



INSTITUTO TECNOLÓGICO VALE



**Programa de Pós-Graduação em Instrumentação, Controle e
Automação de Processos de Mineração (PROFICAM)
Escola de Minas, Universidade Federal de Ouro Preto (UFOP)
Associação Instituto Tecnológico Vale (ITV)**

Dissertação

CONTROLE DE NÍVEL DA CÂMARA EM BRITADOR CÔNICO

Patrícia Gabrielly Macedo Meireles

**Ouro Preto
Minas Gerais, Brasil
2020**

Patrícia Gabrielly Macedo Meireles

CONTROLE DE NÍVEL DA CÂMARA EM BRITADOR CÔNICO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Instrumentação, Controle e Automação de Processos de Mineração da Universidade Federal de Ouro Preto e do Instituto Tecnológico Vale, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Márcio Feliciano Braga, D.Sc.

Coorientador: Prof. Thiago Antônio Melo Euzébio, D.Sc.

Ouro Preto

2020

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

M514c Meireles, Patricia Gabrielly Macedo .
Controle de nível da câmara em britador cônico. [manuscrito] /
Patricia Gabrielly Macedo Meireles. - 2020.
50 f.: il.: color., gráf., tab..

Orientador: Prof. Dr. Márcio Feliciano Braga.
Coorientador: Prof. Dr. Thiago Antônio Melo Euzébio.
Dissertação (Mestrado Profissional). Universidade Federal de Ouro Preto. Programa de Mestrado Profissional em Instrumentação, Controle e Automação de Processos de Mineração. Programa de Pós-Graduação em Instrumentação, Controle e Automação de Processos de Mineração.
Área de Concentração: Engenharia de Controle e Automação de Processos Mineraiis.

1. Britadores. 2. Dispositivo - Controle de Nível. 3. Britadores - Câmara do britador. 4. Energia elétrica - Estimador de Estado. I. Braga, Márcio Feliciano . II. Euzébio, Thiago Antônio Melo . III. Universidade Federal de Ouro Preto. IV. Título.

CDU 681.5:622.2

Bibliotecário(a) Responsável: Maristela Sanches Lima Mesquita - CRB: 1716



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE OURO PRETO
REITORIA
INSTITUTO DE CIÊNCIAS EXATAS E APLICADAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRICA



FOLHA DE APROVAÇÃO

Patrícia Gabrielly Macedo Meireles

Controle de Nível da Câmara em Britador Cônico

Membros da banca

Márcio Feliciano Braga - D.Sc. - UFOP
Thiago Antonio Melo Euzébio - D.Sc. - ITV
Andrei Giordano Holanda Battistel - D.Sc. - UERJ
Victor Costa da Silva Campos - D.Sc. - UFMG
Moisés Tavares da Silva - D.Sc. - ITV

Versão final

Aprovado em 10 de setembro de 2020.

De acordo

Prof. Dr. Márcio Feliciano Braga



Documento assinado eletronicamente por **Marcio Feliciano Braga, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 10/09/2020, às 14:58, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0081349** e o código CRC **75D804BF**.

Referência: Caso responda este documento, indicar expressamente o Processo nº 23109.006398/2020-37

SEI nº 0081349

R. Diogo de Vasconcelos, 122, - Bairro Pilar Ouro Preto/MG, CEP 35400-000
Telefone: - www.ufop.br

*A alguém cujo valor é digno desta
dedicatória.*

Agradecimentos

Gratidão ao Bom Deus por mais esta benção recebida.

Aos meus pais, Marco e Conceição, e à minha irmã, Priscilla, por todas as palavras de incentivo e pelas orações.

À UFOP, ao ITV e aos professores do curso de mestrado pelo ensino de qualidade, em especial ao meu orientador Prof. Dr. Márcio pelo apoio, ensinamentos e paciência. Ao meu coorientador Prof. Dr. Thiago pela oportunidade e auxílio no início do projeto.

Aos meus colegas do curso por todo o aprendizado compartilhado.

A todos que de alguma forma contribuíram positivamente para esta conquista.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, Brasil (CAPES), Código de Financiamento 001; do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq); da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG); e da Vale SA.

*“A persistência é o menor
caminho para o êxito.” (Charlie
Chaplin)*

Resumo

Resumo da Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Instrumentação, Controle e Automação de Processos de Mineração como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTROLE DE NÍVEL DA CÂMARA EM BRITADOR CÔNICO

Patrícia Gabrielly Macedo Meireles

Setembro, 2020

Orientadores: Márcio Feliciano Braga

Thiago Antônio Melo Euzébio

A operação da britagem desempenha um importante papel para a indústria de mineração. Obter o desempenho ótimo a partir da planta e descobrir seus pontos de estrangulamento são alguns dos alvos. O aumento na eficiência do britador pode se dar à medida que o nível da cavidade de britagem for aumentado. Assim, o objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de controle para o nível da câmara do britador. Trata-se de uma ocorrência comum na indústria, os britadores funcionarem com o nível dos silos abaixo do desejado, acarretando problemas de produtividade. Para o controle foi utilizado como base de dados o nível, a taxa de variação de entrada e saída do britador e, conseqüentemente, a velocidade do alimentador de correia e a regulagem da abertura da posição fechada (APF), visando maximizar a eficiência da produção. Foram empregados também estimadores de estados para filtrar ruídos na medição e para estimar valores em caso de falha da medição pelo sensor.

Palavras-chave: Britador, Controle de Nível, Câmara do britador, Estimador de Estado.

Macrotema: Usina; **Linha de Pesquisa:** Análise e Projeto de Sistemas de Controle Avançado;

Tema: Redução de Variabilidade e Melhoria de Controle.

Abstract

Abstract of Dissertation presented to the Graduate Program on Instrumentation, Control and Automation of Mining Process as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

CAVITY LEVEL CONTROL ON CONE CRUSHER

Patrícia Gabrielly Macedo Meireles

September, 2020

Advisors: Márcio Feliciano Braga

Thiago Antônio Melo Euzébio

The crushing operation plays an important role for the mining industry. Achieving optimal performance from the plant and discovering its bottlenecks are some of the targets. The increase in the efficiency of the crusher can occur as the level of the crusher's cavity is increased. Thus, the objective of this work is to develop a control system for the feed hopper level. This is a common occurrence in the industry, as crushers operate with level below what is desirable, causing productivity problems. In order to achieve such control, parameters of level, variation rate of input and output of the crusher and, consequently, the speed of the belt feeder and regulation of the closed side setting (CSS) were used as a process and manipulated variable, in order to maximize the production efficiency. State estimators were also used to filter out noise during the measurement and to estimate values in case of measurement failure by the sensor.

Keywords: Crusher, Level Control, Crusher Cavity, State Estimator.

Macrotheme: Mine; **Research Line:** Analysis and Design of Advanced Control Systems;

Theme: Reducing Variability and Improving Control.

Lista de Figuras

Figura 1.1 Circuito simplificado da britagem: carga circulante retornando ao britador.....	1
Figura 1.2: Níveis de material dentro da cavidade Fonte: Adaptado de JACOBSON et al., 2010.....	2
Figura 1.3: Princípio de um britador cônico. Fonte: HULTHÉN, 2010.....	3
Figura 2.1: Sistema do controle de nível do britador cônico.....	6
Figura 2.2: Sistema básico de controle digital. Fonte: Adaptado de STARR, 2006.	8
Figura 2.3: Relações entre os sinais de entrada e de saída de um conversor A/D. Fonte: SOARES, 1996.	8
Figura 2.4: Diferença entre sinal contínuo, discreto e discretizado.....	9
Figura 2.5: Resposta do processo ao degrau. Fonte: Adaptado de SKOGESTAD, 2003.....	15
Figura 3.1: Distribuição granulométrica de saída do produto para APF de 35 mm. Fonte: MOREIRA e EUZÉBIO, 2018.	17
Figura 3.2: Distribuição granulométrica de saída do produto para APF de 38 mm. Fonte: MOREIRA e EUZÉBIO, 2018.	17
Figura 3.3: Distribuição granulométrica de saída do produto para APF de 41 mm. Fonte: MOREIRA e EUZÉBIO, 2018.	17
Figura 3.4: Fluxograma do processo de britagem.	20
Figura 3.5: Circuito de britagem montado no <i>software</i> Ideas®.	21
Figura 3.6: Planta de britagem com controlador PI simulada no Ideas®.....	22
Figura 3.7: Diagrama de blocos do sistema de controle com um controlador PI (Circuito 1).....	23
Figura 3.8: Diagrama de blocos resumido do sistema de controle com um controlador PI e um estimador de estado (Circuito 2).	24

Figura 3.9: Diagrama de blocos do sistema de controle com um controlador PI e um estimador de estado desenvolvido no Simulink.....	25
Figura 3.10: Diagrama de blocos do estimador de estado. Fonte: Adaptado de ITÄVUO <i>et al.</i> (2017).....	25
Figura 3.11: Diagrama de blocos do sistema de controle com dois controladores PI e um estimador de estado (Circuito 3).	26
Figura 3.12: Diagrama de blocos do sistema de controle com dois controladores PI e dois estimadores de estado (Circuito 4).	28
Figura 4.1: Curvas da distribuição do tamanho das partículas acumuladas APF de 35 mm.	29
Figura 4.2: Curvas da distribuição do tamanho das partículas acumuladas APF de 38 mm.	30
Figura 4.3: Curvas da distribuição do tamanho das partículas acumuladas APF de 41 mm.	30
Figura 4.4: Resposta do controlador PI sem estimador entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), com uma MV.	32
Figura 4.5: Esforço do controlador sem estimador entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), com uma MV.	33
Figura 4.6: Resposta do controlador PI sem estimador entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), e novamente sem estimador entre $t = 2001s$ e $t = 3000s$ (Circuito 1).	33
Figura 4.7: Comportamento do nível no momento em que a leitura do sensor é perdida por alguns segundos utilizando estimador, com nível estimado na tendência em azul, o nível real em vermelho e o nível do sensor em preto, Circuito 2.	34
Figura 4.8: Imagem ampliada do comportamento do nível no momento em que a leitura do sensor é perdida entre os instantes $t = 507s$ e $t = 511s$ e entre $t =$	

552s e $t = 580s$, com o nível estimado na tendência em azul, o nível real em vermelho e o nível do sensor em preto, Circuito 2.	34
Figura 4.9: Comportamento do nível estimado (tendência em azul) e do nível real (tendência em vermelho) no momento em que a leitura do sensor (tendência em preto) é perdida infinitamente, no instante $t = 450s$, utilizando estimador.	35
Figura 4.10: Comportamento do nível no momento em que a leitura do sensor no instante $t = 501s$ é perdida infinitamente sem utilizar estimador, com o nível estimado na tendência em azul, o nível real em vermelho e o nível do sensor em preto, Circuito 2.	36
Figura 4.11: Comportamento do nível para as três APF distintas. No instante entre $t = 0s$ e $t = 500s$ com a APF = 35 mm e não há estimador, entre $t = 501s$ e $t = 1000s$ com a APF = 35 mm e há estimador; entre $t = 1001s$ e $t = 1500s$ com a APF = 38 mm e não há estimador, entre $t = 1501s$ e $t = 2000s$ com a APF = 38 mm e há estimador; entre $t = 2001s$ e $t = 2500s$ com a APF = 41 mm e não há estimador, entre $t = 2501s$ e $t = 3000s$ com a APF = 41 mm e há estimador.	37
Figura 4.12: Esforço do controlador para as três APF distintas. No instante entre $t = 0s$ e $t = 500s$ com a APF = 35 mm e não há estimador, entre $t = 501s$ e $t = 1000s$ com a APF = 35 mm e há estimador; entre $t = 1001s$ e $t = 1500s$ com a APF = 38 mm e não há estimador, entre $t = 1501s$ e $t = 2000s$ com a APF = 38 mm e há estimador; entre $t = 2001s$ e $t = 2500s$ com a APF = 41 mm e não há estimador, entre $t = 2501s$ e $t = 3000s$ com a APF = 41 mm e há estimador.	37
Figura 4.13: Resposta do controlador PI sem estimador no instante entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), após suavização dos ganhos do PI.	38
Figura 4.14: Esforço do controlador PI sem estimador no instante entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), após suavização dos ganhos do PI.	38

Figura 4.15: Resposta do controlador PI sem estimador no instante entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 3), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 4).	40
Figura 4.16: Comportamento do nível, tendência em azul, no momento em que se tem pouca taxa na alimentação e a APF, tendência em laranja, é fixa. Velocidade do alimentador em vermelho (MV1) e <i>setpoint</i> em roxo.	41
Figura 4.17: Comportamento do nível, tendência em azul, no momento em que se tem pouca taxa na alimentação e a APF, tendência em laranja, é ajustável. Velocidade do alimentador em vermelho (MV1) e <i>setpoint</i> em roxo.	42
Figura 4.18: Comportamento da APF ajustável para controlar o nível do silo do britador.	42
Figura 4.19: Mudanças na granulometria da alimentação do circuito. Entrada d50 = 39,34 mm no instante entre $t = 0s$ e $t = 780s$, entrada d50 = 18,48 mm entre $t = 781s$ e $1390s$, e entrada d50 = 53,78 mm entre $t = 1391s$ e $1800s$	43
Figura 4.20: Nível do silo do britador dentro do <i>setpoint</i> de 80%.	44
Figura 4.21: Comportamento da velocidade do alimentador e da APF para os três d50 diferentes utilizados nessa simulação. Entrada d50 = 39,34 mm no instante entre $t = 0s$ e $t = 780s$, entrada d50 = 18,48 mm entre $t = 781s$ e $1390s$, e entrada d50 = 53,78 mm entre $t = 1391s$ e $1800s$	44
Figura 4.22: Comportamento da taxa de entrada e saída do britador após mudanças na granulometria da alimentação do circuito. Entrada d50 = 39,34 mm no instante entre $t = 0s$ e $t = 780s$, entrada d50 = 18,48 mm entre $t = 781s$ e $1390s$, e entrada d50 = 53,78 mm entre $t = 1391s$ e $1800s$	45

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Configuração de sintonia do método SIMC para alguns casos especiais. Fonte: SKOGESTAD, 2003.....	15
Tabela 3.1: Porcentagem passante acumulada das partículas. Fonte: MOREIRA and EUZÉBIO, 2018.	18
Tabela 4.1: Erro máximo entre as curvas granulométricas para partículas maiores que 25 mm.....	31

Lista de Siglas e Abreviaturas

APF – Abertura da Posição Fechada

BPM – *Bonded Particle Model*

DEM – *Discrete Element Method*

LIT – Linear e invariante no tempo

MV – Variável Manipulada

PID – Proporcional Integral Derivativo

PV – Variável de Processo

SIMC – *Skogestad/Simple Internal Model Control*

SP – *Setpoint*

Sumário

1. Introdução	1
1.1. Objetivo geral	4
1.2. Objetivos específicos	4
2. Referencial Teórico e Fundamentação Científica.....	5
2.1. Validação de modelos para simulação de britadores.....	5
2.2. Modelagem do britador cônico.....	6
2.3. Discretização.....	7
2.3.1. Representação no espaço de estados no tempo discreto.....	11
2.4. Estimador de estado.....	11
2.5. Representação de estimador de estados no tempo discreto	12
2.6. Sintonia de Controladores PID	13
2.6.1. Método do Modelo Interno de Skogestad (SIMC).....	14
3. Materiais e Métodos	16
3.1. Validação do britador secundário HP400 no <i>software</i> Ideas®.....	16
3.2. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador	21
3.3. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador e a APF	25
4. Resultados e Discussão	29
4.1. Resultado de Validação	29
4.2. Resultados dos Estimadores de Estados	31
4.2.1. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador como variável manipulada	32
4.2.2. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador e a APF como variáveis manipuladas	39

5.	Conclusão.....	46
6.	Trabalhos Futuros	47
6.1.	Trabalhos produzidos como resultados desta dissertação	47
7.	Referências Bibliográficas.....	48

1. Introdução

Na indústria de mineração, um dos principais objetivos é a obtenção do melhor retorno possível sobre seus ativos a partir de custos mais baixos em sua produtividade. Nesse tipo de operação, cuja planta e equipamentos funcionam ininterruptamente, é importante o bom desempenho, bem como a sua manutenção. Nessa perspectiva, a tecnologia auxilia esse segmento da indústria a propiciar meios para uma gestão da manutenção e da produção de maneira eficaz (SACHS, 2009).

Há três etapas importantes no processo de mineração, que são a exploração, a extração e o beneficiamento de minério. Segundo da Luz et al. (2010), a etapa de exploração consiste na realização de pesquisas e avaliações das áreas potenciais. Caso a área gere interesse econômico, a próxima etapa, que é a extração, ocorre nessa mina através de técnicas de lavra. O produto retirado dela, conhecido como ROM (“*run-of-mine*”) é a alimentação da etapa de beneficiamento, que ocorre em várias operações unitárias, dentre elas: cominuição, peneiramento, classificação, concentração, desaguamento, secagem e disposição de rejeitos.

A cominuição, que é o ato ou efeito de cominuir ou fragmentar, é dividida em duas etapas: a britagem e a moagem. A operação de britagem consiste na redução de tamanhos de partículas minerais e sofre a exigência de evitar a geração de quantidade excessiva de finos e de controlar o tamanho máximo dos produtos (KING, 2012; ITÄVUO et al., 2013). Caso o controle do tamanho máximo dos produtos não esteja desejável, o britador gera partículas muito grossas e ainda, caso ele esteja dentro de um circuito fechado, com peneiras, por exemplo, o material retorna a ele como carga circulante (NUNES, 2012), como ilustrado na Figura 1.1.

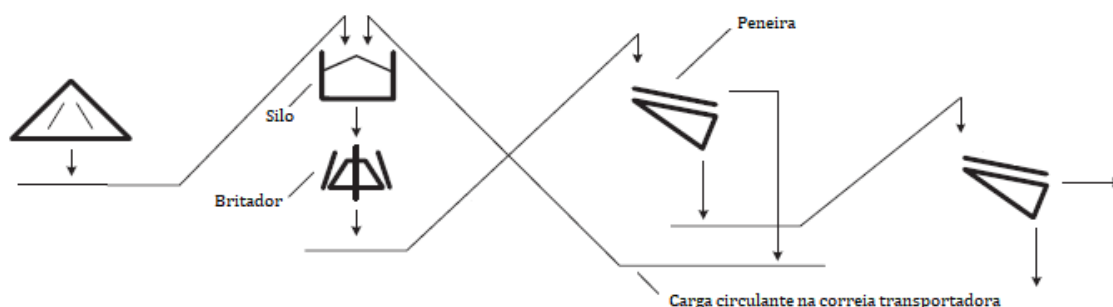


Figura 1.1 Circuito simplificado da britagem: carga circulante retornando ao britador.

Para analisar e descrever as operações básicas de um britador, estudos recentes, como em Atta et al. (2013), aplicam o princípio da divisão do equipamento em zonas. Cada zona é considerada como um estágio único que tem entrada e saída e, em seu interior, as partículas sofrem as ações de quebra, seleção e classificação. Pode-se dizer, no geral, que o desempenho dos britadores é a combinação e repetição dessas ações (ATTA et al., 2013). Antes que o tamanho desejado seja atendido, o material de alimentação sofre de dois a quatro estágios de britagem que formam um circuito (ITÄVUO et al., 2013).

Há diversos britadores no mercado, como britador de mandíbulas, giratório, de impacto, de rolos, de martelos e cônico. No cônico, a britagem ocorre na cavidade chamada câmara. Segundo Jacobson et al. (2010), conforme o nível do material ultrapassa o topo da câmara, a ação de esmagamento é aumentada e conseqüentemente o aumento na eficiência de produção. Na figura 1.2, podem ser observados três diferentes níveis na cavidade.

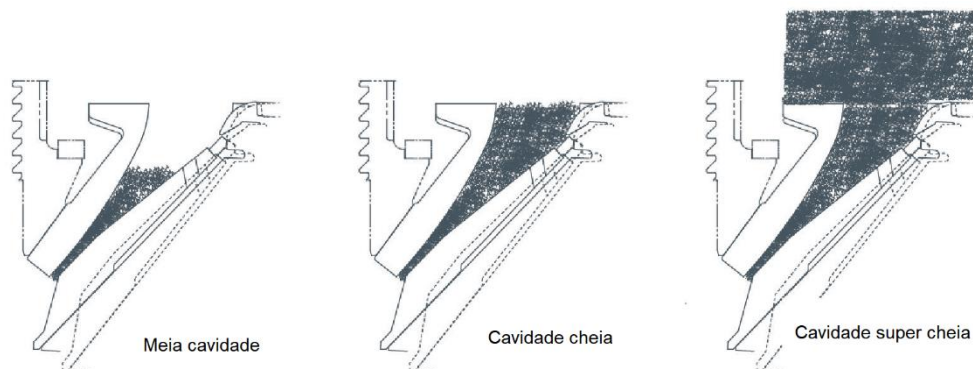


Figura 1.2: Níveis de material dentro da cavidade.
Fonte: Adaptado de JACOBSON et al., 2010.

A câmara se forma entre um manto cônico e côncavo (ATTA et al., 2013), como pode ser observado na Figura 1.3. A distância entre o côncavo e o manto, medido na parte mais estreita do equipamento, é chamada de Abertura da Posição Fechada (APF). A distância mais estreita é normalmente na saída da câmara de britagem. A APF é ajustada e controlada de forma diferente, dependendo do tipo de britador cônico. Esse é o parâmetro de controle mais usado para ajustar o produto do britador (HULTHÉN, 2010), com a finalidade de obter o desempenho ótimo da planta.



Figura 1.3: Princípio de um britador cônico.
Fonte: HULTHÉN, 2010.

Diminuindo a APF do britador, consegue-se diminuir a carga circulante em um processo de britagem e melhorar a produtividade, uma vez que o seu aumento causa a redução da taxa de alimentação e sobrecargas em equipamentos. Por meio de dados coletados em experimento realizado na Usina de Serra Leste e os utilizados em simulações, confirmou-se a afirmação acima, pois na saída do britador secundário com APF ajustada para 35 mm a quantidade de carga circulante, ou seja, o *oversize*, foi apenas 32,88%, contra 48,81% com APF de 38 mm e 54,05% com APF regulada para 41 mm.

Materiais de baixo *work index* (*wi*), ou seja, materiais que necessitam de menos energia para se quebrar, britam mais facilmente que de alto *wi*, com isso, o nível do britador que contém materiais de baixo *wi* esvaziam mais rapidamente e a carga circulante que passa por eles é menor. Fica evidente, portanto, que é essencial fazer o controle do nível da câmara do britador para que se maximize a eficiência de produção e pode-se conseguir isso utilizando o controle da APF.

Assim, o objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de controle para o nível da câmara do britador o qual poderá ser empregado em plantas que apresentam problemas na britagem secundária, como, por exemplo, um conjunto de britadores que funcionam com o nível dos silos abaixo do desejado, acarretando problemas de produtividade. Para o controle, será utilizado como base de dados o nível, a taxa de variação de entrada e saída do britador e, conseqüentemente, a velocidade do alimentador de correia e a regulagem da APF, visando maximizar a eficiência da produção.

Para projetar o controlador, utiliza-se o *software* MATLAB/Simulink® e para simular a planta de britagem emprega-se o *software* Ideas® da Andritz. Primeiramente, fez-se necessário validar um britador no *software* Ideas®, de modo que sua dinâmica se assemelhe ao

britador Metso HP400. Para que se alcançasse o objetivo, foi realizado um experimento industrial, na Usina de Serra Leste no Pará, para medir em laboratório a distribuição granulométrica das partículas para três valores de APF distintos. Com isso, foi possível efetuar e analisar inúmeros testes de controle na planta, como estratégias de controle que empregam estimadores de estado, com câmara cheia, podendo assegurar o rendimento máximo de um determinado tamanho necessário de produto final.

1.1. Objetivo geral

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de controle de nível da câmara de um britador visando maximizar a eficiência da produção.

1.2. Objetivos específicos

- Validar a dinâmica do britador cônico HP400 da Metso no *software* Ideas®.
- Projetar controladores PI para o nível da câmara de britagem utilizando o controle da velocidade do alimentador de correia e/ou da APF como variáveis manipuladas.
- Utilizar estimadores de estados para filtrar ruídos na medição e/ou para estimar valores em caso de falha da medição pelo sensor.
- Aplicar estratégias de controle validadas em um simulador em uma planta real.

2. Referencial Teórico e Fundamentação Científica

Nas seções subsequentes, são apresentadas uma breve descrição sobre a validação de modelos para simulação de britadores apresentados na literatura, também a modelagem de um circuito simples de britagem para o controle de nível de britadores cônicos, uma discussão sobre os benefícios de estimadores de estado e sua representação matemática, além de algumas definições sobre o controlador PID e o método de sintonia SIMC.

2.1. Validação de modelos para simulação de britadores

As validações de modelos para simulação de britadores utilizando métodos numéricos têm sido amplamente estudadas na literatura e são empregadas diferentes estratégias para a modelagem. Por exemplo, Quist e Evertsson (2016) utilizaram o método de elementos discretos (*Discrete Element Method* – DEM) e experimentos em escala industrial para fazer a modelagem de um britador cônico Svedala H6000. As partículas foram modeladas empregando o Modelo de Partículas Interligadas (*Bonded Particle Model* – BPM). Os autores utilizaram para a validação do modelo dois valores de APF diferentes. Os resultados mostraram uma correspondência relativamente boa entre os dados simulados e experimentais, porém, segundo eles, seria necessário mais trabalho para identificar e direcionar as fontes de variação observada (QUIST e EVERTSSON, 2016).

Em Neves e Tavares (2004), também se utilizou a variação da APF para a validação do modelo. Para validar, empregou-se o simulador USIM-PAC para modelar dois britadores, um terciário do tipo H3000 e outro quaternário do tipo H4000. O simulador utilizado é estático e, devido a isso, não é possível conectar a simulação a um sistema de controle, uma vez que não é possível simular a dinâmica do processo. As funções de classificação e de quebra do produto, que foram utilizados pelos autores, são as mesmas funções utilizadas neste trabalho. As curvas das distribuições acumuladas das partículas dos britadores reais obtiveram excelente correspondência em relação aos simulados. Segundo os autores, houveram desvios inferiores a 5% do balanço das massas.

Há outros enfoques para realizar a validação do equipamento de cominuição. Outra forma seria por meio da mudança da velocidade do excêntrico. Johansson et al. (2017) utilizaram o DEM para fazer a modelagem de um britador cônico Morgardshammar B90. As partículas foram modeladas empregando o BPM. Os autores fizeram duas mudanças do valor

da velocidade do excêntrico para validação do modelo. No entanto, os resultados mostraram, para apenas um caso, uma correspondência relativamente boa em termos de distribuição de tamanho de produto e fluxo de massa. Não foi apresentado o percentual de correspondência pelos autores.

2.2. Modelagem do britador cônico

Considerando a área acima da câmara do britador como a variável A , que corresponde a um silo de alimentação, a densidade do material como ρ , a altura do silo de alimentação como h e o tempo como t , a massa presente no silo de alimentação do britador, conforme ilustrado na Figura 2.1, é dada por

$$m(t) = Ah(t)\rho, \quad (1)$$

e o balanço de massa é

$$\frac{dm}{dt} = q_{in}(t) - q_{out}(t), \quad (2)$$

na qual q_{in} é o fluxo de massa de entrada no silo e q_{out} é o fluxo de massa de saída da câmara.

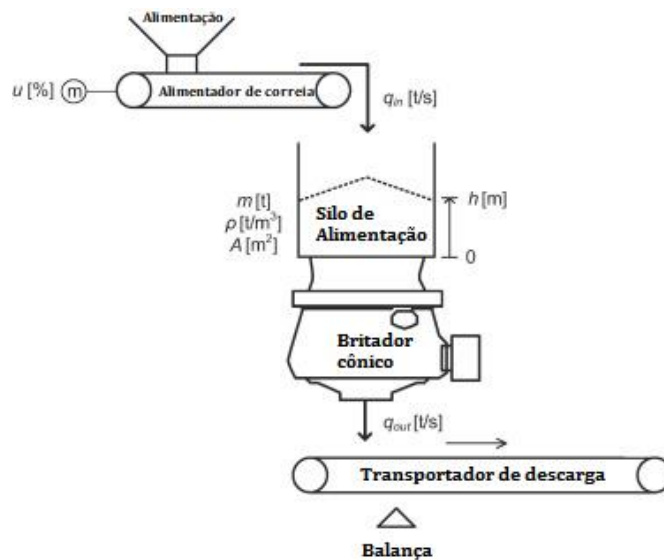


Figura 2.1: Sistema do controle de nível do britador cônico.

Fonte: Adaptado de ITÄVUO et al., 2017.

Segundo Itävuo et al. (2017), ao assumir a correia como um alimentador linear, sem atrasos e com dinâmica rápida, a massa de fluxo q_{in} pode ser aproximada por

$$q_{in}(t) \approx \eta_1 u(t), \quad (3)$$

na qual $u(t)$ é a entrada de controle do alimentador de correia e η_1 é o ganho do alimentador. Rearranjando e substituindo (1) e (3) em (2), tem-se

$$\frac{dh}{dt} = \frac{1}{A\rho} (\eta_1 u(t) - q_{out}(t)). \quad (4)$$

Ainda, segundo Itävuo et al. (2017), se considerar que q_{out} varia lentamente, tem-se que

$$\frac{dq_{out}}{dt} = 0 \quad (5)$$

Assim, definindo-se o vetor de estados como

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(t) \\ q_{out}(t) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

obtém-se, finalmente, a equação de espaço de estados em tempo contínuo e a equação de medição, as quais são dadas, respectivamente, por

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & A\rho \end{bmatrix}}_{A_c} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \eta_1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_c} u(t), \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_c} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

em que A_c é a matriz da dinâmica do sistema, B_c é a matriz de entradas e C_c é a matriz de saídas.

2.3. Discretização

O controlador digital oferece várias vantagens, tornando comum à sua aplicabilidade na indústria. Em sistemas de controle digital, onde existem os componentes discretos, como o próprio controlador, e há componentes contínuos, como a planta do processo, há a necessidade de entender a interação entre eles e o efeito da amostragem. Alguns dos benefícios dos controladores discretos em relação aos analógicos são: fácil implementação de funções computacionais e maior flexibilidade na modificação do código para outras aplicações, além de

ser menos sensível à variação de ruído e ambiente (DUAN e JIN, 1999). Em relação ao custo, esses controladores também apresentam vantagens pelo fato de o preço dos processadores digitais ter declinado nas últimas décadas.

A conexão entre componentes digitais e analógicos é exibida na Figura 2.2.

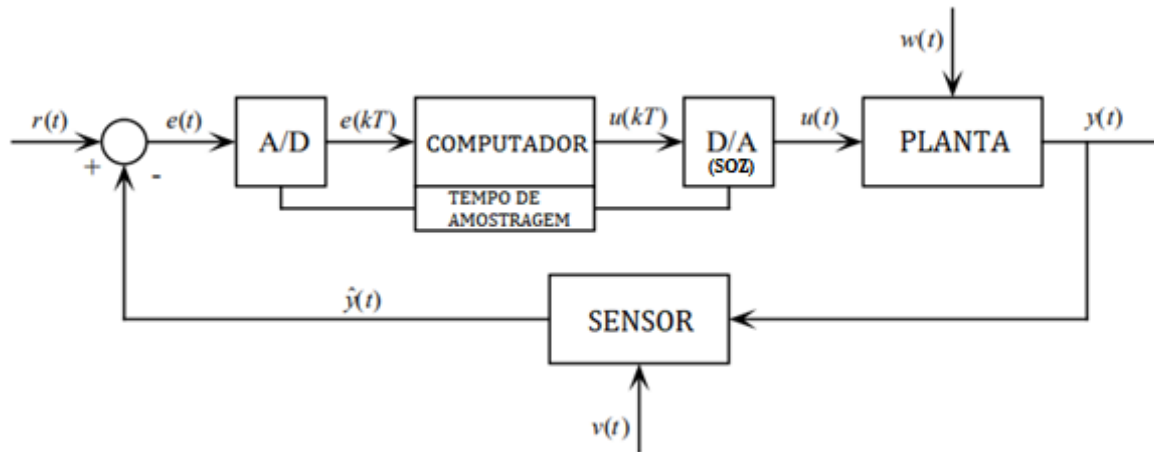


Figura 2.2: Sistema básico de controle digital.
Fonte: Adaptado de STARR, 2006.

De acordo com Soares (1996), a discretização acontece quando um sinal $e(t)$, cuja transformada de Laplace é definida por $E(s)$, é aplicado em um conversor A/D para obter-se o sinal amostrado $e^*(t)$ ou, equivalentemente no domínio da frequência, $E^*(s)$, conforme ilustrado na Figura 2.3.

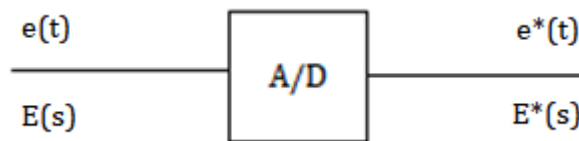


Figura 2.3: Relações entre os sinais de entrada e de saída de um conversor A/D.
Fonte: SOARES, 1996.

Há também o conversor D/A que converte o sinal discreto em analógico e é construído de tal maneira que mantém o sinal analógico constante até que uma nova conversão seja comandada no instante de amostragem t_k . Essa ferramenta é o segurador de ordem zero (SOZ) (SOARES, 1996). A função de transferência do SOZ é dada por:

$$G(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}. \quad (9)$$

A diferença entre sinal contínuo e sinal discretizado está ilustrada na Figura 2.4.

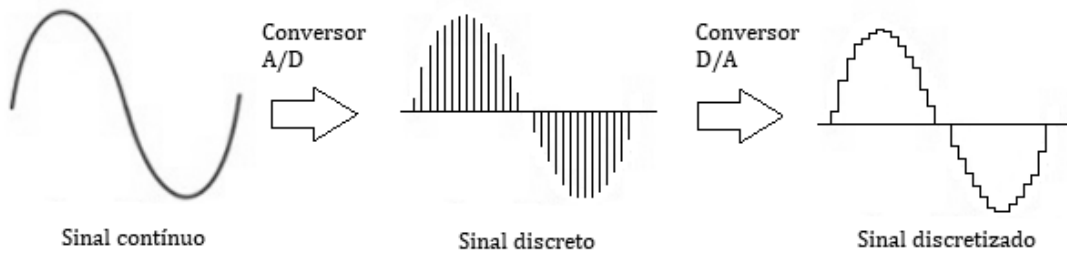


Figura 2.4: Diferença entre sinal contínuo, discreto e discretizado.

Assim, como os sinais, sistemas também podem ser discretizados. A discretização é necessária para o projeto de controladores e/ou estimadores em tempo discreto. Para a representação em espaço de estados, a discretização, é obtida pelo procedimento apresentado a seguir.

Segundo Åström e Wittenmark (2011), um sistema de espaço de estados no tempo contínuo é dado por

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (10)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (11)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (10) e (11), tem-se

$$sX(s) - x(0) = AX(s) + BU(s) \quad (12)$$

$$X(s) = [sI - A]^{-1} x(0) + [sI - A]^{-1} BU(s) \quad (13)$$

Considerando $\phi(t) = L^{-1}\{[sI - A]^{-1}\}$. A matriz $\phi(t)$ é chamada de matriz de transição do sistema. Aplicando a transformada inversa de Laplace, obtém-se

$$x(t) = \phi(t)x(0) + \int_0^t \phi(t - \tau) BU(\tau)d\tau \quad (14)$$

Note que para um sistema linear e invariante no tempo, denominado como LTI, $L^{-1}\{[sI - A]^{-1}\} = \varepsilon^{At}$, em que $\varepsilon^{(\cdot)}$ representa a função exponencial. Com a substituição de $\phi(t)$ por ε^{At} , tem-se:

$$x(t) = \varepsilon^{At} x(0) + \int_0^t \varepsilon^{A(t-\tau)} BU(\tau)d\tau \quad (15)$$

Escolhendo um período de amostragem $T > 0, \forall t \geq kT, k \in \mathbb{N}$, (15) pode ser reescrita na forma

$$x(t) = \varepsilon^{AkT} x(0) + \int_0^{kT} \varepsilon^{A(kT-\tau)} BU(\tau)d\tau \quad (16)$$

Como $u(t) = u(kT), \forall kT \leq t < (k+1)T$,

$$x((k+1)T) = \varepsilon^{AT} x(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} \varepsilon^{A((k+1)T-\tau)} d\tau BU(kT) \quad (17)$$

Portanto, a representação de estado no tempo discreto do sistema linear é dada por

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (18)$$

$$y(k) = C_d x(k) + D_d u(k) \quad (19)$$

em que

$$A_d = \varepsilon^{AT}$$

$$B_d = \int_0^T \varepsilon^{A\tau} d\tau B$$

$$C_d = C$$

$$D_d = D$$

2.3.1. Representação no espaço de estados no tempo discreto

Um sistema em espaço de estados discreto LTI, que pode ser, por exemplo, oriundo da discretização de um sistema contínuo, com entradas aditivas para ruído de processo w e ruído de sensor v pode ser descrito como

$$x(t_{k+1}) = A_d x(t_k) + B_d u(t_k) + Nw(t_k), \quad (20)$$

$$y(t_k) = C_d x(t_k) + v(t_k), \quad (21)$$

em que u é o vetor de entrada, x é o vetor de estado não medido, y é o vetor de saída medido, A_d é a matriz da dinâmica do sistema, B_d é a matriz de entrada, C_d é a matriz de saída, N é a matriz de distribuição da entrada de distúrbio, t_k é o instante de tempo atual e t_{k+1} é o instante de tempo subsequente.

2.4. Estimador de estado

Um estimador de estado é uma ferramenta usada para filtrar sinais e estimar estados de processos não medidos ou não disponíveis de um sistema real com o intuito de minimizar o erro entre o estado verdadeiro e o estimado (ITÄVUO et al., 2017). Uma das suas funções é detectar a existência de erros grosseiros no conjunto de medições. Sendo possível, também utilizá-lo para identificar e eliminar medições incorretas (ABUR e EXPÓSITO, 2004).

Essa ferramenta é usada para diversas aplicações, como na navegação robótica, na direção autônoma, na realidade virtual e aumentada, no fluxo de tráfego (QIN et al., 2018; WANG et al., 2009). Também é elemento chave no controle de sistemas de energia (JIANG et al., 2007). Por exemplo, Jiang et al. (2007) apresentou um algoritmo de estimação de estado distribuído utilizando medições fasoriais sincronizadas, adequado para sistemas de energia em larga escala.

Há também aplicações no campo da mineração. Remes et al. (2009) utilizou estimador de estado com filtro de Kalman para estimar a massa de apatita e a taxa de transbordo de água do espessador de concentrado da planta de Siilinjärvi, localizada na Finlândia. O objetivo foi

monitorar a operação do equipamento a fim de reduzir o número de períodos de perturbação do processo. Segundo reportado pelos autores, o estimador indicou bom funcionamento.

Em Troncoso e Suárez (2017), também foram utilizados estimadores de estados com filtro de Kalman, porém para controlar o nível de celulose de um circuito primário de flotação de uma empresa de mineração localizada na terceira região do Chile. Um otimizador baseado em algoritmos genéticos que calcula a ação de controle a ser aplicada também foi empregado. Conforme relatado, os resultados demonstram que a estratégia de controle implementada reduziu a variação do nível nos bancos do circuito de flotação.

Em Itävuo et al. (2017), utilizou-se um estimador de estado para controlar o nível do silo de alimentação de um britador cônico. Os testes foram realizados em grande escala e, segundo os autores, os benefícios do controle incluem a possibilidade de recuperar sinais de medição perdidos temporariamente, além de ter um controle de nível mais consistente e com menor esforço do controlador.

2.5. Representação de estimador de estados no tempo discreto

Um estimador de estado corretor-preditor discreto baseado em medições (estimador atual) é descrito por (PHILLIPS e NAGLE, 1995)

$$\hat{x}(t_k|t_k) = \bar{x}(t_k|t_{k-1}) + L(y(t_k) - C_d\bar{x}(t_k|t_{k-1})), \quad (22)$$

$$\bar{x}(t_k|t_{k-1}) = A_d\hat{x}(t_{k-1}|t_{k-1}) + B_d u(t_{k-1}), \quad (23)$$

em que L é a matriz de ganho do estimador, $\hat{x}(t_k|t_k)$ é a estimativa do estado posterior corrigido no tempo t_k após a medição $y(t_k)$ e $\bar{x}(t_k|t_{k-1})$ é a estimativa do estado previsto *a priori* com base na estimativa do estado anterior e as entradas de controle até t_{k-1} . O valor de L é uma troca entre a taxa de decaimento do estimador e a sensibilidade a distúrbios de medição.

O procedimento de cálculo é iterativo e cada iteração envolve duas etapas: a atualização de medição (correção) e a atualização de tempo (previsão). Quando a nova medição se torna disponível, a estimativa de estado corrigida $\hat{x}(t_k|t_k)$ é primeiro calculada de acordo com a atualização da medição (22). A estimativa de estado corrigida $\hat{x}(t_k|t_k)$ pode ser usada diretamente como uma medida em, por exemplo, controle. Após a nova ação de controle $u(t_k)$,

a estimativa do estado previsto *a priori* $\bar{x}(t_k|t_{k-1})$ é calculada de acordo com a atualização de tempo (23) para preparar o filtro para a próxima observação (ITÄVUO et al. 2017).

Empregando o procedimento de discretização por segurador de ordem zero (SOZ) (PHILLIPS e NAGLE, 1995), apresentado na Seção 2.3, obtém-se o modelo em espaço de estados no tempo discreto para o modelo contínuo, dado por

$$\begin{bmatrix} x_1(t_{k+1}) \\ x_2(t_{k+1}) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta t}{A\rho} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Ad} \begin{bmatrix} x_1(t_k) \\ x_2(t_k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \eta_1 \Delta t \\ A\rho \\ 0 \end{bmatrix}}_{Bd} u(t_k), \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t_k) \\ y_2(t_k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Cd} \begin{bmatrix} x_1(t_k) \\ x_2(t_k) \end{bmatrix}, \quad (25)$$

em que Δt é o tempo diferencial entre o intervalo de t_k e t_{k+1} , ou seja, é o período de amostragem T utilizado na discretização do modelo, uma vez que se utiliza um intervalo constante entre as amostras coletadas.

2.6. Sintonia de Controladores PID

O controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) é o mais usado em sistemas de malha fechada na área industrial. Algumas de suas vantagens é o bom desempenho em muitos processos, fácil associação entre os parâmetros de sintonia e estrutura versátil (DE CAMPOS e TEIXEIRA, 2010). A equação do controlador pode-se dar através da seguinte fórmula:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (26)$$

A função de transferência de (26) é

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right). \quad (27)$$

Porém, apesar de apresentar apenas três parâmetros, sem um procedimento sistemático, às vezes não é fácil encontrar bons valores para o controlador (SKOGESTAD, 2003). Segundo

de Campos e Teixeira (2010) e Skogestad (2003), alguns métodos utilizados para sintonia de PID são:

- Método Heurístico de Ziegler e Nichols;
- Método CHR;
- Método Heurístico de Cohen e Coon (CC);
- Método da Integral do Erro;
- Método do Modelo Interno (IMC);
- Método do Modelo Interno de Skogestad (SIMC).

Contudo, antes de realizar a sintonia, muitas vezes é necessário identificar o sistema para obter a dinâmica do processo. Uma estratégia prática para a obtenção da dinâmica do processo é colocar o controlador em manual e perturbar a saída em $\pm 1\%$ (DE CAMPOS e TEIXEIRA, 2010), a qual fornece o modelo matemático de resposta ao degrau. A curva resultante, que também é conhecida como “curva de reação”, permite obter o ganho (K), a constante de tempo (τ) e o tempo morto do processo (θ) cuja representação em função de transferência é

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = K \frac{e^{-\theta s}}{\tau s + 1}. \quad (28)$$

2.6.1. Método do Modelo Interno de Skogestad (SIMC)

Segundo Skogestad (2003), o método SIMC, Controle por Modelo Interno do Skogestad, reduz o tempo integrativo (T_i) para melhorar a rejeição de distúrbios pelo sistema.

Considere a Figura 2.5, na qual ilustra-se a resposta de um dado processo após a aplicação de um degrau na variável manipulada $u(t)$.

Com isso, o valor de K é

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (29)$$

E a inclinação é dada por

$$k' = \frac{K}{\tau_1} \quad (30)$$

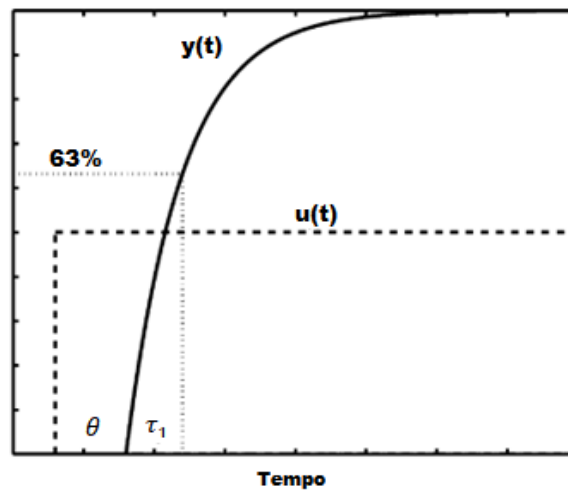


Figura 2.5: Resposta do processo ao degrau.
Fonte: Adaptado de SKOGESTAD, 2003.

De acordo com Skogestad (2003), sendo o ganho da planta dado por K , a constante de tempo dominante do sistema como τ_1 , a constante de tempo em malha fechada como τ_c , o tempo morto como θ e a constante de tempo de segunda ordem como τ_2 , a configuração de sintonia do método SIMC para alguns casos especiais, é a apresentada na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Configuração de sintonia do método SIMC para alguns casos especiais.
Fonte: SKOGESTAD, 2003.

Processo	$G(s)$	K_c	τ_I	τ_D
Primeira ordem	$K \frac{e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)}$	$\frac{1}{K} \frac{\tau_1}{(\tau_c + \theta)}$	$\min \{\tau_1, 4(\tau_c + \theta)\}$	-
Segunda ordem	$K \frac{e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	$\frac{1}{K} \frac{\tau_1}{(\tau_c + \theta)}$	$\min \{\tau_1, 4(\tau_c + \theta)\}$	τ_2
Integrador	$k' \frac{e^{-\theta s}}{s}$	$\frac{1}{k'} \frac{1}{(\tau_c + \theta)}$	$4(\tau_c + \theta)$	-

3. Materiais e Métodos

Neste capítulo é apresentada a metodologia de validação do britador em estudo e as estratégias de controle de nível empregadas, como a utilização de estimadores de estados, que são descritas posteriormente. Essas estratégias de controle foram empregadas em quatro circuitos diferentes. Também é apresentada outra modelagem para o britador cônico, considerando a APF como $u(t)$.

3.1. Validação do britador secundário HP400 no *software Ideas*®

Desenvolvendo e empregando um controlador adequado à planta do processo, conseqüentemente a sua eficiência de produção aumentará. Porém, antes de projetar o controlador, é necessário que o modelo da planta projetada na simulação represente a dinâmica real do processo com fidelidade. Com isso, foi necessário validar um britador no *software Ideas*®, de modo que sua dinâmica se assemelhasse ao britador Metso HP400. Para isso, inicialmente, foi realizada uma pesquisa bibliográfica a fim de entender algumas questões como o funcionamento do equipamento, os seus problemas de operação, as formas de controle para assegurar a distribuição granulométrica de saída desejada, etc.

Após o estudo inicial, para realizar a modelagem e a validação do britador, foi necessário dividir o procedimento em quatro etapas. A primeira foi realizada em campo, na Usina de Serra Leste, localizada no estado do Pará, na qual se coletou material necessário para fazer a reprodução da dinâmica do britador cônico Nordberg HP400 da Metso no simulador. Para isso, fez-se a regulagem do britador através da abertura na posição fechada (APF) de 35 mm e, em seguida, coletou-se o material na entrada do britador referente à alimentação e na saída referente ao produto. Esses mesmos procedimentos foram também feitos para a APF de 38 mm e 41 mm. Nas figuras 3.1, 3.2 e 3.3, tem-se a distribuição granulométrica do produto para as três aberturas. Os dados correspondentes à coleta foram retirados de Moreira e Euzébio (2018). A segunda etapa do procedimento, inicialmente, consistiu em aferir a distribuição granulométrica da alimentação e dos três produtos em laboratório.



Figura 3.1: Distribuição granulométrica de saída do produto para APF de 35 mm.
Fonte: MOREIRA e EUZÉBIO, 2018.



Figura 3.2: Distribuição granulométrica de saída do produto para APF de 38 mm.
Fonte: MOREIRA e EUZÉBIO, 2018.



Figura 3.3: Distribuição granulométrica de saída do produto para APF de 41 mm.
Fonte: MOREIRA e EUZÉBIO, 2018.

Os dados coletados em campo da distribuição granulométrica acumulada das partículas estão organizados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Porcentagem passante acumulada das partículas.
Fonte: MOREIRA and EUZÉBIO, 2018.

(mm)	Alimentação	APF		
		35mm	38 mm	41 mm
300	100	100,00%	100,00%	100,00%
250	100	100,00%	100,00%	100,00%
150	94,89	100,00%	100,00%	100,00%
100	68,34	100,00%	100,00%	100,00%
75	53,94	100,00%	95,31%	91,91%
63	43,26	99,46%	90,77%	86,41%
50	28,46	95,66%	82,92%	77,25%
37,5	11,21	87,09%	70,05%	64,64%
31,5	9,59	75,67%	60,78%	56,04%
25	7,98	64,37%	52,02%	47,90%
19	6,95	54,25%	43,41%	39,63%
16	6,40	49,32%	39,02%	35,51%
12,5	5,75	43,33%	34,13%	31,09%
10	5,30	38,92%	30,28%	28,21%
8	4,98	35,37%	27,44%	25,34%
6,3	4,58	31,83%	24,57%	22,72%
4	4,01	26,10%	20,40%	18,42%
2	3,37	19,37%	15,32%	13,88%
1	2,85	15,24%	11,96%	11,04%
0,5	2,34	11,98%	9,41%	8,84%
0,25	1,84	9,35%	7,56%	7,15%
0,15	1,42	8,85%	5,90%	5,64%

A vazão de saída do produto britado também foi medida para cada uma das aberturas mencionadas. Para a APF de 35 mm, 38 mm e 41 mm, o valor encontrado foi, respectivamente, 883 t/h, 986 t/h e 998 t/h.

Por meio do catálogo do britador (METSO, 2010), obtiveram-se outras informações importantes para a modelagem, como os valores da capacidade do equipamento, sua potência e seu diâmetro.

A terceira fase compreendeu na implementação do circuito de britagem no *software* Ideas®, desenvolvido pela empresa Andritz. Foram inseridos no *worksheet* do *software* objetos para representar os componentes da alimentação real, bem como sua distribuição

granulométrica e sua porcentagem mássica. Os componentes adicionados foram hematita e água. Inseriu-se também um transmissor para que se pudesse visualizar as distribuições do tamanho das partículas no ponto de fluxo de interesse.

Posteriormente, acrescentou-se um objeto denominado *Crusher* que teve como função modelar uma operação de cominuição básica na qual a distribuição do tamanho de partículas do fluxo de alimentação é reduzida enquanto se conserva a massa. Nas propriedades de configuração do *Crusher*, os primeiros dados inseridos foram os valores da potência do britador HP400 e o seu diâmetro, que são respectivamente, 315 kW e 1320 m.

Nesse objeto também foram configurados os parâmetros da função de classificação e de quebra do produto, que são os dois subprocessos do processo de redução de tamanho de sólidos. A probabilidade de classificação de partículas é uma função do tamanho de partícula d_i (dada pela média geométrica de um determinado intervalo de tamanho) e no simulador é implementada pela seguinte função não linear de Whiten (IDEAS, 2014)

$$C(d_i) = 0,0 \text{ para } d_i < K_1, \quad (31)$$

$$C(d_i) = 1,0 - \left(\frac{K_2 - d_i}{K_2 - K_1} \right)^{K_3}, \quad (32)$$

$$C(d_i) = 1,0 \text{ para } d_i > K_2, \quad (33)$$

em que, no simulador, utilizam-se as equações dadas por Napier-Munn para representar esses parâmetros (IDEAS, 2014), sendo

$$K_1 = A_0 + (A_1 * APF) - (A_2 * TPM) + (A_3 * F_{80}) + (A_4 * LLEN), \quad (34)$$

e

$$K_2 = B_0 + (B_1 * APF) - (B_2 * TPM) + (B_3 * F_{80}) + (B_4 * LLEN) + (B_5 * ET), \quad (35)$$

com APF sendo a abertura da posição fechada (mm) do britador, TPM, a taxa de transferência (t/h), F_{80} (granulometria da alimentação que 80% das partículas apresentam granulometria menor que a granulometria definida) sendo o d80 da alimentação (d80 é o tamanho de partícula correspondente quando a porcentagem acumulada chega a 80%), LLEN, o comprimento da superfície do manto (mm) do britador, e ET, o deslocamento do excêntrico (mm).

Houve um estudo similar com os dados da Usina de Serra Leste para o modelo de Atta em Atta et al. (2019), mas não para o modelo de Whiten em Ideas (2014).

A função $C(di)$ significa dizer que as partículas muito finas, de tamanho inferior a K_1 , não são classificadas para a quebra, enquanto que partículas muito grossas, de tamanho superior a K_2 , são classificadas, e partículas entre K_1 e K_2 podem ou não ser classificadas. Os parâmetros K_1 e K_2 dependem das dimensões do equipamento, do seu rendimento, do tamanho da alimentação, tipo de revestimento e vários outros fatores. As variáveis $A_0, A_1, A_2, A_3, A_4, B_0, B_1, B_2, B_3, B_4$ e B_5 são parâmetros de ajuste do modelo. Para estimativas iniciais foram configurados K_1, K_2, K_3 com os valores recomendados por Napier-Munn, sendo, respectivamente, iguais à APF, ao tamanho da maior partícula do produto e a 2,3 (IDEAS, 2014).

O subprocesso de quebra é dado pela seguinte função proposta por King (IDEAS, 2014)

$$B(x, y) = K \left(\frac{x}{y}\right)^{n_1} - (1 - K) \left(\frac{x}{y}\right)^{n_2}, \quad (36)$$

em que $B(x, y)$ representa a fração das partículas descendentes que são menores que o tamanho x originado da quebra de uma única partícula do tamanho y (KING, 2012). Para estimativas iniciais foram configurados n_1, n_2 e K com os valores recomendados por Atta et al. (2013), sendo então, respectivamente, iguais a 0,45, 3,2 e a 0,3.

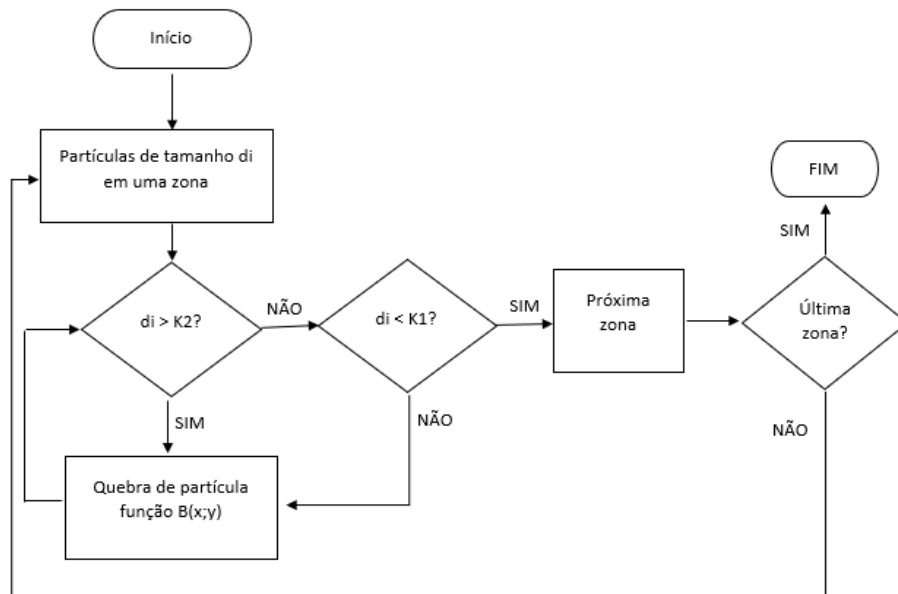


Figura 3.4: Fluxograma do processo de britagem.

Após a configuração dos objetos necessários para executar a simulação, as conexões entre eles foram arranjadas conforme mostrado na Figura 3.5.

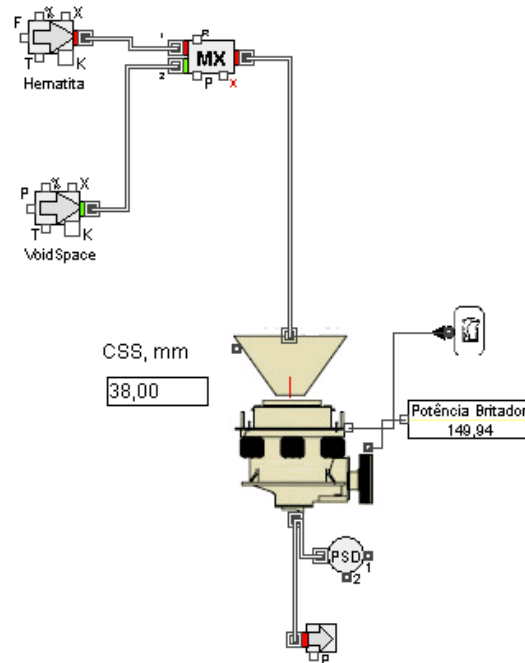


Figura 3.5: Circuito de britagem montado no *software* Ideas®.

A quarta e última etapa desse procedimento, que consistiu na validação do modelo, foi necessário fazer sucessivos ajustes nos valores dos parâmetros da função de classificação e de quebra para que as distribuições granulométricas das partículas no britador real coincidissem com o do britador simulado. Foi preciso entender, por tentativa e erro, a competência de cada parâmetro e a consequência que sua modificação causaria no desempenho da britagem como, por exemplo, a geração excessiva de finos ou a geração de um material pouco britado.

3.2. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador

Devido à planta da Usina de Serra Leste já ter apresentado problemas na britagem secundária, como o fato dos dois britadores funcionarem com o nível dos silos abaixo do desejado ou acima do permitido, acarretando problemas de produtividade, e ser um problema muito comum nas usinas de mineração, um dos objetivos deste trabalho é desenvolver um sistema de controle e estimação de nível para britadores.

O primeiro passo desse segundo procedimento foi projetar um controlador PI para o nível dos britadores secundários com referência (*setpoint*) em 80%, que teve como variável controlada a velocidade do alimentador de correia e como a variável de processo, o nível do silo de alimentação do britador, que se localiza acima da câmara do britador. Foi escolhido esse valor de referência para assegurar o nível do silo de alimentação do britador em nível alto e conseqüentemente o nível da câmara em “super cheio” e, com isso, conseguir gerar maior eficiência na britagem, em comparação com a câmara em nível médio.

Devido ao processo apresentar dinâmica integradora e, segundo Skogestad (2003), o método SIMC reduz o tempo integrativo (T_i) para melhorar a rejeição de distúrbios pelo sistema, usou-se tal método para encontrar os valores de K_p e T_i , parâmetros do controlador PI. Primeiramente, aplicou-se um degrau na entrada do modelo para encontrar os parâmetros de θ e τ_c do processo. Skogestad e Grimholt (2012) aconselha considerar $\tau_c = \theta$ para conseguir uma saída próxima ao valor desejado, sem perder robustez e suavidade. Ainda de acordo com Skogestad (2003), para uma resposta mais agressiva, considera-se $\tau_c = 0,5\theta$. Para essa sintonia, foi considerado $\tau_c = 0,5\theta$ e, com isso, os valores de K_p e T_i foram, respectivamente, 11,9325 e 0,2628, de forma que o controlador é dado por

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = 11,9325 \left(1 + \frac{1}{0,2628s} \right). \quad (37)$$

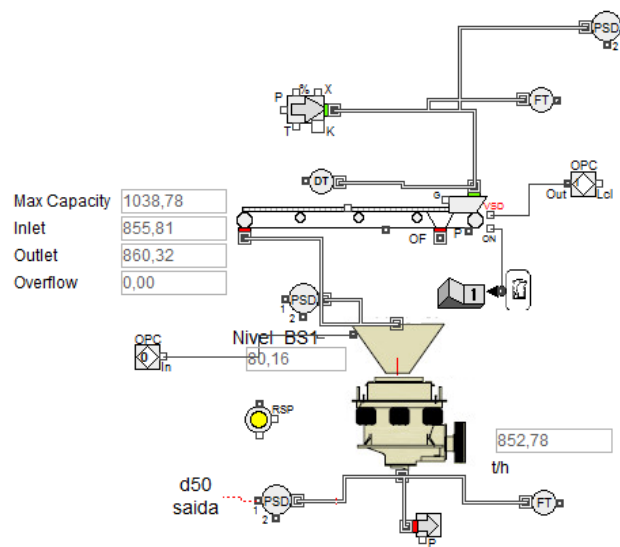


Figura 3.6: Planta de britagem com controlador PI simulada no Ideas®.

Na Figura 3.6, ilustra-se a planta de britagem simulada no Ideas® com os parâmetros do controlador PI calculados. Enquanto que na Figura 3.7, exemplifica-se o sistema de controle desenvolvido no Simulink®, Circuito 1. O controlador PI foi configurado com os parâmetros mostrados em (37) e foi colocado um bloco de variáveis aleatórias para reproduzir o ruído de uma medição real. Utilizou-se um ruído gaussiano, que emite um sinal normalmente distribuído. A variância do ruído foi configurada em 0,1, assim como o período de amostragem foi de 0,1s.

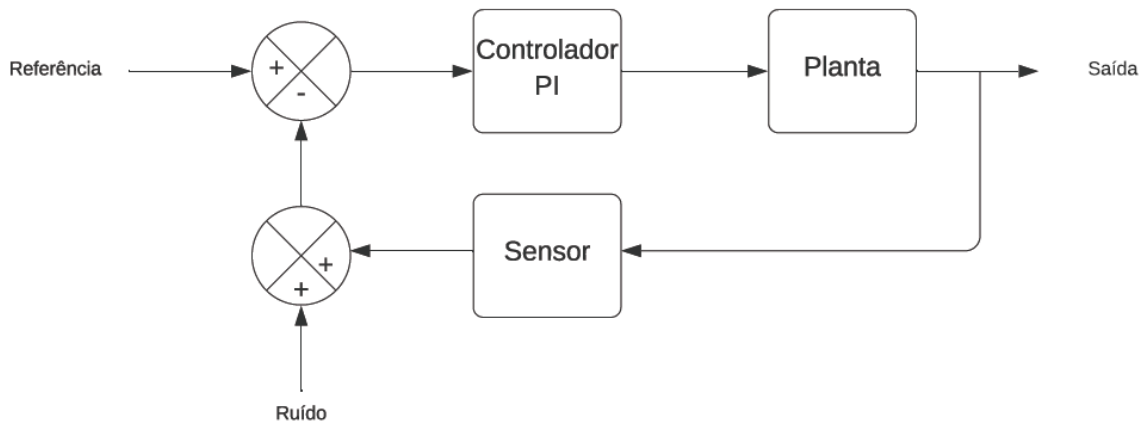


Figura 3.7: Diagrama de blocos do sistema de controle com um controlador PI (Circuito 1).

Após isso, foi projetado um estimador de estados no Simulink para estimar o nível do britador, com os seguintes parâmetros: $A = 3,9761 \text{ m}^2$, $h = 0,5 \text{ m}$ e $\rho = 4,8 \text{ t/m}^3$. Os parâmetros empregados foram do britador utilizado na fase da validação. O valor de η_1 , que é o ganho do alimentador e L_1 , que é da matriz de ganho do estimador não correlacionada, dado por Itävuo et al. (2017), inicialmente utilizado, foram, respectivamente

$$\eta_1 = 4,9 \text{ tph/\%},$$

e

$$L_1 = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0 & 0.3 \end{bmatrix}.$$

Segundo Itävuo et al. (2017), há a impossibilidade de determinar analiticamente a matriz de ganho do estimador, então a solução encontrada foi sintonizar por tentativa e erro. Isso foi devido à incapacidade de quantificar totalmente a covariância de ruído de processo w . Os valores dos parâmetros η_1 e L_1 foram alterados por tentativa e erro de modo a conseguir a

melhor resposta. Porém, a melhor resposta encontrada foi utilizando o valor de L_1 inicialmente utilizado na simulação. O melhor valor de η_1 foi $0,95 \text{ tph}/\%$.

Ainda seguindo a recomendação em Itävuo et al. (2017), os elementos da diagonal secundária são nulos porque a interação entre h e q_{out} foi considerada insignificante, além de facilitar a implementação.

Na Figura 3.8, ilustra-se resumidamente o diagrama de blocos do sistema de controle com estimador de estado desenvolvido, Circuito 2. Foi também colocado um bloco de variáveis aleatórias para reproduzir o ruído de uma medição real. Assim como feito anteriormente, utilizou-se um ruído gaussiano, que emite um sinal normalmente distribuído. A variância do ruído foi configurada em 0,1, assim como o período de amostragem foi considerado de 0,1s.

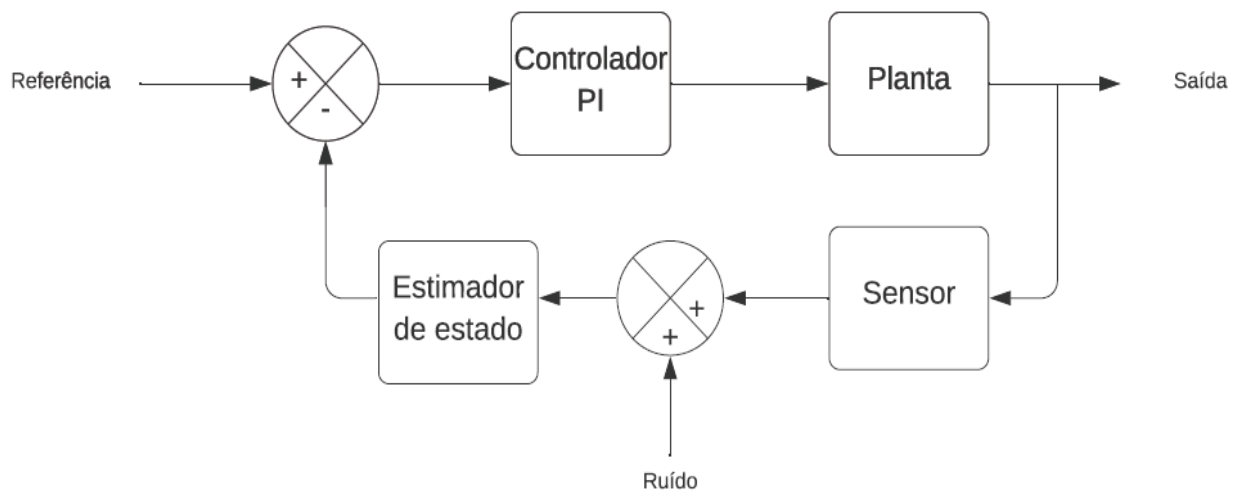


Figura 3.8: Diagrama de blocos resumido do sistema de controle com um controlador PI e um estimador de estado (Circuito 2).

Nas figuras 3.9 e 3.10, ilustram-se, respectivamente, o sistema de controle com estimador de estado desenvolvido no Simulink® e o bloco do estimador com mais detalhes. Ressalta-se que o modo de seleção da chave, ilustrado na Figura 3.9, indica se o sistema está com o estimador de estado habilitado.

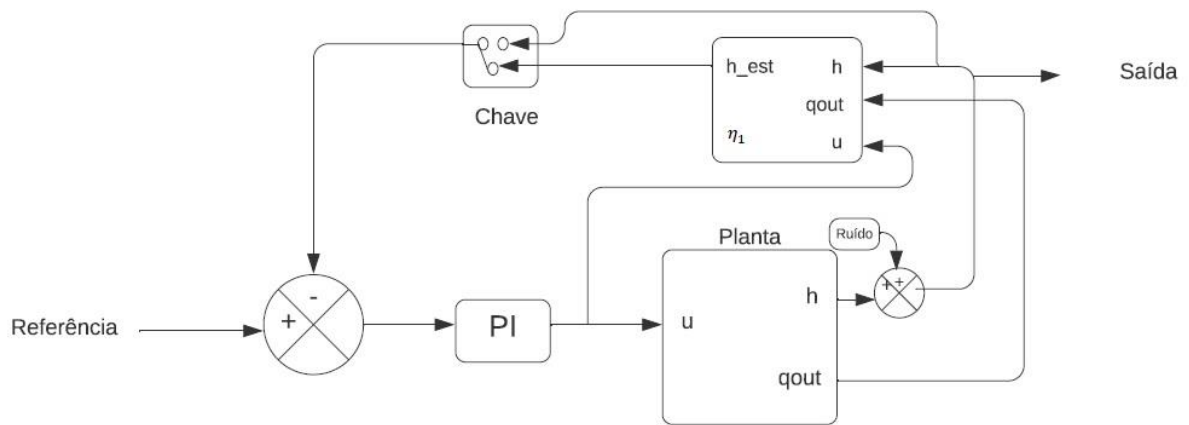


Figura 3.9: Diagrama de blocos do sistema de controle com um controlador PI e um estimador de estado desenvolvido no Simulink.

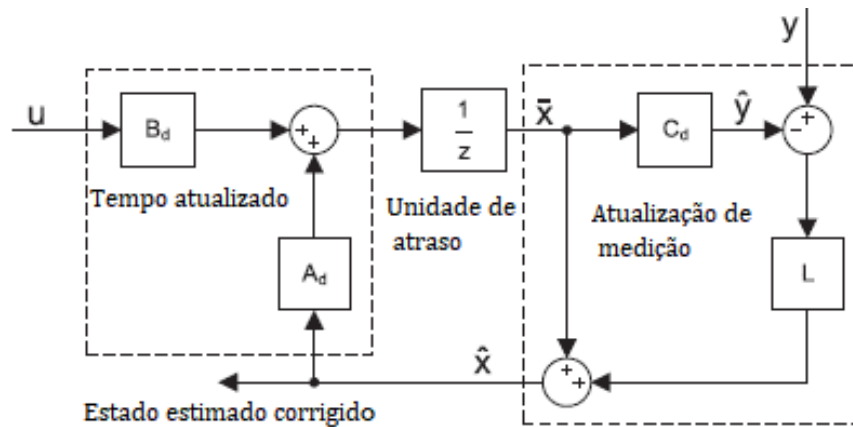


Figura 3.10: Diagrama de blocos do estimador de estado.
Fonte: Adaptado de ITÄVUO *et al.* (2017)

3.3. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador e a APF

Após os dois testes para o controle de nível, o primeiro utilizando apenas um controlador PI e o segundo adicionando um estimador de estado, foi inserido mais uma variável manipulada, a APF.

Assim, foi projetado um controlador PI para o nível do britador com referência (*setpoint*) em 80% do nível máximo do silo de alimentação do britador, que teve como variável controlada a APF e, como variável de processo, o nível do britador. Os valores de K_p e T_i

encontrados na sintonia foram respectivamente, 0,05 e 0,01, após alguns ajustes manualmente. Foi utilizado igualmente o método SIMC e considerado também $\tau_c = 0,5\theta$.

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = 0,05 \left(1 + \frac{1}{0,01s} \right). \quad (38)$$

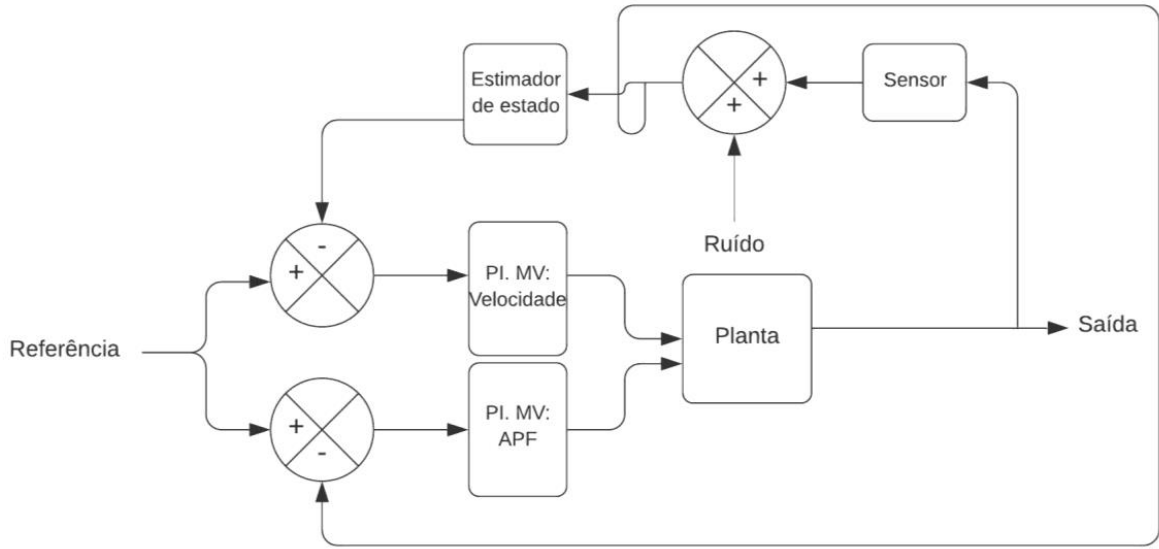


Figura 3.11: Diagrama de blocos do sistema de controle com dois controladores PI e um estimador de estado (Circuito 3).

Na Figura 3.11, ilustra-se esse sistema com os controladores PI para cada MV, que são a velocidade do alimentador e a APF, além do estimador já inserido anteriormente, Circuito 3.

Após esse terceiro teste, foi inserido no circuito mais um estimador de estado, porém esse último utilizando a saída de controle da APF, Circuito 4. Para isso, foi necessário desenvolver uma modelagem neste trabalho para o circuito, pelo fato de não se ter encontrado na literatura. Então, fez-se

$$q_{out}(t) \approx \eta_2 u(t). \quad (39)$$

Rearranjando e substituindo (1) e (39) em (2), e considerando que $q_{in}(t)$ varia lentamente, assim $\frac{dq_{in}}{dt} = 0$, e tendo em conta que $q_{out}(t) = \eta_2 u(t)$, tem-se

$$\frac{dh}{dt} = \frac{1}{A\rho} (q_{in}(t) - \eta_2 u(t)). \quad (40)$$

Assim, o vetor de estados, a equação de espaço de estados em tempo contínuo e as equações de saída y são dados por, respectivamente

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(t) \\ q_{in} \end{bmatrix}, \quad (41)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{A\rho} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\eta_2 \\ A\rho \\ 0 \end{bmatrix} u(t), \quad (42)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}. \quad (43)$$

Empregando o procedimento de discretização por segurador de ordem zero (SOZ) (PHILLIPS e NAGLE, 1995), apresentado na Seção 2.3, obtém-se o modelo em espaço de estados no tempo discreto para o modelo contínuo, dado por

$$\begin{bmatrix} x_1(t_{k+1}) \\ x_2(t_{k+1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta t}{A\rho} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t_k) \\ x_2(t_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\eta_2 \Delta t \\ A\rho \\ 0 \end{bmatrix} u(t_k), \quad (44)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t_k) \\ y_2(t_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t_k) \\ x_2(t_k) \end{bmatrix}. \quad (45)$$

O valor de η_2 e de L_2 para esse caso, também foram sintonizadas por tentativa e erro e tiveram como valores

$$\eta_2 = 40 \text{ tph}/\%$$

e

$$L_2 = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 \\ 0 & 0.9 \end{bmatrix}.$$

Os elementos da diagonal secundária de L_2 para essa modelagem também são nulos, devido à interação entre h e q_{in} ter sido considerado insignificante, além de facilitar a implementação.

Na Figura 3.12, ilustra-se esse sistema desenvolvido no Simulink® com os dois estimadores para cada variável manipulada.

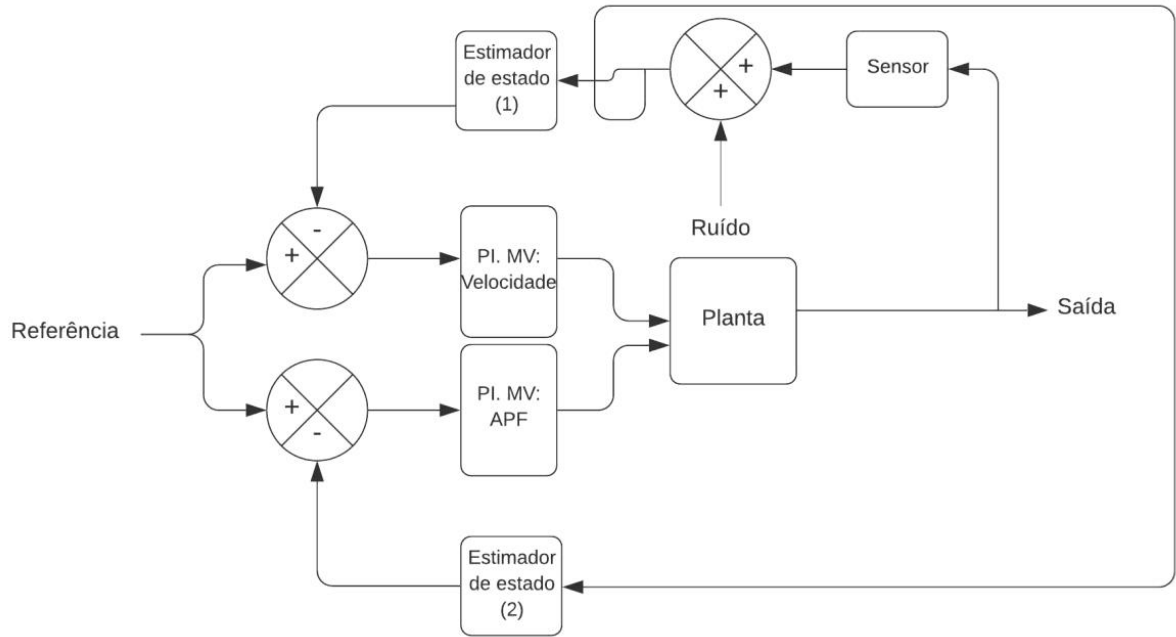


Figura 3.12: Diagrama de blocos do sistema de controle com dois controladores PI e dois estimadores de estado (Circuito 4).

4. Resultados e Discussão

Neste capítulo, será exibido o resultado da validação do britador cônico HP400 para as três aberturas desejadas. Será apresentado também o resultado das estratégias de controle utilizadas para o britador empregado neste trabalho, como, sistema de controle SISO (do inglês, Single Input Single Output), multivariável, além de estimadores de estado. Para conseguir representar de forma mais fidedigna a realidade de um circuito de britagem, nos testes, adicionou-se um ruído no sinal de medição do nível, diminuiu-se a taxa de alimentação do britador e variou-se a curva granulométrica do material britado.

4.1. Resultado de Validação

Por meio das figuras 4.1, 4.2 e 4.3, podem-se analisar as curvas da distribuição do tamanho das partículas acumuladas geradas pelo britador real e pelo britador simulado nas três aberturas da posição fechada (APF). Para a realização das três imagens abaixo foram utilizados os dados da Tabela 3.1.

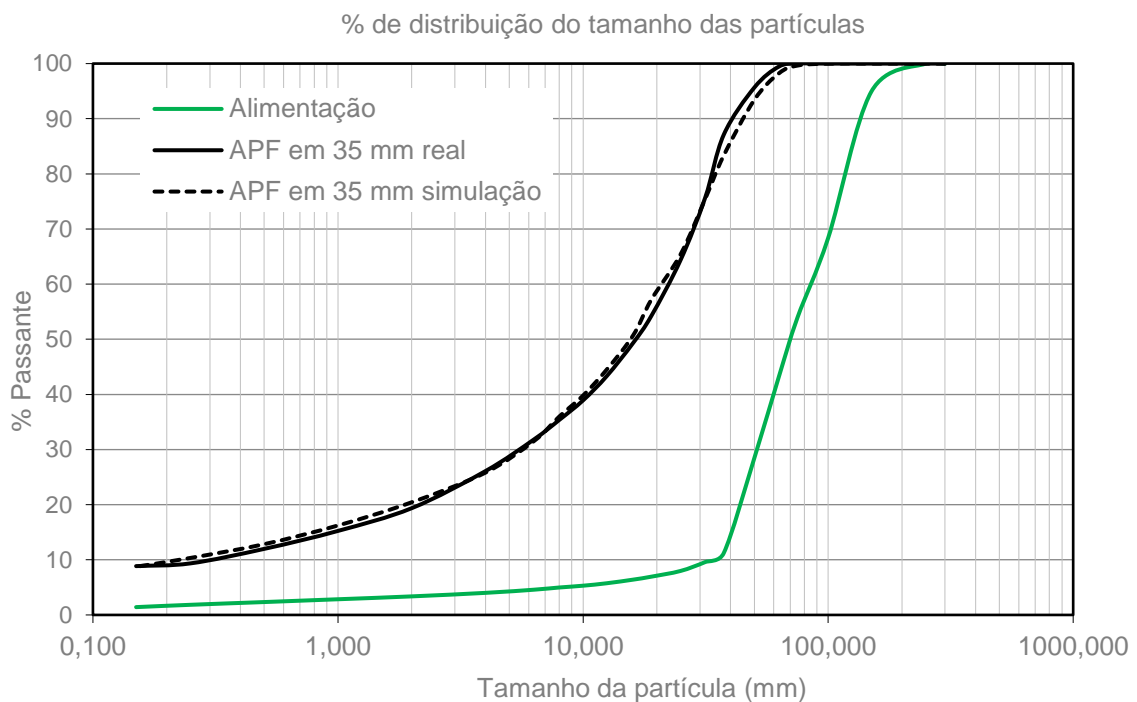


Figura 4.1: Curvas da distribuição do tamanho das partículas acumuladas APF de 35 mm.

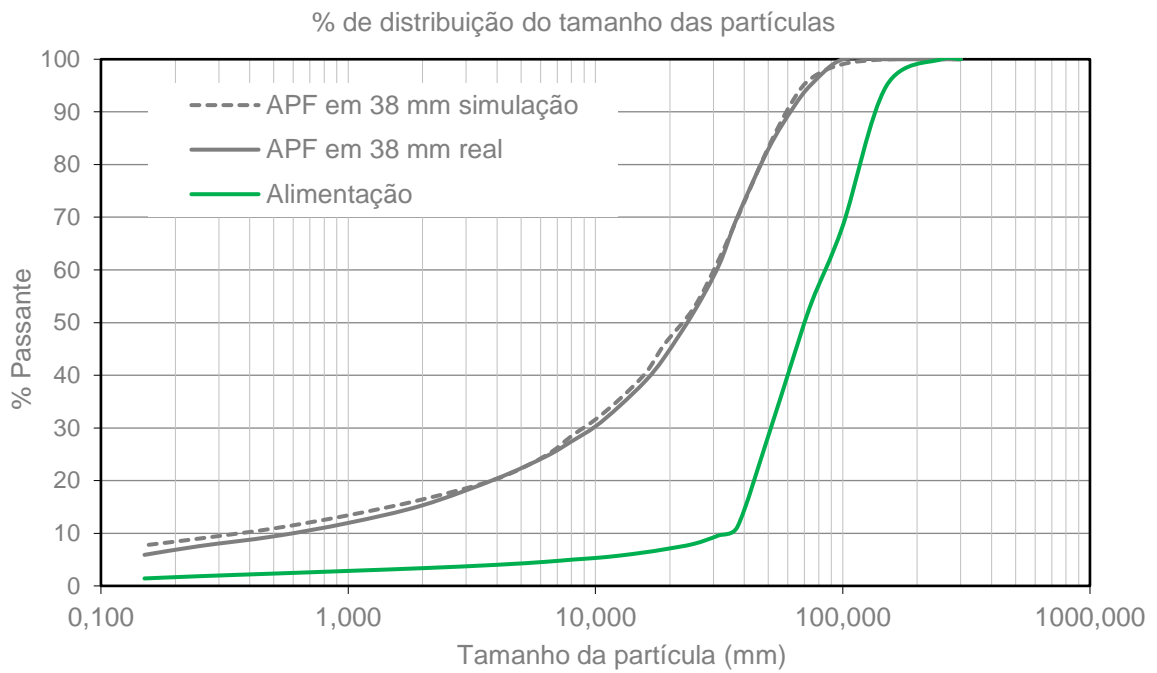


Figura 4.2: Curvas da distribuição do tamanho das partículas acumuladas APF de 38 mm.

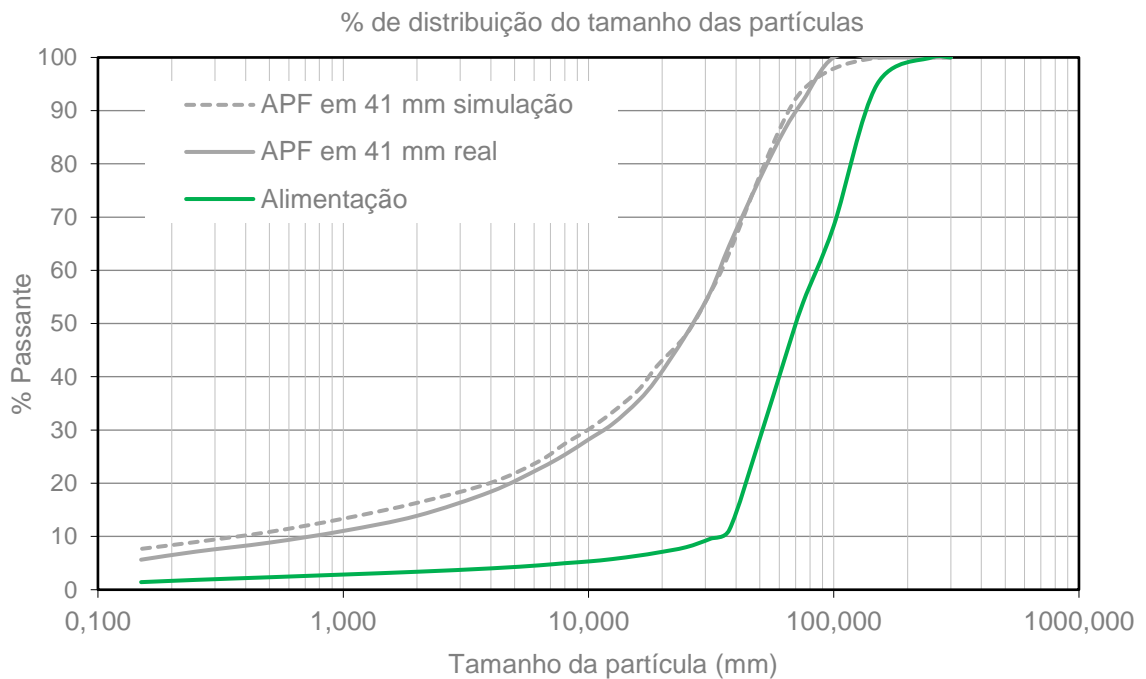


Figura 4.3: Curvas da distribuição do tamanho das partículas acumuladas APF de 41 mm.

Os parâmetros de classificação encontrados para a abertura de 35 mm foram: $A1 = 0,37$, $B1 = 3,89$ e $K3 = 5,50$. Enquanto que para a APF de 38 mm foram: $A1 = 0,12$, $B1 = 7,86$

e $K3 = 7,50$. E, finalmente, para a de 41 mm foram: $A1 = 0,10$, $B1 = 8,27$, e $K3 = 7,50$. Esses parâmetros foram empregados em (34) e (35). Os resultados mostraram uma boa correspondência entre as distribuições do tamanho das partículas acumuladas em quase toda a curva da simulação e do experimento para as três aberturas da posição fechada testadas. Para partículas maiores que 25 mm, houve um erro máximo de 2,39% entre as curvas granulométricas para a APF de 35 mm, 2,77% entre as curvas granulométricas para a APF de 38 mm e de 2,33% entre as curvas granulométricas para a APF de 41 mm. Os resultados são sumarizados na Tabela 4.1. Apesar de ter havido discrepância entre as curvas real e simulada, para partículas menores ou iguais a 25 mm, isso não representa um problema, devido a essas partículas não serem carga circulante.

Tabela 4.1: Erro máximo entre as curvas granulométricas para partículas maiores que 25 mm.

	APF		
	35 mm	38 mm	41 mm
Erro máximo	2,39%	2,77%	2,33%

4.2. Resultados dos Estimadores de Estados

Os quatro circuitos diferentes utilizados, para verificar os possíveis benefícios da inclusão de estimadores de estado, foram:

1º: Apenas controlador PI com a velocidade do alimentador como variável manipulada. A APF foi considerada com abertura fixa de 38 mm (Figura 3.7), Circuito 1.

2º: Controlador PI e um estimador de estados considerando a saída de controle da velocidade do alimentador. A APF foi considerada com abertura fixa de 38 mm (Figura 3.8), Circuito 2.

3º: Dois controladores PI e como variáveis manipuladas a velocidade do alimentador e APF. Além de um estimador de estados considerando a saída de controle da velocidade do alimentador (Figura 3.11), Circuito 3.

4º: Dois controladores PI e como variáveis manipuladas a velocidade do alimentador e APF. Além de dois estimadores de estados considerando a saída de controle de cada uma dessas MV's (Figura 3.12), Circuito 4.

4.2.1. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador como variável manipulada

Na Figura 4.4, a linha em azul significa o nível do silo do britador medido e, em vermelho, o *setpoint*. Até o instante de tempo de 1000 segundos, o sistema estava sem estimador de estado, após esse período, foi habilitado o estimador. Reitera-se que, nos primeiros 400s, considerou-se que o sistema estava em regime transitório.

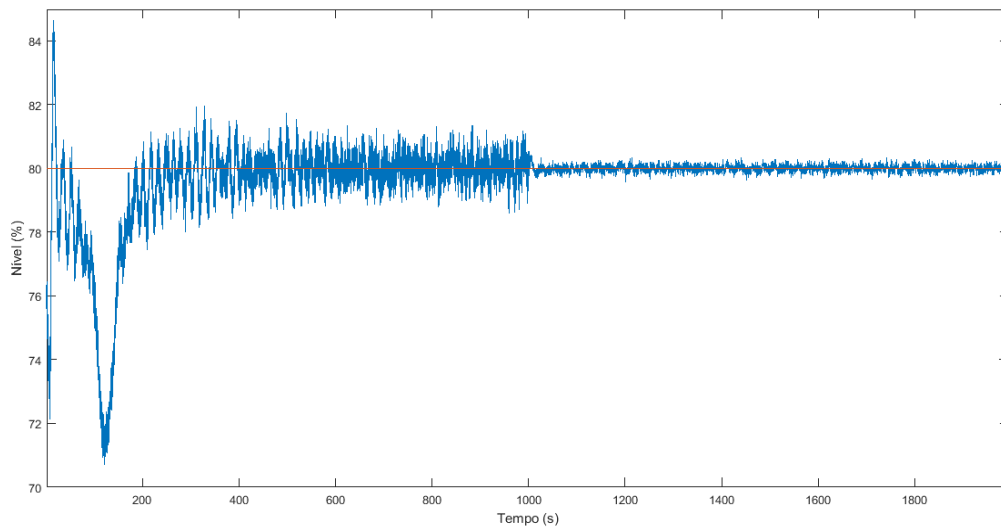


Figura 4.4: Resposta do controlador PI sem estimador entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), com uma MV.

Com isso, pode-se verificar que a variável de processo, ou seja, o nível, teve uma maior oscilação sem o estimador de estado. O conjunto de dados da PV sem estimador teve o desvio padrão de 0,41 e com o estimador foi de apenas 0,09. Ressalta-se que quanto mais próximo de 0 for o desvio padrão, mais homogêneo são os dados. O primeiro desvio padrão foi calculado considerando o tempo de 500s a 1000s, período no qual o sistema encontrava-se em regime permanente, e o segundo de 1500s a 2000s.

Por meio da Figura 4.5, pode-se verificar que a saída de controle com o controlador PI sem o estimador de estados tem variações maiores que a com estimador de estado, ou seja, no primeiro caso há um esforço maior do controlador para manter a variável de processo no *setpoint*, pelo motivo de não haver um filtro suavizando as medições ruidosas como no segundo caso. O conjunto de dados da MV sem estimador teve o desvio padrão de 15,03 e com o estimador foi de apenas 1,19. A redução do esforço de controle é vantajosa pois reduz o esforço

aplicado ao elemento final de controle prevenindo, por exemplo, a quebra do atuador por esforço repetitivo.

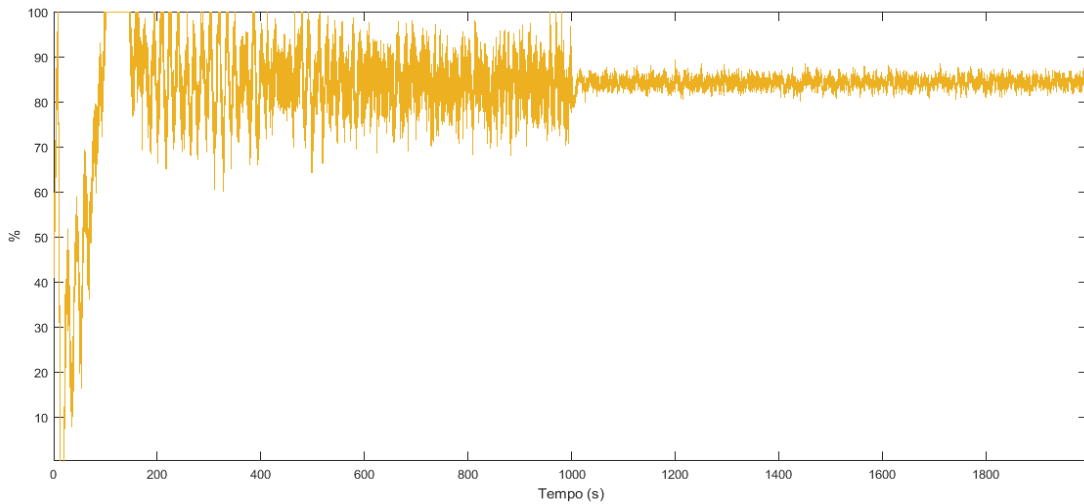


Figura 4.5: Esforço do controlador sem estimador entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), com uma MV.

Em seguida, foi desabilitado novamente o estimador no tempo de 2000s a fim de verificar se, após isso, o sistema voltaria a apresentar maiores oscilações (Figura 4.6), o que de fato aconteceu, indicando a necessidade da introdução do estimador para suavizar as leituras, já que as oscilações não foram em função das condições iniciais.

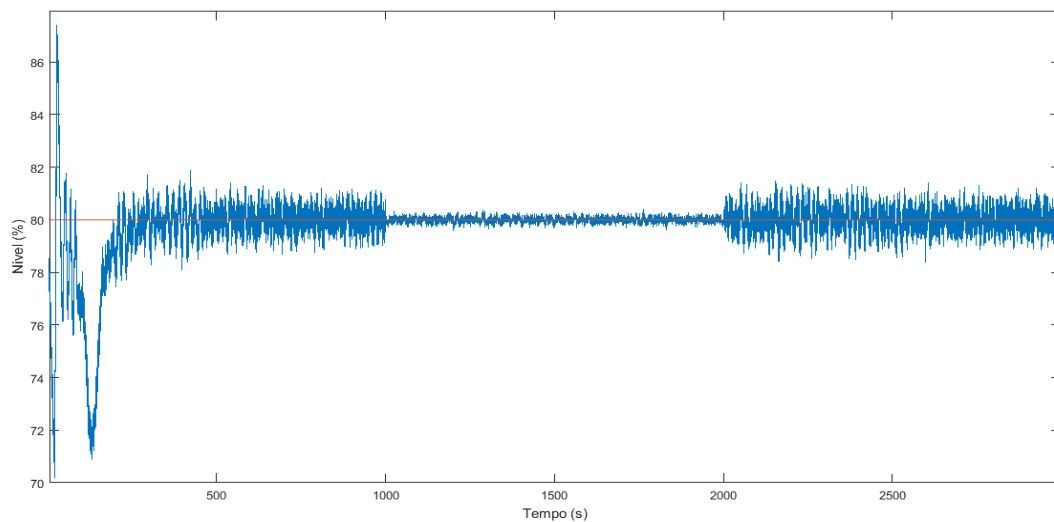


Figura 4.6: Resposta do controlador PI sem estimador entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), e novamente sem estimador entre $t = 2001s$ e $t = 3000s$ (Circuito 1).

Para este circuito, foi testado também, qual o comportamento do nível, quando a leitura do sensor fosse perdida, ou seja, sensor com defeito, com o intuito de checar se o estimador conseguiria estimar o nível (Figura 4.7). Para isso, os ganhos do estimador em relação à medição h foram considerados iguais a zero, devido a não ser válido as medições por estarem incorretas (ITÄVUO et al., 2017). Com o intuito de melhorar a visualização, na Figura 4.8, apresenta-se, em detalhe, o intervalo de tempo em que ocorre a perda da leitura pelos sensores.

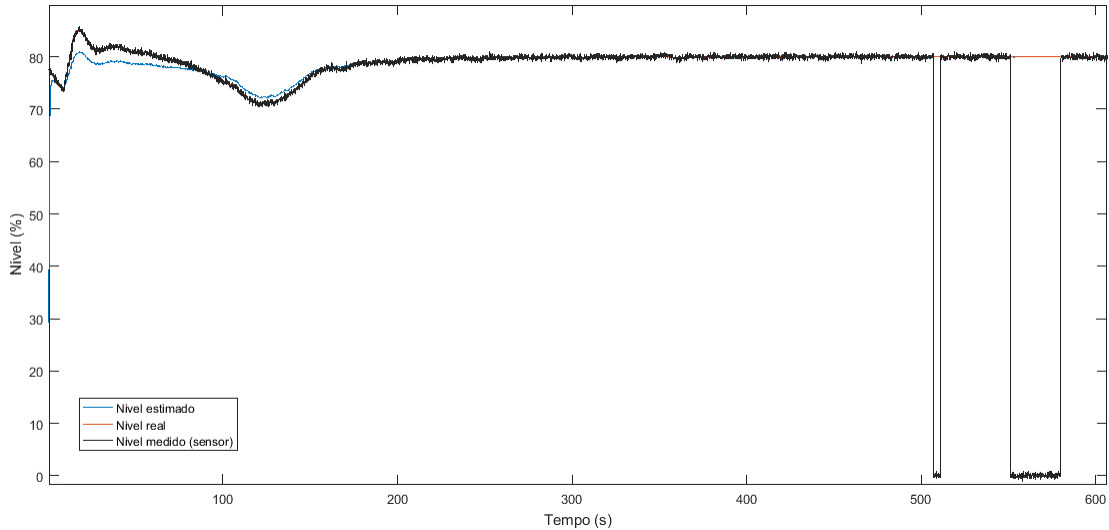


Figura 4.7: Comportamento do nível no momento em que a leitura do sensor é perdida por alguns segundos utilizando estimador, com nível estimado na tendência em azul, o nível real em vermelho e o nível do sensor em preto, Circuito 2.

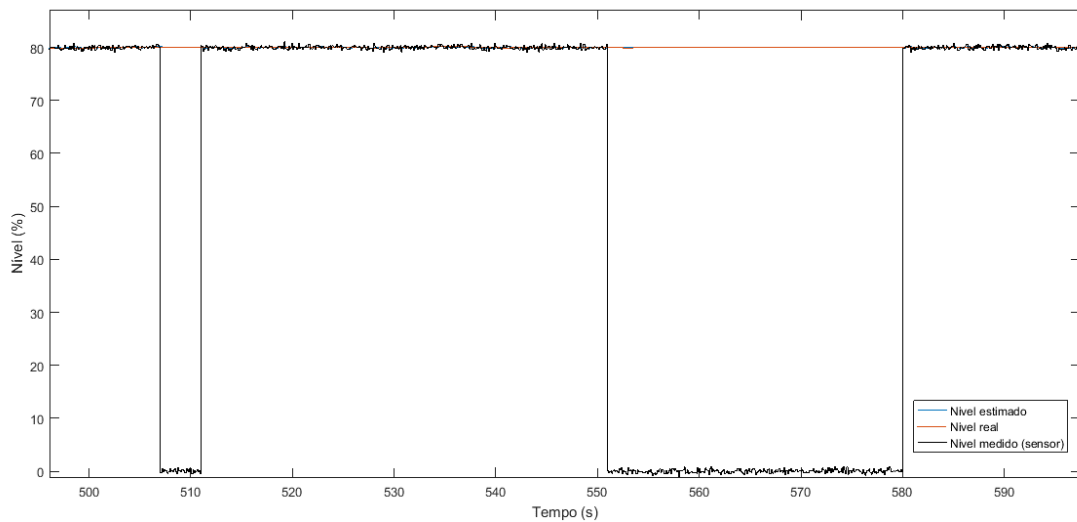


Figura 4.8: Imagem ampliada do comportamento do nível no momento em que a leitura do sensor é perdida entre os instantes $t = 507s$ e $t = 511s$ e entre $t = 552s$ e $t = 580s$, com o nível estimado na tendência em azul, o nível real em vermelho e o nível do sensor em preto, Circuito 2.

A curva em vermelho é o nível real do silo do britador e, em azul, é a do nível estimado a qual está sob a linha em vermelho. A curva em preto é o nível medido pelo sensor. Nesse teste, a leitura do sensor foi perdida por cerca de 4 segundos no instante entre $t = 507$ s e $t = 511$ s, e o estimador conseguiu manter o nível no valor desejado. Em seguida, novamente a leitura do sensor foi perdida, mas por um tempo em torno de 30s e o nível também conseguiu se manter no valor do SP.

Apesar do controlador não receber o valor real do nível medido pelo sensor, o estimador conseguiu prever. No entanto, não é seguro dizer que essa situação possa ser sustentada infinitamente. Por isso, em um novo teste, foi zerada novamente a leitura do sensor, com o intuito de descobrir por quanto tempo o estimador conseguiria manter o nível no valor desejado (Figura 4.9).

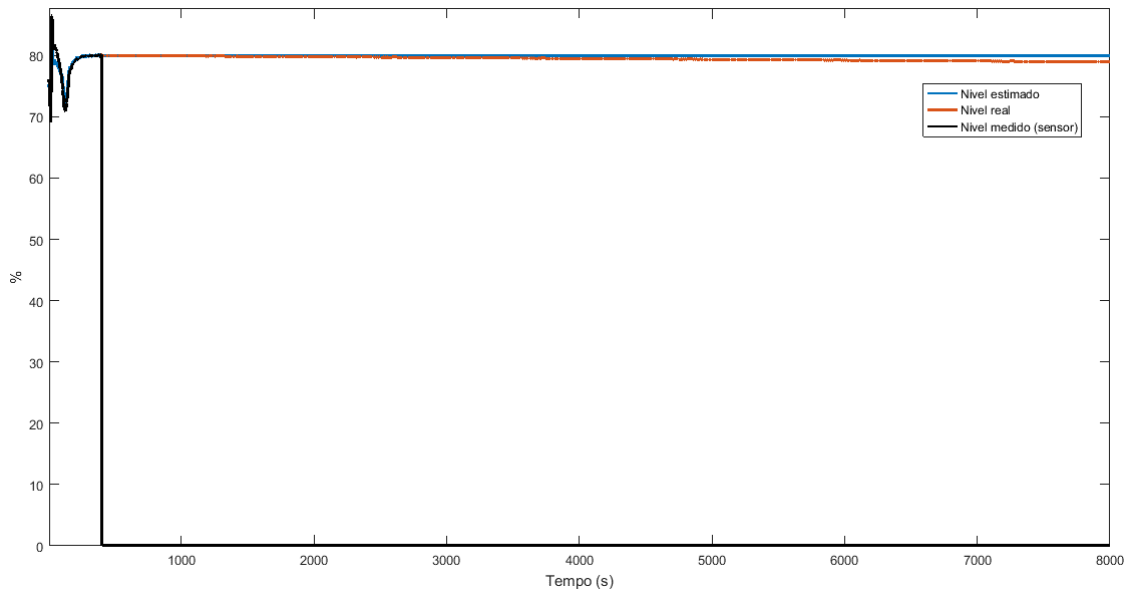


Figura 4.9: Comportamento do nível estimado (tendência em azul) e do nível real (tendência em vermelho) no momento em que a leitura do sensor (tendência em preto) é perdida infinitamente, no instante $t = 450$ s, utilizando estimador.

O estimador de estados permaneceu em torno de 80% durante todo o teste e o nível real do silo do britador demorou mais de 8000 segundos, ou seja, mais de 2 horas, para alcançar o nível de 78,8%, ou seja, o decaimento foi lento. Isso pode ser explicado por meio de (22), que considera o $\hat{x}(t_k|t_k)$ igual ao $\bar{x}(t_k|t_{k-1})$ quando L_1 é zero. Porém, foi verificado que essa queda é lenta apenas quando o sistema está em equilíbrio e não há perturbação. Caso a granulometria do material britado sofra muitas mudanças, por exemplo, o controle do sistema é perdido. O valor de $\eta_1 = 0,95 \text{ tph}/\%$ foi considerado ideal para esse sistema, pois no

momento em que se variou o parâmetro η_1 , o controle foi perdido também. Sem o estimador e sem a leitura do sensor, o nível do britador chega a 100% rapidamente, em torno de 50 segundos (Figura 4.10).

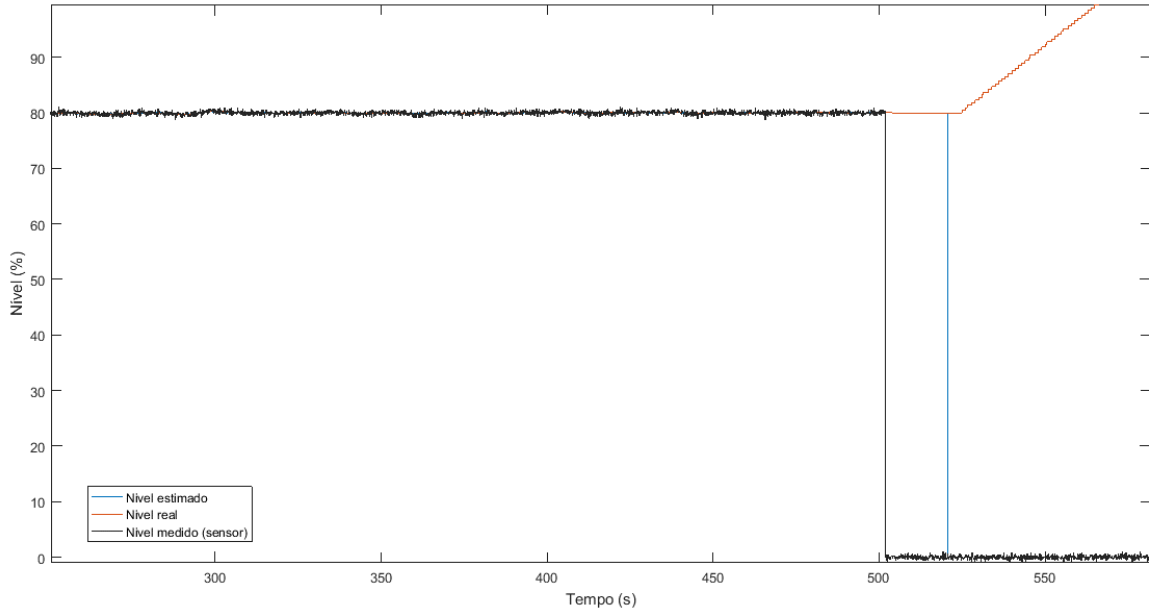


Figura 4.10: Comportamento do nível no momento em que a leitura do sensor no instante $t = 501s$ é perdida infinitamente sem utilizar estimador, com o nível estimado na tendência em azul, o nível real em vermelho e o nível do sensor em preto, Circuito 2.

4.2.1.1. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador como variável manipulada e APF de 35 mm, 38 mm e 41 mm

Para comprovar que a estratégia de controle também funciona para os britadores validados na Seção 4.1 para a APF de 35 mm e 41 mm, uma vez que as simulação das seções anteriores foram feitas utilizando a APF de 38 mm, foi realizada uma simulação em que a cada 1000s mudou-se a abertura, e na metade desse tempo, ou seja, 500s, trocou-se o controle PI por um controle PI com estimador de estado (Figura 4.11).

Observou-se que o comportamento do nível nas três aberturas foi semelhante, assim como o comportamento do esforço do controlador (Figura 4.12). Em outras palavras, sem o estimador de estado, a resposta e a saída de controle têm picos de oscilação maior.

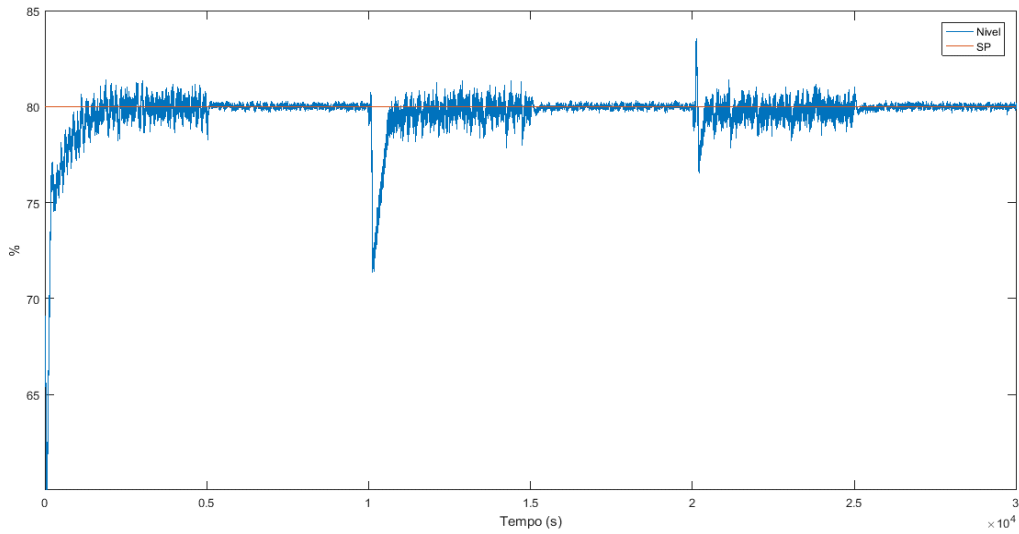


Figura 4.11: Comportamento do nível para as três APF distintas. No instante entre $t = 0s$ e $t = 500s$ com a APF = 35 mm e não há estimador, entre $t = 501s$ e $t = 1000s$ com a APF = 35 mm e há estimador; entre $t = 1001s$ e $t = 1500s$ com a APF = 38 mm e não há estimador, entre $t = 1501s$ e $t = 2000s$ com a APF = 38 mm e há estimador; entre $t = 2001s$ e $t = 2500s$ com a APF = 41 mm e não há estimador, entre $t = 2501s$ e $t = 3000s$ com a APF = 41 mm e há estimador.

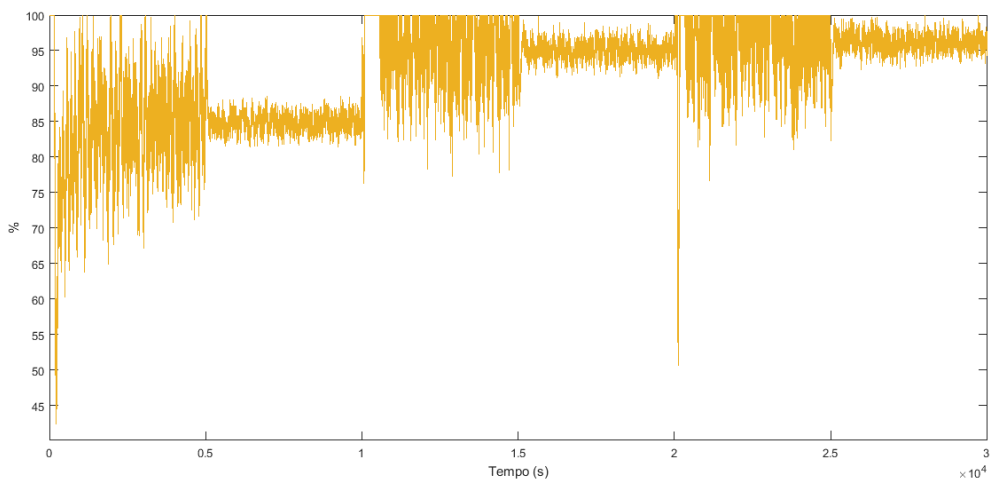


Figura 4.12: Esforço do controlador para as três APF distintas. No instante entre $t = 0s$ e $t = 500s$ com a APF = 35 mm e não há estimador, entre $t = 501s$ e $t = 1000s$ com a APF = 35 mm e há estimador; entre $t = 1001s$ e $t = 1500s$ com a APF = 38 mm e não há estimador, entre $t = 1501s$ e $t = 2000s$ com a APF = 38 mm e há estimador; entre $t = 2001s$ e $t = 2500s$ com a APF = 41 mm e não há estimador, entre $t = 2501s$ e $t = 3000s$ com a APF = 41 mm e há estimador.

O último teste realizado nesse circuito teve como princípio alterar os valores dos ganhos do controlador PI a fim de deixá-los mais suaves e, com isso, ter certeza do efeito dos estimadores no processo. Em geral, o ganho proporcional muito alto, assim como o integral, faz a variável de processo oscilar. Então, diminuiu-se em 10 vezes os valores dos ganhos, que

teve como resultado $K_p = 1,19$ e $T_i = 0,026$. A resposta do processo após a mudança está na imagem abaixo (Figura 4.13). Os primeiros 1000s são sem estimador de estado e os subsequentes são com estimador. Reitera-se que, nos primeiros 400s, considerou-se que o sistema estava em regime transitório.

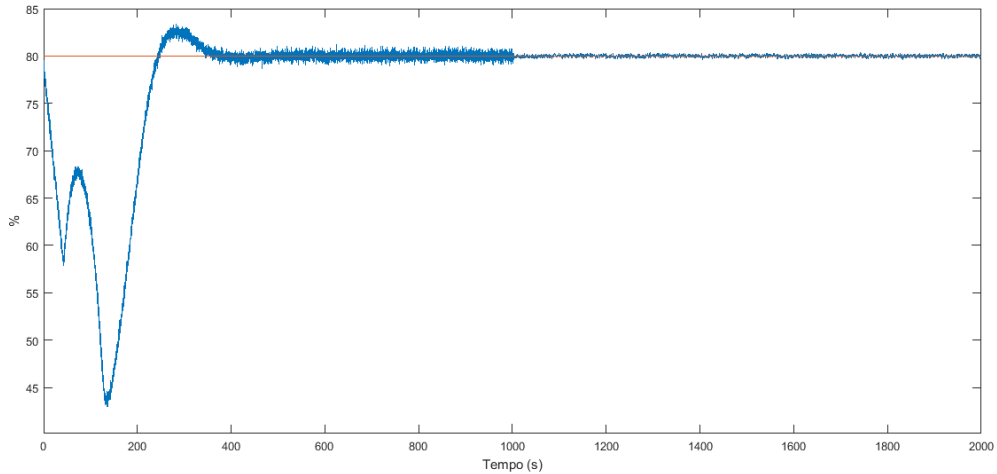


Figura 4.13: Resposta do controlador PI sem estimador no instante entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), após suavização dos ganhos do PI.

Pode-se verificar que a variável de processo, ou seja, o nível, teve uma maior oscilação sem o estimador de estado. O conjunto de dados da PV sem estimador teve o desvio padrão de 0,32 e com o estimador foi de apenas 0,11. O primeiro desvio padrão foi calculado considerando o tempo de 500s a 1000s e o segundo de 1500s a 2000s.

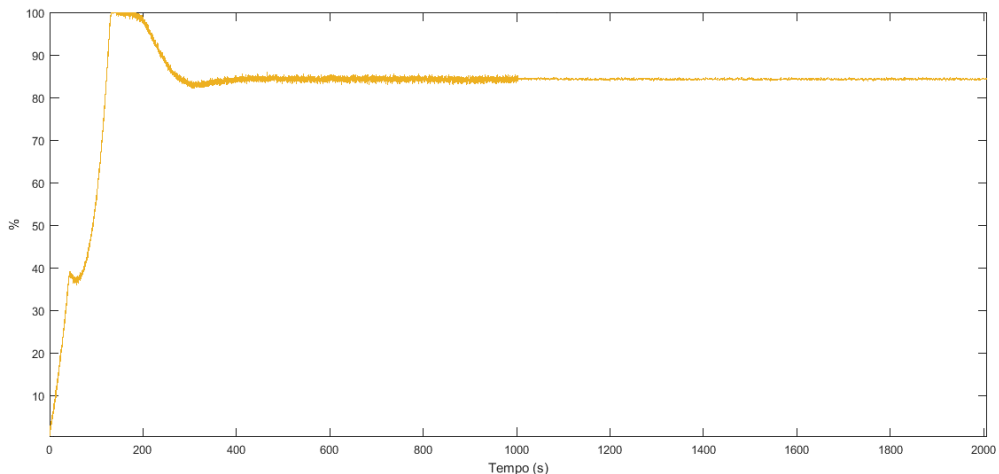


Figura 4.14: Esforço do controlador PI sem estimador no instante entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 1), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 2), após suavização dos ganhos do PI.

Por meio da Figura 4.14 pode-se verificar que a saída de controle com o controlador PI sem o estimador de estados tem oscilações maiores que a com estimador de estado. O conjunto de dados da MV sem estimador teve o desvio padrão de 0,39 e com o estimador foi de apenas 0,12. Assim como feito anteriormente, o primeiro desvio padrão foi calculado considerando o tempo de 500s a 1000s e o segundo de 1500s a 2000s.

Apesar dessa resposta do controlador e da saída de controle, considerando o caso sem estimador, ter tido um desvio padrão muito menor em comparação com a simulação em que não se suavizou os ganhos do controlador PI, a resposta do controlador para o caso com suavização teve uma pré-transição de *undershoot* que atingiu 45% do nível (Figura 4.13), enquanto que sem a suavização foi de 70% (Figura 4.4). Ou seja, pode haver casos em que atingir nível muito baixo no silo do britador, mesmo que na partida, não é benéfico.

Além disso, a resposta do controlador, considerando o caso com estimador sem suavização, teve um desvio padrão menor que o com suavização, o primeiro citado foi 0,09 em relação ao *setpoint*, enquanto o segundo foi de 0,11. Ou seja, o estimador garante melhoria na resposta.

Foi realizada também uma simulação em que se diminuiu o ganho K_p em 10 vezes, mas o T_i permaneceu o mesmo. Constatou-se também, nesse caso, que no momento que o estimador de estado estava ativo no sistema, a oscilação da resposta era menor em comparação com o sistema operando sem o estimador.

4.2.2. Controle e estimação do nível do britador cônico utilizando a velocidade do alimentador e a APF como variáveis manipuladas

Nesse novo circuito foi utilizada mais uma variável manipulada, a APF. Foram realizadas duas simulações, a primeira com a APF sem estimador de estado (Figura 3.11), Circuito 3, e a segunda com estimador (Figura 3.12), Circuito 4, sendo que, nos dois testes, o estimador de estado que recebe o sinal da saída de controle da velocidade do alimentador ficou habilitado a todo o momento.

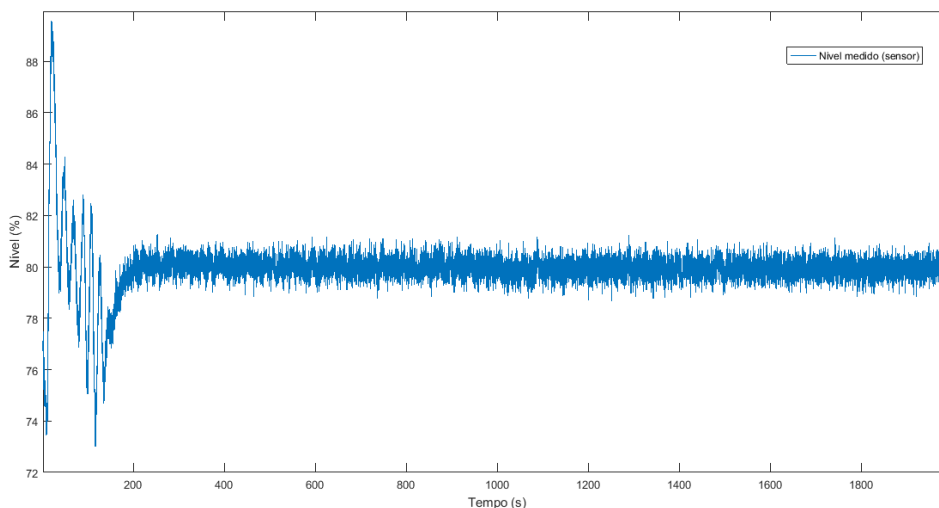


Figura 4.15: Resposta do controlador PI sem estimador no instante entre $t = 0s$ e $t = 1000s$ (Circuito 3), e com estimador entre $t = 1001s$ e $t = 2000s$ (Circuito 4).

Na Figura 4.15, a linha em azul significa o nível do silo medido. Ressalta-se que o *setpoint* continuou em 80%. No tempo até 1000 segundos o sistema estava sem estimador de estado que recebe o sinal da saída de controle da APF, após esse tempo, ele foi habilitado.

O conjunto de dados da PV sem estimador teve o desvio padrão de 0,11 e com o estimador foi de 0,09. O primeiro desvio padrão foi calculado considerando o tempo de 500s a 1000s e o segundo de 1500s a 2000s.

Percebeu-se que o Circuito 2, 3 e 4 não tiveram resultados muito diferentes em relação ao controle do nível, o que pôde ser comprovado pelos valores próximos dos desvios padrões. Porém, uma situação que pode ocorrer é a taxa de material que entra no britador não ser o suficiente para mantê-lo cheio, mesmo com a velocidade do alimentador indo ao máximo, e com isso, o ideal seria diminuir a APF para manter o nível no valor do *setpoint*. Então, foi realizado uma simulação para confirmar que o controle da APF pode ser importante para a manutenção do nível no valor desejado.

4.2.2.1. Simulações para comprovar a importância de uma APF ajustável

No primeiro teste, a abertura da APF estava fixada em 38 mm. E apesar da velocidade do alimentador (MV) ir ao máximo em $t = 100s$ (linha de tendência em vermelho), com o intuito de inserir mais material no silo, não foi possível manter o nível dele (linha de tendência em

azul) no valor desejado, devido a abertura da posição fechada, APF, estar grande. Com isso, o nível sofreu um declínio até chegar em zero no tempo próximo de 1000s (Figura 4.16).

No segundo teste, foi inserido um controlador PI para a APF, a qual pode variar em torno de 32 mm a 41 mm. A resposta do sistema com o controlador é a apresentada na Figura 4.17. Constatou-se que o nível do britador atingiu e se manteve no valor desejado, devido à variação da APF (linha de tendência em laranja) e da velocidade do alimentador, mesmo com a taxa de alimentação baixa como no primeiro teste. Com o intuito de melhorar a visualização, na Figura 4.18, apresenta-se, em detalhe, a variação da APF durante esse teste.

Como destacado na Figura 4.18, a variação da APF ficou em torno do mínimo, que foi 32 mm de abertura. Apesar da velocidade ter saturado no primeiro e segundo teste, nesse último não foi motivo de problemas, devido ao controle ter a possibilidade de variar a APF.

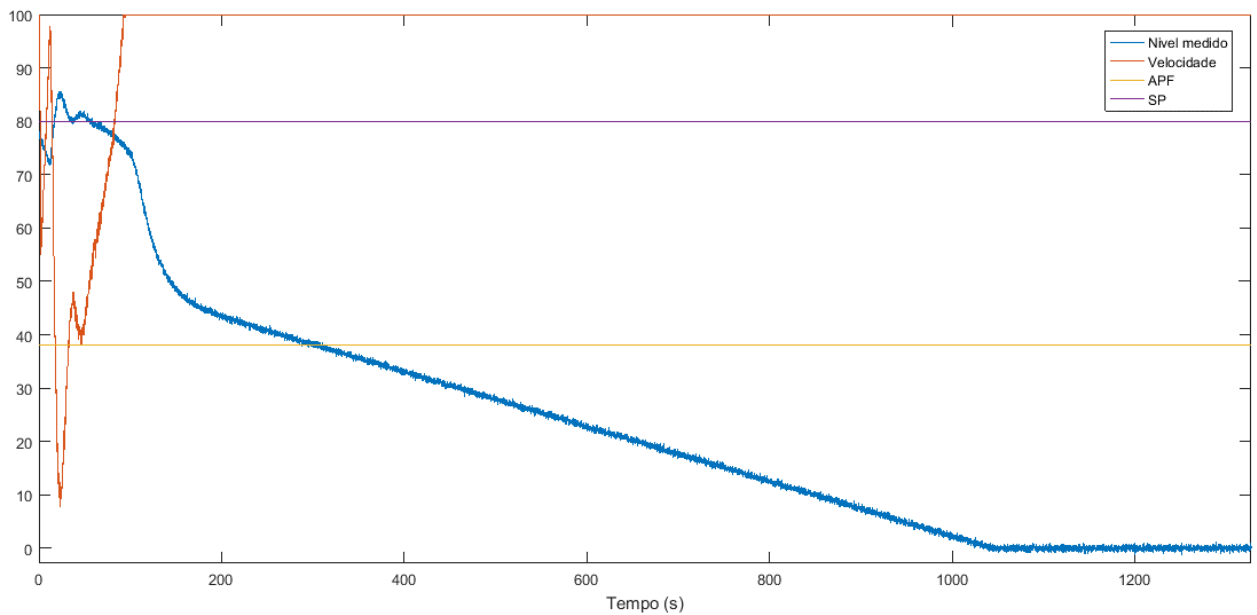


Figura 4.16: Comportamento do nível, tendência em azul, no momento em que se tem pouca taxa na alimentação e a APF, tendência em laranja, é fixa. Velocidade do alimentador em vermelho (MV1) e *setpoint* em roxo.

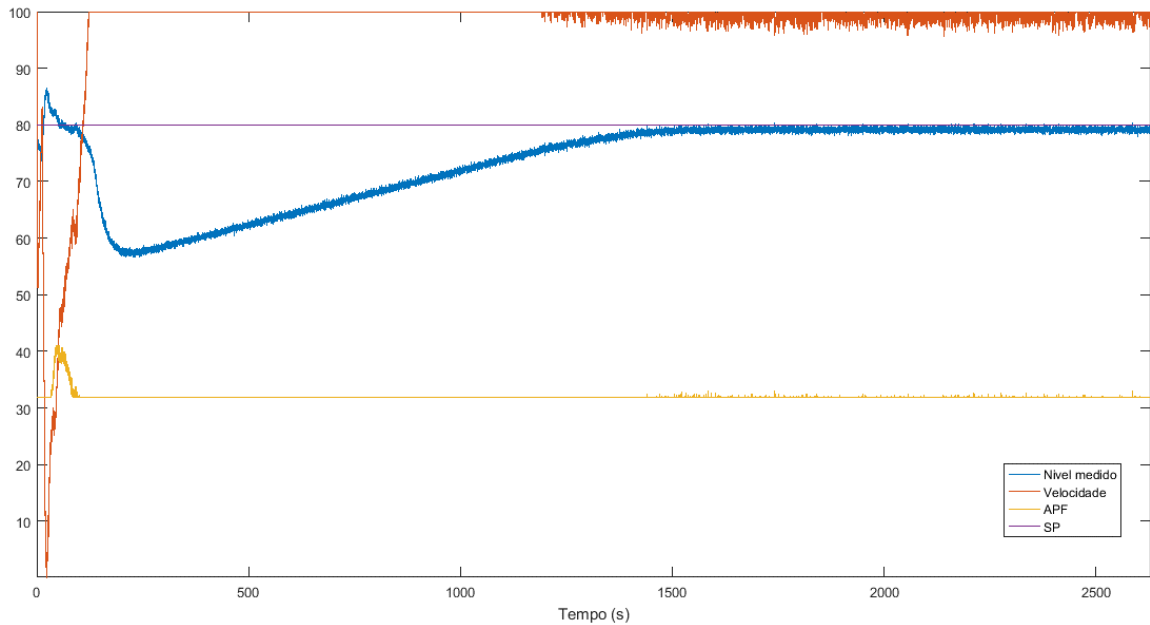


Figura 4.17: Comportamento do nível, tendência em azul, no momento em que se tem pouca taxa na alimentação e a APF, tendência em laranja, é ajustável. Velocidade do alimentador em vermelho (MV1) e *setpoint* em roxo.

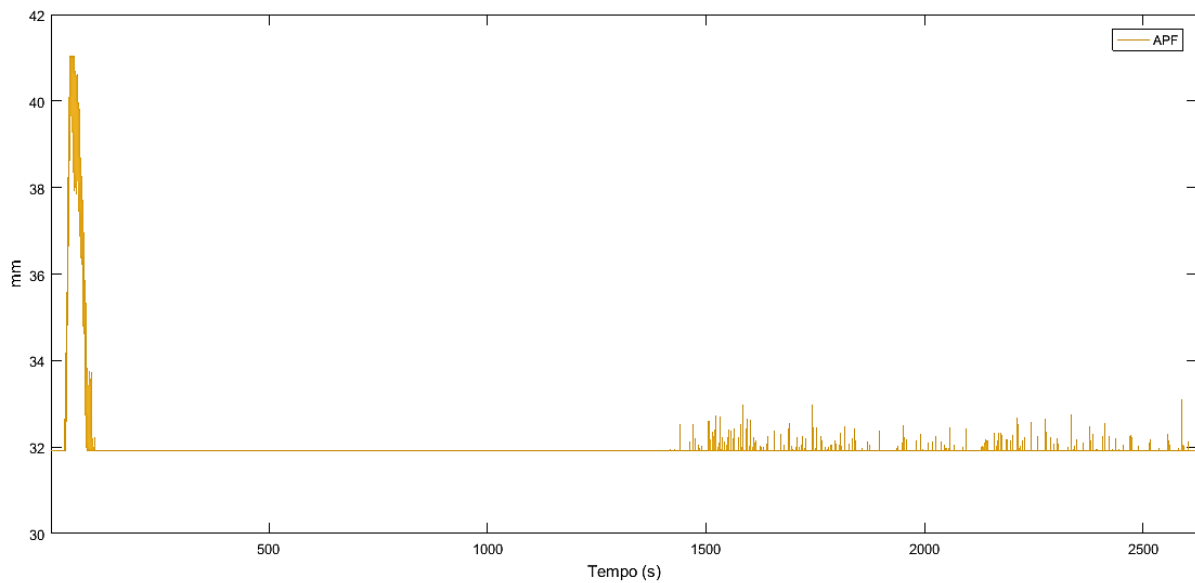


Figura 4.18: Comportamento da APF ajustável para controlar o nível do silo do britador.

4.2.2.2. Comportamento do nível após mudanças na granulometria da alimentação do circuito

A última simulação realizada, com o intuito de representar de forma mais fidedigna a realidade de um circuito de britagem, implicou em variar a curva granulométrica do material

britado, para verificar o desempenho do controlador. Inicialmente foi considerado um $d_{50} = 39,34$ mm, após quase 800s fez-se um novo ajuste para um $d_{50} = 18,48$ mm e após 1390s ajustou-se o d_{50} para 53,78 mm, Figura 4.19. O primeiro d_{50} configurado foi o mesmo utilizado em todas as simulações das subseções anteriores. O segundo d_{50} teve o intuito de inserir mais quantidade de finos no circuito e o terceiro de inserir mais quantidade de partículas grossas.

Constatou-se que mesmo com a variação na granulometria, o nível do silo do britador se manteve no valor do *setpoint* de 80%, o que confirma que o controlador teve um bom desempenho, Figura 4.20. Na Figura 4.21, apresenta-se a variação da APF e da velocidade durante esse teste.

No momento em que a alimentação tinha muitas partículas finas, a velocidade do alimentador aumentou e a APF diminuiu levemente. A velocidade aumentou devido à facilidade de britar materiais finos. O oposto aconteceu no momento em que se adicionou partículas grossas, pois a velocidade do alimentador diminuiu, devido a esses materiais necessitarem de mais tempo para passar pela abertura do britador. Ressalta-se também que a abertura foi aumentada pelo controlador a fim de manter o nível em 80%.

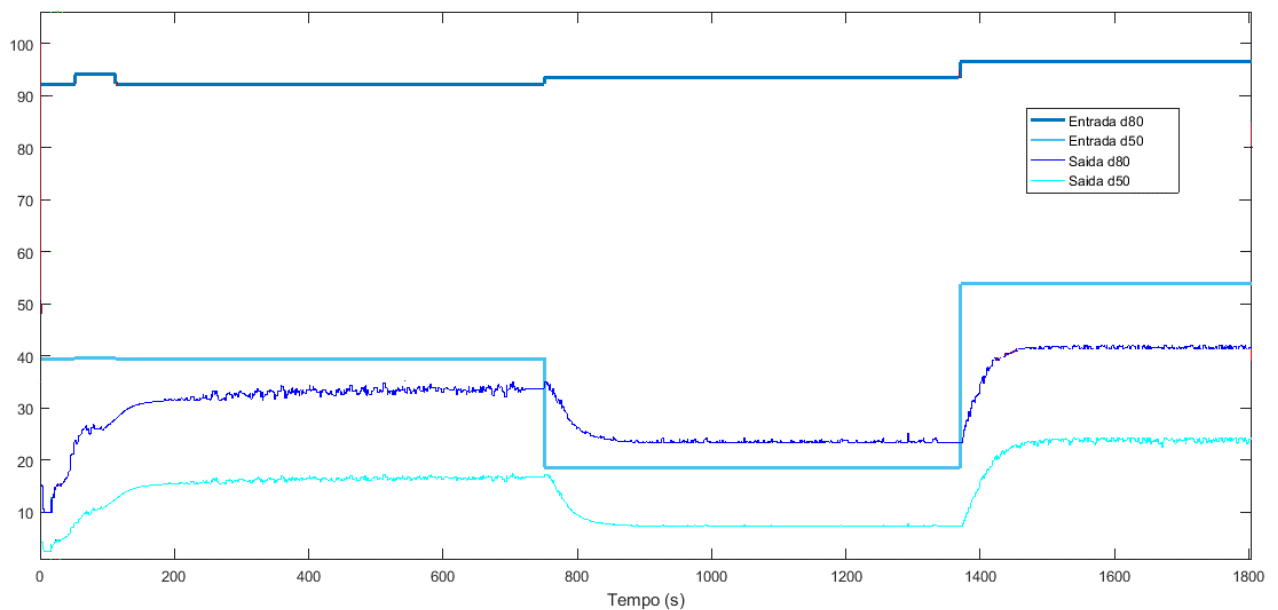


Figura 4.19: Mudanças na granulometria da alimentação do circuito. Entrada $d_{50} = 39,34$ mm no instante entre $t = 0$ s e $t = 780$ s, entrada $d_{50} = 18,48$ mm entre $t = 781$ s e 1390 s, e entrada $d_{50} = 53,78$ mm entre $t = 1391$ s e 1800 s.

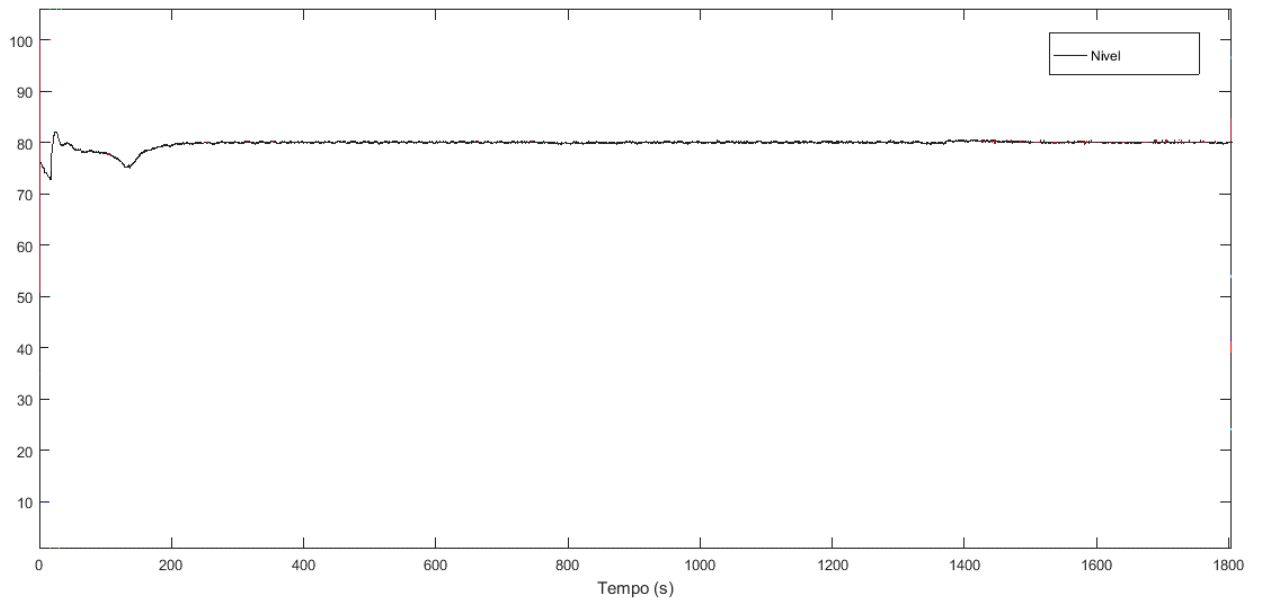


Figura 4.20: Nível do silo do britador dentro do *setpoint* de 80%.

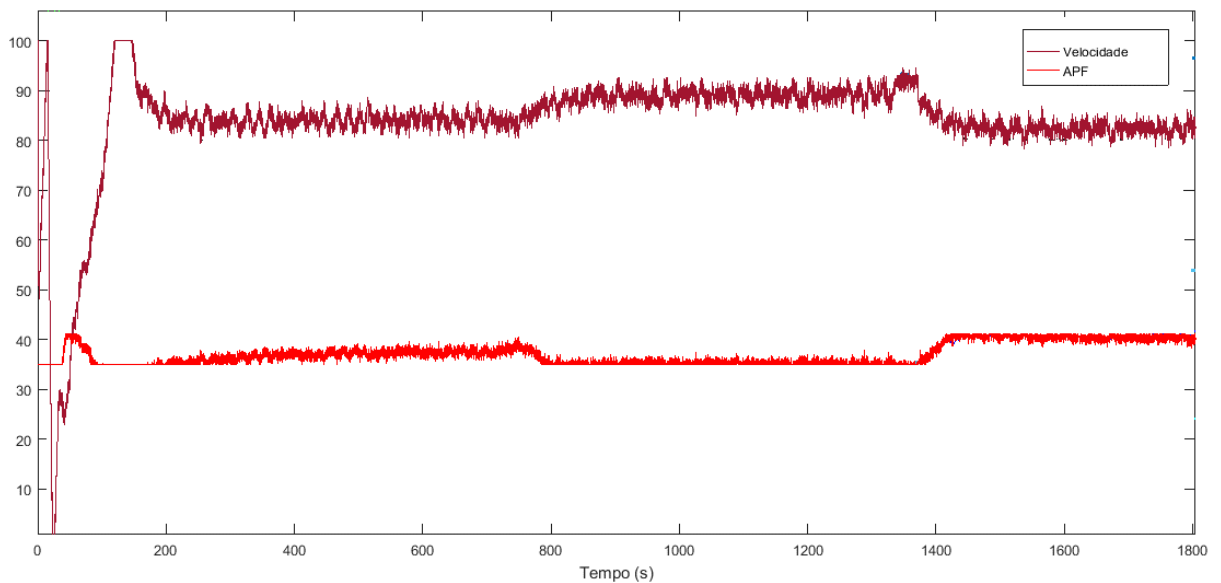


Figura 4.21: Comportamento da velocidade do alimentador e da APF para os três d_{50} diferentes utilizados nessa simulação. Entrada $d_{50} = 39,34$ mm no instante entre $t = 0$ s e $t = 780$ s, entrada $d_{50} = 18,48$ mm entre $t = 781$ s e 1390 s, e entrada $d_{50} = 53,78$ mm entre $t = 1391$ s e 1800 s.

Nessa simulação, foi verificada também a taxa de material na entrada e saída em t/h do britador, Figura 4.22. Percebeu-se que no momento em que se teve uma quantidade maior de finos, a taxa tanto da entrada quanto de saída aumentou, enquanto que no momento em que se aumentou a quantidade de partículas grossas, as taxas de entrada e saída diminuiram.

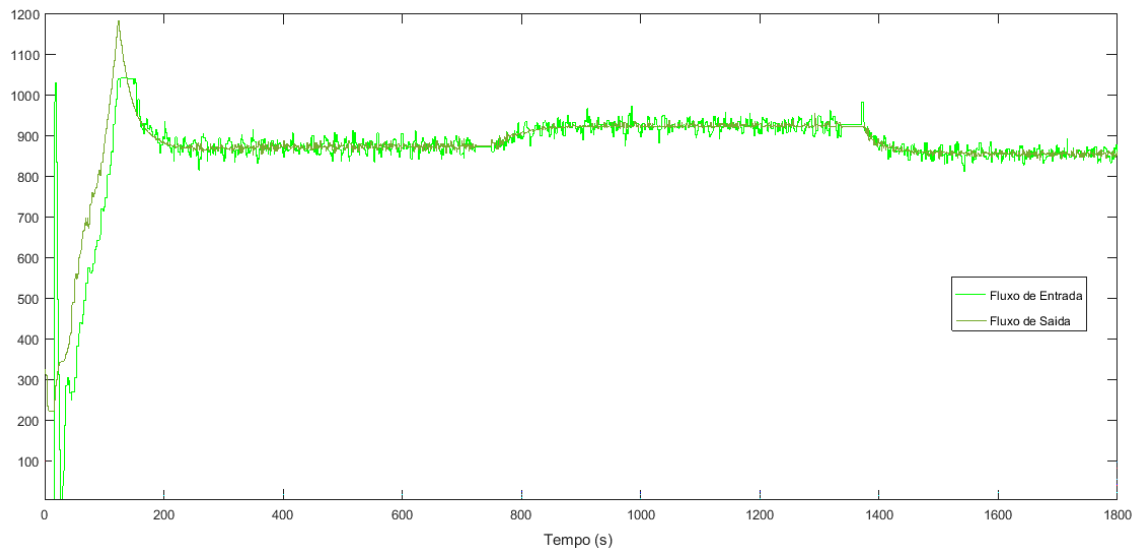


Figura 4.22: Comportamento da taxa de entrada e saída do britador após mudanças na granulometria da alimentação do circuito. Entrada $d_{50} = 39,34$ mm no instante entre $t = 0$ s e $t = 780$ s, entrada $d_{50} = 18,48$ mm entre $t = 781$ s e 1390 s, e entrada $d_{50} = 53,78$ mm entre $t = 1391$ s e 1800 s.

5. Conclusão

Este trabalho mostrou que é possível reproduzir a dinâmica de um equipamento complexo como o britador de forma bastante satisfatória através de *software* de simulação. Os resultados mostraram uma boa correspondência entre as distribuições do tamanho das partículas acumuladas em quase toda a curva da simulação e do experimento para as três aberturas da posição fechada testadas.

Devido às medições de nível de um britador apresentarem ruído, o que é normal para um instrumento, foi incluído um estimador de estado com o intuito de suavizar os valores medidos pelo sensor. Percebeu-se que ele conseguiu melhorar o controle, ou seja, o atuador necessitou de menores esforços, para estabilizar a variável de processo no valor da referência. Verificou-se também através da suavização dos ganhos do controlador, que o estimador é uma alternativa para diminuir a oscilação da PV, sem ter um alto *overshoot* ou *undershoot*. Constatou-se também que o estimador pode ser utilizado numa falha dos medidores e que para o caso em estudo, conseguiu sustentar o nível por algumas horas, diferentemente dos resultados obtidos para a aplicação sem o emprego do estimador.

Comprovaram-se também os benefícios de um controle multivariável neste trabalho, no momento em que foi possível realizar o controle do nível mesmo com uma taxa de alimentação baixa na entrada do britador, através do ajuste da velocidade do alimentador e da APF. Além disso, foi visto que é possível simular de forma mais fidedigna o processo real.

Por meio das várias estratégias e análises realizadas, foi possível identificar as variadas maneiras de se controlar o nível do britador. Cabendo ao projetista determinar qual estratégia se encaixa melhor para uma determinada situação. Quando o processo estiver estável, o melhor controle é o multivariável, utilizando o estimador de estado e as duas variáveis manipuladas, porém no momento em que se perde a leitura do sensor, o melhor controle a ser chaveado é o SISO com o estimador, com isso, o processo contará com o benefício dos dois tipos de controle.

6. Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, sugere-se o desenvolvimento de controle de nível do silo para dois ou mais britadores secundários, e dentro de um circuito com britagem primária e peneiramento, a fim de se atentar a carga circulante que é um problema no processo da britagem. Além disso, sugere-se aplicar os sistemas de controle desenvolvidos neste trabalho em um processo real para medir o desempenho.

6.1. Trabalhos produzidos como resultados desta dissertação

MEIRELES, P. G. M.; MOREIRA, V. S.; EUZÉBIO, T. A. **Modelagem e Simulação de Britador Cônico – Estudo de caso em usina de Serra Leste**. In: 19º Simpósio de Mineração, São Paulo, p. 345-355, 2018. ISSN: 2594-357X, DOI 10.5151/2594-357X-31903.

7. Referências Bibliográficas

- ÅSTRÖM, K. J; WITTENMARK, B. **Computer-Controlled Systems: Theory and Design**. 3. ed. New York.: Dover Publications, 2011.
- ATTA, K. T; JOHANSSON, A.; GUSTAFSSON, T. Control oriented modeling of flow and size distribution in cone crusher. **Elsevier**. v. 56, p. 81-90, 2013.
- ATTA, K. T; EUZÉBIO, T; IBARRA, H; MOREIRA, V. S; JOHANSSON, A. Extension, Validation, and Simulation of a Cone Crusher Model. **IFAC- PapersOnLine**. v. 52, n. 14, p. 1-6, 2019.
- ABUR, A; EXPÓSITO, A. G. **Power System State Estimator: Theory and Implementation**. 1. ed. New York: Marcel Dekker, 2004.
- DE CAMPOS, M. C. M. M; TEIXEIRA, H. C. G. **Controles típicos de equipamentos e processos industriais**. 2. ed. São Paulo: Blucher, 2010.
- DA LUZ, A. B.; SAMPAIO NETO, J; FRANÇA, S. C. A. **Tratamento de Minérios**. 5. ed. Rio de Janeiro: CETEM/MCT, 2010.
- DUAN, Y; JIN, H. Digital Controller Design for Switchmode Power Converters. **APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition**. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285), Dallas, TX, USA, v. 2, p. 967-973, 1999.
- HULTHÉN, E. Real – **Time Optimization of Cone Crushers**. 2010. Tese de doutorado [Doctor of Philosophy in Product and Production Development] – Chalmers University of Technology, Göteborg.
- IDEAS Help. Version v6.0.0. Andritz Inc; 2014.
- ITÄVUO, P; VILKKO, M; JAATINEN, A; VIILO, K. Dynamic modeling and simulation of cone crushing circuits. **Elsevier**. v. 43-44, p. 29-35, 2013.
- ITÄVUO, P; HULTHÉN, E.; VILKKO, M. Feed-hopper level estimation and control in cone crushers. **Elsevier**, v. 110, p. 82-95, 2017.
- JACOBSON, D; JANSSEN, P; URBINATTI, V. Cavity level's effect on cone crusher performance and production. In: **PROCEMIN**, 2010, Chile (Santiago). p. 15-21.

- JIANG, W; VITTAL, V; HEYDT, G. T. A Distributed State Estimator Utilizing Synchronized Phasor Measurements. **IEEE Transactions on Power Systems**. v. 22, n. 2, p. 563-571, 2007.
- JOHANSSON, M.; QUIST, J; EVERTSSON, M; HULTHÉN, E. Cone crusher performance evaluation using DEM simulations and laboratory experiments for model validation. **Minerals Engineering**. v. 103-104, p. 93-101, 2017.
- KING, R.P. **Modeling and Simulation of Mineral Processing System**. 2. ed. Englewood: Society for Mining, Metallurgy and Exploration, Inc; 2012.
- METSO. **Nordberg Britador cônico série HP**. Tampere. 2010. p. 12.
- MOREIRA, V. S; EUZEBIO, T.A.M. Modelagem e controle de abertura de câmara britadores cônicos. **Congresso Brasileiro de Automática**. v. 22; p. 1-8, 2018.
- NEVES, P. B.; TAVARES, L. M. M. Racionalização do Uso da Energia na Britagem com Auxílio de Simulação Computacional. **Tecnologia em Metalurgia e Materiais**. v. 1(2), p. 53-58, 2004.
- NUNES, A. L. **Modelagem e simulação do circuito de moagem da Votorantim Metais Zinco Morro Agudo**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mineral) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012.
- PHILLIPS, C. L.; NAGLE, H. T. **Digital Control System Analysis and Design**, v. 3, Prentice-Hall, 1995.
- QIN, T; LI, P; SHEN, S. VINS-Mono: A Robust and Versatile Monocular Visual-Inertial State Estimator. **IEEE Transactions on Robotics**. v. 34, n. 4, p. 1004-1020, 2018.
- QUIST, J; EVERTSSON, C. M. Cone Crusher Modelling and Simulation using DEM. **Minerals Engineering**. v. 85, p. 92-105, 2016.
- REMES, A. AALTONEN, J; KOIVO, H. Soft-Sensor Estimation of an Apatite Thickener Operation at the Siilinjärvi Concentrator. **IFAC Proceedings Volumes**. v. 42, n. 23, p. 167-172, 2009.
- SACHS, P. F. T. **Cadeia de valor mineral e tecnologia da informação: alinhamento estratégico como gerador da eficácia em empresas de mineração**. 2009. Tese – Departamento de Engenharia de Minas e de Petróleo, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo.

- SOARES, P. M. O. R. **Discretização de Controladores Contínuos**. 1996. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) - Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores Faculdade de Engenharia da Universidade de Porto, Porto.
- SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. **Journal of Process Control**. v.13, p. 291-309, 2003.
- SKOGESTAD, S; GRIMHOLT C. **PID Control in the Third Millennium**. Advances in Industrial Control. London: Springer Science & Business Media, 2012.
- STARR, G. P. **Introduction to Applied Digital Control**. 2. ed. Albuquerque: [s.n.], 2006.
- TRONCOSO, C; SUÁREZ, A. Control del Nivel de Pulpa en un Circuito de Flotación Utilizando una Estrategia de Control Predictivo. **Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial**. v. 14, n. 3, p. 234-245, 2017.
- WANG, Y; PAPAGEORGIOU M; MESSMER, A. COPPOLA, P; TZIMITSI, A. NUZZOLO, A. An adaptive freeway traffic state estimator, **Automatica**, v. 45, n. 1, p. 10-24, 2009.