

UNIVERSIDADE DO VALE DO RIO DOS SINOS - UNISINOS
UNIDADE ACADÊMICA DE GRADUAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO JOÃO PANDOLFO

AUTO SINTONIA DE CONTROLE PID

São Leopoldo

2018

MARCELO JOÃO PANDOLFO

AUTO SINTONIA DE CONTROLE PID

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado como requisito parcial para
obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica, pelo Curso de
Engenharia Elétrica da Universidade do
Vale do Rio dos Sinos - UNISINOS

Orientador: Prof. MSc. Leonel Augusto Calliari Poltosi

São Leopoldo

2018

RESUMO

O presente trabalho oferece o estudo e a implementação de um algoritmo de auto sintonia para controladores PID. Para isso, o estudo aborda na sua fundamentação teórica uma breve introdução sobre os CLPs e a norma IEC-61131, na sequência, apresenta as características do controle PID, prosseguindo com os métodos de sintonia de Ziegler e Nichols e do relé realimentado de Åström e Hägglund, para, por fim, tratar dos indicadores de desempenho em malhas de controle. A implementação da função de auto sintonia, por sua vez, foi desenvolvida em conformidade com a norma e dentro do ambiente de programação de um CLP industrial, utilizando a técnica do relé realimentado, com e sem histerese. Sendo assim, a avaliação das técnicas empregadas foi realizada em nível de simulação, para sistemas de primeira e segunda ordem, verificando o desempenho servo e regulatório das malhas de controle. Os resultados obtidos revelaram um melhor desempenho da técnica implementada que também se mostrou prática em termos de execução.

Palavras-chave: Norma IEC-61131. Controle PID. Auto sintonia. Método do relé.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Ciclo de Operação de um CLP	14
Figura 2 - Representação Esquemática em Módulos de um CLP	15
Figura 3 - Sistema Típico de Controle com Entrada e Saída Analógica.....	16
Figura 4 - Modelo de Software da Norma IEC-61131-3	18
Figura 5 - Exemplo de Código em Linguagem ST.....	23
Figura 6 - Exemplo de Código em Linguagem FBD	24
Figura 7 - Realimentação na Linguagem FBD	24
Figura 8 - Sistema de controle em malha fechada	25
Figura 9 - Especificação da Curva de Resposta ao Degrau Unitário	26
Figura 10 - Configuração PID ideal	28
Figura 11 - Resposta do Sistema pelo Método da Resposta em Frequência	31
Figura 12 - Resposta do Sistema de 1ª Ordem em Malha Aberta.....	32
Figura 13 - Topologia do Ensaio do Relé Ideal	34
Figura 14 - Saída do Processo com Ensaio do Relé Ideal	34
Figura 15 - Topologia do Ensaio do Relé com Histerese	36
Figura 16 - Saída do Processo com Ensaio do Relé com Histerese	36
Figura 17 – Função de auto sintonia na linguagem FDB	41
Figura 18 - Fluxograma função de auto sintonia	43
Figura 19 - Ambiente de programação software MasterTool IEC XE®	45
Figura 20 - Sistema de 1ª ordem, pré-sintonia	47
Figura 21 - Sistema de 2ª ordem, pré-sintonia	48
Figura 22 - Sistema de 1ª ordem, chaveamento do relé	49
Figura 23 - Sistema de 1ª ordem, comportamento moderado.....	50
Figura 24 - Sistema de 1ª ordem, comportamento conservativo	50
Figura 25 - Sistema de 1ª ordem, comportamento agressivo.....	51
Figura 26 - Sistema de 2ª ordem, chaveamento do relé	52
Figura 27 - Sistema de 2ª ordem, comportamento moderado.....	53
Figura 28 - Sistema de 2ª ordem, comportamento conservativo	53
Figura 29 - Sistema de 2ª ordem, comportamento agressivo.....	54
Figura 30 - Sistema de 2ª ordem com ruído, comportamento moderado.....	55
Figura 31 - Sistema de 2ª ordem com ruído, comportamento conservativo	55
Figura 32 - Sistema de 2ª ordem com ruído, comportamento agressivo.....	56

Figura 33 - Sistema de 2ª ordem com ruído e histerese, comportamento moderado	57
Figura 34 - Sistema de 2ª ordem com ruído e histerese, comportamento conservativo	57
Figura 35 - Sistema de 2ª ordem com ruído e histerese, comportamento agressivo	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Partes da Norma IEC-61131	17
Tabela 2 - Principais Tipos de Dados Definidos pela Norma IEC 61131-3	20
Tabela 3 - Divisão das Memórias do CLP e Significado das Letras	21
Tabela 4 - Linguagens da Norma IEC 61131-3	22
Tabela 5 - Operadores Padrões para Linguagem ST	23
Tabela 6 - Efeito de Cada uma das Ações na Resposta do Sistema	27
Tabela 7 - Ziegler-Nichols para sintonia PID, primeiro método	31
Tabela 8 - Ziegler-Nichols para sintonia PID, segundo método	33
Tabela 9 - Variáveis da função de auto sintonia.....	42
Tabela 10 - Sintonia método de resposta ao degrau no sistema de 1ª Ordem	47
Tabela 11 - Sintonia inicial do sistema de 2ª Ordem	48
Tabela 12 - Sintonias método relé ideal no sistema de 1ª Ordem.....	51
Tabela 13 - Sintonias método relé ideal no sistema de 2ª Ordem.....	54
Tabela 14 - Sintonias método relé ideal no sistema de 2ª ordem com ruído.....	56
Tabela 15 - Sintonias método relé com histerese no sistema de 2ª ordem com ruído	58
Tabela 16 - Resultados das sintonias do sistema de 1ª ordem.....	59
Tabela 17 - Resultados das sintonias do sistema de 2ª ordem.....	60
Tabela 18 - Resultados das sintonias do sistema de 2ª ordem com aplicação de ruído	61

LISTA DE SIGLAS

ARX	<i>Auto-regressive with Exogenous Terms Model</i> Modelo Auto Regressivo com Entradas Exógenas
CLP	Controlador Lógico Programável
CPU	<i>Central Processing Unit</i> Unidade de Processamento Central
e_{ss}	Erro em Regime
FB	<i>Function Block</i> Bloco Funcional
FBD	<i>Function Block Diagram</i> Diagrama de Blocos Funcionais
IAE	<i>Integral of the Absolute magnitude of the Error</i> Integral do Valor Absoluto do Erro
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IHM	Interface Homem-Máquina
IL	<i>Instruction List</i> Lista de Instruções
ISE	<i>Integral of the Square of the Error</i> Integral do Quadrado do Erro
K_d	Ganho Derivativo
K_i	Ganho Integral
K_p	Ganho Proporcional
K_u	Ganho Crítico
LD	<i>Ladder Diagram</i> Diagrama Ladder
M_p	Sobressinal
MV	<i>Manipulated Variable</i> Variável Manipulada
PID	<i>Proportional Integral Derivative</i> Proporcional Integral Derivativo
PV	<i>Process Variable</i> Variável de Processo
SFC	<i>Sequential Function Charts</i> <i>Sequenciamento Gráfico de Funções</i>
SP	<i>Set Point</i> Referência

ST	<i>Structured Text</i> Texto Estruturado
T_d	Tempo Derivativo
T_i	Tempo Integrativo
t_r	Tempo de Subida
T_s	Tempo de Amostragem
t_s	Tempo de Acomodação
T_u	Período Crítico
ω_u	Frequência Crítica

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	11
1.1 Tema	11
1.2 Delimitação do Tema	11
1.3 Problema	12
1.4 Objetivos	12
1.4.1 Objetivo Geral	12
1.4.2 Objetivos Específicos	12
1.5 Justificativa	12
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	14
2.1 Controlador Lógico Programável	14
2.1.1 Norma IEC-61131-3	17
2.2 Controlador PID	25
2.2.1 Ações do Controlador PID	26
2.2.2 Estrutura do Controlador	28
2.2.3 Controlador na Forma Discreta	29
2.4 Métodos de Sintonia de Ziegler-Nichols	30
2.4.1 Método da Resposta em Frequência	30
2.4.2 Método da Resposta ao Degrau	31
2.5 Método do Relé para Sintonia	33
2.5.1 Método do Relé Ideal	33
2.5.2 Método do Relé com Histerese	35
2.6 Indicadores de Desempenho	37
3 METODOLOGIA	38
3.1 Ferramentas Utilizadas	38
3.1.1 Software MasterTool IEC XE®	38
3.1.2 CLP NEXTO®	38
3.2 Modelagem dos Processos	38
3.3 Controlador PID	39
3.4 Projeto do Algoritmo de Auto Sintonia	39
3.5 Teste de Avaliação da Sintonia do Controlador	39
3.5.1 Avaliação do Sistema Frente ao Comportamento Servo	39
3.5.2 Avaliação do Sistema Frente ao Comportamento Regulatório	40

4 ESTUDO DE CASO	41
4.1 Função de Auto Sintonia	41
4.2 Ambiente de Programação	45
4.3 Sintonia das Malhas de Controle	46
4.3.1 Sintonia Sistema de 1ª Ordem	46
4.3.2 Sintonia Sistema de 2ª Ordem	47
4.4 Sintonia Método Relé Ideal.....	48
4.4.1 Sintonia Sistema de 1ª Ordem	49
4.4.2 Sintonia Sistema de 2ª Ordem	51
4.5 Sintonia Método Relé com Histerese.....	56
4.6 Análise dos Resultados	58
4.6.1 Avaliação do sistema de 1ª Ordem	59
4.6.2 Avaliação do sistema de 2ª Ordem	60
5 CONCLUSÕES E POSSIBILIDADES DE TRABALHOS FUTUROS	62
5.1 Conclusões do Trabalho.....	62
5.2 Possibilidades de Trabalhos Futuros.....	63
REFERÊNCIAS.....	64

1 INTRODUÇÃO

A grande maioria dos controladores atualmente utilizados na indústria (cerca de 90%) são controladores do tipo Proporcional Integral Derivativo (PID). Desde que estejam bem ajustados, eles mostram resultados de controle adequados para as aplicações (Bobal *et al.*, 2005). Além disso, possuem estrutura bem conhecida e de fácil implementação. E no caso de os parâmetros terem sido bem escolhidos, eles são capazes de controlar uma parcela significativa dos processos tecnológicos em tempo contínuo.

A sintonia do controle PID é um procedimento que depende diretamente do conhecimento e da habilidade do engenheiro de controle ou mesmo do operador da planta. Mesmo que as diretrizes de sintonia estejam disponíveis, a técnica de ajuste do controlador pode depender de um tempo considerável e isso resulta que muitos laços de controle da planta sejam, muitas vezes, mal ajustados e o potencial total do sistema de controle não seja alcançado.

Ponderando essas questões, fica claro que o ajuste dos ganhos do controle PID são fundamentais para o seu correto funcionamento. Sendo assim, o uso de técnicas de auto sintonia podem auxiliar e dinamizar a obtenção de parâmetros adequados, que atendam as condições do processo.

1.1 Tema

Emprego de hardwares e softwares industriais para o estudo e implementação de técnicas de auto sintonia em controladores do tipo PID.

1.2 Delimitação do Tema

A abrangência deste trabalho se limita ao estudo de técnicas de auto sintonia para controladores PID aplicadas a processos mono variáveis, as quais serão implementadas em um Controlador Lógico Programável (CLP), visando à realização de testes e avaliação de desempenho. Os testes vão ser realizados somente em ambiente de simulação e, portanto, não serão aplicados em sistemas reais ou físicos.

1.3 Problema

Métodos de controle baseados em sistemas lineares são muito utilizados em processos industriais, sendo estes susceptíveis a interferências como ruídos, perturbações ou variações do processo, capazes de modificar o seu ponto de operação e influenciar no desempenho do controle ou, ainda de forma mais direta, o desempenho é comprometido devido a problemas de sintonização.

Em vista disso, seria possível determinar os parâmetros de ajuste de um controlador PID através de um método de auto sintonia, que seja de fácil implementação em processos industriais e que busque um melhor desempenho?

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho consiste em estudar técnicas de auto sintonia para controladores PID e implementá-las em um CLP atendendo a norma IEC-61131-3. Realizando testes e avaliando o desempenho dos ajustes projetados para o controlador.

1.4.2 Objetivos Específicos

Este trabalho tem como objetivos específicos:

- a) Desenvolver um algoritmo de auto sintonia em conformidade com a norma IEC-61131-3, possibilitando a replicação do código para outros dispositivos;
- b) Avaliar em nível de simulação o desempenho do algoritmo de auto sintonia frente aos comportamentos servo e regulatório da malha de controle.

1.5 Justificativa

O controlador PID pode ser muito eficaz na condução de uma variável de processo medida em direção a um ponto de ajuste desejado, mas somente se o

controlador for ajustado ou sintonizado para acomodar o comportamento do processo controlado.

Atualmente, existem no mercado muitos fabricantes de CLP que possuem ferramentas de software para a auto sintonia de controladores PID. Essas soluções são comumente integradas com o seu hardware, o que pode apresentar um elevado custo e uma baixa flexibilidade na escolha ou troca do controlador.

Por essas razões, justifica-se o desenvolvimento de um algoritmo para auto sintonia de controladores PID. Estando em conformidade com a norma IEC-61131-3, o código se mostra uma alternativa para vários dispositivos, na melhoria do desempenho de malhas de controle.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo se propõe a apresentar a fundamentação teórica utilizada para elaboração deste trabalho, que se inicia com uma breve explanação sobre o CLP e a norma IEC-61131-3. Na sequência aborda o controlador PID, as técnicas de auto sintonia voltadas para o método do relé e, finalmente, os índices de desempenho para malhas de controle

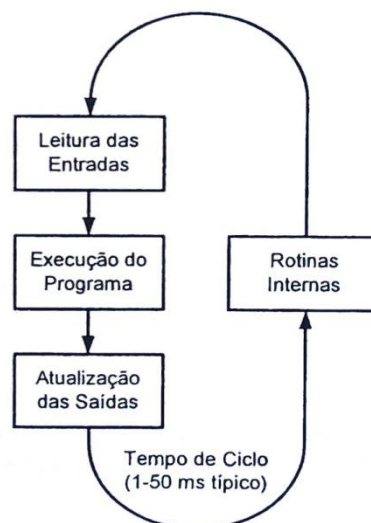
2.1 Controlador Lógico Programável

O CLP é um sistema eletrônico digital que executa operações de lógica, temporização, sequenciamento, contagem e aritmética, com o objetivo de controlar os mais diversos tipos de máquinas e processos (HANSSEN, 2015).

Sendo o núcleo de um sistema de automação, os dados de entrada de um CLP são fornecidos por dispositivos piloto ou sensores, já as saídas, propiciam o acionamento de atuadores. As operações a serem executadas pelo CLP são programadas pelo usuário e, sendo um sistema microprocessado, seu princípio de funcionamento (Figura 1) é baseado em três passos:

- Trazer os dados do processo para o CLP por meio das entradas;
- Processar esses dados de acordo com uma lógica pré-determinada;
- Transmitir os dados processados para as saídas do CLP.

Figura 1 - Ciclo de Operação de um CLP

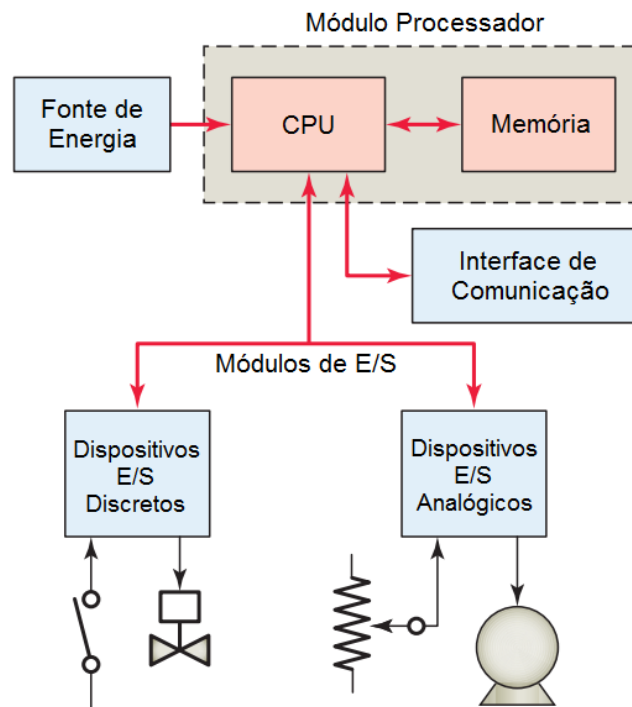


Fonte: Adaptado de Hanssen (2015)

O procedimento apresentado pela Figura 1 constitui um ciclo de varredura que se repete enquanto o CLP estiver operando. Todo o ciclo de varredura é executado muito rapidamente, levando apenas alguns poucos milissegundos entre a leitura da entrada e a atualização da saída (HANSSEN, 2015).

O processador do CLP é chamado de unidade de processamento central (CPU). Os processadores variam em velocidade de processamento e opções de memória (tipo e capacidade). Um módulo de processador pode ser dividido em duas seções: a seção da CPU e a seção da memória, como mostra a Figura 2.

Figura 2 - Representação Esquemática em Módulos de um CLP



Fonte: Adaptado de Petruzella (2017)

A seção da CPU executa o programa do usuário e toma as decisões necessárias pelo CLP para operar e se comunicar com outros módulos. A seção de memória armazena eletronicamente o programa do CLP, juntamente com outras informações digitais recuperáveis, como informações dos módulos de entrada e saída (PETRUZELLA, 2017).

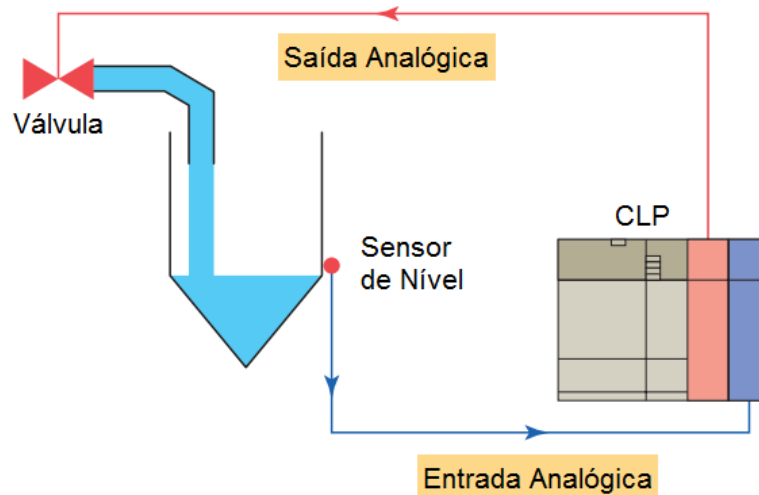
As entradas e saídas de um CLP podem ser digitais ou analógicas. A entrada digital recebe o sinal de um dispositivo piloto, onde um contato é aberto ou fechado aplicando ou retirando um sinal de tensão. Esse dispositivo pode ser uma botoeira, termostato, chave fim de curso, relé térmico e assim por diante.

A saída digital também promove o fechamento ou abertura de um contato que permite a energização ou desenergização de dispositivos de acionamento de atuadores. Ela normalmente não energiza os atuadores diretamente devido a sua baixa capacidade de condução de corrente (BOLTON, 2006).

Os dispositivos discretos são entradas e saídas que possuem apenas dois estados: ativado e desativado. Em comparação, os dispositivos analógicos representam quantidades físicas que podem ter uma faixa de valores. As entradas e saídas analógicas podem operar com sinais que variam de 0 a 10 V, 0 a 20 mA e 4 a 20 mA (HANSSEN, 2015).

Como representado na Figura 3, o módulo de entrada analógica do CLP contém um circuito necessário para receber um sinal analógico de tensão ou corrente do dispositivo de campo, no caso um transmissor de nível. O valor recebido é convertido para um valor digital para uso do processador. Por sua vez, o módulo de saída analógica aceita o valor digital do processador e o converte de volta para um sinal analógico que atua sobre a válvula (PETRUZELLA, 2017).

Figura 3 - Sistema Típico de Controle com Entrada e Saída Analógica



Fonte: Adaptado de Petruzella (2017)

Para a execução de uma determinada tarefa automática pelo controlador, basta programar o CLP com um software dedicado através de um computador pessoal. Com o software o usuário pode editar, testar e documentar os programas de operação. Com o programa devidamente compilado, ele pode ser descarregado para o CLP que passa, por sua vez, a executar as tarefas de acordo com as instruções implementadas (BOLTON, 2006).

2.1.1 Norma IEC-61131-3

A criação de diversos modelos de equipamentos dedicados à automação industrial gerou uma grande variedade de produtos e, como consequência, uma incompatibilidade das características com referência à programação dos mesmos.

Para atender às demandas da comunidade industrial internacional, foram formados grupos de trabalho dentro da *International Electrotechnical Commission* (IEC) para avaliar o projeto completo de controladores lógicos programáveis. Foram incluídos temas como: hardware, instalação, testes, documentação, programação e comunicação (JOHN e TIEGELKAMP, 2010). Os itens a serem normatizados foram separados em partes como mostra a Tabela 1.

Tabela 1 - Partes da Norma IEC-61131

Parte	Título	Conteúdo	Publicação
Parte 1	<i>General Information</i>	Definição da terminologia e conceitos.	2003 (2ª Ed.)
Parte 2	<i>Equipment Requirements and Tests</i>	Teste de verificação e fabricação eletrônica e mecânica.	2003 (2ª Ed.)
Parte 3	<i>Programmable Languages</i>	Estrutura do software do CLP, linguagens e execução de programas.	2003 (2ª Ed.)
Parte 4	<i>User Guidelines</i>	Orientações para seleção, instalação e manutenção de CLP's.	2004 (2ª Ed.)
Parte 5	<i>Communications</i>	Funcionalidades para comunicação com outros dispositivos.	2000 (1ª Ed.)
Parte 6	Reservada	-	-
Parte 7	<i>Fuzzy Control Programming</i>	Funcionalidades de software, incluindo blocos funcionais padrões para tratamento de lógica nebulosa dentro de CLP's.	2000 (1ª Ed.)
Parte 8	<i>Guidelines for the Application and Implementation of Programming Languages</i>	Orientações para implementação das linguagens IEC 1131-3.	2003 (2ª Ed.)

Fonte: Adaptado de John e Tiegelkamp (2010)

A parte 3 da norma que trata da estrutura do software do CLP e linguagens de programação será estudada na próxima seção.

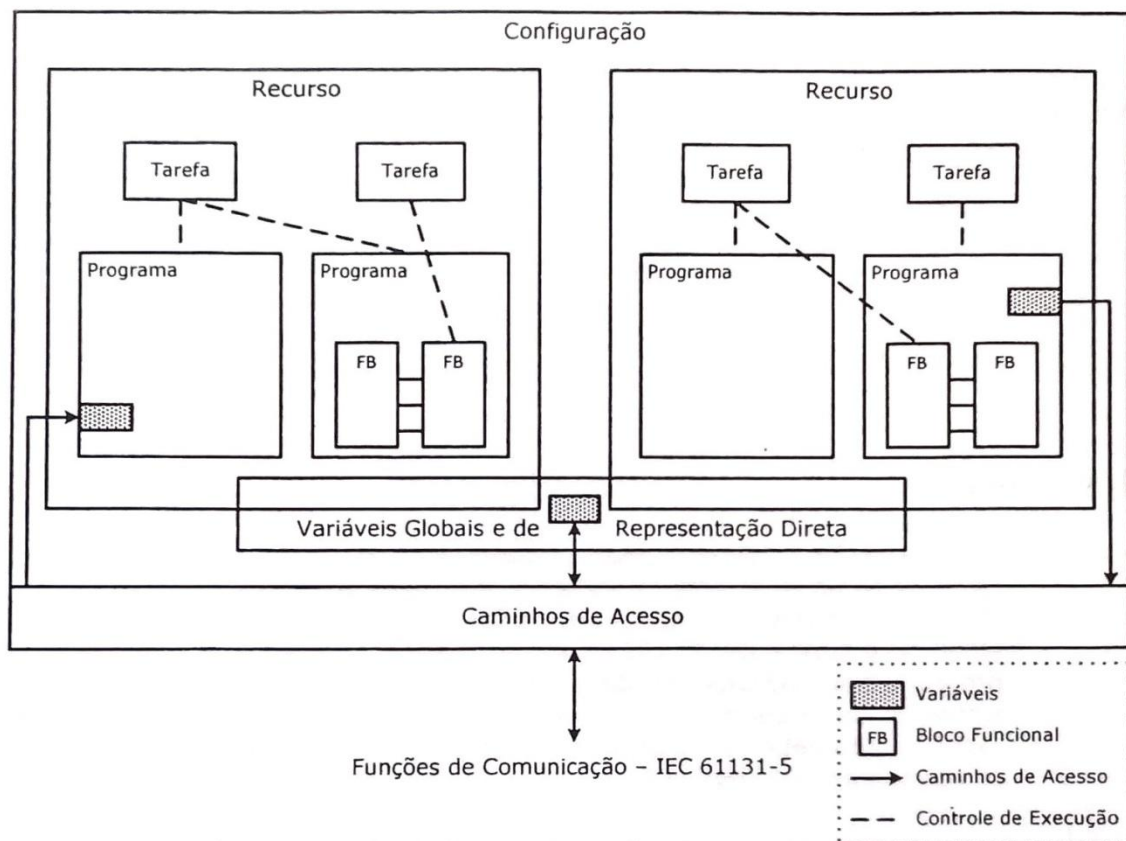
2.1.1.1 Modelo de Software IEC

Um dos aspectos mais importantes da programação de qualquer sistema é a capacidade de decompor o software em partes menores. Esse foi um dos principais objetivos do grupo que elaborou a norma IEC 61131-3 (HANSSEN, 2015). A programação baseada na norma IEC é orientada para o desenvolvimento de programas fundamentados por três princípios básicos:

- Modularização;
- Estruturação;
- Reutilização.

A norma propicia que sejam criados ambientes de programação capazes de decompor programas em diferentes elementos de software, como apresenta a Figura 4. Para isso conta com uma interface padronizada e bem definida entre os elementos.

Figura 4 - Modelo de Software da Norma IEC-61131-3



Fonte: Adaptado de IEC 61131-3 (2003)

2.1.1.1.1 Configurações

No nível mais alto, o software para um sistema de controle está contido numa configuração. A configuração define todos os elementos de software que interagem entre si para desempenhar as funções de controle. Esses elementos podem ser CLPs, Interface Homem-Máquina (IHM), dispositivos de comunicação, etc.

2.1.1.1.2 Recursos

Dentro de cada configuração pode existir um ou mais recursos. Um recurso é qualquer elemento com capacidade de processamento, responsável pela execução de programas, como por exemplo, a CPU do CLP. Sua principal característica é a existência de uma interface entre o programa e as entradas e saídas físicas do CLP

2.1.1.1.3 Programas

Um programa pode ser construído a partir de diferentes elementos de software. Ele consiste em um número de funções ou blocos funcionais interconectados, capazes de trocar dados através das conexões de software. Um programa pode acessar diretamente as variáveis de E/S e se comunicar com outros programas. A execução de diferentes partes de um programa, blocos funcionais por exemplo, pode ser controlada usando tarefas.

2.1.1.1.4 Tarefas

Uma tarefa pode ser configurada para controlar a execução de programas ou blocos funcionais, de forma periódica ou engatilhada por eventos (triggers). Um bloco funcional, não devidamente associado a uma tarefa, será executado na mesma tarefa do programa que esteja contido.

2.1.1.1.5 Blocos Funcionais

O bloco funcional (FB) tem um dos conceitos mais importantes da norma, o seu uso permite um projeto de software de forma hierárquica e estrutura. Blocos funcionais podem ser utilizados para a criação de elementos de software totalmente

reutilizáveis, sendo implementados por um algoritmo interno. Os dados possuem persistência, ou seja, possuem estados internos que são mantidos entre uma execução e outra. Exemplos típicos de blocos funcionais são blocos de controle PID, temporizadores e controle de motores.

2.1.1.1.6 Funções

São elementos de software que não aparecem no modelo da norma (Figura 4). Funções não possuem persistência, existindo apenas em tempo de execução, assim como sub-rotinas convencionais. Logo, não possuem estados internos, sempre produzem o mesmo resultado para o mesmo conjunto de entradas. Exemplos típicos de funções são os blocos aritméticos, lógicos e comparadores.

2.1.1.1.7 Variáveis Locais e Globais

A norma exige a declaração de variáveis dentro de diferentes elementos de software como programas, funções e blocos funcionais. As variáveis podem utilizar nomes simbólicos e serem de diferentes tipos de dados, conforme a Tabela 2.

Tabela 2 - Principais Tipos de Dados Definidos pela Norma IEC 61131-3

Tipo de Dado	Tipo IEC	Descrição	Bits	Faixa
Cadeia de Bits	BOOL	<i>Bit string of 1 bit</i>	1	Digital, estados lógicos
	BYTE	<i>Bit string</i>	8	Informação binária
	WORD	<i>Bit string</i>	16	Informação binária
	DWORD	<i>Bit string</i>	32	Informação binária
	LWORD	<i>Bit string</i>	64	Informação binária
Inteiro	SINT	<i>Short integer</i>	8	-128 a +127
	INT	<i>Integer</i>	16	-32768 a +32767
	DINT	<i>Double integer</i>	32	-2^{31} a $(2^{31}-1)$
	LINT	<i>Long integer</i>	64	-2^{63} a $(2^{63}-1)$
	USINT	<i>Unsigned short integer</i>	8	0 a 255
	UINT	<i>Unsigned integer</i>	16	0 a 65535
	UDINT	<i>Unsigned double integer</i>	32	0 a $(2^{32}-1)$
	ULINT	<i>Unsigned long integer</i>	64	0 a $(2^{64}-1)$
Ponto Flutuante	REAL	<i>Real</i>	32	$\pm 10^{\pm 38}$
	LREAL	<i>Long Real</i>	64	$\pm 10^{\pm 308}$

Fonte: Adaptado de IEC 61131-3 (2003)

Variáveis locais possuem escopo ao elemento de software em que foram declaradas, permitindo acesso dentro do próprio elemento, que pode ser uma configuração, recurso, programa, bloco funcional ou função. Já variáveis de escopo global podem ser acessadas por todos os elementos, mas devem ser declaradas dentro de uma configuração ou recurso.

2.1.1.1.8 Variáveis de Representação Direta

As variáveis de representação direta são as que permitem acessar diretamente as posições de memória do CLP. Elas têm seu uso restrito aos programas, não permitindo que blocos funcionais e funções façam acesso direto. Como posições de memória, temos a imagem de entrada, a imagem de saída e a memória interna.

A notação utilizada para o endereçamento é padronizada, a fim de permitir portabilidade. Todas começam com o caractere % seguido de uma ou duas letras, conforme a Tabela 3.

Tabela 3 - Divisão das Memórias do CLP e Significado das Letras

Primeira Letra	Interpretação
I	Entradas (<i>Input</i>): Recebe os valores das variáveis analógicas e discretas dos módulos de entrada.
Q	Saída (<i>Output</i>): Para armazenar os valores das variáveis a serem escritos nos dispositivos externos.
M	Memória interna: armazena os valores intermediários.

Segunda Letra	Interpretação
X	<i>Bit</i>
B	<i>Byte (8 bits)</i>
W	<i>Word (16 bits)</i>
D	<i>Double word (32 bits)</i>
L	<i>Long word (64 bits)</i>

Fonte: Adaptado de IEC 61131-3 (2003)

2.1.1.2 Linguagens de Programação

A norma IEC 61131-3 define cinco linguagens de programação para desenvolvimento de software de CLP. Duas delas são textuais e outras três, gráficas, como indica a Tabela 4.

Tabela 4 - Linguagens da Norma IEC 61131-3

<i>Linguagem IEC</i>	<i>Tipo</i>
Texto Estruturado (ST)	Textuais
Lista de Instruções (IL)	
Diagrama de Blocos Funcionais (FBD)	Gráficas
Diagrama Ladder (LD)	
Sequenciamento Gráfico de Funções (SFC)	

Fonte: Adaptado de IEC 61131-3 (2003)

Foram padronizadas pela norma as principais linguagens de programação utilizadas para controle industrial. Cada linguagem possui características distintas, de forma que se complementam na implementação do software.

Nesse trabalho será dado enfoque na linguagem de texto estruturado (ST) e na de diagrama de blocos funcionais (FBD), que serão abordadas nas próximas seções.

2.1.1.2.1 Texto Estruturado (ST)

A linguagem de programação texto estruturado (ST) é uma linguagem de alto nível com sintaxe similar ao Pascal e ao "C". Foi desenvolvida especificamente para controle industrial e pode ser usada em elementos do software como programas, blocos funcionais e funções (JOHN e TIEGELKAMP, 2010).

É uma linguagem flexível e de fácil assimilação para os desenvolvedores de software. Oferece uma grande variedade de declarações que descrevem uma funcionalidade complexa de uma maneira muito compacta, além de conter todos os elementos essenciais de uma linguagem de programação moderna:

- Comandos condicionais (IF-THEN-ELSE e CASE);
- Comandos de repetição (FOR-DO, WHILE-DO e REPET-UNTIL);
- Cálculos diversos e implementação de algoritmos.

Os operadores padrões da linguagem ST são mostrados na Tabela 5.

Tabela 5 - Operadores Padrões para Linguagem ST

Operador	Descrição	Exemplo	Resultado
(...)	Expressão com parêntesis	(2 * 3) + (4 * 5)	26
Função (...)	Lista de parâmetros de uma função	CONCAT ('AB','CD')	'ABCD'
**	Exponenciação	3 ** 4	81
-	Negação	-10	-10
NOT	Complemento booleano	NOT TRUE	FALSE
*	Multiplicação	10 * 20	200
/	Divisão	20 / 10	2
MOD	Operador de módulo	17 MOD 10	7
+	Soma	1.4 + 1.5	3.9
-	Subtração	3-2-1	0
<, >, <=, >=	Comparação	10 > 20	FALSE
=	Igualdade	20 = 20	TRUE
<>	Desigualdade	10 <> 10	FALSE
&, AND	E booleano	TRUE AND FALSE	FALSE
XOR	OU Exclusivo booleano	TRUE XOR FALSE	TRUE
OR	OU booleano	TRUE OR FALSE	TRUE

Fonte: Adaptado de IEC 61131-3 (2003)

A Figura 5 apresenta um exemplo de código em ST, contendo declaração de variáveis, instruções de condição, um laço FOR e ordenação de valores.

Figura 5 - Exemplo de Código em Linguagem ST

```

PROGRAM PLC_PRG
VAR
  Index: INT      := 1;
  Parameter      : ARRAY [0..10] OF REAL;
  Data AT %MW5   : ARRAY [0..10] OF REAL;
END_VAR
IF %MX0.1 THEN
  %MW0 := 0;
  %MX0.2 := %MX20.0;
ELSIF NOT %MX3.0 THEN
  %MW0 := 10;
END_IF;
FOR Index := 1 TO 10 BY 1 DO
  Parameter[Index] := Data[Index];
  Index := Index - 1;
END_FOR;

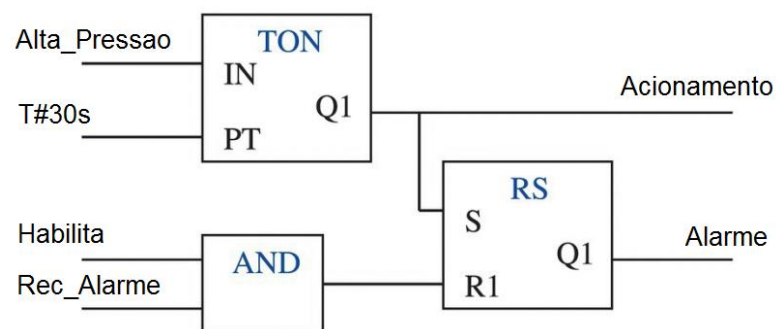
```

Fonte: Hanssen (2015)

2.1.1.2.2 Diagrama de Blocos Funcionais (FBD)

A linguagem de programação diagrama de blocos estruturados (FBD) é do tipo gráfica e é baseada em diagrama de circuitos. Ela é representada como mostra a Figura 6, através de blocos interconectados destacando o fluxo dos sinais entre os elementos. É utilizada para descrever o comportamento de funções, blocos funcionais e programas.

Figura 6 - Exemplo de Código em Linguagem FBD

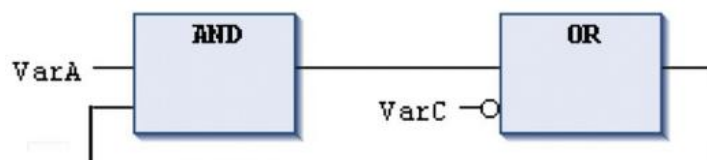


Fonte: Hanssen (2015)

O FBD inclui, entre outras coisas, o uso das funções lógicas padrões, como AND, OR, NOT, etc. Também pode utilizar blocos de função (FBs), como temporizadores e contadores, além de funções criadas pelo usuário. De qualquer forma, o FBD não oferece nenhuma solução que não possa ser executada diretamente em ST (HANSSSEN, 2015).

Uma característica interessante é que o FBD é que propicia uma visão macro do código e permite realimentação entre os blocos funcionais. Como mostra a Figura 7, onde o sinal de saída é realimentado na entrada do bloco precedente.

Figura 7 - Realimentação na Linguagem FBD



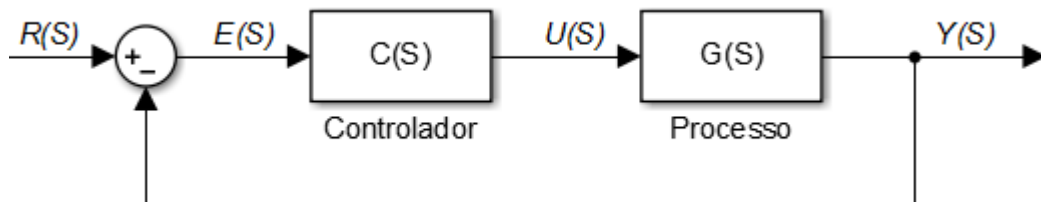
Fonte: Hanssen (2015)

A sequência de execução dos blocos pode ser definida previamente, o que pode vir a definir ou alterar o comportamento final do programa.

2.2 Controlador PID

Na Figura 8 está representado um sistema de controle em malha fechada. Nele, o sinal de saída do processo $Y(S)$ que deve ser controlado é amostrado e comparado com o valor de referência $R(S)$. A diferença dos dois sinais é chamada de sinal de erro $E(S)$. Este atua como entrada no controlador que, por sua vez, tem a tarefa de gerar o sinal de controle $U(S)$. A ação de controle deve ser capaz de agir no processo, modificando sua saída $Y(S)$ e corrigindo o sinal do erro $E(S)$.

Figura 8 - Sistema de controle em malha fechada



Fonte: Adaptado de Ogata (1997)

Para se verificar a ação gerada por um controlador do tipo PID é necessário inicialmente compreender sua lei de controle, que é descrita pela seguinte função de transferência:

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (1)$$

Ou ainda, de forma equivalente, modelado pela seguinte equação diferencial:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2)$$

Sendo $e(t)$ o sinal de erro do controlador, $u(t)$ o sinal de controle, K_p o ganho proporcional, K_i o ganho integral e K_d o ganho derivativo. As parcelas integral e derivativa podem ser escritas em termos do tempo integrativo (T_i) e do tempo derivativo (T_d).

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (3)$$

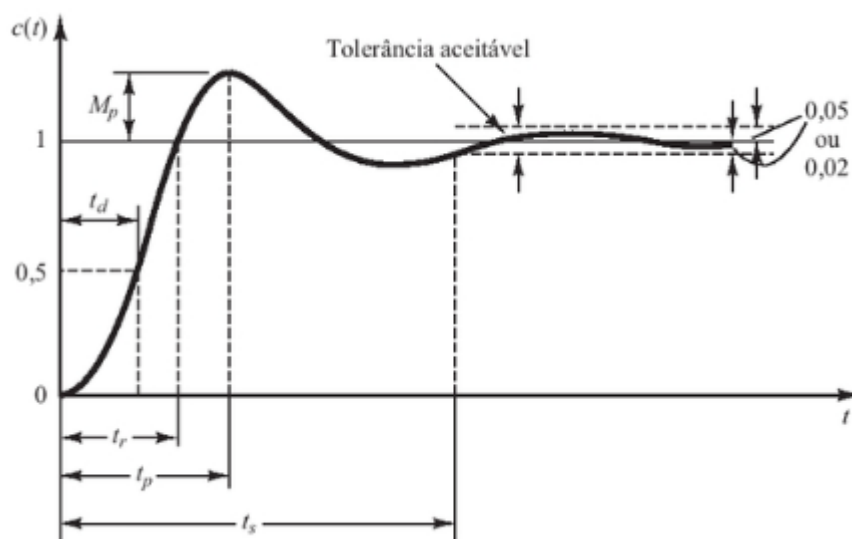
$$K_d = K_p T_d \quad (4)$$

2.2.1 Ações do Controlador PID

Em muitos casos práticos, as características de desempenho desejadas de sistema de controle são especificadas em termos de grandezas no domínio do tempo. E a resposta transitória de um sistema, frequentemente, apresenta oscilações amortecidas antes de alcançar o regime estacionário (OGATA, 1997).

Ao especificar características de resposta transitória de um sistema de controle a uma excitação em degrau unitário, é comum especificar o tempo de subida (t_r), tempo de acomodação (t_s) e o sobressinal (M_p). Especificações essas mostradas graficamente na Figura 9.

Figura 9 - Especificação da Curva de Resposta ao Degrau Unitário



Fonte: Ogata (1997)

O tempo de subida (t_r) indica o tempo necessário para que a resposta passe de 0 a 100% do seu valor final, esse faixa pode variar conforme o tipo de sistema. O sobressinal (M_p) indica a estabilidade relativa do sistema, sendo o delta entre o máximo valor de pico da curva de resposta e o valor unitário do degrau. Já o tempo de acomodação (t_s), indica o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores dentro de uma faixa em torno do valor final e aí permaneça. Essa tolerância em torno do valor final esta associada ao erro em regime (e_{ss}).

Cada ganho de um controlador PID tem influência direta nas especificações de regime transitório do sistema. A Tabela 6 apresenta o efeito na resposta temporal do sistema ao se aumentar uma determinada ação do controlador.

Tabela 6 - Efeito de Cada uma das Ações na Resposta do Sistema

Ganho	Tempo de Subida (t_r)	Sobressinal (M_p)	Tempo de Acomodação (t_s)	Erro em Regime (e_{ss})
K_p	Diminui	Aumenta	Pequena Alteração	Diminui
K_i	Diminui	Aumenta	Aumenta	Elimina
K_d	Pequena Alteração	Diminui	Diminui	Pequena Alteração

Fonte: Elaborado pelo Autor

Nas próximas seções serão tratadas com mais detalhes cada uma das ações de um controlador do tipo PID.

2.2.1.1 Ação Proporcional

Associada com a amplitude do erro, o ajuste da ação proporcional visa a diminuição do erro em regime (e_{ss}). Mas, a modificação desse parâmetro afeta também o tempo de acomodação (t_s), o que pode ocasionar a instabilidade do sistema (OGATA, 1997).

2.2.1.2 Ação Integral

Associada com a duração do erro, o ajuste da ação integral visa a eliminação do erro em regime (e_{ss}), devido ao acréscimo de um polo na origem. Porém, modificando este parâmetro, o tempo de acomodação (t_s) e o sobressinal (M_p) também são afetados, diminuindo a estabilidade relativa do sistema (OGATA, 1997).

2.2.1.3 Ação Derivativa

Associada a tendência do erro, o ajuste da ação derivativa visa melhorar o comportamento do transitório. Isso porque, as alterações da variável de controle só influenciam a saída do processo depois de um tempo, o que caracteriza um determinado atraso na ação do controlador. Todavia, o termo derivativo antecipa o

valor da variável de controle por extrapolação linear, diminuindo o erro antes que este se torne elevado. Além disso, a ação derivativa adiciona amortecimento ao sistema, ajudando na estabilização (OGATA, 1997).

2.2.2 Estrutura do Controlador

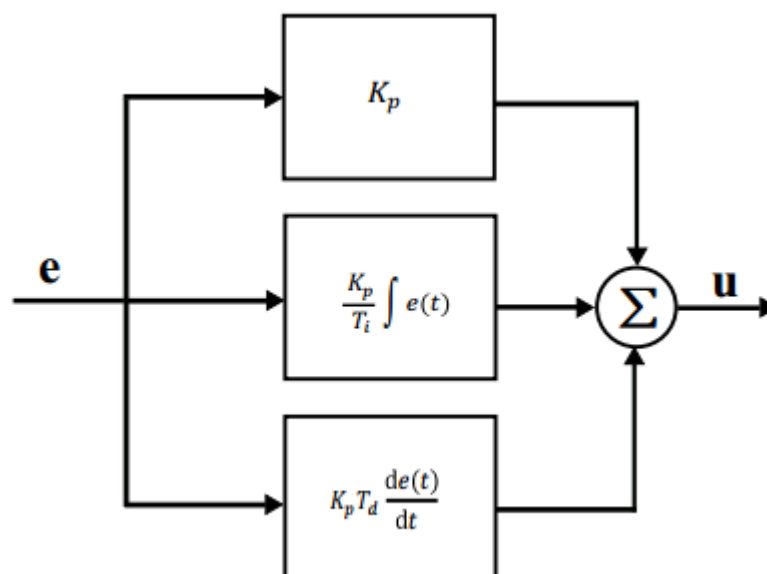
O controlador PID é usualmente representado nas configurações paralela, série e ideal, sendo que essa última será abordada nessa seção.

A configuração ideal também é chamada em algumas bibliografias de PID não-interativo, pelo fato de que o T_i não interfere na parte derivativa e o T_d não interfere na parte integral. Contudo, esse é o formato mais usado nos controladores digitais, apresentado pela equação (5).

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + K_p K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5)$$

Na forma ideal, o ganho K_p multiplica as parcelas integrativa e derivativa, de maneira que os termos sejam calculados separadamente e, quando somados, compõem a ação do controlador, como mostra a Figura 10.

Figura 10 - Configuração PID ideal



Fonte: Pinto (2014)

2.2.3 Controlador na Forma Discreta

A conversão do algoritmo de controle PID para a forma discreta torna possível sua utilização em sistemas digitais. Nesse caso, o tempo de amostragem (T_s) determina o intervalo para que a ação de controle, que é mantida constante, seja atualizada e aplicada ao processo (Bobal *et al.*, 2005). Contudo, os termos integral e derivativo devem ser aproximados por operações discretas equivalentes.

Sendo assim, o equacionamento do controlador PID discreto ideal de posição é indicado pela equação (6). Este algoritmo tem característica não recursiva, uma vez que, armazena o somatório dos erros anteriores a cada iteração.

$$u(k) = u_0 + K_p \left[e(t) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + T_d \left(\frac{e(k) - e(k-1)}{T_s} \right) \right] \quad (6)$$

Outra forma de representação é dada pela equação (7) que indica a lei de formação do controlador PID discreto ideal de velocidade. Neste caso, só são consideradas até três amostras do erro para cálculo da ação de controle, além da ação de controle anterior

$$u(k) = u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + \frac{K_p T_s}{T_i} e(k-1) + \frac{K_p T_d}{T_s} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (7)$$

Como pode ser observado nas equações (6) e (7) o tempo de amostragem (T_s) exerce influência na resposta do controle PID discreto. A diminuição do tempo de amostragem reduz o erro de discretização, fazendo com que a ação discreta fique mais próxima da ação contínua, mas acarreta no aumento do esforço computacional (Bobal *et al.*, 2005).

Todavia, o tempo de amostragem (T_s) deve ser ajustado de forma apropriada, levando em consideração não só a aquisição das informações da dinâmica do processo, mas também a demanda computacional envolvida. Por essa razão, recomenda-se que o valor do tempo de amostragem seja menor que um décimo do valor da constante de tempo processo a ser controlado.

A ação integral do controlador também requer uma maior atenção para o caso do erro do sistema atingir um valor elevado, ocasionando a saturação da saída de controle. Nesta condição, o termo integral continuará integrando o erro, mesmo durante a saturação da saída de controle, podendo atingir valores absolutos elevados. Dessa forma, quando o erro do sistema diminuir, a saída de controle tende a permanecer saturada, devido ao resíduo do termo integral que ainda está presente. Para solucionar esse efeito, aplica-se uma proteção do tipo *antireset windup*, que desativa a ação integral assim que a saída de controle entra em saturação (Ramos, 2002).

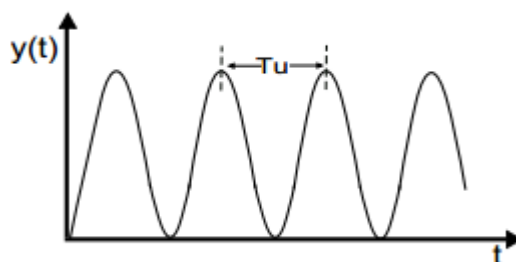
2.4 Métodos de Sintonia de Ziegler-Nichols

Nesta seção serão abordados dois métodos de sintonia para controle PID que foram desenvolvidos por Ziegler e Nichols. Os métodos fazem uso de ensaios para obtenção de determinadas características dinâmicas do processo. Essas características, por sua vez, são utilizadas para definir os parâmetros do controlador.

2.4.1 Método da Resposta em Frequência

Na aplicação deste método é necessário realizar um ensaio para encontrar o ganho crítico (K_u) e o período crítico (T_u) do sistema a ser controlado. Inicialmente, o controlador deve estar apenas com a ação proporcional habilitada e em malha fechada. Com essa configuração estabelecida, o ganho proporcional (K_p) deve ser elevado até que a resposta do sistema seja oscilatória com amplitude constante. Atingindo essa condição, o ganho crítico (K_u) é o próprio ganho proporcional (K_p) que resultou na resposta em oscilação sustentada do sistema (ASTRÖM e WITTENMARK). Já o período crítico (T_u) deve ser medido diretamente na resposta do processo, conforme mostra a Figura 11.

Figura 11 - Resposta do Sistema pelo Método da Resposta em Frequência



Fonte: Pinto (2014)

Conhecendo os valores do ganho crítico (K_u) e do período crítico (T_u), a sintonia para o controle PID é obtida com a aplicação da Tabela 7, proposta por Ziegler e Nichols.

Tabela 7 - Ziegler-Nichols para sintonia PID, primeiro método

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_u$	-	-
PI	$0,45K_u$	$T_u/1,2$	-
PID	$0,6K_u$	$T_u/2$	$T_u/8$

Fonte: Adaptado de Campestrini (2006)

Uma consideração importante desse método é que por levar o processo a oscilar no limite de sua estabilidade, ele pode causar a instabilidade do sistema.

2.4.2 Método da Resposta ao Degrau

Na aplicação deste método é necessário realizar um ensaio para encontrar as seguintes características do processo: ganho em regime (K), constante de tempo (τ) e atraso de transporte (θ) (OGATA, 1997). Inicialmente, com o controlador em modo manual é gerado um degrau na saída do controle (ΔU) e a resposta do sistema em malha aberta é obtida, conforme indica a Figura 12.

Com os dados coletados através do ensaio, pode-se aproximar o sistema por uma função de primeira ordem com atraso de transporte, conforme o modelo paramétrico apresentado na equação (8).

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (8)$$

Onde K é o ganho em regime, τ é a constante de tempo e θ é o atraso de transporte. Para a obtenção do ganho em regime, verifica-se a variação gerada no sinal de entrada ($\Delta u(t)$) e a obtida no sinal de saída ($\Delta y(t)$), conforme equação (9).

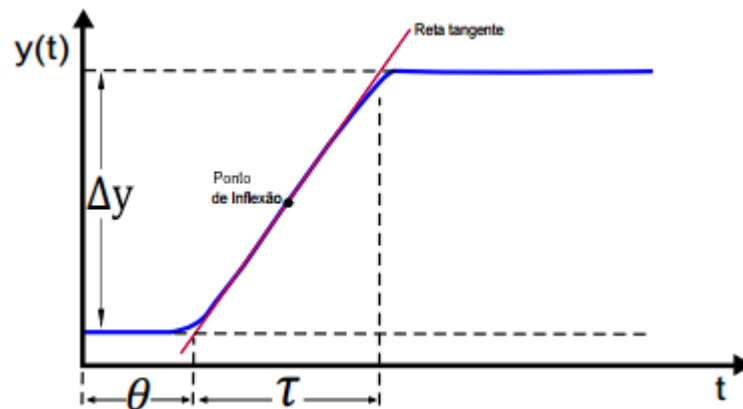
$$\Delta y(t) = \frac{y_{inicial} - y_{final}}{\text{range do medidor}}$$

$$\Delta u(t) = \frac{u_{inicial} - u_{final}}{\text{range do medidor}}$$

$$K = \frac{\Delta y(t)}{\Delta u(t)} \quad (9)$$

A obtenção da constante de tempo (τ) e do atraso de transporte (θ) através da resposta do ensaio é apresentada pela Figura 12. Nela, a delimitação dos termos é definida desenhando-se uma linha tangente ao ponto de inflexão da curva até os limites de interseção com o eixo do tempo e o valor da saída em regime (OGATA, 1997).

Figura 12 - Resposta do Sistema de 1ª Ordem em Malha Aberta



Fonte: (PINTO, 2014)

Conhecendo os valores do ganho em regime (K), constante de tempo (τ) e atraso de transporte (θ), a sintonia para o controle PID é obtida com a aplicação da Tabela 8, proposta por Ziegler e Nichols.

Tabela 8 - Ziegler-Nichols para sintonia PID, segundo método

<i>Controlador</i>	K_p	T_i	T_d
P	$\tau/K\theta$	-	-
PI	$0,9(\tau/K\theta)$	$3,33\theta$	-
PID	$1,2(\tau/K\theta)$	2θ	$0,5\theta$

Fonte: Adaptado de Campestrini (2006)

2.5 Método do Relé para Sintonia

Esta técnica é baseada no método da resposta em frequência e apresenta uma forma mais adequada para determinar o período crítico (T_u) e o ganho crítico (K_u) de um processo. O método do relé realimentado emprega uma técnica que tem sido usada de forma muito eficaz para a sintonia de controladores PID. Seu diferencial está em criar uma oscilação com a frequência crítica sem precisar levar o sistema ao seu limite de estabilidade (ASTRÖM, GOODWIN e KUMAR, 1995).

O método de sintonia via relé tem importantes vantagens se comparado com o método da resposta em frequência de Ziegler-Nichols:

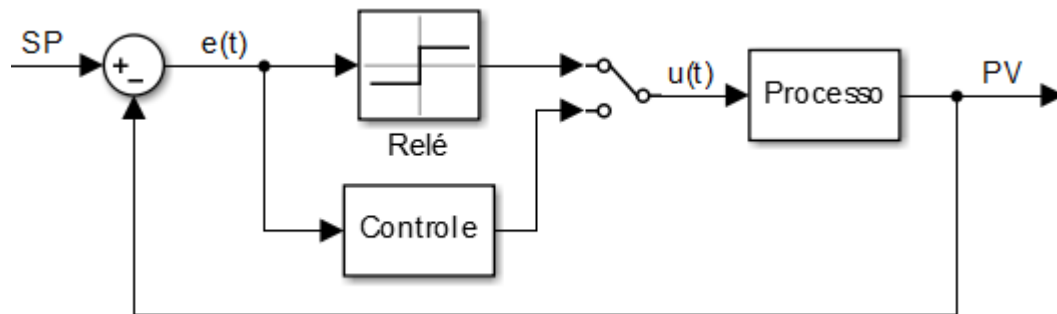
- Somente um teste experimental é necessário em vez do procedimento tentativa e erro;
- A amplitude da saída do processo (a) pode ser calibrada pelo ajuste da amplitude do relé (h);
- O processo não é forçado ao limite da estabilidade;
- O teste experimental pode ser codificado em um CLP.

Nas seções seguintes serão elucidadas as teorias necessárias para usar a técnica do método do relé para sintonia de controladores PID.

2.5.1 Método do Relé Ideal

O avanço apresentado por Åström (1995) em relação ao método da resposta em frequência, é a metodologia de obtenção do ponto crítico (K_u, T_u) por intermédio de um ensaio realizado em malha fechada, no qual não se faz necessário atingir os limites da estabilidade. A topologia do ensaio automático utilizando o relé ideal é indicada na Figura 13.

Figura 13 - Topologia do Ensaio do Relé Ideal



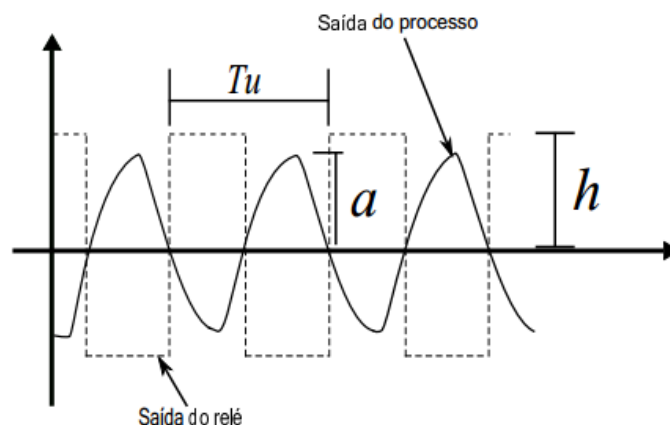
Fonte: Adaptado de Åström (1995)

Com a aplicação do método, o controlador é colocado em manual e a entrada do processo é conectada a saída do relé. A comutação do relé ideal é regida pela regra da equação (10), sendo $e(t)$ o sinal de erro, $u(t)$ a entrada do processo e h a amplitude do relé.

$$\begin{cases} e(t) \geq 0; u(t) = h \\ e(t) \leq 0; u(t) = -h \end{cases} \quad (10)$$

O efeito do chaveamento do relé na saída do processo é mostrado pela Figura 14, onde observa-se a oscilação sustentada de amplitude (a) o período crítico (T_u) e amplitude do relé (h). Indica-se que a amplitude do relé (h) seja ajustada com um valor entre 1% e 10% do sinal de controle no ponto de operação da planta.

Figura 14 - Saída do Processo com Ensaio do Relé Ideal



Fonte: (PINTO, 2014)

A função descritiva do relé ideal, denominada $N(a)$ é dada pela seguinte equação:

$$N(a) = \frac{4h}{\pi a} \quad (11)$$

O sistema apresentará um ciclo-limite contínuo (marginalmente estável) quando o ganho de malha for -1, satisfazendo a seguinte condição:

$$\begin{aligned} N(a)G(j\omega_u) &= -1 \\ G(j\omega_u) &= -\frac{1}{N(a)} \end{aligned} \quad (12)$$

A saída do processo na frequência crítica estará deslocada de 180° , logo é possível encontrar a função para o ganho crítico K_u .

$$\begin{aligned} \arg(G(j\omega_u)) &= -\pi \\ K_u &= \frac{1}{|G(j\omega_u)|} = \frac{4h}{\pi a} \end{aligned} \quad (13)$$

A partir das informações levantadas pelo ensaio com relé realimentado (amplitude do ciclo limite "a" e período de oscilação T_u) é possível determinar o ganho crítico K_u . E usando a Tabela 7, determinamos a sintonia do controlador através do cálculo dos parâmetros.

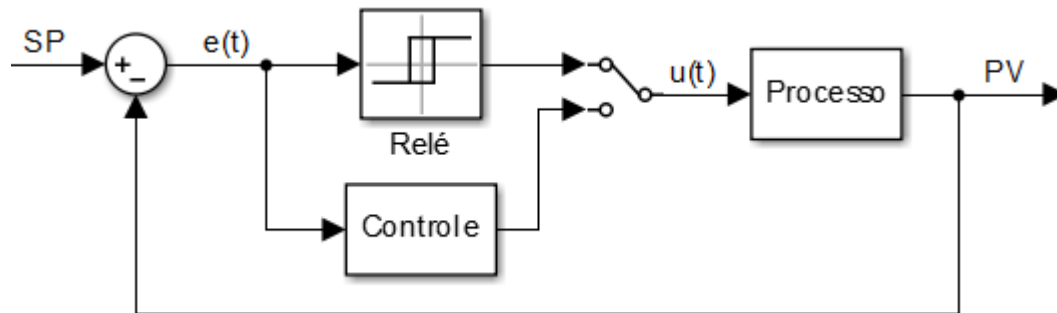
2.5.2 Método do Relé com Histerese

Esse método é indicado por Åström (1995) para minimizar o problema de chaveamentos indevidos do relé em virtude do ruído presente na medição dos sinais de campo. Para tanto, a comutação do relé com histerese é regida pela regra da equação (14), sendo: $e(t)$ o sinal de erro, ε a histerese, $u(t)$ a entrada do processo e h a amplitude do relé.

$$\begin{cases} e(t) \geq \varepsilon; u(t) = h \\ e(t) < \varepsilon; u(t) = -h \\ -\varepsilon < e(t) < \varepsilon; u(t) = u(t-1) \end{cases} \quad (14)$$

A topologia do ensaio automático utilizando o relé com histerese é apresentada na Figura 15.

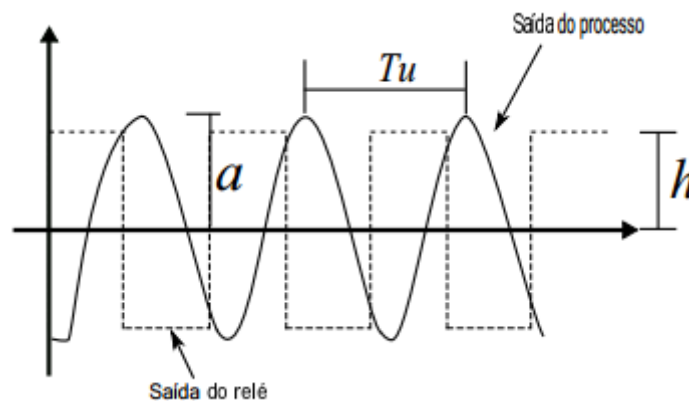
Figura 15 - Topologia do Ensaio do Relé com Histerese



Fonte: Adaptado de Åström (1995)

Na Figura 16 verifica-se o efeito do relé com histerese sobre a saída do processo. O nível de histerese do relé deve ser selecionado com base na amplitude do ruído, por exemplo, duas vezes maior que a amplitude do ruído (COELHO e COELHO, 2004).

Figura 16 - Saída do Processo com Ensaio do Relé com Histerese



Fonte: (PINTO, 2014)

O ganho crítico para o relé com histerese, conforme indicado por Coelho e Coelho (2004), pode ser obtido pela equação (15):

$$K_u = \frac{4h}{\pi\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \quad (15)$$

Assim, utilizando os valores obtidos no ensaio juntamente com a Tabela 7, determinamos a sintonia do controlador através do cálculo dos parâmetros.

2.6 Indicadores de Desempenho

Para avaliar o desempenho de um sistema de controle, são aplicados Indicadores de Desempenho que auxiliam na análise da eficácia do controlador no controle do processo. A seguir, os parâmetros comumente utilizados na literatura:

- Erro de controle: se refere à diferença entre a referência (*Set Point – SP*) e a variável de processo (*Process Variable - PV*). O baixo valor deste parâmetro indica uma boa atuação do controlador.

A partir do Erro de Controle são calculados os seguintes índices de desempenho:

- Integral do quadrado do erro (*Integral of the Square of the Error - ISE*): o índice é aplicado para ressaltar erros grandes, como os ocasionados pela troca de referência, distúrbios e oscilação do processo e desconsiderar ruídos pequenos (ASTRÖM e HÄGGLUND, 2009). Segue a equação em formato discreto.

$$ISE = \sum_{k=1}^N [e(k)]^2 \quad (16)$$

- Integral do valor absoluto do erro (*Integral of the Absolute magnitude of the Error - IAE*): o índice considera erros com valor absoluto pequeno como ruídos, pois realiza o somatório de todos os erros apresentados pelo sistema (ASTRÖM e HÄGGLUND, 2009). Segue a equação em formato discreto.

$$IAE = \sum_{k=1}^N |e(k)| \quad (17)$$

3 METODOLOGIA

Nesta seção, são apresentadas as ferramentas, as técnicas e os procedimentos baseados na fundamentação teórica que foram utilizados para cumprir com os objetivos deste estudo.

3.1 Ferramentas Utilizadas

3.1.1 Software MasterTool IEC XE[®]

O MasterTool IEC XE[®] é o software de programação do CLP NEXTO[®]. Estando em conformidade com a norma IEC 61131-3, o programa apresenta todas as linguagens indicadas por ela. Respeitando também a estrutura de software com todos os seus elementos: programas, blocos de funções, funções, entre outros.

3.1.2 CLP NEXTO[®]

O CLP NEXTO[®] é um dispositivo utilizado nos mais diversos seguimentos da indústria, como o ramo petroquímico, de transportes e de geração de energia. Sua utilização nesse trabalho se faz, também, por aceitar códigos e programas desenvolvidos em conformidade com a norma IEC 61131-3.

3.2 Modelagem dos Processos

Os processos foram modelados por funções de 1^o e 2^o ordem, que possuem representação similar a de sistemas físicos como, por exemplo, um controle de temperatura e um controle de motor de corrente contínua, respectivamente.

Essas funções são representadas de forma discreta, seguindo um modelo de estrutura Modelo Auto Regressivo com Entradas Exógenas (*Auto-regressive with Exogenous Terms Model* - ARX). Nessa estrutura, a função de transferência linear discreta é apresentada na equação (18), onde $u(k)$ é a entrada, $y(k)$ é a saída e $e(k)$ é um ruído estocástico adicionado na saída do processo.

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} + e(k) \quad (18)$$

Para a implementação no CLP, a saída desse sistema foi descrita por meio da seguinte equação de diferenças discretas:

$$A(z^{-1}).y(k) = z^{-d}B(z^{-1}).u(t) + e(k) \quad (19)$$

$$y(k) = -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) - \dots - a_nay(k-na) + b_0u(k-d) + b_1u(k-d-1) + \dots + b_nb u(k-d-nb) + e(k) \quad (20)$$

3.3 Controlador PID

O controlador PID utilizado nesse estudo é nativo do software MasterTool IEC XE[®] e possui a configuração ideal de velocidade, conforme descrito no subcapítulo 2.2.3 Controlador na Forma Discreta.

3.4 Projeto do Algoritmo de Auto Sintonia

O algoritmo de auto sintonia foi desenvolvido utilizando as linguagens de programação ST e FDB, dentro do ambiente do software MasterTool IEC XE[®]. O intuito desta função é implementar a técnica de auto sintonia através do método do relé, modelo ideal e com histerese, para controladores PID.

3.5 Teste de Avaliação da Sintonia do Controlador

A avaliação da sintonia aplicada em cada um dos processos é realizada através dos índices de qualidade baseados na integral do erro, o IAE e o ISE, conforme descrito no subcapítulo 2.6 Indicadores de Desempenho.

Também são consideradas na avaliação da sintonia, as características de desempenho do sistema, como M_p , t_r e t_s , referenciadas no subcapítulo 2.2.1 Ações do Controlador PID.

3.5.1 Avaliação do Sistema Frente ao Comportamento Servo

A avaliação do comportamento servo consiste em observar se o sistema segue a referência com o menor erro possível. Para tanto, o valor de SP do

processo é alterado e a resposta do sistema é analisada de acordo com os índices de desempenho IAE e ISE.

Para padronizar esse teste, foi empregada uma rotina para alteração dos valores do SP. Essa rotina tem um minuto de execução, o que é equivalente a um período de amostragem de 600 ciclos do CLP.

3.5.2 Avaliação do Sistema Frente ao Comportamento Regulatório

A avaliação do comportamento regulatório consiste em averiguar se o sistema permanece seguindo a referência, apresentando a menor interferência possível perante perturbações. Para isso, adicionam-se perturbações, como ruídos e distúrbios, no sinal de saída do sistema, para então avaliar a atuação do controlador perante os índices de desempenho IAE e ISE.

O distúrbio utilizado para este teste foi um ruído branco que é o mais comum em ambientes industriais. Ele foi gerado através de uma função randômica que gera valores aleatórios em um intervalo entre zero e um.

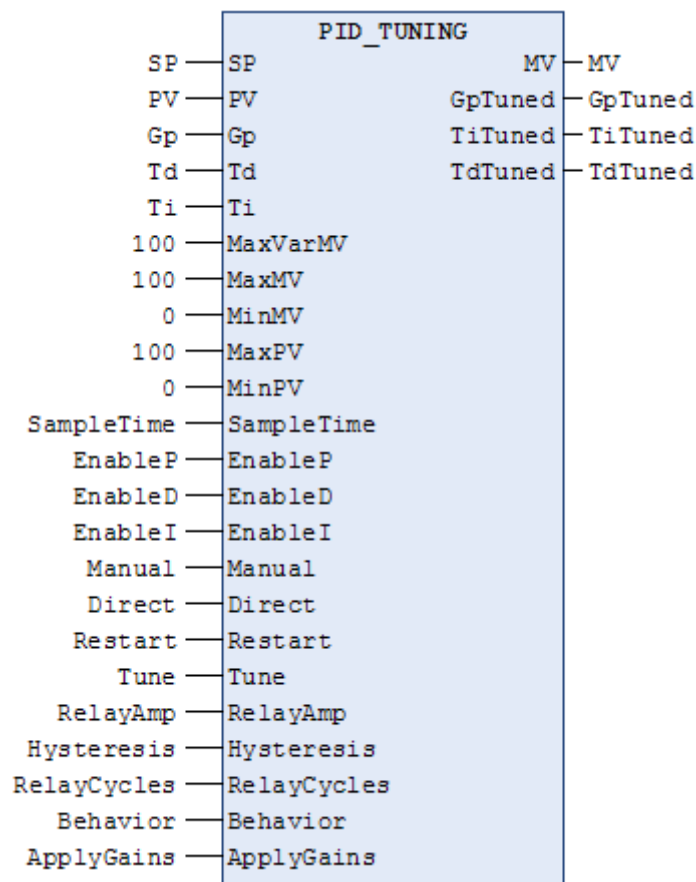
4 ESTUDO DE CASO

Para a execução deste trabalho foram realizadas análises de sintonia a controladores PI e PID. Primeiramente, utilizando o sistema de controle de primeira ordem, foi aplicado o método do relé ideal a um controlador PI. Posteriormente, aplicaram-se os métodos de sintonia do relé ideal e com histerese a um controle PID, empregando-os a um sistema de segunda ordem.

4.1 Função de Auto Sintonia

A função de auto sintonia foi desenvolvida na linguagem de programação ST, sendo incorporada a um controlador PID nativo do software MasterTool IEC XE[®]. Dessa forma, originou-se o bloco funcional PID_TUNING, que associa o controlador PID com o recurso da auto sintonia. A Figura 17 mostra a representação gráfica da função na linguagem FDB.

Figura 17 – Função de auto sintonia na linguagem FDB



Fonte: Elaborado pelo Autor

Como apresentado na Figura 17 a função PID_TUNING possui variáveis de entrada e de saída. A maioria dessas variáveis são relacionadas às características do controle PID, mas outras são específicas para uso do recurso da auto sintonia. O detalhamento das variáveis vinculadas a função de auto sintonia é apresentado na Tabela 9.

Tabela 9 - Variáveis da função de auto sintonia

Variáveis de Entrada	Tipo	Descrição
<i>Tune</i>	BOOL	Se verdadeiro, habilita o modo de auto sintonia.
<i>RelayAmp</i>	REAL	Indica a amplitude do sinal do relé. Valor ajustado deve atender os limites: $0 < RelayAmp \leq 10$. Se $RelayAmp = 8$, a amplitude do relé será 8% do range da MV.
<i>Hysteresis</i>	REAL	Indica a histerese do relé. Valor ajustado deve ser maior que zero. Havendo ruído o valor ajustado deve ser, no mínimo, duas vezes maior do que sua amplitude. Não havendo ruído ajustar: $Hysteresis = 0,001$.
<i>RelayCycles</i>	INT	Indica o número de ciclos de chaveamento que o relé irá realizar. Valor ajustado deve ser maior ou igual a quatro.
<i>Behavior</i>	INT	Seleciona o tipo de comportamento desejado para ajuste dos parâmetros: 0 – Comportamento moderado, resposta lenta; 1 – Comportamento conservativo, resposta normal; 2 – Comportamento agressivo, resposta rápida.
<i>ApplyGains</i>	BOOL	Se verdadeiro, aplica ao controle os ganhos calculados pela auto sintonia. Se falso, mantém no controlador os ganhos ajustados manualmente.

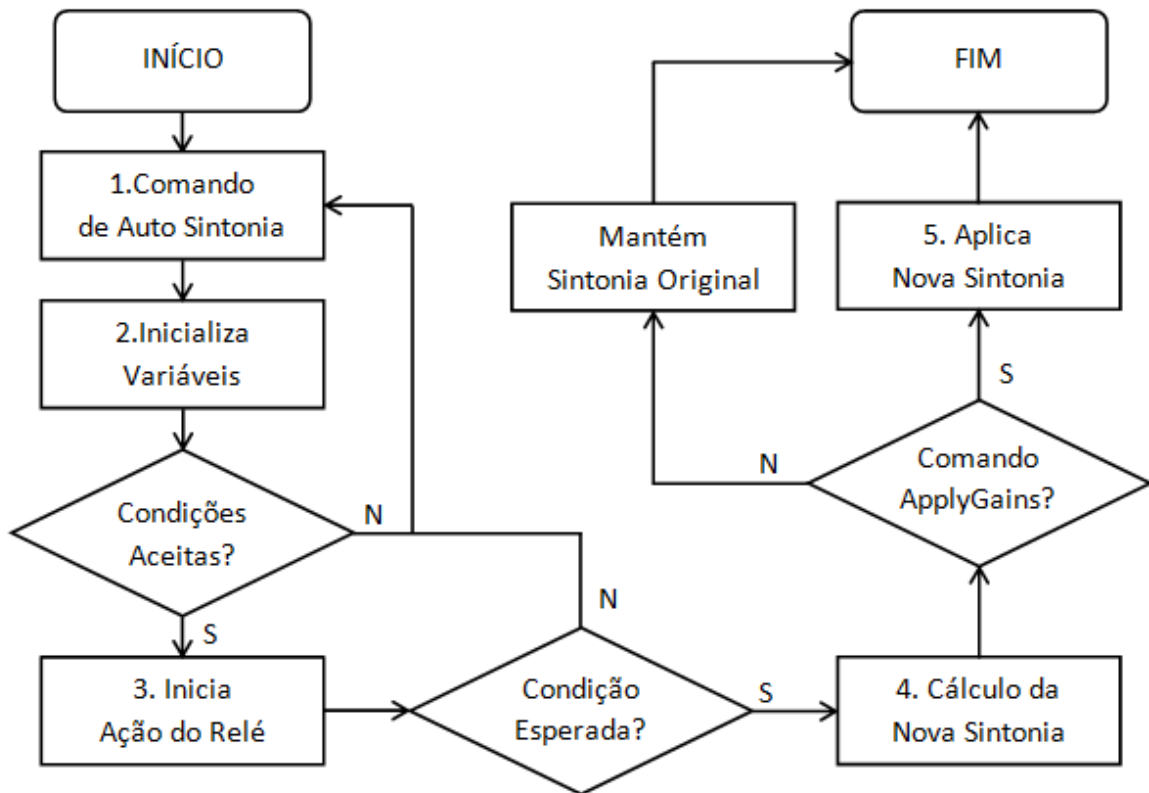
Variáveis de Saída	Tipo	Descrição
<i>GpTuned</i>	REAL	Ganho proporcional calculado pelo método do relé.
<i>TiTuned</i>	REAL	Tempo integrativo calculado pelo método do relé.
<i>TdTuned</i>	REAL	Tempo derivativo calculado pelo método do relé.

Fonte: Elaborado pelo Autor

Para que a função PID_TUNING trabalhe como um controle PID padrão, as entradas *Tune* e *ApplyGains* devem ser mantidas na condição falso.

Como condição para iniciar a auto sintonia, o sistema deve estar em malha fechada e estabilizado em um ponto de operação. Recomenda-se que este ponto seja de um valor intermediário na faixa de operação da PV. Já o controlador, pode estar configurado em modo manual ou automático. Atendida essas condições, a auto sintonia pode ser aplicada conforme indica a Figura 18, que mostra o funcionamento do algoritmo desenvolvido.

Figura 18 - Fluxograma função de auto sintonia



Fonte: Elaborado pelo Autor

Detalhando o fluxograma apresentado na Figura 18, o algoritmo da função de auto sintonia segue os seguintes passos:

1 - Comando de Auto Sintonia

Quando verdadeira a variável de entrada *Tune*, o modo de auto sintonia é habilitado, desde que o controlador não apresente nenhum erro de configuração.

2 - Inicializa Variáveis

Nessa etapa são inicializadas as variáveis internas da função e os valores atuais da MV e da PV são armazenados para referência. Em seguida, é verificado se a amplitude ajustada para o relé (entrada *RelayAmp*) pode ser aplicada a partir do valor atual da MV sem que haja saturação do sinal.

Se essa condição não for satisfeita, o algoritmo volta ao primeiro estado devendo ser reiniciado mas, se a condição for atendida, o controlador PID é comutado para o modo manual.

3 - Inicia Ação do Relé

Com o controle em manual, o chaveamento do relé é iniciado atuando sobre a MV de acordo com as configurações: amplitude do sinal, número de ciclos e histerese (entradas *RelayAmp*, *RelayCycles* e *Hysteresis*).

Durante a aplicação do relé é possível interromper a sua ação através do comando *Restart*, que retorna o algoritmo ao primeiro estado. Esse comando deve ser utilizado se a PV apresentar um comportamento inadequado, como por exemplo, não entrar em oscilação sustentável.

Com a execução completa da aplicação do relé, analisando a resposta da MV e da PV, se obtém o período crítico T_u e a amplitude em oscilação sustentada, para então, calcular o ganho crítico K_u . Após o último ciclo de atuação do relé, a MV retorna ao valor de referência, anteriormente armazenado, e o controlador é comutado para o modo automático.

4 - Cálculo da Nova Sintonia

Com o valor do período crítico T_u e do ganho crítico K_u , os parâmetros da nova sintonia são calculados através da aplicação das regras de Ziegler e Nichols para a sensibilidade limiar (Tabela 7).

Os parâmetros calculados ainda são ajustados conforme o tipo de comportamento desejado da malha de controle (entrada *Behavior*), podendo este ser moderado (aplica 30% dos ganhos), conservativo (aplica 60% dos ganhos) ou agressivo (aplica 100% dos ganhos), conforme a velocidade de resposta.

5 - Aplica Nova Sintonia

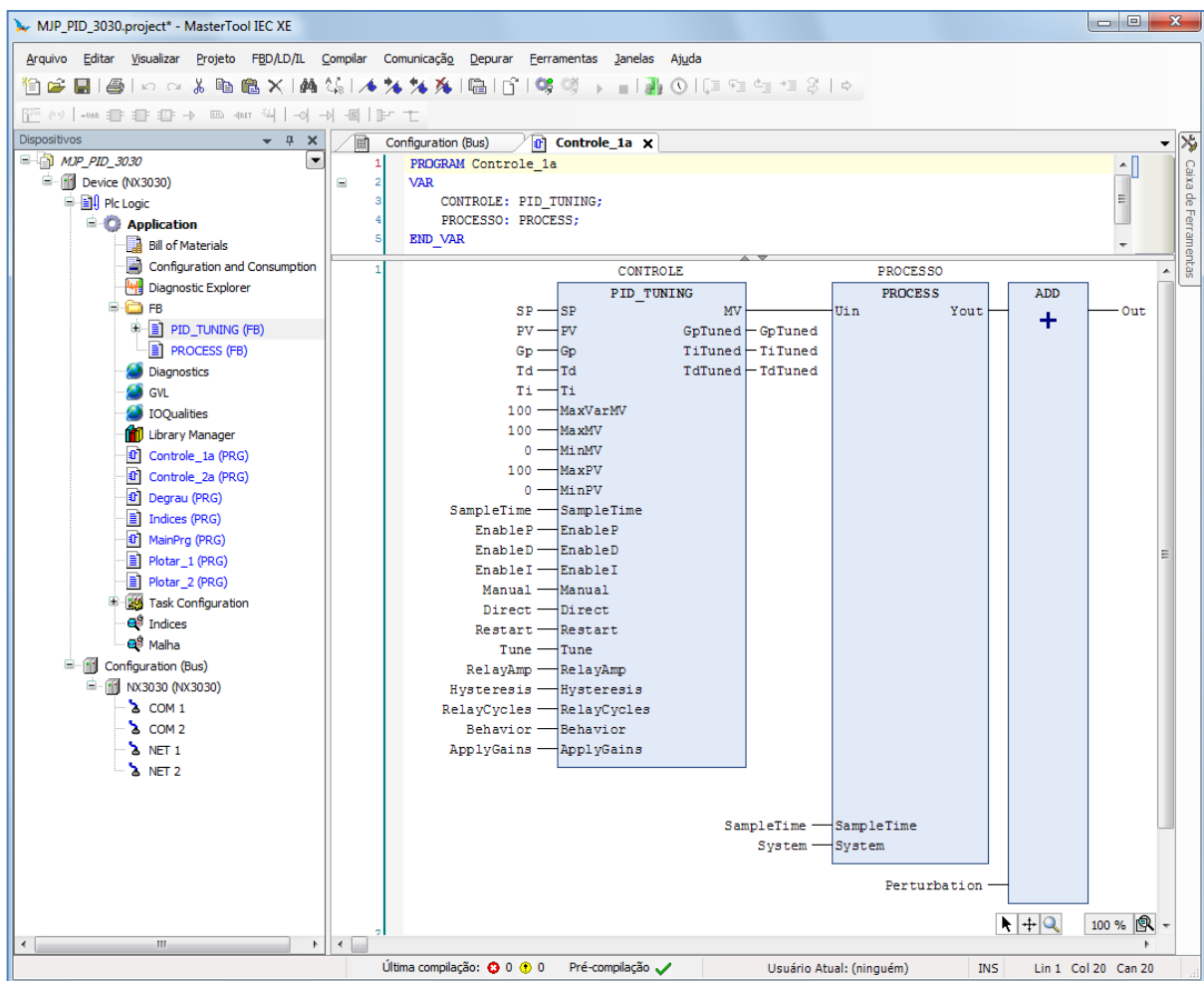
Quando verdadeira a variável de entrada *ApplyGains*, os valores calculados pela auto sintonia e adequados de acordo com o comportamento escolhido (saídas

GpTuned, *TiTuned* e *TdTuned*) são aplicados ao controlador. Caso contrário, o controle permanece com a sintonia original (entradas *Gp*, *Ti* e *Td*).

4.2 Ambiente de Programação

A função de auto sintonia desenvolvida foi implementada dentro do ambiente de programação do software MasterTool IEC XE[®] que é apresentado na figura a seguir.

Figura 19 - Ambiente de programação software MasterTool IEC XE[®]



Fonte: Elaborado pelo Autor

Esse mesmo ambiente foi utilizado para testar o algoritmo de auto sintonia em conjunto com o CLP NEXTO[®]. Durante os testes realizados, foi apurado que tanto utilizando o CLP, quanto o modo de simulação do MasterTool IEC XE[®], os resultados obtidos foram os mesmos. Por essa razão, foi utilizado o recurso de simulação na maioria dos testes desse estudo.

4.3 Sintonia das Malhas de Controle

Para que seja possível empregar o método do relé, é necessário que o sistema esteja em malha fechada e previamente sintonizado. Neste subcapítulo, serão apresentadas as pré-sintonias aplicadas aos sistemas de primeira e segunda ordem utilizados neste estudo.

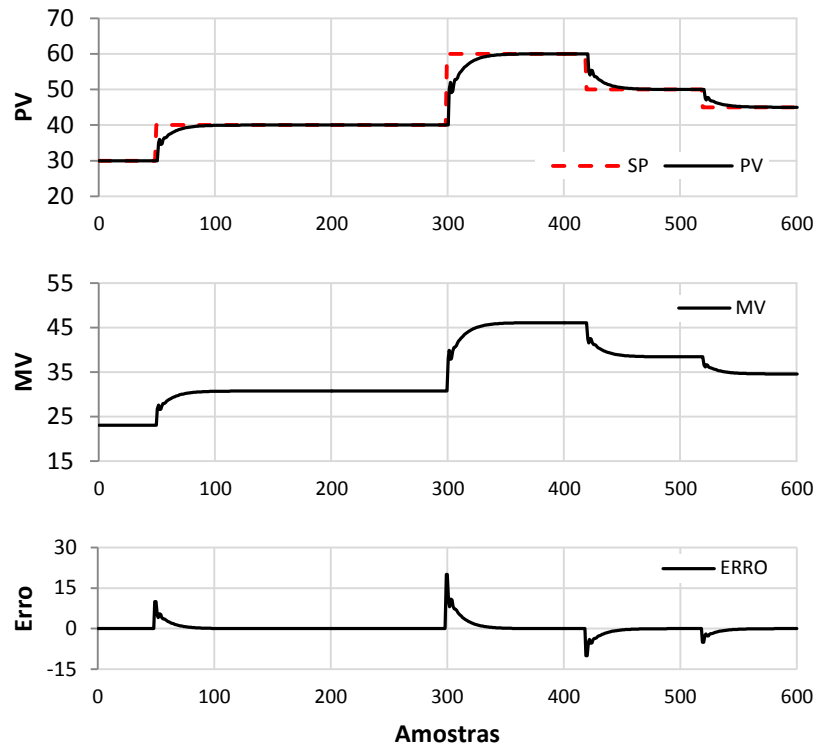
4.3.1 Sintonia Sistema de 1ª Ordem

Inicialmente, foi realizada uma pré-sintonia ao controlador PI, aplicando-se o método baseado na resposta ao degrau, previamente descrito no subcapítulo 2.4.2 Método da Resposta ao Degrau. A escolha desta técnica deu-se por ser um procedimento amplamente utilizado, servindo de base para a análise de eficácia da sintonia pelo método do relé, através da comparação dos resultados de ambas as técnicas.

Segue a equação (21) do sistema de primeira ordem utilizado, a Figura 20 que descreve a resposta do sistema, através dos gráficos de saída (PV e SP), controle (MV) e o erro (SP-PV), e a Tabela 10, com os parâmetros utilizados nesta sintonia.

$$G(s) = \frac{1,358 e^{-0,1s}}{0,043s + 1} \quad (21)$$

Figura 20 - Sistema de 1ª ordem, pré-sintonia



Fonte: Elaborado pelo Autor

Tabela 10 - Sintonia método de resposta ao degrau no sistema de 1ª Ordem

Parâmetro	Valor
K_p	0,285
T_i	0,333

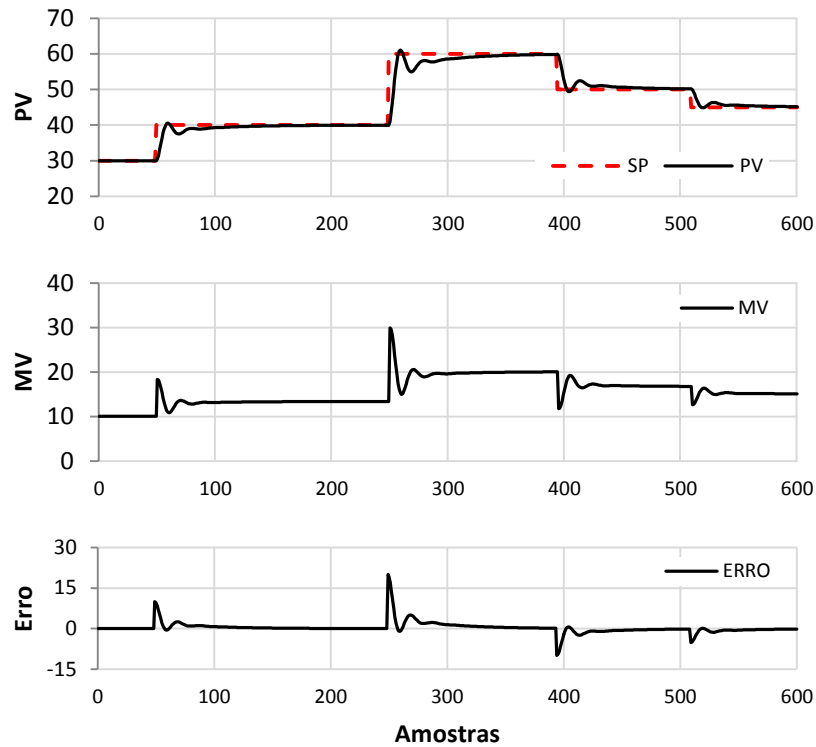
Fonte: Elaborado pelo Autor

4.3.2 Sintonia Sistema de 2ª Ordem

Para os testes com o sistema de segunda ordem, foi realizada uma pré-sintonia empírica ao controlador PID, possibilitando a utilização dos métodos do relé ideal e com histerese. Segue a equação (22) do sistema de segunda ordem utilizado, a Figura 21, que descreve a resposta do sistema através dos gráficos de saída (PV e SP), controle (MV) e o erro (SP-PV), e a Tabela 11, com os parâmetros utilizados nesta sintonia.

$$G(s) = \frac{0,092e^{-0,1s}}{(1,729s + 1)(0,759s + 1)} \quad (22)$$

Figura 21 - Sistema de 2ª ordem, pré-sintonia



Fonte: Elaborado pelo Autor

Tabela 11 - Sintonia inicial do sistema de 2ª Ordem

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
K_p	0,8
T_i	3
T_d	0

Fonte: Elaborado pelo Autor

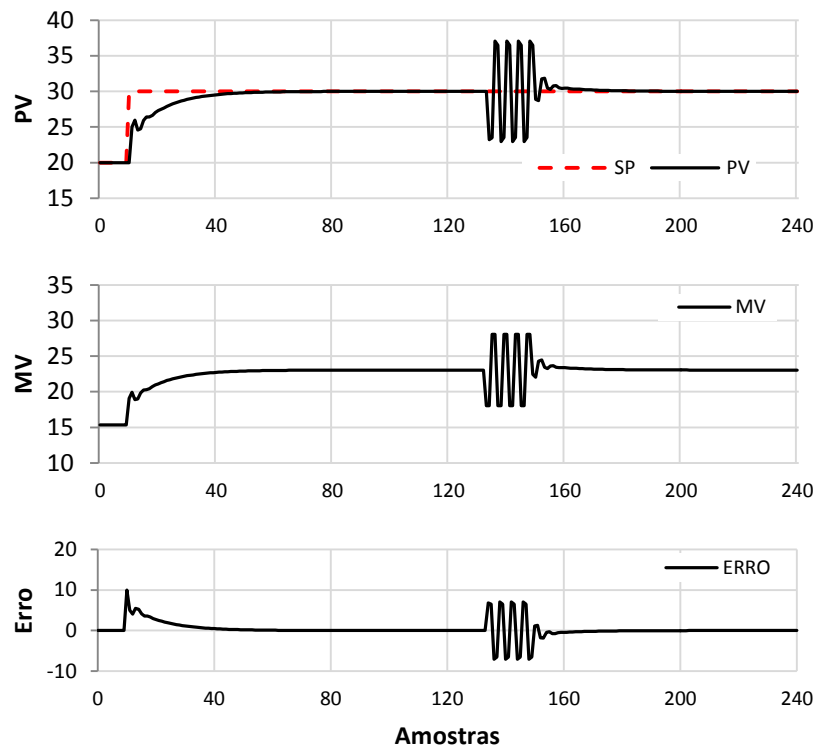
4.4 Sintonia Método Relé Ideal

Neste subcapítulo, serão apresentados os resultados obtidos pela aplicação da sintonia através do método do relé ideal em sistemas de primeira e segunda ordem.

4.4.1 Sintonia Sistema de 1ª Ordem

Aplicando o método de sintonia do relé ideal para o processo de primeira ordem com um controle PI, obtém-se a resposta do sistema em oscilação controlada, apresentada na Figura 22.

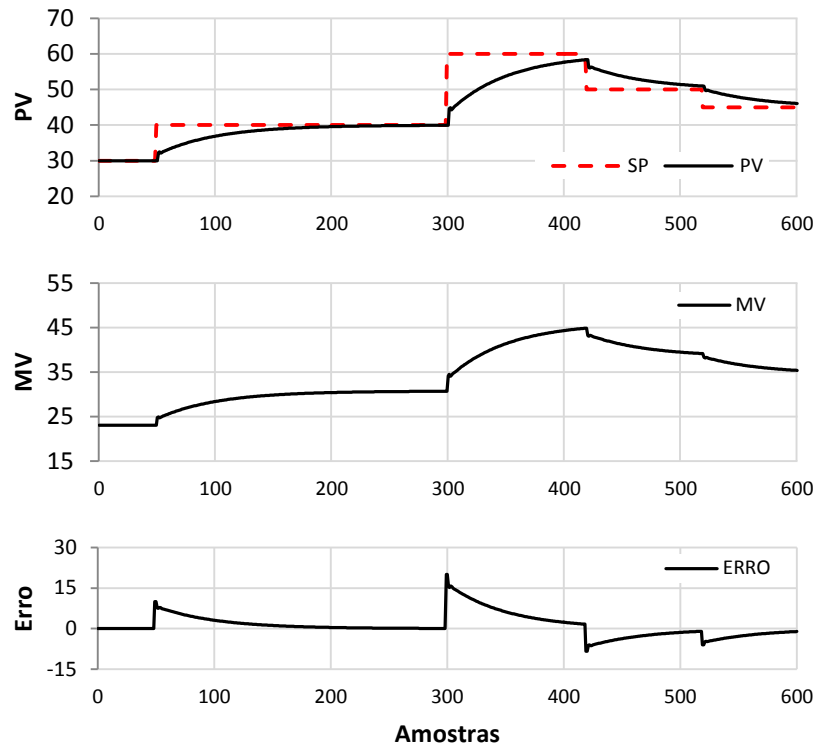
Figura 22 - Sistema de 1ª ordem, chaveamento do relé



Fonte: Elaborado pelo Autor

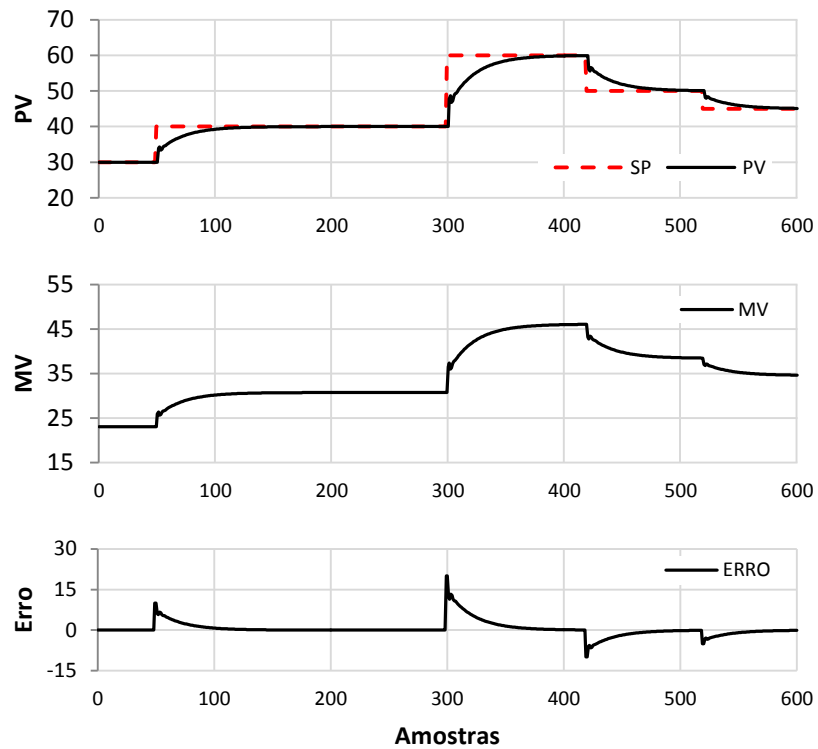
Assim, foram calculados os parâmetros para obtenção dos comportamentos moderado, conservativo e agressivo, cujas respostas, aplicando-se o teste de seguimento de referência, são apresentadas na Figura 23, Figura 24 e Figura 25, respectivamente.

Figura 23 - Sistema de 1ª ordem, comportamento moderado



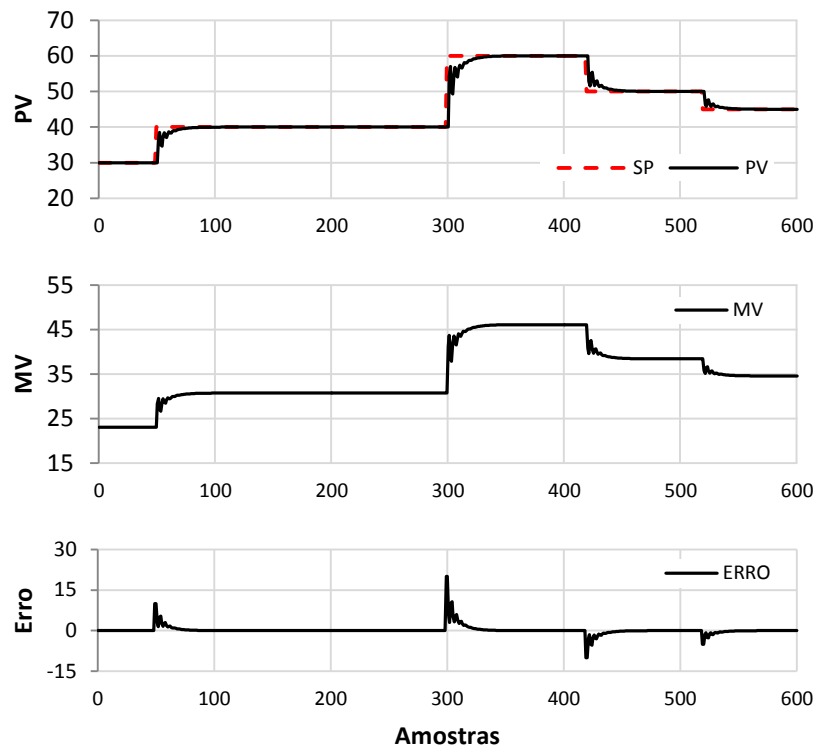
Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 24 - Sistema de 1ª ordem, comportamento conservativo



Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 25 - Sistema de 1ª ordem, comportamento agressivo



Fonte: Elaborado pelo Autor

Na tabela a seguir são apresentados os parâmetros obtidos pela sintonia para os três comportamentos analisados.

Tabela 12 - Sintonias método relé ideal no sistema de 1ª Ordem

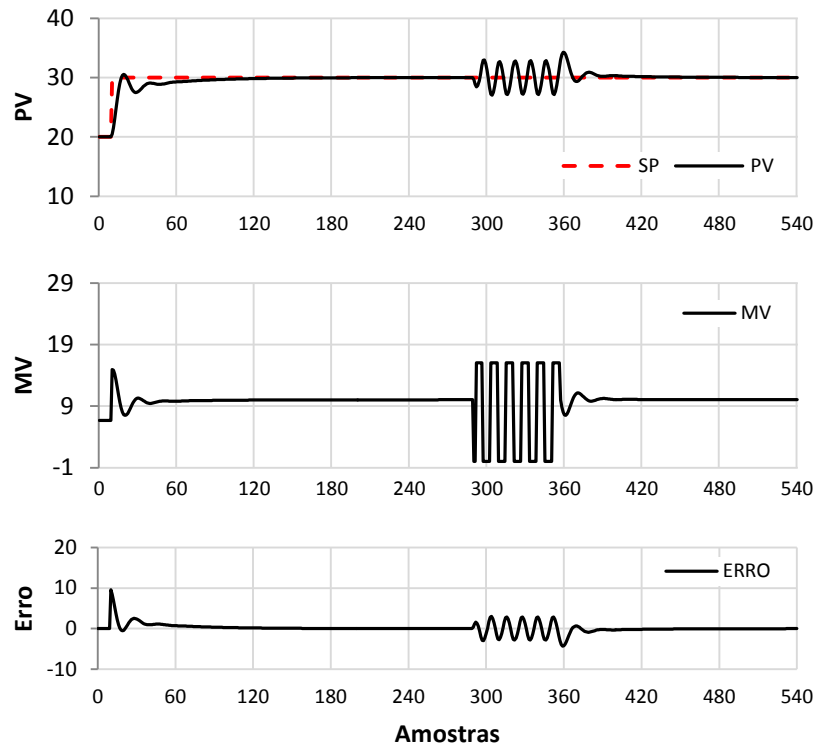
Parâmetro	Comportamento		
	Moderado	Conservativo	Agressivo
K_p	0,154	0,243	0,405
T_i	0,876	0,555	0,332

Fonte: Elaborado pelo Autor

4.4.2 Sintonia Sistema de 2ª Ordem

Inicialmente, aplicou-se o método de sintonia do relé ideal a um controle PID para o processo de segunda ordem, obtendo a resposta do sistema em oscilação controlada, apresentada na Figura 26.

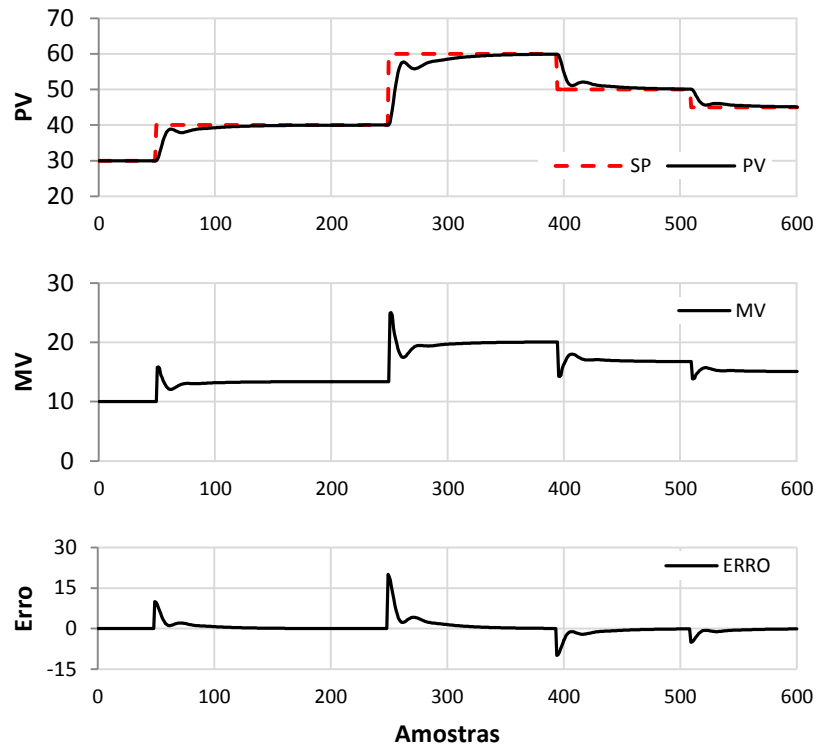
Figura 26 - Sistema de 2ª ordem, chaveamento do relé



Fonte: Elaborado pelo Autor

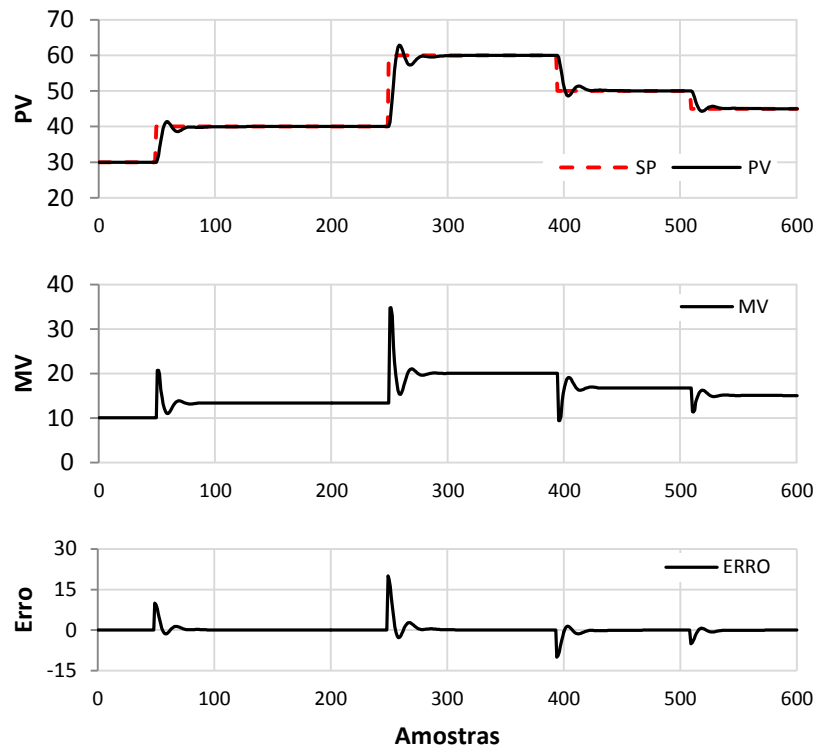
Posteriormente, foram calculados os parâmetros para obter os comportamentos moderado, conservativo e agressivo, cujas respostas frente a um comportamento servo, são apresentadas na Figura 27, Figura 28 e Figura 29, respectivamente.

Figura 27 - Sistema de 2ª ordem, comportamento moderado



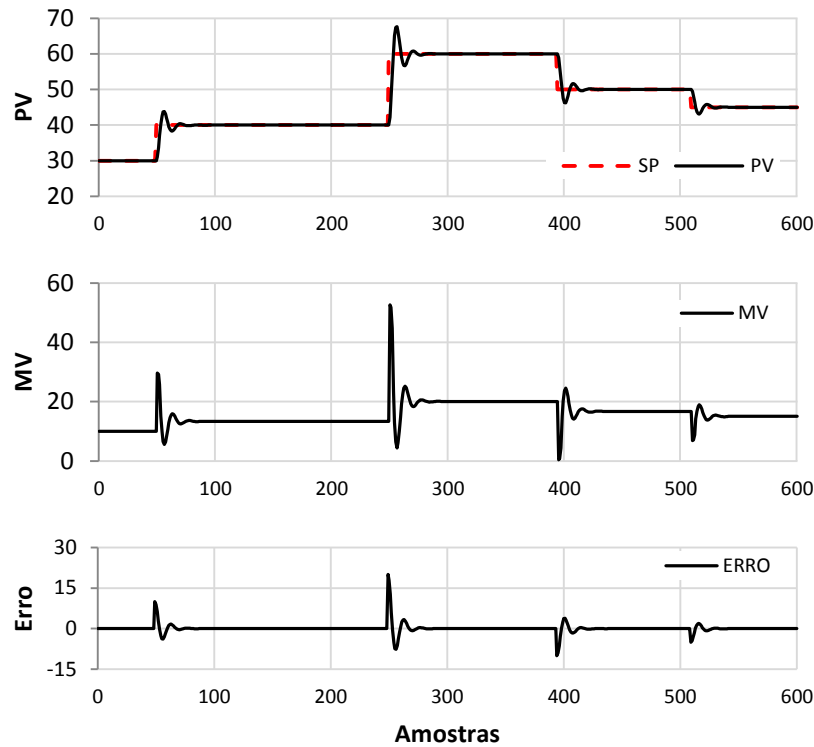
Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 28 - Sistema de 2ª ordem, comportamento conservativo



Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 29 - Sistema de 2ª ordem, comportamento agressivo



Fonte: Elaborado pelo Autor

Na tabela a seguir são apresentados os parâmetros obtidos pela sintonia para os três comportamentos analisados.

Tabela 13 - Sintonias método relé ideal no sistema de 2ª Ordem

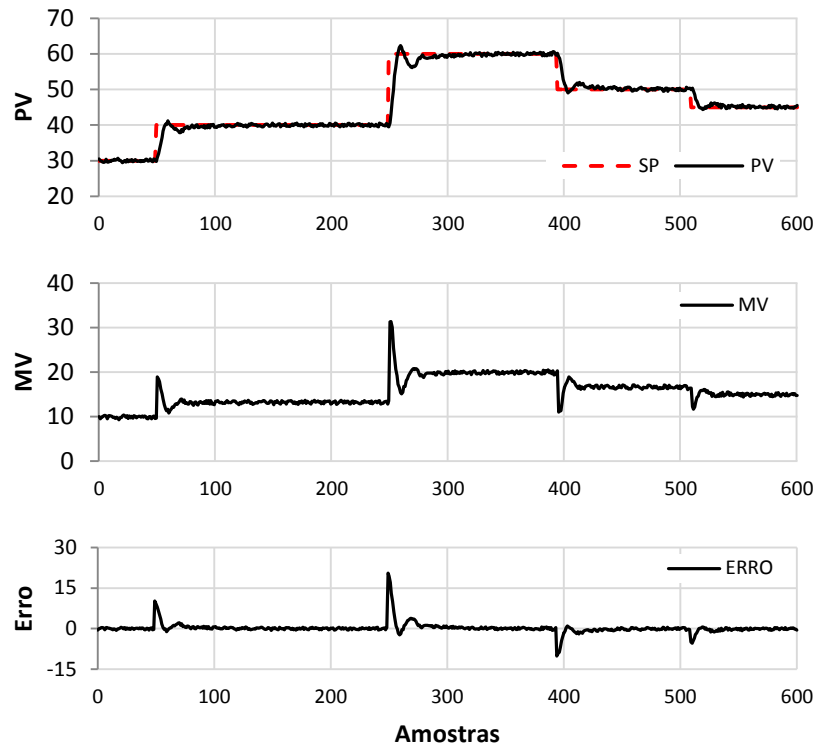
Parâmetro	Comportamento		
	Moderado	Conservativo	Agressivo
K_p	0,479	0,799	1,278
T_i	2,001	1,2	0,75
T_d	0,045	0,075	0,12

Fonte: Elaborado pelo Autor

4.4.2.1 Sintonia Sistema de 2ª Ordem com Aplicação de Ruído

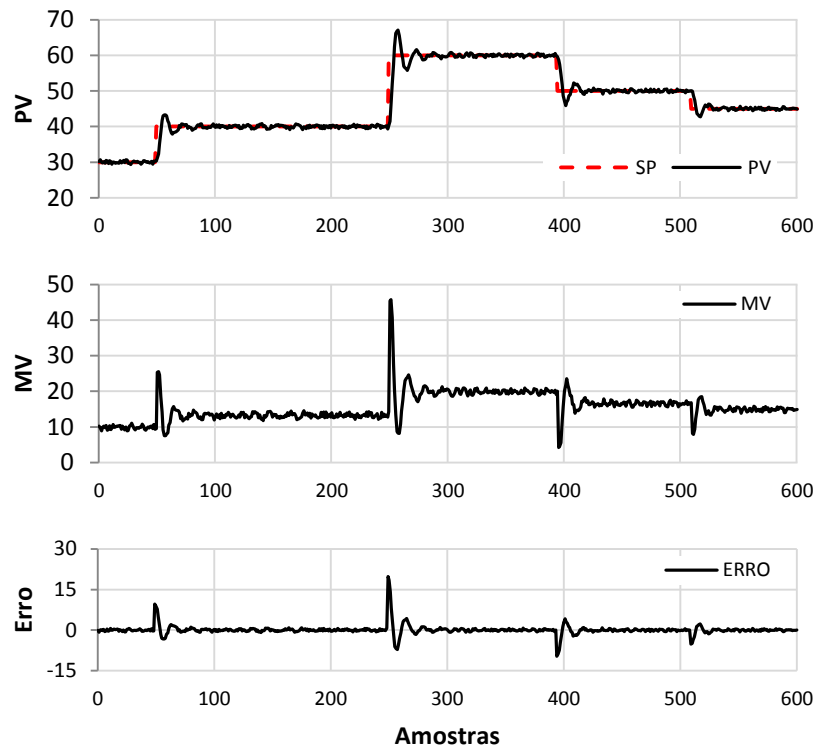
Neste teste, foi aplicado o método do relé ideal a um sistema de segunda ordem com ruído, para avaliar o comportamento regulatório do sistema de controle. Os resultados da sintonia com comportamento moderado, conservativo e agressivo são apresentados na Figura 30, Figura 31 e Figura 32, respectivamente.

Figura 30 - Sistema de 2ª ordem com ruído, comportamento moderado



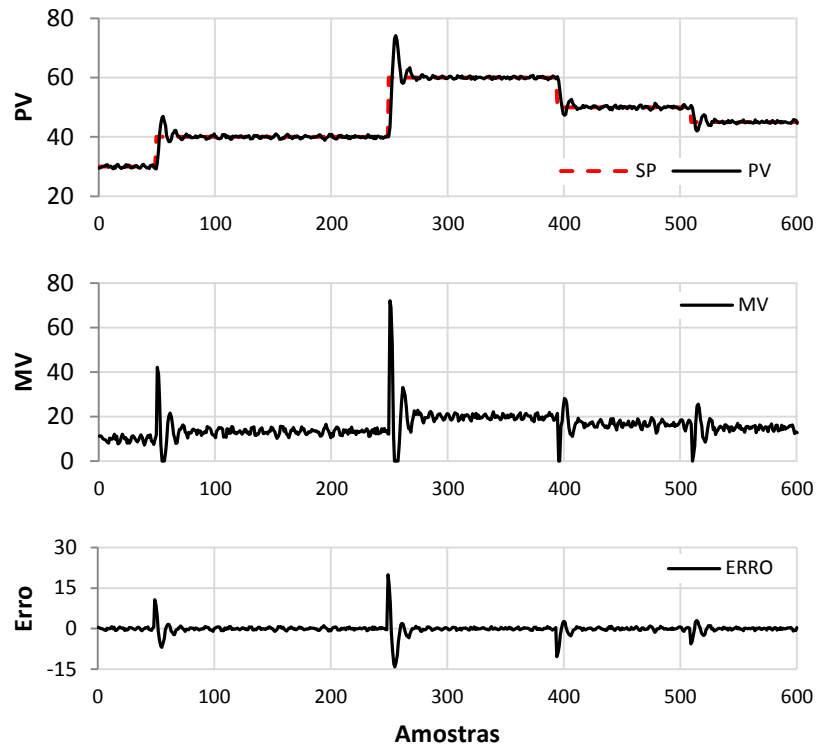
Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 31 - Sistema de 2ª ordem com ruído, comportamento conservativo



Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 32 - Sistema de 2ª ordem com ruído, comportamento agressivo



Fonte: Elaborado pelo Autor

Na tabela a seguir são apresentados os parâmetros obtidos pela sintonia para os três comportamentos analisados.

Tabela 14 - Sintonias método relé ideal no sistema de 2ª ordem com ruído

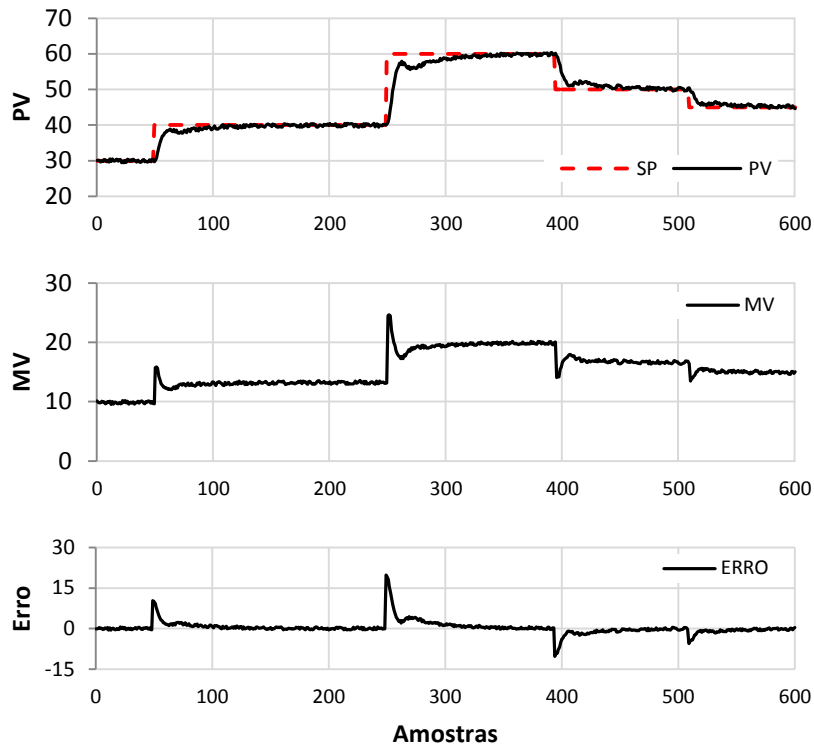
Parâmetro	Comportamento		
	Moderado	Conservativo	Agressivo
K_p	0,745	1,241	1,986
T_i	1,667	1	0,625
T_d	0,037	0,062	0,1

Fonte: Elaborado pelo Autor

4.5 Sintonia Método Relé com Histerese

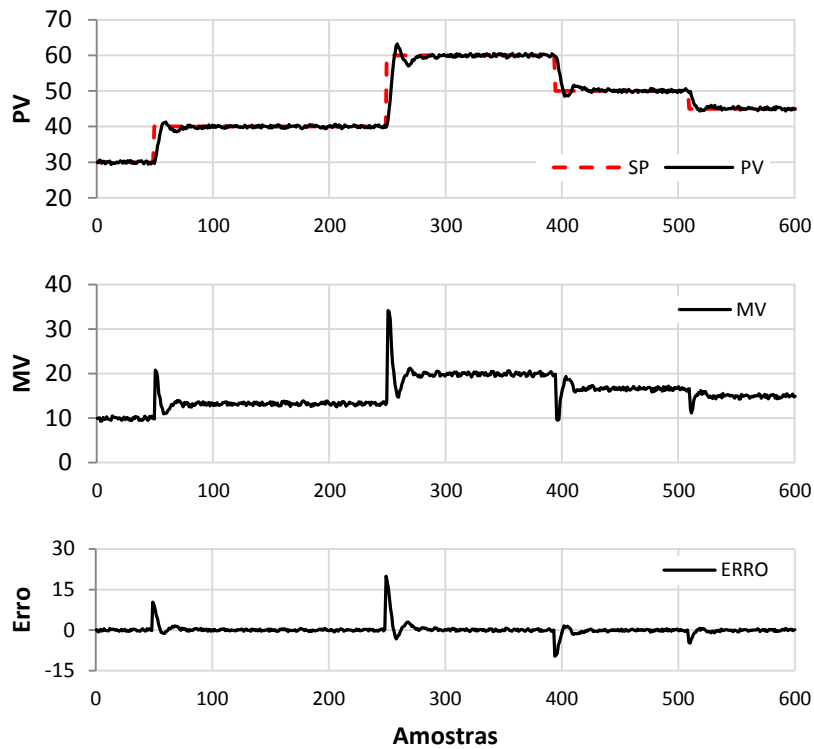
Aplicou-se o método de sintonia do relé com histerese para o controlador PID no sistema de segunda ordem, avaliando o sistema frente ao comportamento servo e regulatório. Os resultados da sintonia com comportamento moderado, conservativo e agressivo são apresentados na Figura 33, Figura 34 e Figura 35, respectivamente.

Figura 33 - Sistema de 2ª ordem com ruído e histerese, comportamento moderado



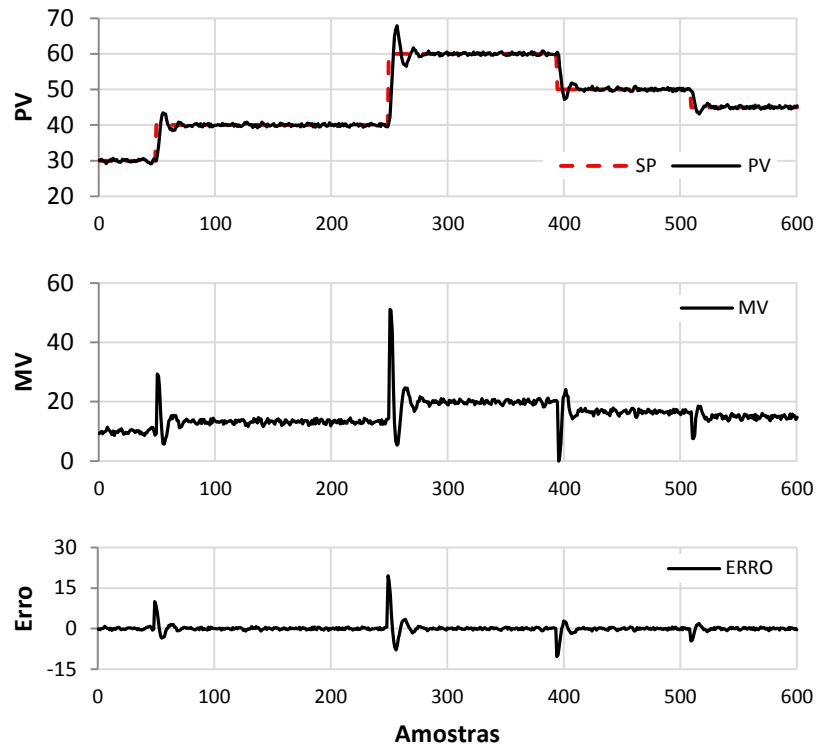
Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 34 - Sistema de 2ª ordem com ruído e histerese, comportamento conservativo



Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 35 - Sistema de 2ª ordem com ruído e histerese, comportamento agressivo



Fonte: Elaborado pelo Autor

Na tabela a seguir, são apresentados os parâmetros obtidos pela sintonia para os três comportamentos analisados.

Tabela 15 - Sintonias método relé com histerese no sistema de 2ª ordem com ruído

Parâmetro	Comportamento		
	Moderado	Conservativo	Agressivo
K_p	0,474	0,791	1,265
T_i	2	1,2	0,75
T_d	0,045	0,075	0,12

Fonte: Elaborado pelo Autor

4.6 Análise dos Resultados

Esta seção tem o intuito de validar os métodos de sintonia aplicados nos sistemas de primeira e segunda ordem, avaliando as respostas do sistema de controle frente ao comportamento servo e regulatório.

4.6.1 Avaliação do sistema de 1ª Ordem

Nos ensaios realizados para o sistema de primeira ordem, subcapítulos 4.3.1 e 4.4.1, o controlador PI foi sintonizado com os métodos da resposta ao degrau e do relé ideal. Visando ponderar os resultados obtidos com o teste descrito no subcapítulo 3.5.1 Avaliação do Sistema Frente ao Comportamento Servo, aplicado a cada um dos métodos, observa-se a Tabela 16.

Tabela 16 - Resultados das sintonias do sistema de 1ª ordem

Critério	Degrau	Relé Ideal		
		Moderado	Conservativo	Agressivo
IAE	358,786	1701,438	738,72	238,266
ISE	3,198	17,874	6,645	2,172
Tempo de Acomodação (t_s)	5s	22,75s	9,59s	3,71s

Fonte: Elaborado pelo Autor

Comparando os resultados das sintonias da Tabela 16, verifica-se que quanto mais lenta é a resposta da malha de controle, de acordo com o tempo de acomodação (t_s), maiores são os erros acumulados pelos indicadores IAE e ISE. Sendo assim, a sintonia que apresentou melhor índice de desempenho, IAE e ISE, foi a calculada pelo método do relé para o comportamento agressivo. No entanto, é importante destacar que o esforço de controle empregado nesse caso (Figura 25) foi maior em comparação com os demais ensaios.

Entretanto, o método de sintonia pela resposta ao degrau apresentou maior eficácia, frente ao comportamento servo, que o método do relé nos comportamentos moderado e conservativo, em relação aos índices de desempenho avaliados.

Mas vale ressaltar que a qualidade da sintonia alcançada pelo método do degrau se deve, em parte pela sua execução e, em parte, pelo conhecimento prévio da função de transferência do sistema. Na prática, nem sempre é possível ter essa informação ou aplicar a técnica da sintonia, que depende do ensaio com o sistema em malha aberta. A aplicação do método do relé, por sua vez, foi realizada com o sistema em malha fechada e sem a necessidade de saber os parâmetros da função de transferência do sistema.

4.6.2 Avaliação do sistema de 2ª Ordem

Nos ensaios realizados para o sistema de segunda ordem, subcapítulos 4.3.2 e 4.4.2, o controlador PID foi sintonizado inicialmente de forma empírica e depois com o método do relé ideal. Visando ponderar os resultados obtidos com o teste descrito no subcapítulo 3.5.1 Avaliação do Sistema Frente ao Comportamento Servo, aplicado a cada um dos métodos, observa-se a Tabela 17.

Tabela 17 - Resultados das sintonias do sistema de 2ª ordem

Critério	Inicial	Relé Ideal		
		Moderado	Conservativo	Agressivo
IAE	558,483	620,802	281,879	247,463
ISE	4,633	5,649	3,442	3,004
Sobressinal (M_p)	0,541	-	1,409	3,803
Tempo de Subida (t_r)	1s	-	0,8s	0,5
Tempo de Acomodação (t_s)	13,4s	11,4s	4,7s	3,3s

Fonte: Elaborado pelo Autor

Os resultados da Tabela 17, mostram que o método de sintonia do relé ideal apresenta um desempenho superior em relação a sintonia inicial, realizada de forma empírica, obtendo valores menores de erro para os comportamentos conservativo e agressivo e repostas mais rápidas, de acordo com os valores de tempo de subida (t_r), tempo de acomodação (t_s) e sobressinal (M_p). Sendo a resposta do comportamento agressivo a que obteve os menores valores nos índices IAE e ISE, mostrando-se a resposta de controle mais eficiente. Porém, esta também empregou um maior esforço de controle, conforme apresentado na Figura 29.

Contudo, quando utilizada a sintonia pelo método do relé para um comportamento moderado, verifica-se uma resposta mais lenta e com os piores índices de desempenho obtidos neste teste, sendo ainda, a única sintonia cuja resposta às alterações de referência não apresentou sobressinal (M_p), algo característico de sistemas de segunda ordem.

Nos ensaios de comportamento regulatório realizados para o sistema de segunda ordem, subcapítulos 4.4.2.1 e 4.5, o controlador PID foi sintonizado pelos métodos do relé ideal e do relé com histerese. Visando ponderar os resultados obtidos com o teste descrito no subcapítulo 3.5.2 Avaliação do Sistema Frente ao Comportamento Regulatório, aplicado a cada um dos métodos, observa-se a Tabela 18.

Tabela 18 - Resultados das sintonias do sistema de 2ª ordem com aplicação de ruído

Critério	Relé Ideal			Relé Histerese		
	Moderado	Conservativo	Agressivo	Moderado	Conservativo	Agressivo
IAE	452,213	436,433	449,311	680,47	387,312	377,5
ISE	4,079	3,447	3,924	5,757	3,439	3,021

Fonte: Elaborado pelo Autor

Quando há a presença de ruído de medição na malha de controle, a utilização do modelo do relé com histerese se mostra uma melhor opção, onde a melhor sintonia foi obtida com o comportamento agressivo, como indica a Tabela 18, através dos menores índices IAE e ISE.

Já a sintonia utilizando o relé ideal na presença de ruído apresentou baixa eficiência. Os índices de desempenho IAE e ISE são maiores se compararmos os comportamentos conservativo e agressivo entre os métodos, mas isso não se repetiu para o comportamento moderado.

Verificando o esforço de controle, o método do relé ideal apresentou pior desempenho para os três comportamentos avaliados. Necessitando de um maior esforço para seguir a referência, o comportamento agressivo (Figura 32) teve essa condição evidenciada de forma mais expressiva, onde na amostra 250 houve inclusive a saturação da MV.

A sintonia feita a partir do modelo de relé com histerese se mostrou mais robusta às perturbações inseridas no sistema de controle. A histerese do relé foi ajustada com o dobro da amplitude do ruído, fazendo com que os parâmetros de sintonia obtidos ficassem muito próximos aos calculados anteriormente, quando não havia ruído no sistema. Isso mostra que o relé com histerese cumpriu seu papel na rejeição dos ruídos, permitindo assim, uma sintonia mais adequada ao controle do sistema, com melhores índices de desempenho e menor esforço de controle.

5 CONCLUSÕES E POSSIBILIDADES DE TRABALHOS FUTUROS

Conforme o objetivo geral deste trabalho, apresentou-se um estudo e a implementação de técnicas para a auto sintonia de controladores PID. O algoritmo foi desenvolvido em conformidade com a norma IEC-61131-3, dentro da plataforma de programação de um CLP industrial. Para testá-lo, foram realizados testes em nível de simulação, avaliando o desempenho servo e regulatório da malha de controle.

Quanto aos desenvolvimentos realizados, este trabalho apresenta a implementação de um método de auto sintonia aplicando a técnica do relé realimentado, com e sem histerese. Proporciona ainda, a validação das técnicas de sintonia empregadas ao controlador, em simulação, com sistemas de primeira e segunda ordem. Para isso, analisa o desempenho das técnicas frente aos comportamentos servo e regulatório, indicando comparativamente os prós e contras de cada estratégia de sintonia adotada.

5.1 Conclusões do Trabalho

A implementação da metodologia mostrou-se apropriada para alcançar o objetivo proposto. Com base nos resultados analisados, este trabalho revelou que o método do relé realimentado apresentou melhores sintonias para o controlador nos cenários estudados.

Na análise do comportamento servo para o sistema de primeira ordem, o emprego do método do relé ideal apresentou um melhor desempenho do que o método da resposta ao degrau. Ambas as sintonias ficaram aceitáveis, mas a resposta do comportamento agressivo, calculado pelo relé, obteve os melhores índices de desempenho.

Para o sistema de segunda ordem, verificando o comportamento servo, as sintonias oriundas da aplicação do método do relé ideal se mostraram satisfatórias. A resposta do comportamento agressivo, apesar de apresentar os melhores índices de desempenho, também proporcionou maior sobressinal durante as trocas de referência.

Na verificação do comportamento regulatório para o sistema de segunda ordem, a utilização do relé ideal se mostrou menos eficiente do que o uso do relé

com histerese. O ajuste da histerese no relé, conforme a amplitude do ruído aplicado, propiciou uma sintonia melhor ajustada para o controlador, no qual o esforço de controle empregado se mostrou menor. Os índices de desempenho indicaram que a melhor sintonia foi a da resposta do comportamento agressivo, calculada pelo relé com histerese.

Pelos testes realizados é válido concluir que a função de auto sintonia implementada obteve bons resultados. A técnica de sintonia pelo método do relé realimentado se mostrou uma ferramenta útil, pois é executada em malha fechada e de forma rápida, podendo ser uma aliada para corrigir o desempenho da malha de controle ao longo do tempo. Por fim, pode-se afirmar que os objetivos desse estudo foram alcançados e as motivações desta pesquisa contempladas.

5.2 Possibilidades de Trabalhos Futuros

Como extensão desta pesquisa, para trabalhos futuros, sugere-se:

- a) Realização de testes com a função de auto sintonia desenvolvida em uma planta industrial ou didática;
- b) Desenvolvimento de uma interface para a função de auto sintonia em um software de supervisão de processo;
- c) Melhoria da função de auto sintonia, permitindo o ajuste do usuário na influência dos critérios: moderado, conservativo e agressivo.

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas: técnicas lineares e não lineares aplicadas a sistemas reais**. Editora da UFMG, 2007.
- ANDRADE, A. B. D.; ARAÚJO, D. B. **Desenvolvimento de um Simulador para a Planta Didática PD3 da SMAR Utilizando Estratégia de Controle Feedback e Cascata**. 2013. Instituto Federal Fluminense, Campos dos Goytacazes.
- ASTRÖM, K. J.; GOODWIN, G. C.; KUMAR, P. R. **Adaptive Control, Filtering and Signal Processing**. Springer International Publishing, 1995.
- ASTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **Control PID Avanzado**. Prentice Hall, 2009.
- ASTRÖM, K. J.; KUMAR, P. R. **Control: A perspective**. Automatica 2013.
- ASTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **On Self Tuning Regulators**: Automatica 1973.
- BOBÁL, V. et al. **Digital Self-tuning Controllers**. Springer, 2005.
- BOLTON, W. **Programmable Logic Controllers**. Newnes, 2006.
- CAMPESTRINI, L. **Sintonia de Controladores PID Descentralizados Baseada no Método do Ponto Crítico**. 2006. Mestrado Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.
- COELHO, A. A. R.; COELHO, L. D. S. **Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares**. Editora da UFSC, 2004.
- COUGHRAN, M. T. **Lambda Tuning - the Universal Method for PID Controllers**. 2013.
- HANSSSEN, D. H. **Programmable Logic Controllers - A Practical Approach to IEC 61131-3 Using CODESYS**. Wiley, 2015.
- IEC-61131-3. **Programmable Controllers Part 3 - Programming Languages**. 2003.
- JOHN, K. H.; TIEGELKAMP, M. **IEC 61131-3 - Programming Industrial Automation Systems**. Springer, 2010.
- KING, M. **Process Control - A Pratical Approach**. [S.l.]: Wiley, 2016.
- KOZÁK, S.; HEJDIS, J. **Simple, Robust, Self-tuning Controller**. Elsevier Science 1994.
- MOLLENKAMP, R. A. **Controle Automático de Processos**. BRASILEIRA, E. E., 1988.
- NETO, A. H. **Técnicas anti-windup em estruturas de controle PID, RST e GPC**. 2005. (Mestrado). Universidade Federal de Santa Catarina.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Prentice Hall, 1997.

PETRUZELLA, F. **Programmable Logic Controllers**. McGraw-Hill Education, 2017.

PINTO, J. E. M. G. **Aplicação Prática do Método de Sintonia de Controladores PID Utilizando o Método do Relé com Histerese**. 2014. Mestrado Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal.

RAMOS, H. D. **Discretização do Controlador PID**. Eletricidade, 2002.

WELLSTEAD, P. E.; ZARROP, M. B. **Self-tuning Systems Control and Signal Processing**. John Wiley & Sons Ltd., 1991.