11	0,469	7	10
0,71	12	0,479	7	10
0,72	12	0,494	7	10
0,73	13	0,509	7	11
0,74	13	0,523	8	11
0,75	14	0,536	8	11
0,76	15	0,548	8	12
0,77	15	0,56	8	12
0,78	16	0,574	9	13
0,79	17	0,591	9	13
0,8	18	0,606	10	14
0,81	19	0,619	10	15
0,82	20	0,634	11	15
0,83	21	0,651	11	16
0,84	23	0,667	12	17
0,85	25	0,683	12	18
0,86	26	0,700	13	20
0,87	29	0,717	14	21
0,88	31	0,735	15	23
0,89	34	0,754	17	25
0,9	38	0,772	18	27
0,91	42	0,792	20	30
0,92	47	0,812	22	33
0,93	54	0,833	25	38
0,94	64	0,854	29	43
0,95	77	0,876	35	52
0,96	96	0,899	43	64
0,97	129	0,923	57	85
0,98	194	0,948	84	126
0,99	390	0,974	167	250

Tabela 2 posição dos polos da $T_d(z)$ para $Mo\% \cong 10\%$

Polo da $G_0(z)$	T_s da $G_0(z)$ (em segundos)	Polos da $T_d(z)$	T_s da $T_d(z)$ (em segundos)	T_s da $S(z)G_0(z)$ (em segundos)
0,70	11	0,380	6	8
0,71	12	0,389	6	8
0,72	12	0,397	6	8
0,73	13	0,406	6	8
0,74	13	0,414	6	8
0,75	14	0,424	7	8
0,76	15	0,444	7	9
0,77	15	0,460	7	9
0,78	16	0,475	7	10
0,79	17	0,489	8	10
0,80	18	0,501	8	10
0,81	19	0,514	8	11
0,82	20	0,525	9	11
0,83	21	0,537	9	12
0,84	23	0,557	9	12
0,85	25	0,576	10	13
0,86	26	0,593	10	14
0,87	29	0,608	11	14
0,88	31	0,623	11	15
0,89	34	0,647	12	16
0,90	38	0,666	13	17
0,91	42	0,687	14	19
0,92	47	0,710	15	20
0,93	54	0,735	17	23
0,94	64	0,760	19	25
0,95	77	0,789	22	29
0,96	96	0,819	26	35
0,97	129	0,853	33	43
0,98	194	0,893	46	60
0,99	390	0,940	82	109

Tabela 3 posição dos polos da $T_d(z)$ para $Mo\% \cong 20\%$

Polo da $G_0(z)$	T_s da $G_0(z)$ (em segundos)	Polos da $T_d(z)$	T_s da $T_d(z)$ (em segundos)	T_s da $S(z)G_0(z)$ (em segundos)
0,70	11	0,251	5	5
0,71	12	0,256	5	6
0,72	12	0,262	5	6
0,73	13	0,266	5	6
0,74	13	0,272	5	6
0,75	14	0,277	5	6
0,76	15	0,281	5	6
0,77	15	0,287	5	6
0,78	16	0,292	5	6
0,79	17	0,317	6	6
0,80	18	0,335	6	7
0,81	19	0,350	6	7
0,82	20	0,365	6	7
0,83	21	0,378	6	8
0,84	23	0,390	7	8
0,85	25	0,402	7	8
0,86	26	0,413	7	8
0,87	29	0,424	7	8
0,88	31	0,434	7	9
0,89	34	0,444	8	9
0,90	38	0,454	8	9
0,91	42	0,464	8	9
0,92	47	0,474	8	10
0,93	54	0,486	8	10
0,94	64	0,522	9	11
0,95	77	0,544	10	12
0,96	96	0,563	10	12
0,97	129	0,579	11	13
0,98	194	0,594	11	14
0,99	390	0,639	13	16

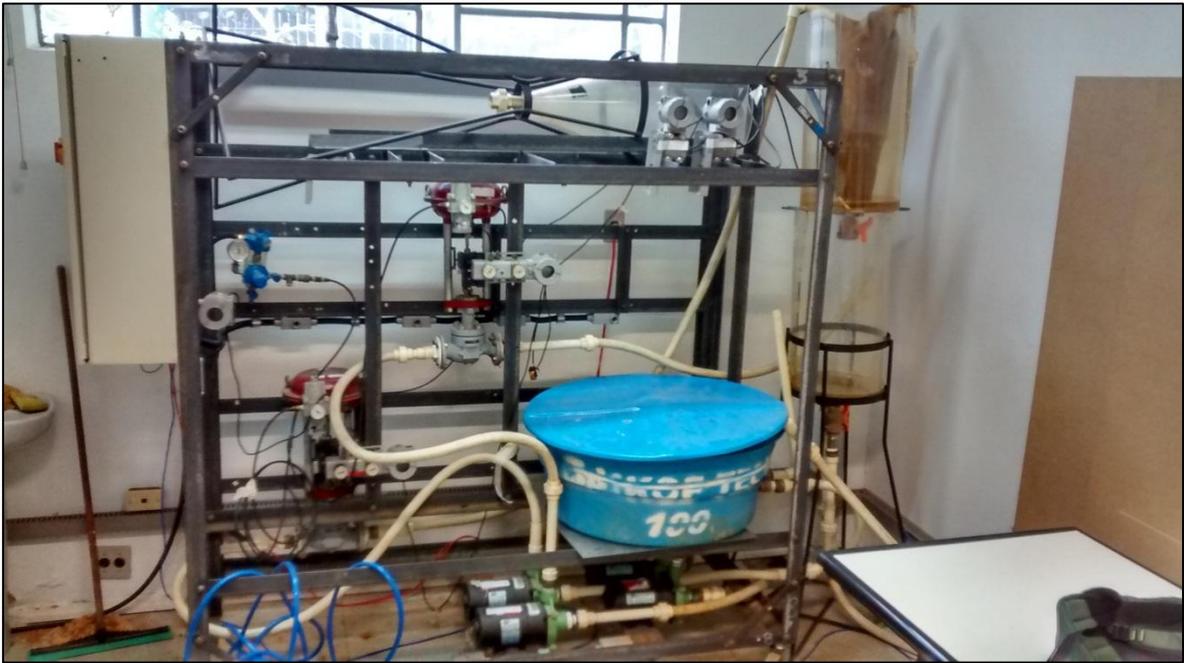


Figura 22: Foto da planta de controle de nível do laboratório LASCAR