

UNESP
Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá

Guaratinguetá
2011

GUILHERME KINOUTI COSTA

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO
USANDO TÉCNICAS DE AJUSTE EMPÍRICO PARA BANCADA DE TESTE
NO LABORATÓRIO DE AUTOMAÇÃO

Monografia apresentada ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Francisco Antônio Lotufo
Co-Orientador: Prof. Dr. Agnelo Marotta Caçula

Guaratinguetá 2011

Costa, Guilherme Kinouti

C837c

Controle de velocidade de um motor de indução trifásico usando técnicas de ajuste empírico para bancada de teste no laboratório de automação / Guilherme Kinouti Costa – Guaratinguetá : [s.n], 2011.
80 f : il.

Bibliografia: f. 75

Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica – Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, 2011.

Orientador: Prof. Dr. Francisco Antônio Lotufo

Coorientador: Prof. Dr. Agnelo Marotta Cassula

1. Motores elétricos de indução I. Título

CDU 621.313.333

**CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO
USANDO TÉCNICAS DE AJUSTE EMPÍRICO PARA BANCADA DE TESTE
NO LABORATÓRIO DE AUTOMAÇÃO**

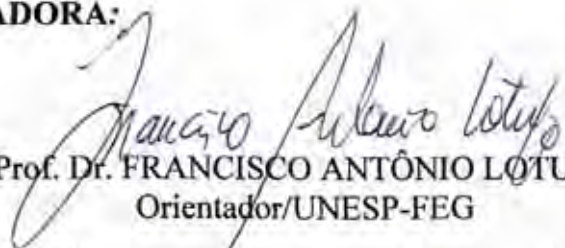
GUILHERME KINOUTI COSTA

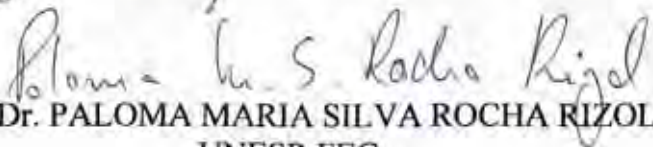
**ESTE TRABALHO DE GRADUAÇÃO FOI JULGADO ADEQUADO
COMO PARTE DO REQUISITO PARA A OBTENÇÃO DO DIPLOMA DE
GRADUADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

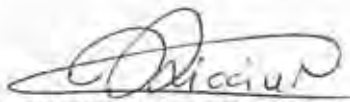
**APROVADO EM SUA FORMA FINAL PELO CONSELHO DE CURSO
DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Prof. Dr. Samuel Euzédice de Lucena
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Dr. FRANCISCO ANTÔNIO LOTUFO
Orientador/UNESP-FEG


Prof. Dr. PALOMA MARIA SILVA ROCHA RIZOL
UNESP-FEG


Prof. Dr. DURVAL LUIZ SILVA RICCIULLI
UNESP/FEG

DADOS CURRICULARES

GUILHERME KINOUTI COSTA

NASCIMENTO 27.06.1988 – SÃO JOSÉ DOS CAMPOS / SP

FILIAÇÃO Elizabete Ruriko Kinouti Oliveira Costa
Claudio de Oliveira Costa

2007/2011 Curso de Graduação
Unesp - Campus de Guaratinguetá

2003/2005 Curso Técnico em Eletrônica
ETEP – São José dos Campos

Venho dedicar este trabalho a minha família que sempre incentivou o meu desenvolvimento acreditando nas minhas decisões e a todos os meus amigos que me apoiaram ao longo destes anos.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais *Claudio e Elizabete*, que me deram a vida, a educação e os meios para realizar meus sonhos.

Aos meus irmãos *Rafael e Ricardo*, pelo apoio e incentivo.

Aos meus amigos da faculdade, que me ajudaram ao longo destes anos, mesmo diante de dificuldades.

Aos amigos da República APAE – *Associação de Picaretas Aspirantes a Engenharia*, Guaratinguetá, pelos ótimos anos de convivência, por ensinar valores imensuráveis como o bom senso, o respeito e iniciativa. Pelos momentos de alegria e descontração, mesmo nas piores situações.

A todos os meus amigos, pela paciência e apoio.

Aos professores e técnicos que me ajudaram durante a realização do trabalho.

"Os sábios envergonham-se de seus defeitos, mas não se envergonha de corrigi-los."

Confúcio

COSTA, G.K. Controle de Velocidade de um motor de indução trifásico usando técnicas de ajuste empírico para bancada de teste no laboratório de Automação. 2011. 80 f. Trabalho de Graduação (Graduação em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2011.

RESUMO

Este trabalho tem como finalidade fazer o controle em malha fechada de um Motor de Indução Trifásico (MIT), através da integração dos seguintes equipamentos: um inversor de frequência, o atuador do sistema; um Controlador Lógico Programável (CLP), o controlador; um encoder, o sensor de velocidade, usado como realimentação monitorando a variável controlada e o motor de indução trifásico, que é a planta a ser controlada. Para a realização do controle são utilizados controladores do tipo Proporcional – Integrativo - Derivativo (PID). O CLP possui uma instrução de ajuda, que realiza o ajuste do controlador automaticamente, esta instrução é utilizada e confrontada com outros métodos de ajuste. Existem diversos tipos de métodos de ajuste de controladores PID, sendo abordados por este trabalho os métodos empíricos. O sistema é implantado no laboratório de Interface e Controle Eletroeletrônico da Universidade Estadual Paulista Júlio Mesquita Filho de Guaratinguetá-São Paulo, de modo que, posteriormente, este trabalho se torne um experimento a ser realizado em sala de aula, possibilitando aos alunos de graduação desenvolver uma maior afinidade com a programação utilizada pelo CLP e também realizar estudos como trabalhos de graduação e pós-graduação com o auxílio da montagem realizada.

PALAVRAS-CHAVE: Controle, inversor de frequência, CLP, encoder, MIT, PID, métodos empíricos.

COSTA, G.K. Velocity control of three-phase motor using empirical techniques for an automation laboratory test bench. 2011. 80 f. Trabalho de Graduação (Graduação em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2011.

ABSTRACT

This work aims to make the closed loop control of a three phase induction motor, through the integration of the following equipment: a frequency inverter, the actuator system; a programmable logic controller (PLC), the controller; an encoder, the velocity sensor, used as a feedback monitoring the control variable and the three-phase induction motor, the plant to be controlled. The control is performed using a Proportional - Integrative - Derivative (PID) approach. The PLC has a help instruction, which performs the auto adjustment of the controller, that instruction is used and confronted with other adjustment methods. There are several types of methods adjustments to the PID controllers, where the empirical methods are addressed in this work. The system is deployed at the Interface and Electro Electronic Control laboratory in the Universidade Estadual Paulista Júlio Mesquita Filho, Guaratinguetá, São Paulo, then, in the future, this work becomes an experiment to be conducted in the classroom, allowing undergraduate students to develop a greater affinity to the programs used by the PLC as well as studies of undergraduate and graduate works with the help of assembly made.

KEYWORDS: Control, Frequency inverter, PLC, encoder, three-phase induction motor, PID, empirical methods.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – Diagrama de Blocos caso geral	18
FIGURA 2 – Diagrama de Blocos caso em estudo.....	18
FIGURA 3 – Classificação Motores Elétricos.....	20
FIGURA 4 – Estator.....	22
FIGURA 5 – Rotor do Tipo Gaiola.....	22
FIGURA 6 – Estrutura do Rotor Bobinado.....	23
FIGURA 7 – Motor de Indução Trifásico.....	23
FIGURA 8 – Diagrama de Blocos da Referência de Frequência	26
FIGURA 9 – Diagrama de Blocos do controle do Inversor	28
FIGURA 10 – Fasor em um sistema bifásico	29
FIGURA 11 – Decomposição fasorial	30
FIGURA 12 – Estrutura do CLP	31
FIGURA 13 – CLP Siemens.....	32
FIGURA 14 – Princípio de Funcionamento Encoder Linear	33
FIGURA 15 – Princípio de Funcionamento Encoder Rotativo	34
FIGURA 16 – Encoder Incremental.....	34
FIGURA 17 – Representação Gráfica dos Sinais A,B e Z	35
FIGURA 18 – Encoder Absolutos.....	36
FIGURA 19 – Comparação Entre os Discos dos Encoder	36
FIGURA 20 – Freio Eletromagnético.....	38
FIGURA 21 – Material Condutor Entrando em Área com Campo Magnético	39
FIGURA 22 – Material Condutor Saindo de Área com Campo Magnético.....	40
FIGURA 23 – Modificação Ventoinha.....	42
FIGURA 24 – Ventoinha Possibilitando o Encaixe do Acoplamento.....	42
FIGURA 25 – Corte da Tampa Traseira do Motor.....	43
FIGURA 26 – Tampa Encaixada ao Motor.....	43
FIGURA 27 – Encoder Acoplado ao Motor.....	44
FIGURA 28 – Caixa de Ligação Encoder.....	44
FIGURA 29 – Modificação Painel da Bancada.....	45
FIGURA 30 – Experimento Montado.....	45
FIGURA 31 – Velocidade x Saída sem calibração	48

FIGURA 32 – Velocidade x Saída com calibração	48
FIGURA 33 – Definição dos ganhos para resposta ao salto	49
FIGURA 34 – Resposta ao salto, rampa de aceleração 5 segundos	50
FIGURA 35 – Resposta ao salto, rampa <i>S</i> em 100%	51
FIGURA 36 – Resposta ao salto, rampa <i>S</i> em 50%.....	52
FIGURA 37 – Controle <i>bang-bang</i>	53
FIGURA 38 – Controle <i>bang-bang</i> , rampa <i>S</i> em 50%	55
FIGURA 39 – Controle <i>bang-bang</i> , rampa <i>S</i> em 100%	56
FIGURA 40 – Controlador P, rampa <i>S</i> em 50%.....	60
FIGURA 41 – Controlador P, rampa <i>S</i> em 100%	61
FIGURA 42 – Controlador PI, rampa <i>S</i> em 50%	61
FIGURA 43 – Controlador PI, rampa <i>S</i> em 100%	62
FIGURA 44 – Controlador PID, rampa <i>S</i> em 50%.....	62
FIGURA 45 – Controlador PID, rampa <i>S</i> em 100%.....	63
FIGURA 46 – Controlador P, rampa <i>S</i> em 50%	63
FIGURA 47 – Controlador P, rampa <i>S</i> em 100%	64
FIGURA 48 – Controlador PI, rampa <i>S</i> em 50%	64
FIGURA 49 – Controlador PI, rampa <i>S</i> em 100%	65
FIGURA 50 – Controlador PID, rampa <i>S</i> em 50%.....	65
FIGURA 51 – Controlador PID, rampa <i>S</i> em 100%.....	66
FIGURA 52 – Controlador PI, rampa <i>S</i> em 50%	66
FIGURA 53 – Controlador PI, rampa <i>S</i> em 100%	67
FIGURA 54 – Controlador PID, rampa <i>S</i> em 50%.....	67
FIGURA 55 – Controlador PID, rampa <i>S</i> em 100%.....	68
FIGURA 56 – Controlador PI, rampa <i>S</i> em 50%	68
FIGURA 57 – Controlador PI, rampa <i>S</i> em 100%	69
FIGURA 58 – Controlador PID, rampa <i>S</i> em 50%.....	69
FIGURA 59 – Controlador PID, rampa <i>S</i> em 100%.....	70
FIGURA 60 – Simbologia do diagrama elétrico primeira página.....	76
FIGURA 61 – Simbologia do diagrama elétrico segunda página	77
FIGURA 62 – Entradas dos <i>PLC</i>	78
FIGURA 63 – Saídas do <i>PLC</i>	79
FIGURA 64 – Equipamentos externos ao painel de comando.....	80

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Parametrização do inversor de frequência	46
TABELA 2 – Velocidade CLP x Medição Encoder	47
TABELA 3 – Fórmula de Ziegler-Nichols método resposta ao salto	50
TABELA 4 – Ganhos do PID resposta ao salto, rampa S em 100%.....	51
TABELA 5 – Ganhos do PID resposta ao salto, rampa S em 50%	52
TABELA 6 – Fórmulas de Ziegler-Nichols método do ponto crítico	53
TABELA 7 – Ganhos PID método <i>bang-bang</i> , rampa S em 50%	55
TABELA 8 – Ganhos PID método <i>bang-bang</i> , rampa S em 100%	56
TABELA 9 – Ganhos PID método <i>auto-tuning, fast</i> , rampa S em 50%	57
TABELA 10 – Ganhos PID método <i>auto-tuning, medium</i> , rampa S em 50%	57
TABELA 11 – Ganhos PID método <i>auto-tuning, medium</i> , rampa S em 100%	59
TABELA 12 – Ganhos PID método <i>auto-tuning, slow</i> , rampa S em 50%.....	59
TABELA 13 – Ganhos PID método <i>auto-tuning, slow</i> , rampa S em 100%.....	59
TABELA 14 – Ganhos PID método <i>auto-tuning, very slow</i> , rampa S em 50%	59
TABELA 15 – Ganhos PID método <i>auto-tuning, very slow</i> , rampa S em 100%	59

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	- Corrente Alternada
CC	- Corrente Contínua
CLP	- Controlador Lógico Programável
CPU	- <i>Central Processing Unit</i> (Unidade Central de Processamento)
HMI	- <i>Humam Machine Interface</i>
MIT	- Motor de Indução Trifásico
PLC	- <i>Programmable Logic Controller</i>
PWM	- <i>Pulse Width Modulation</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

n	Velocidade do motor
n_s	Velocidade síncrona do campo girante do estator
n_r	Velocidade do rotor
p	Número de polos da máquina
\bar{F}_a	Vetor da força aplicada
\bar{F}_m	Vetor da força magnética
f	Frequência das correntes aplicadas ao estator
N_L	Número teórico de linhas do encoder
t_{CPU}	Taxa de velocidade entrada da CPU
A	Amplitude de pico-a-pico da variável de processo
ε	Faixa de histerese
d	Diferença entre valor máximo e mínimo da variável de controle
\bar{u}	Valor máximo da variável de controle
\underline{u}	Valor mínimo da variável de controle
T_C	Período crítico
T_i	Tempo integral
T_d	Tempo derivativo
K_C	Ganho crítico
a	Ganho integral equivalente
T	Constante de tempo dominante
L	Atraso Aparente

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Objetivo	17
1.2	Motivação	17
1.3	Estrutura e Descrição dos Capítulos	17
2.	EQUIPAMENTOS	20
2.1	Motor de Indução Trifásico.....	20
2.1.1	Características de Construção.....	21
2.1.2	Princípio de Funcionamento	24
2.2	Inversor de Frequência	25
2.2.1	Introdução	25
2.2.2	Controle Vetorial.....	28
2.3	Controlador Lógico Programável.....	30
2.3.1	Princípio de Funcionamento	31
2.4	Encoder.....	33
2.5	Freio Eletromagnético	37
2.5.1	Princípio de Funcionamento	38
3.	DESENVOLVIMENTO	41
3.1	Montagem da Bancada de Testes.....	41
3.2	Ajustes da Bancada de Testes	46
3.3	Ganhos do Controlador.....	49
3.3.1	Método da Resposta ao Salto	49
3.3.2	Método do Ponto Crítico	52
3.3.3	<i>Auto Tuning</i>	56
4.	ANÁLISE DE RESULTADOS	60
4.1	Método de Resposta ao Salto	60
4.2	Método do Ponto Crítico.....	63
4.3	<i>Auto Tuning</i>	66
5.	CONCLUSÃO	72
6.	REFERÊNCIAS	73
7.	BIBLIOGRAFIA CONSULTADA	75
	APÊNDICE A – Diagrama Elétrico	76

1 INTRODUÇÃO

1.1 Objetivo

Este trabalho tem como objetivo fazer o controle de um motor de indução trifásico do tipo gaiola, fazendo a integração de equipamentos usualmente encontrados em diversos tipos de processos de fabricação. Possibilitar a montagem do sistema descrito por este trabalho e utilizar o método de controle PID e suas variações para se controlar a velocidade do MIT. Fazer ajustes empíricos destes controladores, de forma a se ter comparações entre os diversos tipos de ajustes empíricos.

1.2 Motivação

O controlador usado neste trabalho é o controlador PID, pois este consegue atender a maior parte da demanda de controle dos processos encontrados nas plantas fabris, segundo Bazanella (2005) mais de 90% de todas as malhas fechadas encontrados nas plantas fabris são controladores do tipo PID. Devido a grande aplicabilidade destes controladores e de suas variações, os CLPs possuem instruções específicas para a implementação do PID. Assim, é realizado neste trabalho o controle utilizando o ajuste automático disponibilizado pelo CLP, de modo a confrontar este ajuste com outros métodos, como o ajuste pelo método de Ziegler e Nichols, técnica esta considerada uma das grandes responsáveis pelo uso e aperfeiçoamento do controlador PID, onde são abordados os ajustes empíricos através do método do ponto crítico e pelo método da resposta ao salto.

1.3 Estrutura e Descrição dos Capítulos

O sistema abordado por este trabalho é composto por um controlador lógico programável, responsável pelo controle do sistema, um encoder incremental, utilizado como sensor de velocidade, um inversor de frequência, utilizado como *drive* ou atuador e um motor assíncrono trifásico, o processo a ser controlado. A Figura 1 demonstra um diagrama básico de um sistema em malha fechada e a Figura 2 ilustra o diagrama básico do sistema de controle de malha fechada descrito por este trabalho.

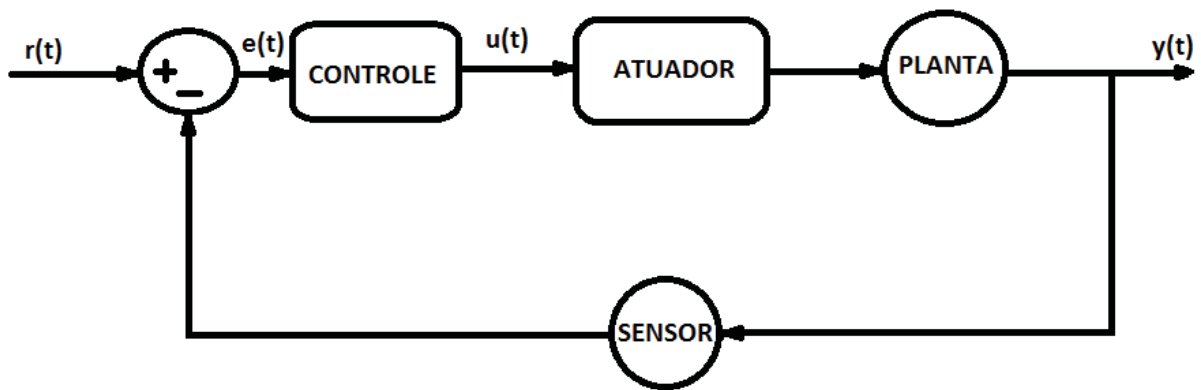


Figura 1: Diagrama de Blocos caso geral

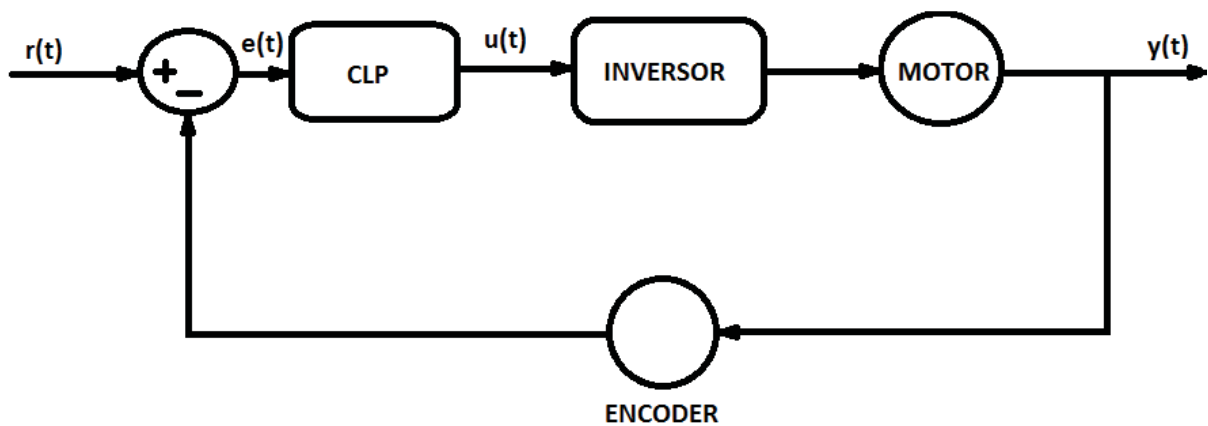


Figura 2: Diagrama de Blocos caso em estudo

Inicialmente, o capítulo 2 apresenta uma pequena descrição de cada equipamento utilizado pelo sistema, assim, possibilitando uma maior compreensão do mesmo. Sendo este capítulo dividido nas seguintes seções: motor de indução trifásico - descreve a estrutura do motor utilizado, abordando o princípio de funcionamento do mesmo; inversor de frequência - descreve o inversor de frequência apresentando suas principais características e também apresenta-se uma introdução ao modo de controle que o inversor de frequência é submetido; controlador lógico programável - descreve o CLP utilizado apresentando suas características específicas e seu princípio de funcionamento; encoder - descreve os tipos de encoders e seus princípios de funcionamento; freio magnético - descreve o princípio de funcionamento do freio magnético.

No capítulo 3 tem-se o desenvolvimento do trabalho, sendo apresentado o sistema de controle de malha fechada de forma detalhada, levantando cada etapa necessária para se realizar a montagem do mesmo.

É apresentada no capítulo 4 a análise dos resultados obtidos com as variações das constantes de controle e também faz-se o levantamento gráfico das respostas do sistema a estas variações.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões, definindo as dificuldades encontradas, o conhecimento adquirido e os possíveis trabalhos futuros derivados deste.

2 EQUIPAMENTOS

2.1 Motor de Indução Trifásico

Devido à grande necessidade de um acionamento mecânico rotativo, os motores elétricos têm sido utilizados em uma vasta gama de aplicações, pois apresentam algumas vantagens em relação a outros tipos de motores, como por exemplo: um elevado rendimento, robustez, facilidade de construção, baixo custo, vasta faixa de velocidade e potência, fácil controle a distância, fácil manutenção e construção. (GUEDES, 1994).

Os motores elétricos são os mais importantes acionadores industriais, segundo Filippo (2000) estes são responsáveis pelo consumo de pouco mais de 50% de toda energia nas indústrias. Constituem ainda, 95% do total de motores instalados nos setores rural, comercial, industrial e residencial no Brasil. Além de serem responsáveis por aproximadamente 75% do total da potência instalada do universo de todos os motores.

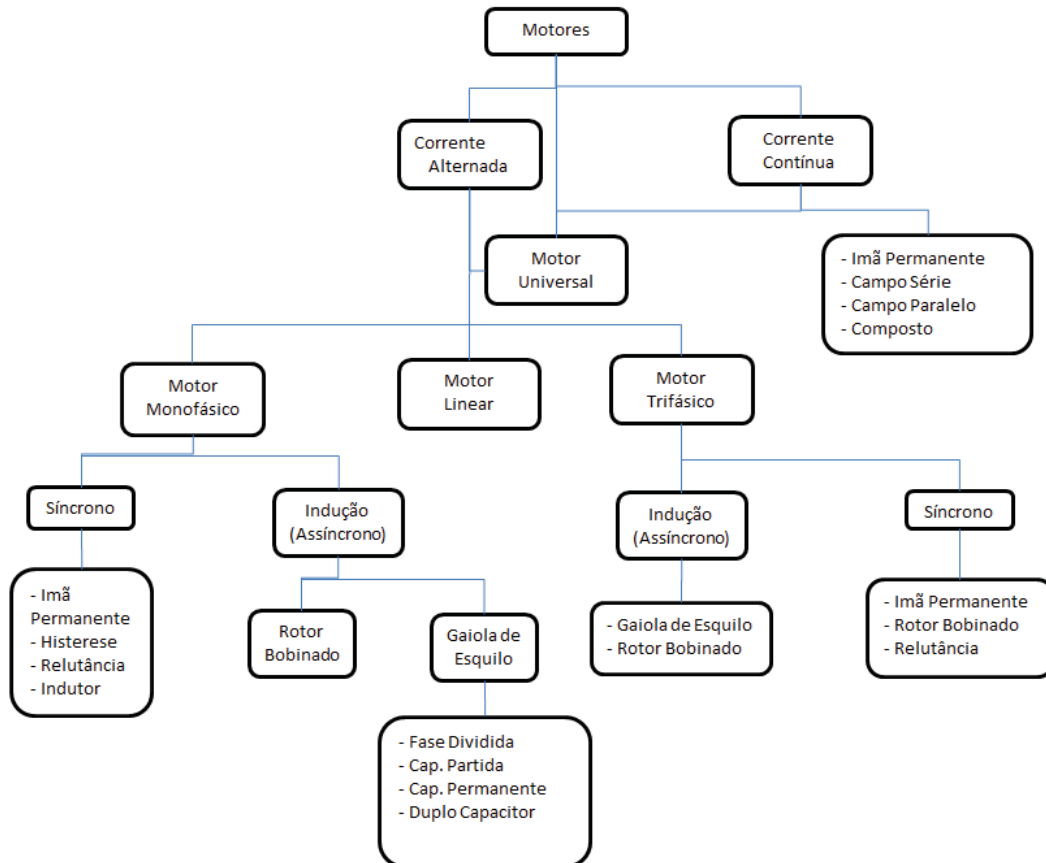


Figura 3: Classificação motores elétricos segundo Mamede (1977).

Os motores elétricos podem ser divididos em duas categorias: Motores de Corrente Contínua (CC) e Motores de Corrente Alternada (CA), onde o último pode-se subdividir em Síncronos e Assíncronos (MIT), conforme demonstrado na Figura 3.

Pelo fato do motor utilizado para a realização deste trabalho ser um MIT, serão abordadas somente as características do mesmo.

2.1.1 Características de Construção

As características construtivas dos motores de indução trifásicos, como já mencionadas, são máquinas eletromecânicas de corrente alternada, assíncronas, estas devem respeitar as suas respectivas normas de construção estabelecidas. Sendo o MIT composto por:

- a) Estator: composto pelo circuito elétrico estatórico e circuito magnético estatórico. O circuito magnético estatórico é um empacotamento de chapas de aço-silício, dando um maior alinhamento e o protegendo fisicamente. O silício melhora as propriedades magnéticas, aumentando a permeabilidade magnética, com objetivo de diminuir as perdas por histereses e por correntes induzidas, também chamadas de correntes de Foucault. As chapas são revestidas com verniz, isoladas uma das outras, podendo possuir canais de ventilação, para melhor refrigeração do ar. Estas chapas possuem a forma de uma coroa circular, ranhurada em sua extremidade inferior. Estas ranhuras têm por objetivo acomodar o circuito elétrico estatórico. Para isolar o circuito elétrico e o magnético, na parte inferior da ranhura possui um material isolante plástico ou de papel. O circuito elétrico estatórico é formado por três conjuntos de bobinas, afastadas entre si, possuindo cada bobina um terminal para ligação de cada uma das tensões de fase. As bobinas são espiras de fio de cobre esmaltado de forma a se ter um isolamento do mesmo. A Figura 4 mostra de forma detalhada o estator. (GUEDES, 1994).

- b) Rotor: O rotor também possui um circuito elétrico e um magnético, mas estes são referenciados ao rotor. O circuito magnético rotórico é formado por um conjunto de chapas de ferro magnético, usualmente aço-silício, possuindo formato circular onde suas extremidades possuem ranhuras, sendo o número de ranhuras relacionadas às ranhuras do circuito estatórico, de modo a diminuir ruídos no funcionamento do

motor. O enrolamento rotórico pode ser do tipo “gaiola de esquilo” ou bobinado. (GUEDES, 1994).

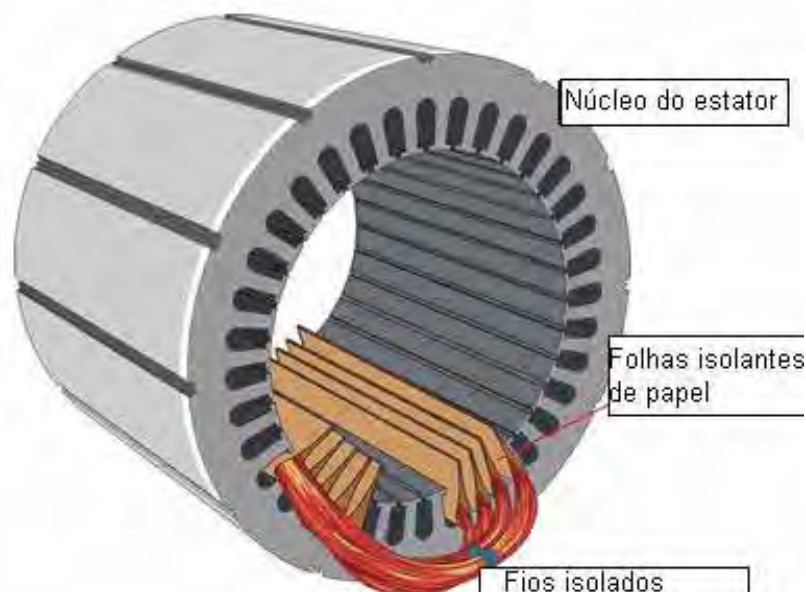


Figura 4: Estator. (RONCONI,200?).

Gaiola de esquilo: É constituído de barras de cobres fixadas entre as ranhuras do circuito magnético rotórico, sendo as barras interconectadas por anéis em suas extremidades, fechando um curto circuito polifásico, conforme ilustrado na Figura 5. A resistividade das barras é muito menor do que a do material ferro magnético, assim não necessitando de material isolante entre os dois materiais. (GUEDES, 1994).

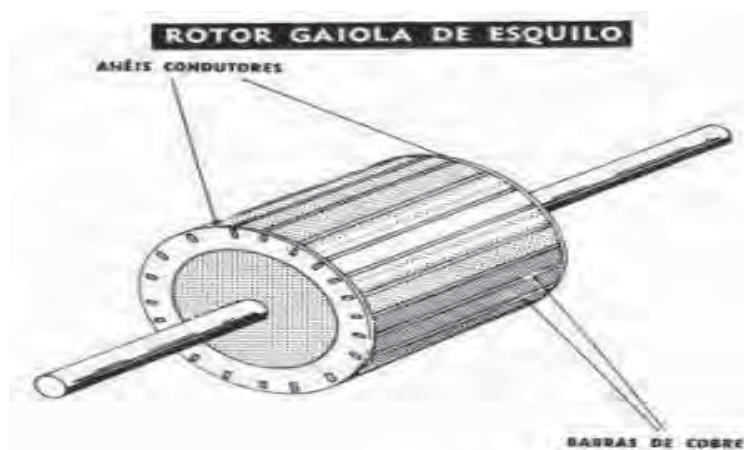


Figura 5: Rotor do tipo gaiola. (SOUZA, 2001).

Bobinado: As ranhuras do circuito magnético rotórico acomodam as bobinas de cobre que interligam com a parte fixa da máquina através de um sistema coletor de

anéis-escovas, possibilitando assim, alterar o valor da resistência rotórica das boninas durante o funcionamento da máquina. A Figura 6 demonstra a estrutura do rotor bobinado. (GUEDES, 1994).

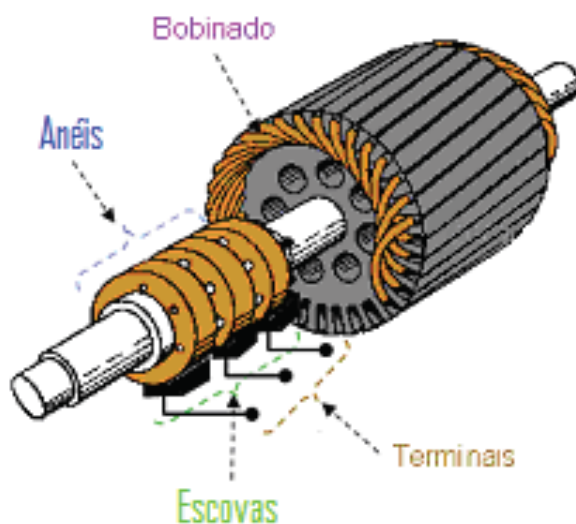


Figura 6: Estrutura do rotor bobinado.

- c) Estrutura Mecânica: É composta pelo veio, fabricado em aço, ligado ao rotor por chaveta ou montagem a quente, apoiando se aos mancais de rolamento, onde este é fixado às tampas da carcaça. A carcaça tem por objetivo proteger o motor, podendo possuir patas, conforme mostrado na Figura 7, ou ser montado sobre flange. (GUEDES, 1994).

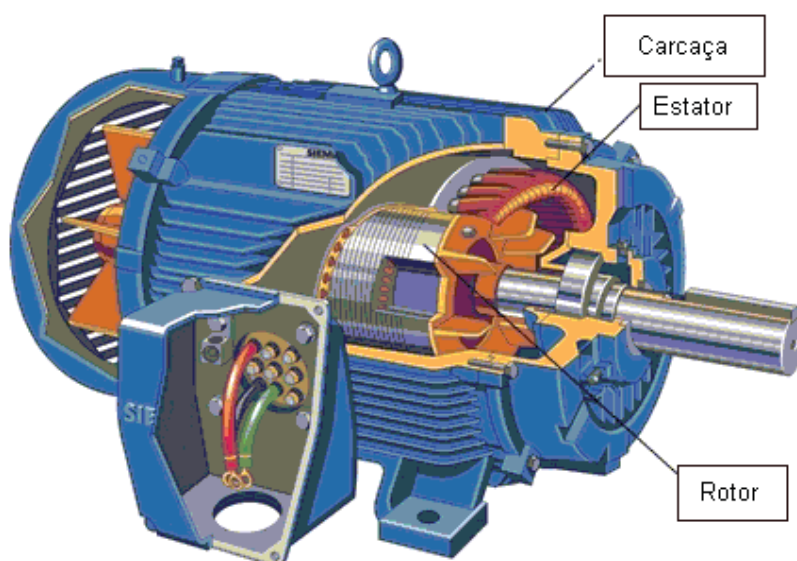


Figura 7: Motor de Indução Trifásico. (RONCONI, 200?).

2.1.2 Princípio de Funcionamento

As bobinas do estator do motor de indução são alimentadas por tensões alternadas, que por sua vez, geram correntes alternadas, quando excitadas por uma fonte de fases balanceadas produz um campo magnético no *gap* de ar (entreferro), rodando a uma velocidade síncrona determinada pelo número de polos do estator e pela frequência aplicada no estator. Esta velocidade é determinada pela equação (1). (GUEDES, 1994).

$$n_s = \frac{f}{p} \quad [\text{rotação/s ou Hz}] \quad (1)$$

Onde:

n_s : é a velocidade síncrona;

f : frequência das correntes aplicadas ao estator;

p : número de polos da máquina.

De acordo com as leis de indução magnética, lei de Lenz e lei de Faraday, surgem dois fenômenos de indução magnética devido a este campo magnético girante.

Nos motores em gaiola, surgem forças eletromotrizes alternadas nos condutores do circuito elétrico rotórico, conforme previsto pela lei de Faraday. Estas forças terão amplitudes e frequências dependentes da relação entre a velocidade do campo girante (n_s) e a velocidade dos condutores do rotor (n_r).

Como o rotor em gaiola é formado por barras elétricas curto-circuitadas, devido ao surgimento das forças eletromotrizes, irão surgir correntes elétricas no circuito elétrico rotórico. Logo estas correntes, do circuito elétrico rotórico, estando imersas em um campo magnético, surgem forças mecânicas nos condutores do rotor. Estas forças produzem um torque no rotor fazendo com que o mesmo gire. Deste modo, o rotor tende a atingir a velocidade do campo magnético, mas devido ao atrito e a inércia do rotor não se atinge a mesma velocidade. Esta diferença de velocidade é chamada de escorregamento, sendo dada pela equação (2).

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} * 100 \quad [\%] \quad (2)$$

Onde, s é o escorregamento, n_s é a velocidade síncrona do campo girante e n_r é a velocidade do rotor.

O motor usado para a realização deste trabalho possui os seguintes dados de placa: tensão de 220/380 V; corrente nominal de 1,44/0,834 A; fator de potência de 0,68; rendimento de 67 %; potência de 0,25 kW ou 0,33 HP e fator de serviço de 1,15.

2.2 Inversor de Frequência

2.2.1 Introdução

Devido à grande aplicação das máquinas elétricas rotativas, surgiram equipamentos destinados a aumentar a aplicabilidade destas, de forma a se ter um controle maior sobre as mesmas.

A evolução da eletrônica de potência e dos circuitos micro processados, possibilitou o avanço de dispositivos destinados aos motores assíncronos, estes possuem a vantagem de serem mais robustos que os motores de corrente contínua, possuindo uma vida útil maior, mas a desvantagem de seu controle de velocidade e torque ser mais complexo em relação ao controle do motor CC. Sendo assim, este avanço viabilizou a aplicação dos motores assíncronos mesmo em aplicações não específicas, devido à diminuição dos custos destes dispositivos de controle.

Um dos equipamentos destinados a realizar esta função é o inversor de frequência, onde este é utilizado para se controlar a velocidade, dando a melhor relação entre velocidade e torque de um motor de indução.

O inversor de frequência abordado por este trabalho é fabricado pela WEG, modelo CFW-08 *standart*, onde este é utilizado como atuador no sistema.

Por se tratar de um equipamento com um *know hall* fechado, isto é, não são dadas informações específicas do modo de funcionamento do mesmo, logo é abordado somente sua funcionalidade e não o princípio de funcionamento.

A Figura 8 demonstra diversas maneiras de se controlar e ajustar a referência de frequência, conseqüentemente, à velocidade do motor utilizado.

Conforme observado na Figura 8, o diagrama demonstra de forma generalizada as maneiras de ajustar a referência de frequência. O modelo *standart* do CFW-08 não possui a comunicação via Serial, *CANopen* e *DeviceNet*, possui apenas uma entrada analógica AI1.

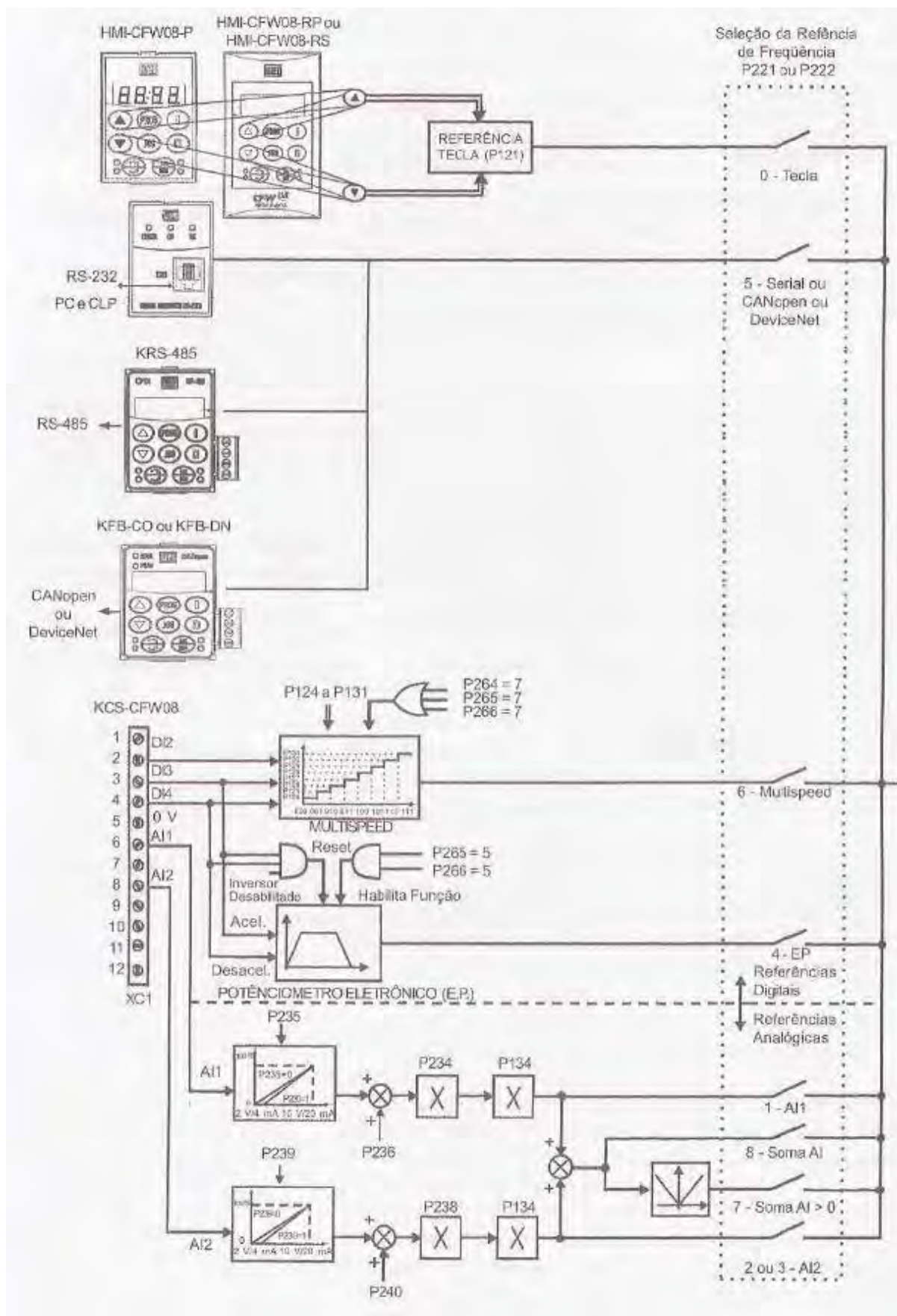


Figura 8: Diagrama de Blocos da referência de frequência. (WEG, 2006).

Logo as maneiras possíveis de referenciar a velocidade do motor são via entrada *Humam Machine Interface* HMI, entrada analógica e digital. Onde para cada modo de operação são alterados os seus respectivos parâmetros.

O inversor de frequência em estudo possui dois modos de controle:

- a) Controle escalar ou V/F: é utilizado em aplicações que não necessita de uma grande capacidade de torque em baixas frequências, pois com a diminuição da tensão e frequência, a queda de tensão na resistência estatórica se torna significativa, tenta-se contornar esta limitação utilizando as compensações por IxR e IxR automática (que aumenta o torque). Neste modo de controle, se a compensação de escorregamento ajustada adequadamente, através dos parâmetros de parametrização, a regulação de velocidade é de aproximadamente 1 a 2% da velocidade nominal. Logo a mínima variação de velocidade da condição a vazio e quando se coloca em condição a carga nominal é de 1 a 2%.

- b) Controle Vetorial *Sensorless*: possui um desempenho melhor em relação à capacidade de torque em função da regulação de velocidade. Esta chega a aproximadamente 0,5% da velocidade nominal. Apesar de ser um controle *sensorless*, não necessitando de uma realimentação do sistema, consegue-se atingir uma capacidade de torque constante em toda sua faixa de variação de velocidade, por ter uma rotina de ajuste automático voltada para o motor em uso e também por possuir um algoritmo complexo que utiliza do modelo matemático do motor para tal controle.

A Figura 9 mostra um diagrama de como é feito o controle realizado pelo inversor de frequência em questão.

Nota-se que para realizar o controle é possível modificar diversos parâmetros, como: curva de aceleração e desaceleração, limites da referência de frequência, parâmetros do motor, limite da corrente de saída, entre outros.

Observa-se que o controle é feito a partir de modulação por largura de pulso, *Pulse Width Modulation* (PWM), que ativa a entrada do circuito de potência. O sistema de controle possui também, realimentações de corrente e tensão de saída, desta forma possibilitando a realização do controle de velocidade *sensorless*.

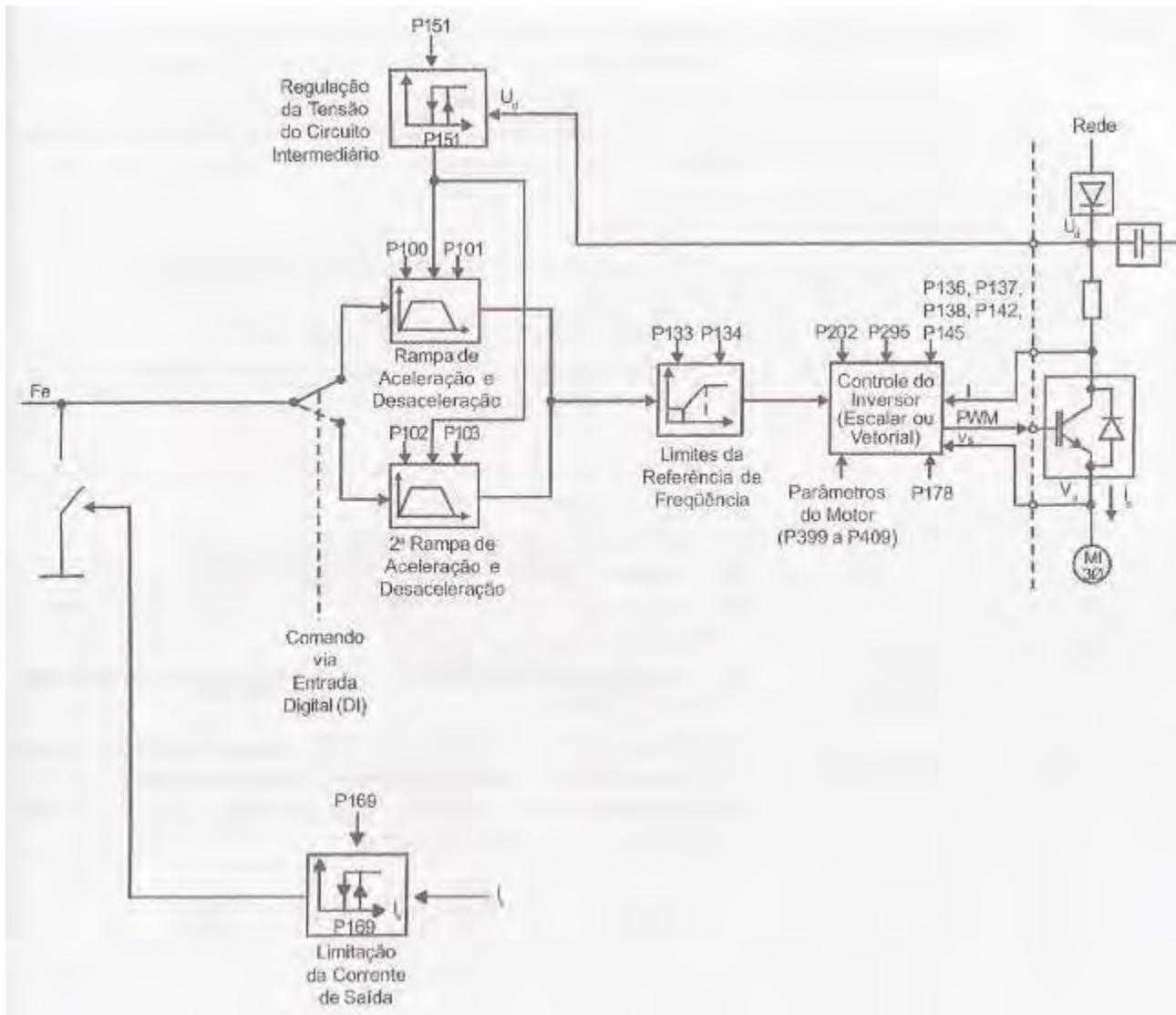


Figura 9: Diagrama de blocos do controle do inversor. (WEG, 2006).

Observando à direita do tracejado, tem-se o circuito de potência, este faz com que o sinal de comando dado pelo circuito de controle, passando por tiristores, se eleve a potência e possibilite o acionamento do motor de forma controlada.

2.2.2 Controle Vetorial

É abordado o controle vetorial, pois o inversor de frequência é utilizado neste modo de controle. Devido a este tipo de controle apresentar vantagens sobre o controle escalar, sendo elas: ter maior dinamicidade, maior precisão no controle de velocidade e conseguir operar com torques elevados em baixa rotação, optou-se por utilizar o controle vetorial.

Os métodos de controle convencionais fornecem um desempenho satisfatório em regime permanente, mas suas respostas dinâmicas possuem grandes variações entre o ajustado e o medido.

Como o objetivo do trabalho não é mostrar como é feito o controle vetorial, este será explicado de forma sucinta, podendo encontrar mais informações no trabalho de Ronconi (200?).

O objetivo do controle vetorial, também chamado de controle de campo orientado, é desacoplar duas componentes da corrente do estator: uma que dá origem ao torque e outra que fornece o fluxo do entreferro. Fornecendo deste modo um controle independente do fluxo e do torque, também se consegue obter uma característica de controle linearizada.

Para conseguir este controle, utiliza-se de modelos matemáticos com alto nível de complexidade. Monitoram-se as correntes de fase e tensões de fase da alimentação do motor, em seguida, estas variáveis são transformadas de um sistema trifásico em um sistema bifásico, sendo demonstrada pela Figura 10, esta transformação possui uma referência estacionária, chamada de transformada de Clarke.

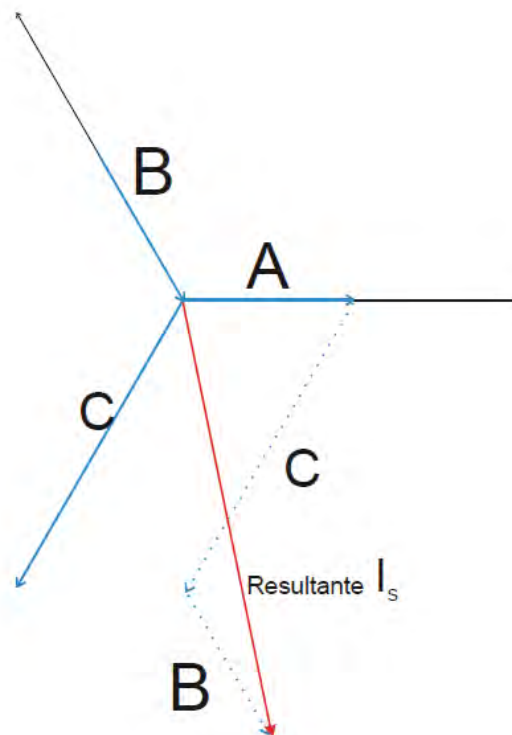


Figura 10: Fasor em um sistema bifásico. (RONCONI, 200?)

Em seguida se faz outra transformação, chamada de transformada de Park, para uma referência que gire junto com o rotor, demonstrada pela Figura 11, referência que possui um eixo chamado de quadratura e outro de eixo direto.

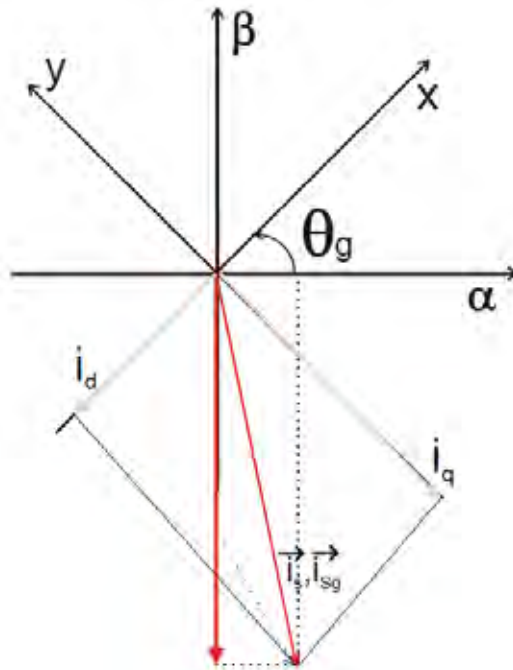


Figura 11: Decomposição fasorial. (RONCONI, 200?).

Quando se faz esta transformação, as correntes do estator, de quadratura e direta, ainda são dependentes entre si, deste modo, faz-se o desacoplamento das mesmas, através de modelamento matemático, assim conseguindo ser independentemente controladas e também linearizando o modelo das equações do motor. Logo, possibilita efetuar o controle. Feito o controle, transforma se estas variáveis novas geradas pelo controle, em um sistema trifásico, finalmente podendo se atuar no motor.

2.3 Controlador Lógico Programável

Os controladores lógicos programáveis surgiram da necessidade de melhorar a qualidade de vida dos trabalhadores e pela necessidade de se ter um controle maior dos processos de fabricação de produtos nas indústrias, garantindo assim um padrão de qualidade maior dos produtos e maior flexibilidade para atender a necessidade do mercado. Os CLPs foram originados a partir das indústrias automobilística, especificamente na *Hydronic Division* da *General Motors*, em 1968, sob a liderança do engenheiro Richard Morley. A grande variação das linhas de manufatura exigia a adequação dos circuitos de comando,

devido às dificuldades enfrentadas para se fazer uma mudança nas lógicas eletromecânica dos painéis de comando, gerava-se altos custos de tempo e dinheiro para as empresas, assim com o avanço da tecnologia, desenvolveram o CLP para sanar este problema.

O CLP é um equipamento de estado sólido, não possuindo nenhum tipo de chaveamento mecânico, podendo ser programados e reprogramados. Hoje, possuem uma vasta atuação, devido as suas vantagens como: ocupar um espaço menor, potência elétrica requerida menor, fácil manutenção, maior confiabilidade, facilidade de projeto, comunicação com outros dispositivos, flexibilidade, etc.

2.3.1 Princípio de Funcionamento.

A estrutura do CLP se resume em três etapas, sendo elas ilustradas pela Figura 12.

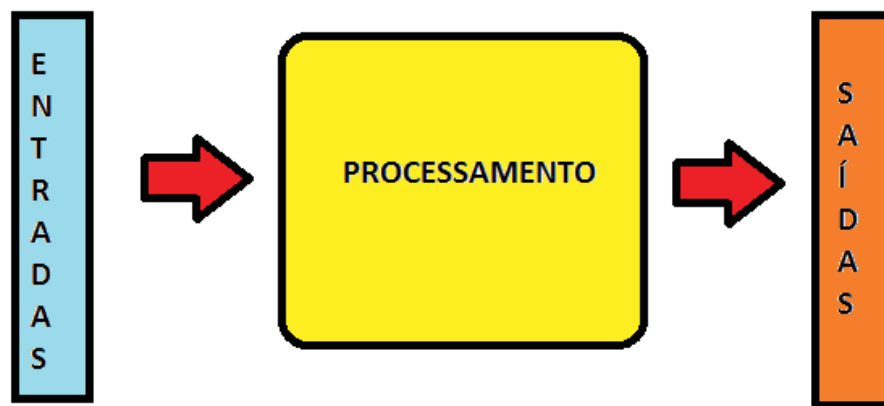


Figura 12: Estrutura do CLP.

Primeiramente o CLP lê o estado das entradas, em seguida o programa armazenado, usa as entradas para avaliação do controle lógico. Com o decorrer do programa ele atualiza os dados e por último escreve os dados nas saídas.

Este trabalho utiliza o CLP da Siemens, família Simatic, modelo S7-200, para seu desenvolvimento. Logo, são abordadas e explicadas as principais características deste modelo. O S7-200 faz a execução de tarefas repetitivamente, este ciclo de tarefas é denominado *scan cycle*.

No S7-200 o início do *scan cycle* se inicia com a leitura das entradas físicas, copiando os estados destas entradas para uma memória de registro denominada *process-image*.

Em seguida, executa o programa lógico armazenado em sua CPU, executando as instruções do programa e armazenando os valores em suas diversas áreas de memórias.

Então, processa qualquer pedido de comunicação, realizando as tarefas de comunicação requeridas.

Em seguida, executa um autodiagnóstico, assegurando que o firmware, a memória do programa e qualquer cartão de expansão estejam funcionando apropriadamente.

Por último, escreve as saídas, do mesmo modo que a entrada. Primeiramente armazenam-se os dados das saídas em uma memória de registro *process-image* e então são enviadas para as saídas físicas.

Esta execução do programa depende do modo de operação que o S7-200 está ajustado, se estiver em *Run* este executa o programa e em *Stop* o programa não é executado.

O CLP S7-200 possui ainda, algumas distinções quanto a CPU utilizada, sendo o modelo usado o 224XP, que possui 14 entradas digitais e duas analógicas, dez saídas digitais e uma analógica e duas portas de comunicação RS-485. Este modelo é caracterizado por ter uma velocidade de execução booleana de $0,22 \times 10^{-6}$ segundos/instrução. Possui uma memória de programa no modo *Run* de 12288 bytes e no modo *Stop* 16384 bytes. Tem a possibilidade de expansão utilizando os cartões de entradas, saídas analógicas ou digitais e os cartões de comunicação. A Figura 13 mostra a estrutura física do controlador lógico programável.

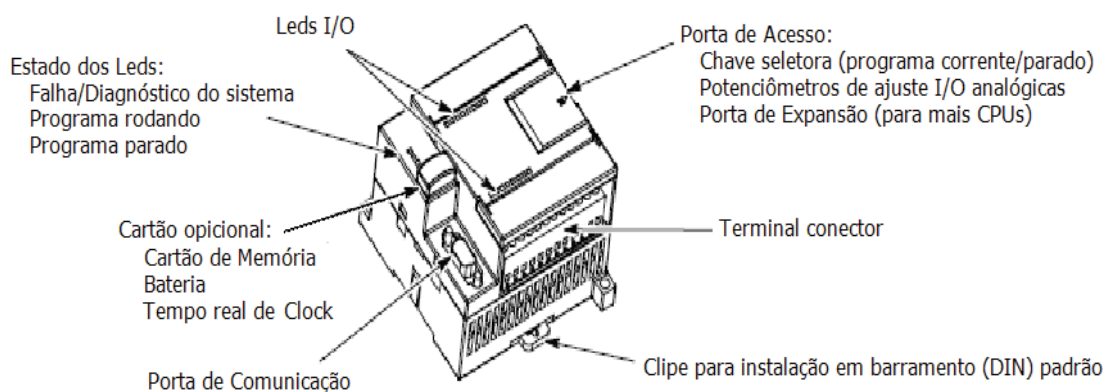


Figura 13: CLP Siemens. (SIEMENS, 2008).

É utilizado um encoder incremental para fazer a realimentação da variável a ser controlada do processo. Para conseguir realizar o controle do sistema abordado por este trabalho, o CLP deve então ser capaz de ler o sinal enviado pelo encoder, para isto, é utilizada a função de contador de alta velocidade (*high-speed counters*), onde esta é utilizada especificamente para a leitura de encoders. Pode-se escolher fazer a leitura somente de uma

fase ou de duas fases do sinal do encoder. Quando utilizado somente uma fase, podem-se ter quatro contadores a 30 kHz ou dois a 200 kHz, para duas fases, têm disponíveis três contadores a 20 kHz ou um a 100 kHz. Logo, deve-se observar a compatibilidade do número de bits por revolução do encoder e a velocidade de leitura do CLP.

O programa utilizado para programar o CLP é o *STEP-7 Micro/Win*, este possibilita realizar a programação em três tipos de linguagem, sendo elas: *Ladder*, *Function Block* e *Statement List*. As linguagens *Ladder* e *Function Block* possuem um caráter mais complexo, sendo que algumas de suas funções não são intercambiáveis entre si. O *Statement List* é uma linguagem mais simples e aceita funções de ambas as outras linguagens. O *Function Block* obedece a um padrão europeu de linguagem, dado por sua respectiva norma, logo esta linguagem é intercambiável com outros fabricantes de controladores lógicos programáveis.

2.4 Encoder

Transdutor utilizado para transformar movimentos lineares ou angulares em um sinal de possível interpretação para outro equipamento. Seu princípio de funcionamento é muito simples, baseia-se em um transmissor de luz infravermelha e seu respectivo receptor, onde o feixe de luz é cortado por uma placa, esta possui janelas de forma a deixar o feixe de luz passar ou não, estas janelas formam a máscara. O receptor interpreta os sinais recebidos de luz transformando-os em pulsos elétricos, podendo ou não ser tratados para gerar outra forma de saída. Para o encoder linear, Figura 14, o movimento medido pelo encoder é feito de forma linear e para o encoder rotativo, Figura 15, o movimento medido é feito de forma angular.

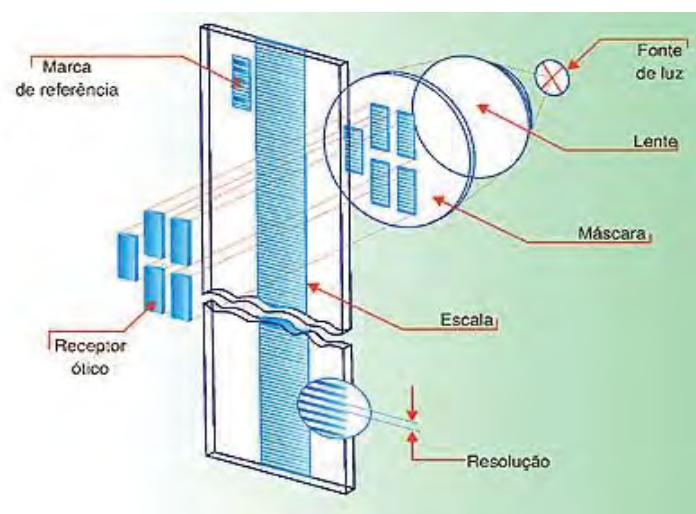


Figura 14: Princípio de funcionamento encoder linear. (EBAH, 2011)

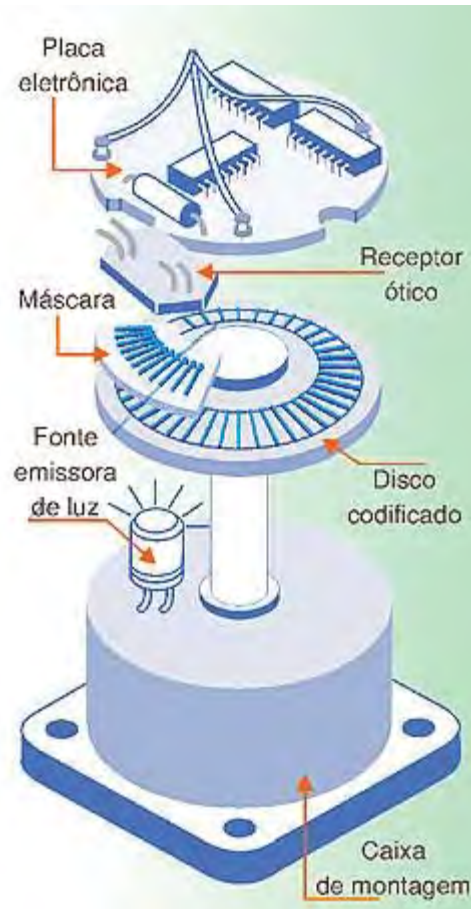


Figura 15: Princípio de funcionamento encoder rotativo. (EBAH, 2011)

Os encoders podem ser classificados como incrementais ou absolutos.

- a) Incrementais: tem como principal característica possuir um zero absoluto, isto significa que ao ligar o encoder não se sabe a exata posição indicada pelo encoder, somente ao passar pelo zero absoluto se consegue saber a posição do eixo do encoder. A Figura 16 mostra os encoders incrementais comercializados, podendo diferenciar nos tipos de eixo e de comunicação.



Figura 16: Encoder Incremental. (SICK, 2009).

Geralmente, os encoders incrementais possuem três saídas, canal A, canal B e canal Z, a Figura 17 demonstra estas três saídas, sendo o canal Z representado pela letra C. O canal Z gera um pulso com mesma fase que o canal A, este pulso é gerado somente ao passar pelo zero absoluto. O canal A gera pulsos a cada passo do encoder, onde a resolução do transdutor é dada pelo número de pulsos (passos) dividido pelo número de revolução (voltas). O canal B gera pulsos defasados de 90° do canal A, este sendo utilizado para se saber o sentido de giro do encoder, por exemplo: se a defasagem é de $+90^\circ$ o sentido de giro é horário e se a defasagem é de -90° o sentido de giro é anti-horário.

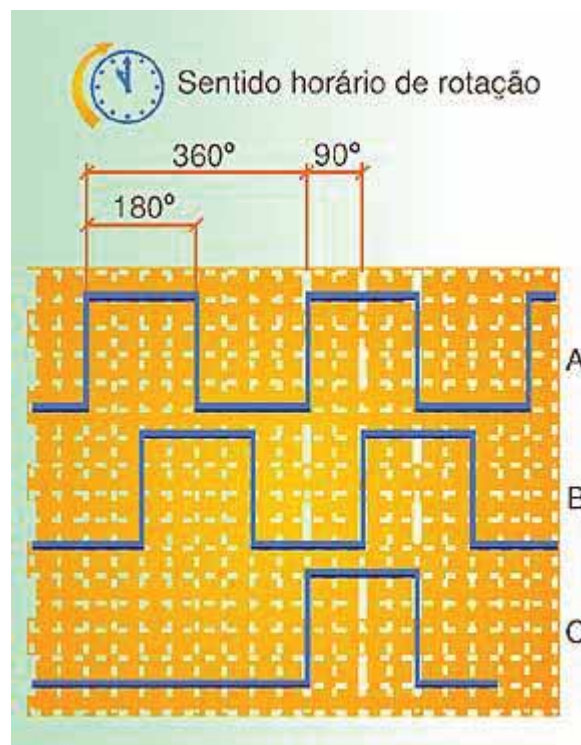


Figura 17: Representação gráfica dos sinais A, B e Z de um encoder incremental. (EBAH, 2011)

- b) Absolutos: tem como principal característica possuir para cada passo do encoder um respectivo código, assim cada passo gera um sinal diferente em sua saída. Logo, no tipo absoluto não se perde a posição ao se desligar o encoder, pois ao se ligar novamente o sinal gerado será de sua respectiva posição. O código de saída mais usual é o binário, por ser de fácil interpretação. Geralmente utiliza-se o código Gray para evitar erro de interpretação do sinal, pois este código tem como característica ser representado também em *bits* e mudar apenas um *bit* de um

número para outro, sendo que estes números devem ser sequenciais. A Figura 18 mostra diversos tipos de encoder absolutos comercializados, diferenciando em tipo de eixo e modo de comunicação.



Figura 18: Encoder Absolutos. (SICK, 2009).

A Figura 19 mostra a comparação entre o disco codificado de um encoder incremental e um encoder absoluto. Observa-se que o disco codificado do encoder incremental não possui distinção em relação a sua posição angular, enquanto o absoluto cada segmento, passo, possui um código diferente entre si.

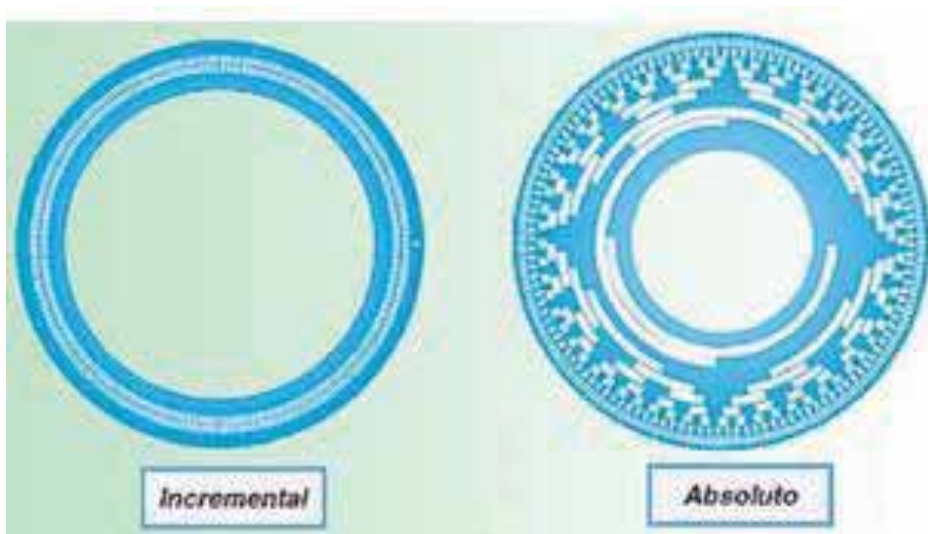


Figura 19: Comparação entre os discos dos encoders incrementais e absolutos rotativos. (EBAH, 2011)

Para a implementação deste trabalho, utilizou-se um encoder incremental rotativo multi voltas, com saída de tensão de 10 a 30 Vdc (dependendo da sua tensão de alimentação), possui canal A, B, Z e uma resolução de 500 linhas. Chegou-se a esta escolha devido à aplicação não necessitar obter a posição do eixo do encoder exatamente no momento em que se liga o sistema, sendo somente necessário fazer a contagem de quantos pulsos dados em um determinado intervalo de tempo. Outro fator que influenciou na escolha do mesmo é o custo

(valor) deste, pois comparado com o valor do encoder absoluto, o absoluto possui um custo maior.

2.5 Freio Eletromagnético

Como mencionado anteriormente, o freio magnético é um equipamento que irá realizar uma força contrária ao movimento do eixo do motor, simulando uma carga no processo, logo irá gerar um distúrbio no sistema, fazendo com que a velocidade ajustada seja diferente da velocidade real medida.

O freio magnético é constituído de um disco de material condutor elétrico, dimensionado para suportar as correntes induzidas no mesmo, onde estas correntes serão proporcionais à velocidade de giro do disco, a intensidade de campo magnético que é submetido, a área atingida pelo campo, ao número de espiras da bobina, a constante dielétrica do material utilizado e a espessura do disco. É constituído também, por um par de empacotamentos de ferro magnético silicioso, em formato de um cilindro, onde uma de suas extremidades se prende na estrutura física do equipamento, de modo a sustentar a peça perpendicularmente ao disco e em sua outra extremidade possui uma sapata centralizando o campo magnético gerado pelas correntes. Ao redor do cilindro, se encontra uma bobina formada por espiras de cobre esmaltado, onde o par de bobinas é ligado em série uma a outra, esta ligação é realizada de forma a permitir que as correntes nas duas bobinas tenham o mesmo sentido, assim as duas geram uma força contrária ao movimento do disco. (PEREIRA, 2006).

O equipamento pode ser utilizado com uma fonte de corrente contínua controlada para fechar o circuito das bobinas, permitindo a variação da corrente, indiretamente da carga aplicada ao eixo do motor.

Neste trabalho não foi possível fazer o ensaio com o freio magnético, pois este equipamento possui um custo elevado para sua aquisição. O único equipamento que o departamento de engenharia elétrica da universidade possui, ou seja, o equipamento encontrado no laboratório de máquinas elétricas, não é compatível com o motor utilizado, tornando-se proibitivo.

A Figura 20 mostra um exemplo de freio eletromagnético utilizado como material didático, este possui uma interface de comunicação, sendo possível visualizar a velocidade de giro do disco e o torque sofrido pelo eixo.



Figura 20: Freio Eletromagnético. (SCHOOLTECH EQUIPAMENTOS E SOLUÇÕES DIDÁTICAS LTDA, 2011).

2.5.1 Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento é baseado em dois tipos de forças, uma tendo uma natureza de característica dinâmica e a uma natureza de característica estática, caracterizada pela atração magnética. (PEREIRA, 2006).

No princípio dinâmico, a corrente fornecida pela fonte CC controlada gera um campo magnético que se concentra no entreferro do cilindro, como o entreferro está disposto de forma a fechar o circuito magnético pelo disco, o disco é atingido perpendicularmente por esta densidade de campo magnético. De acordo com a Lei de indução de Faraday, se o fluxo magnético, em uma superfície condutora fechada, variar com o tempo, será produzido por indução uma corrente e uma força eletromotriz no material condutor. Segundo a Lei de Lenz, o sentido desta corrente induzida é tal que o campo magnético produzido pela corrente se opõe a variação do fluxo magnético que induziu a mesma. Logo, como no sistema proposto o disco se move juntamente com o eixo do motor, mesmo que a corrente não varie, devido a ser uma fonte CC, o disco ao se mover irá fazer com que o fluxo magnético sobre o mesmo varie com o tempo, induzindo assim correntes no disco.

Para se entender o caminho percorrido por esta corrente, serão propostos dois casos:

- a) Supondo que o material condutor esteja entrando em uma área com campo magnético, conforme mostra a Figura 21, onde o campo magnético é representado pela área amarela, o material pelo quadrado azul e a força aplicada é representada pelo vetor \vec{F}_a : quando o material começa a ser inserido no campo magnético uniforme, o fluxo de campo magnético sobre o condutor aumenta, deste modo, de acordo com as Leis de Faraday e de Lenz surge uma corrente induzida gerando um campo magnético que seja oposto ao campo em que é inserido. Devido ao material não ser somente uma espira, surge turbilhões de correntes induzidas, logo utilizando a regra da mão direita, surgirá uma força magnética contrária ao movimento, representada pelo vetor \vec{F}_m . (GARCÍA, 2011)

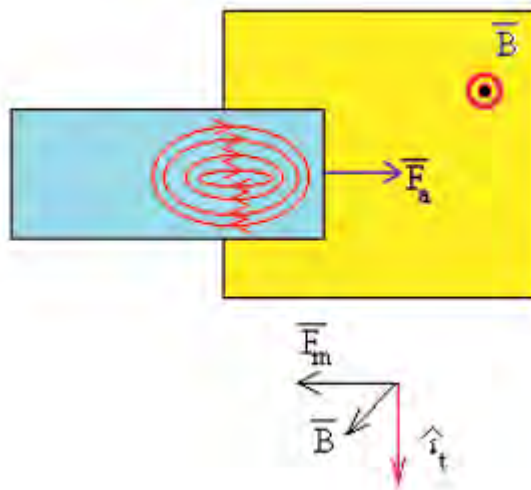


Figura 21: Material condutor entrando em uma área com campo magnético. (GARCÍA, 2011).

- b) Supondo que o material condutor esteja saindo de uma área com campo magnético, conforme mostra a Figura 22, onde o campo magnético é representado pela área amarela, o material pelo quadrado azul e a força aplicada é representada pelo vetor \vec{F}_a : ao tentar mover o material, de forma a retirá-lo sobre o efeito do campo magnético, surgirá novamente uma corrente induzida. Esta corrente se comporta de forma que seu campo magnético se opõe a variação do fluxo magnético tentando mantê-lo constante. Assim, o campo magnético gerado pela corrente tem o mesmo sentido do campo que está sobre influência. Novamente, de acordo com a regra da

mão direita, observa-se que a força magnética está no mesmo sentido que o caso anterior, representada pelo vetor \vec{F}_m . (GARCÍA, 2011).

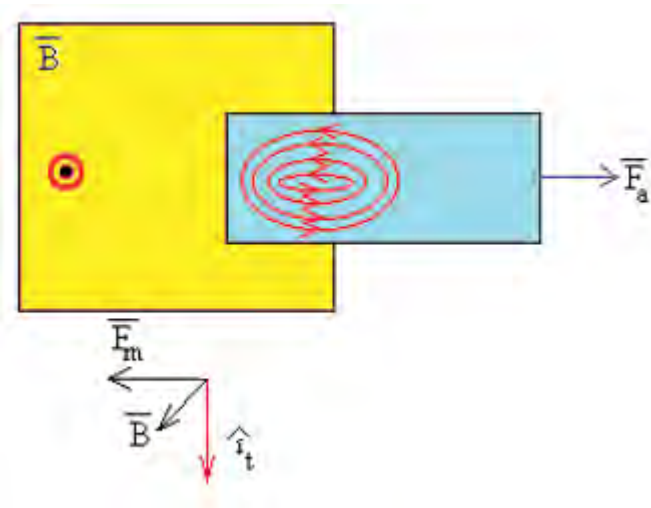


Figura 22: Material condutor saindo de uma área com campo magnético. (GARCÍA, 2011)

Portanto, nota-se que o disco do freio magnético engloba os dois casos apresentados. Nota-se também, que o caminho percorrido por estas correntes não é fácil de determinar, logo o cálculo para se encontrar a corrente induzida não é trivial, como o objetivo deste trabalho enfoca o controle do motor e o circuito do freio magnético é somente um atuador no sistema, não serão estudadas as equações do mesmo, mas podendo encontrar uma maior abordagem em Pereira (2006).

3 DESENVOLVIMENTO

3.1 Montagem da Bancada de Testes

Para a realização deste trabalho, primeiramente fez-se o levantamento do material necessário, para isto, levando em consideração os materiais e equipamentos usados no laboratório de interface e controle eletroeletrônico. Como este não possuía o sensor para se realizar a mediação de velocidade do motor, foi necessário fazer um levantamento dos dados técnicos para a compra do mesmo.

O laboratório é equipado com CLPs S7-200 da Siemens, onde as especificações técnicas variam de acordo com a CPU utilizada. Devido ao laboratório possuir diversas especificações de CPUs do mesmo modelo, procurou-se também, fazer a especificação do encoder que seja capaz de ser utilizado nas várias bancadas, ou seja, que melhor atende o laboratório e não apenas a aplicação.

Para se determinar o encoder, sabendo-se que o motor utilizado possui 4 polos, com uma velocidade máxima teórica de 1.800 rpm ou em revoluções 30 Hz e que a taxa de contagem da entrada de alta velocidade do CLP que atende a todas as CPUs utilizadas do laboratório é de 20 kHz, logo o número de linhas por revolução teórico deve ser:

$$N_L = \frac{t_{CPU}}{n} \quad [\text{linhas/revolução}] \quad (7.1)$$

Onde:

N_L : número de linhas teórico;

t_{CPU} : taxa de velocidade de leitura da entrada da CPU;

n : velocidade do motor em Hz.

Como o valor encontrado no mercado mais próximo deste valor, que não o ultrapassasse, é de 500 linhas por revolução utilizou-se deste dado para especificação e compra do equipamento. Outro fator importante para na especificação do equipamento é o modo de ser feito o acoplamento do encoder com o local a ser acoplado. Neste projeto o encoder foi acoplado diretamente ao eixo traseiro do motor, onde este possui um diâmetro de

dez milímetros e o diâmetro do eixo do encoder especificado possui oito milímetros, logo o acoplamento especificado deve suportar a entrada de eixos com estas dimensões.

Apesar de o trabalho utilizar o encoder ligado diretamente ao eixo traseiro do motor, este não possui especificação para esta ligação, assim é necessário efetuar algumas modificações para a realização da mesma.

A ventoinha utilizada para refrigeração do motor possui um encaixe para fixação no eixo, este encaixe possui um relevo de dois milímetros, este não permitindo que o acoplamento tenha espaço o suficiente para sua ligação, assim, foi necessário retirar este relevo, utilizando-se de um torno para realizar esta modificação. A Figura 23 mostra o trabalho realizado e a Figura 24 mostra a ligação do acoplamento ao eixo traseiro do motor.

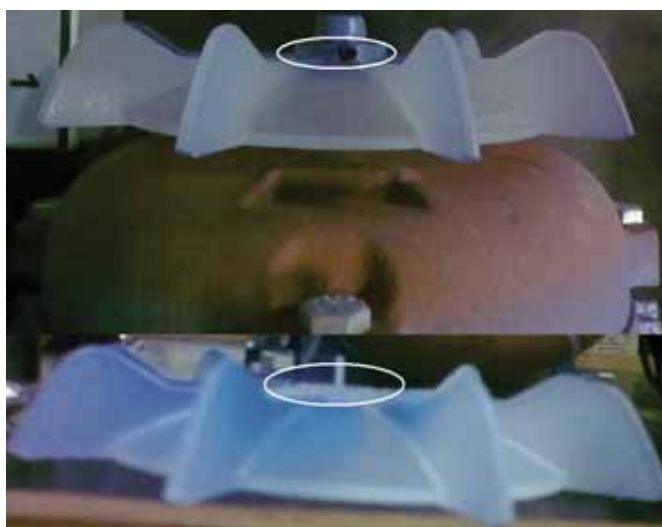


Figura 23: Modificação ventoinha.



Figura 24: Ventoinha possibilitando o encaixe do acoplamento.

Devido à retirada do encaixe da ventoinha ao eixo, o acoplamento é colocado de modo a pressionar a ventoinha, deste modo, evitando que haja o escorregamento da mesma.

A parte traseira do motor é coberta por uma tampa, onde esta também não permite realizar o acoplamento, logo foi necessário realizar uma abertura nesta tampa para se ter acesso ao eixo por fora da tampa. As Figuras 25 e 26 mostram esta modificação.



Figura 25: Corte da tampa traseira do motor.



Figura 26: Tampa encaixada no motor.

Conforme mostra a Figura 27, para a fixação do encoder se utilizaram de porcas, contra porcas, arruelas lisas, arruelas de pressão e parafusos, evitando assim, que vibrações geradas pelo movimento do motor não afrouxe esta fixação.



Figura 27: Encoder acoplado ao motor.

Para fazer as ligações do cabo de alimentação e comando do encoder, se utilizou de uma caixa de distribuição embutida tamanho 4x2, fixando esta no suporte do motor, conforme mostra a Figura 28.



Figura 28: Caixa de ligação do encoder.

Devido às bancadas possuírem chaves ligadas a todas as entradas digitais do CLP, teve-se que realizar uma modificação do painel da bancada, permitindo selecionar entre a entrada via chave e via entrada sinal do *encoder*, esta chave possibilita desconectar a chave da

entrada I0.6 e I0.7. Quando a chave de seleção estiver apontada para cima indica que a entrada para o *encoder* está conectada, quando para baixo a chave está conectada. A Figura 29 mostra a modificação realizada no painel.



Figura 29: Modificação painel da bancada.

Com as modificações realizadas, pode-se fazer a montagem do experimento proposto por este trabalho. A Figura 30 mostra o experimento montado.



Figura 30: Experimento montado.

Os equipamentos foram ligados de acordo com o diagrama elétrico apresentado no Apêndice A.

Observa-se que o CLP utiliza de sua saída analógica, sendo que esta utiliza de um sinal de 0 a 10 V_{DC}, para ativar a entrada analógica de referência de velocidade, sendo esta também uma entrada de 0 a 10 V_{DC}.

3.2 Ajustes da Bancada de Testes

Para ajustar o inversor de frequência no modo de controle desejado e o especificando para o motor utilizado, fizeram-se os ajustes dos parâmetros por meio da Interface Homem Máquina (IHM), conforme mostra a pela Tabela 1:

Tabela 1: Parametrização do inversor de frequência.

Parâmetro	Ajuste	Descrição
P000	5	Habilita Programação
P220	2	Seleciona Fonte Local/Remoto
P399	67	Rendimento Nominal do Motor
P400	220	Tensão Nominal do Motor
P401	1.44	Corrente Nominal do Motor
P402	1710	Velocidade Nominal do Motor
P403	60	Frequência Nominal do Motor
P404	2	Potência Nominal do Motor
P407	0.68	Fator de Potência Nominal do Motor
P408	1	Auto-Ajuste
P000	5	Habilita Programação
P220	1	Seleciona Fonte Local/Remoto
P222	1	Seleção da Referência de Velocidade - Situação Remota
P230	1	Seleção de Comando - Situação Remota
P235	0	Sinal de Entrada Analógica AI1
P263	9	Função da Entrada Digital DI1
P264	0	Função da Entrada Digital DI2
P265	10	Função da Entrada Digital DI3
P266	11	Função da Entrada Digital DI4

Com o ajuste dos parâmetros feitos, se fez um levantamento da resposta do inversor em relação à velocidade ajustada pelo CLP. A seguinte Tabela 2 mostra as respostas obtidas de acordo com os ajustes de velocidade determinados pelo CLP, onde o valor de 0 a 32.000, tal que este valor seja inteiro, equivale a rotação de 0 a 1.710 rpm. Obteve este valor de 0 a

32.000, pois a programação do CLP utiliza de uma palavra de um 16 *bits* para se determinar o valor da tensão de sua saída analógica.

Tabela 2: Relação da velocidade ajustado pelo CLP e o valor medido pelo encoder.

Valor saída do CLP	Velocidade [rpm]	
	Ajustado	Medido
1871	100	120
2807	150	177
3743	200	242
4678	250	295
5614	300	354
6550	350	410
7485	400	469
8421	450	522
9357	500	579
10292	550	634
11228	600	696
12164	650	749
13099	700	807
14035	750	860
14971	800	927
15906	850	976
16842	900	1037
17778	950	1094
18713	1000	1148
19649	1050	1206
20585	1100	1267
21520	1150	1315
22456	1200	1385
23392	1250	1438
24327	1300	1493
25263	1350	1550
26199	1400	1590
27135	1450	1627
28070	1500	1640

Deste modo, pode-se observar uma variação linear da resposta do inversor, mas observou-se também que a curva de ajuste com a de respostas se diferenciavam, onde a Figura 31 mostra graficamente esta diferença. Para analisar a resposta das amostras colhidas, utilizou-se o método dos mínimos quadrados para ajustar a melhor reta que se ajuste aos dados das amostras. Deste modo, foram levantadas as equações das retas (ajustada e medida), com estes dados foi feita a correção da resposta do inversor através da programação do CLP.

A Figura 32 mostra graficamente a resposta do inversor depois de calibrado. Foi necessário efetuar duas calibrações. Como a instrução do controlador PID do CLP, modifica diretamente¹ a saída analógica do mesmo, esta calibração somente será utilizada para realizar

o levantamento das constantes do controlador, pois não é possível realizar o tratamento do sinal depois da atuação da instrução PID.

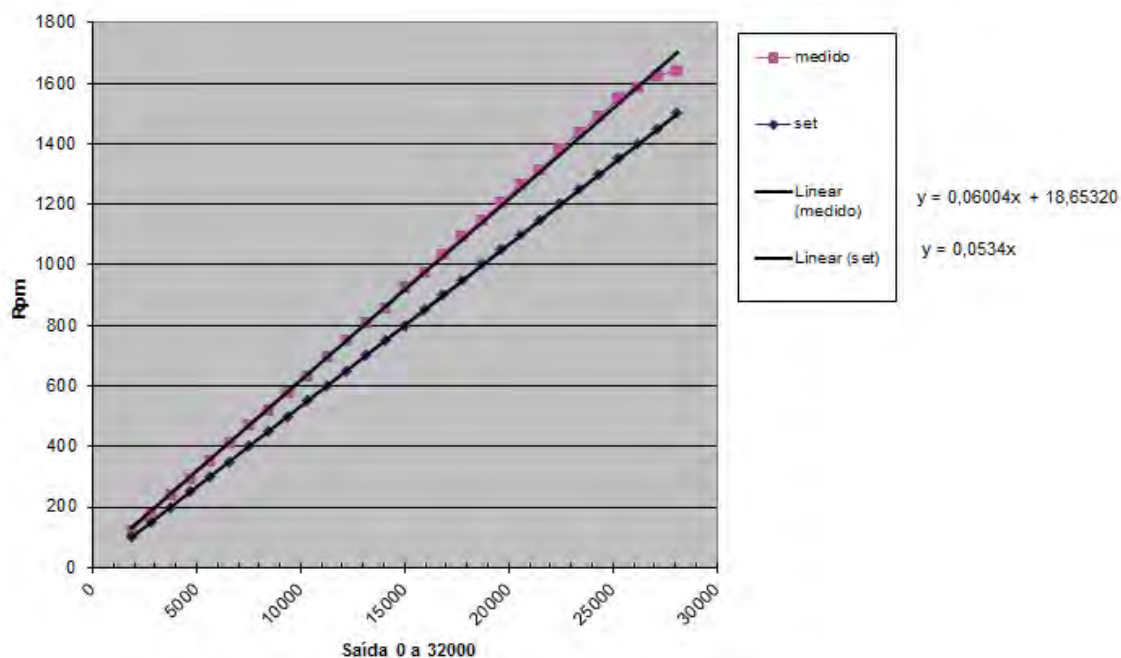


Figura 31: Relação da velocidade ajustada pelo CLP e o Valor medido sem a calibração da mesma.

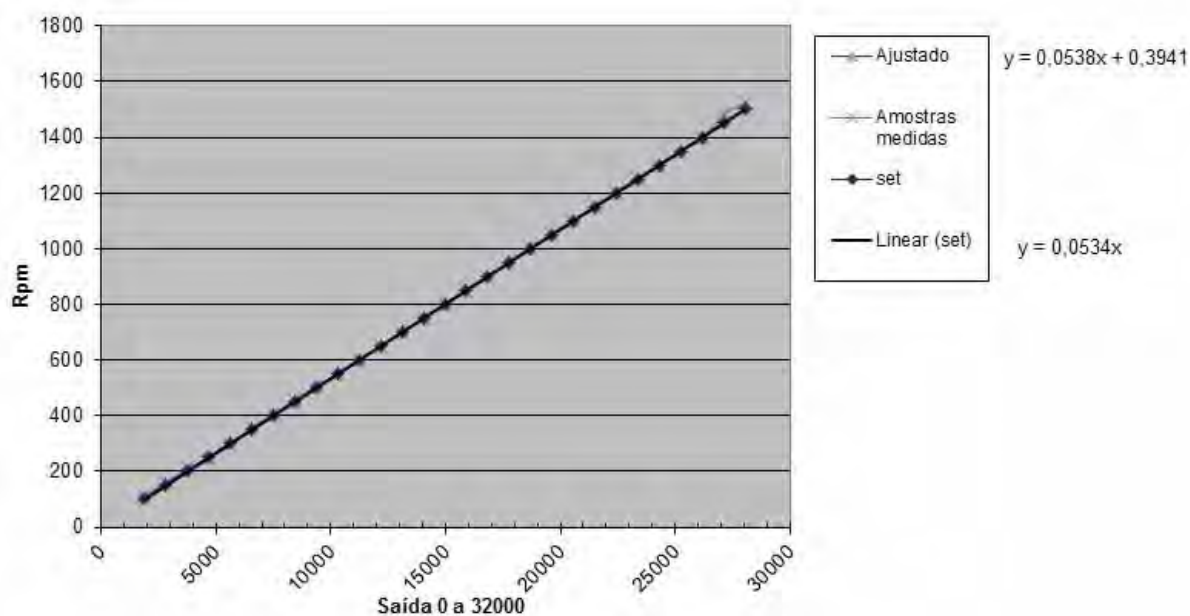


Figura 32: Relação da velocidade ajustada pelo CLP e o Valor medido depois da calibração.

¹ Exceto quando se utiliza a instrução PID de forma manual, sem a necessidade da função *wizard*, mas quando feita sem a ajuda desta função não é possível utilizar a instrução *Auto tuning Control*.

3.3 Ganhos do Controlador

3.3.1 Método da Resposta ao Salto

Para se determinar os valores das constantes proporcional, integral e derivativa, utilizou-se do método da resposta ao salto, onde este consiste em submeter o processo a uma entrada do tipo degrau para o sistema em malha aberta, se o processo responder de forma a se obter uma curva de resposta em formato em S , é feito a determinação de três parâmetros, são eles: constante de tempo dominante T , atraso aparente L e ganho integral equivalente a . A Figura 33 demonstra tal resposta.

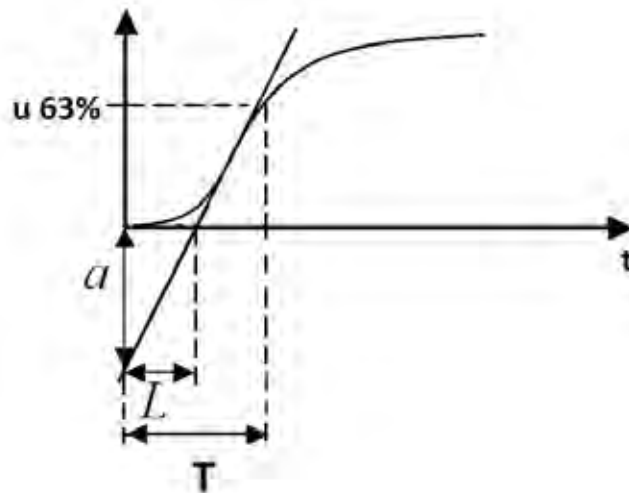


Figura 33: Definição dos ganhos para resposta ao salto. (BAZANELLA, 2005).

Para se definir ganho integral equivalente e o atraso aparente é necessário criar um sistema de coordenadas cartesianas, tendo o ponto de origem zero o início do degrau, sendo o eixo da abscissa o tempo de resposta e o eixo da ordenada o valor da variável de processo. Em seguida, deve-se traçar uma reta que tangencie o ponto da curva de derivada máxima, esta reta é então, projetada até o eixo das ordenadas, este ponto de cruzamento é o valor de a e o ponto de cruzamento com o eixo das abscissas é o valor de L . Já a constante T é definida como o tempo necessário para que a variável de processo atinja 63% do valor ajustado. (BAZANELLA, 2005).

Por fim, determinado os valores destas constantes, faz se a substituição destas na Tabela 3, onde o valor para a substituição da amplitude a é dado em porcentagem.

Tabela 3: Fórmulas de Ziegler- Nichols para o método da resposta ao salto.

TIPO DE CONTROLADOR	K	T_i	T_d
P	$1/a$	-	-
PI	$0,9/a$	$3.L$	-
PID	$1,2/a$	$2.L$	$L/2$

Ensaando a planta por este método obteve-se a resposta de saída da variável de processo mostrada pela Figura 34.

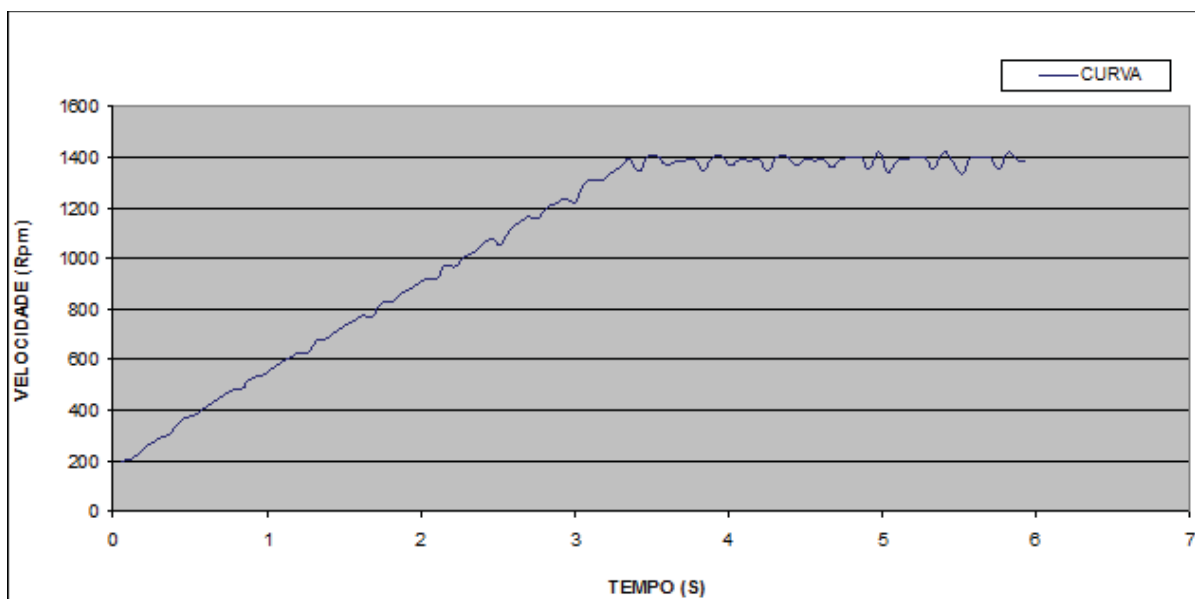


Figura 34: Resposta ao salto de 200 rpm a 1.400 rpm, inversor com rampa de aceleração de 5 segundos.

Logo, observa-se que o método utilizado não é adequado a este sistema, pois o sistema não apresenta uma curva em S de resposta, tornando o ineficiente para este.

Tendo o conhecimento de que o inversor possui parâmetros que ajustam sua velocidade de resposta em relação à referência de velocidade, parâmetros definidos por P100 a P104, a resposta obtida na Figura 32 estava com o parâmetro P100 (tempo de aceleração) ajustado para cinco segundos.

Devido à impossibilidade de desativar os parâmetros de tempo de aceleração e desaceleração ajustou-se o inversor de modo a obter uma resposta em curva S , ajustando o parâmetro P104 (rampa S) para 1, curva em 50 %, ou para 2, curva em 100 %. Assim, conseguindo utilizar o método da resposta ao salto.

Submetendo a planta a um novo salto, agora com tempo de aceleração em 5 segundos e habilitado o parâmetro de rampa S em 100 %, obteve-se a resposta mostrada na Figura 35,

traçando a reta que tangencia o ponto de derivada máxima, encontrou-se uma amplitude de $a=163,94$ rpm (sendo a velocidade máxima do motor de 1.710 rpm, logo $a=2,336145$ %) e atraso aparente $L=0,943$ s.

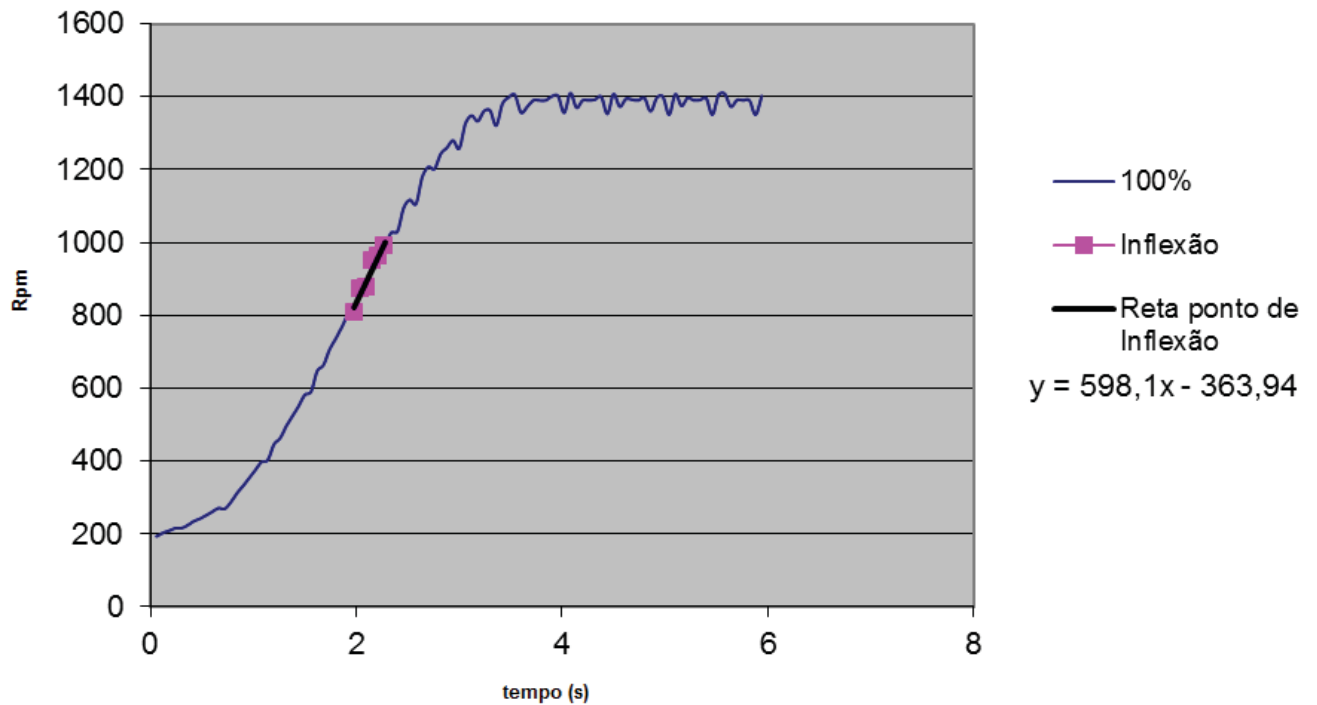


Figura 35: Resposta ao salto, rampa S em 100 %.

Aplicando as fórmulas da Tabela 3 são calculados os ganhos do PID, estes sendo mostrados pela Tabela 4.

Tabela 4: Ganhos do PID para resposta ao salto, rampa S em 100 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
P	0,428056	-	-
PI	0,38525	2,828657	-
PID	0,513667	1,885772	0,471443

Fazendo o mesmo procedimento, mas agora para o parâmetro P104 em 1, rampa S em 50 %, obteve-se a resposta mostrada graficamente pela Figura 36.

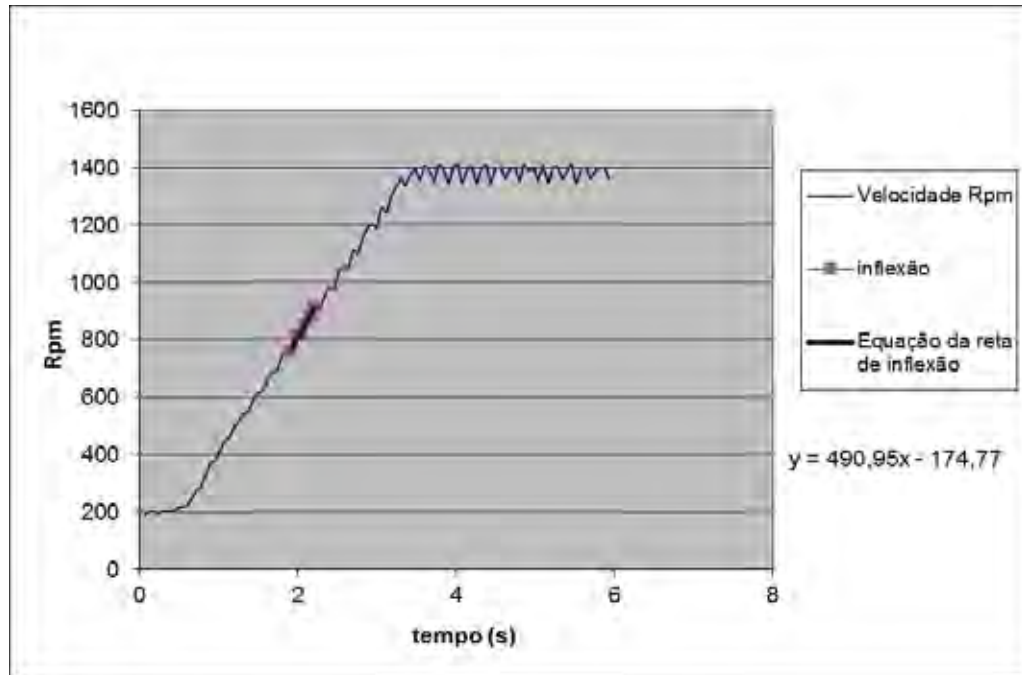


Figura 36: Resposta ao salto, rampa S em 50 %.

Do gráfico temos $a=174,77$ rpm ($a=2,490473$ %) e $L=0,355983$ s, substituindo na Tabela 3 os valores encontrados, temos os valores para as constantes do controlador representados pela Tabela 5.

Tabela 5: Ganhos do PID para resposta ao salto, rampa S em 100 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
P	0,40153	-	-
PI	0,361377	1,06795	-
PID	0,481836	0,711967	0,177992

3.3.2 Método do Ponto Crítico

Este método é aplicado em um processo operando em malha fechada, por um controle puramente proporcional, onde consiste em encontrar o menor valor para a constante proporcional, de modo que se tenha uma oscilação sustentada da resposta. Este ponto de transição para oscilação sustentada pode ser chamado de ponto crítico, o ganho encontrado neste ponto é chamado de ganho crítico (K_C) e o período de oscilação encontrado é o período crítico do processo (T_C). (BAZANELLA, 2005)

Encontrado os valores de K_C e T_C de forma similar ao método do salto, utilizam-se as fórmulas apresentadas pela Tabela 6 para se calcular os valores dos ganhos do controlador.

Tabela 6: Fórmulas de Ziegler-Nichols para o método do ponto crítico.

TIPO DE CONTROLADOR	K	T_i	T_d
P	$0,5.K_C$	-	-
PI	$0,4.K_C$	$0,8.T_C$	-
PID	$0,6.K_C$	$0,5.T_C$	$0,125.T_C$

Devido a este método não ser dependente de uma resposta típica do processo a uma determinada entrada, o método do ponto crítico pode ser aplicado a uma classe mais ampla de processos do que a resposta ao salto. (BAZANELLA, 2005)

Apesar de este método ter uma ampla atuação, a obtenção do valor dos ganhos pode se tornar um procedimento muito árduo. Pois a falta de conhecimento do processo, leva a falta de informação a fim de determinar o valor inicial do ganho e sua taxa de variação, sendo que o ganho deve ser aumentado gradativamente, podendo levar muito tempo para encontrar o ganho crítico. Também, devido a não se ter um controle da amplitude de oscilação de resposta do processo, esta característica acaba sendo um inconveniente em realizar este procedimento em área.

Para se contornar estes problemas, realiza-se o método do *bang-bang*, onde consiste em mudar o valor da variável de processo $u(t)$ de acordo com o valor do erro $e(t)$, como mostra o diagrama de blocos da Figura 37.

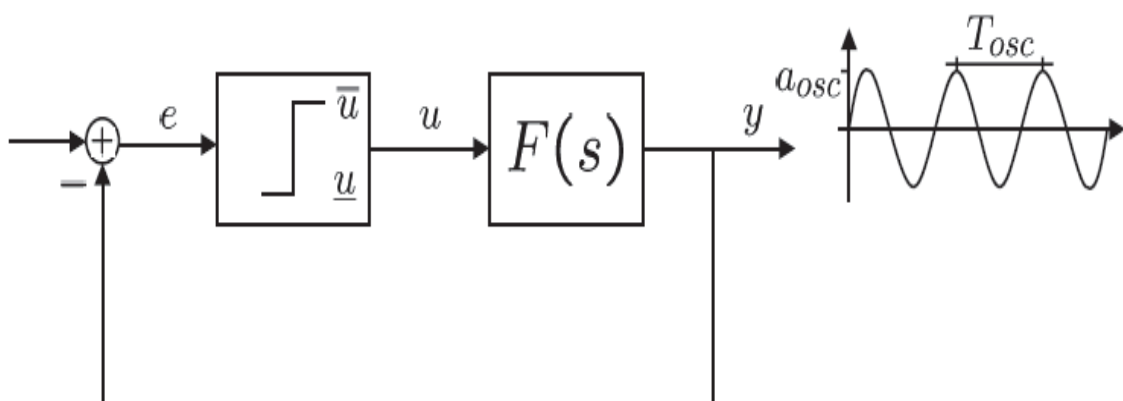


Figura 37: Controle Bang-Bang. (CAMPESTRINI, 2006).

Sendo a variável de controle representada pelo modelo matemático dado pela equação (3).

$$u(t) = \begin{cases} \bar{u} & \text{se } e(t) > 0 \\ \underline{u} & \text{se } e(t) < 0 \end{cases} \quad (3)$$

Onde a resposta do sistema a este tipo de controle apresenta uma oscilação em torno do sinal de referência, como mostrado na Figura 37. Para se realizar este método, a oscilação deve apresentar simetria entre o tempo que o sinal da variável de processo fica acima da referência e o tempo que fica abaixo da referência, nesta condição, o período de oscilação é igual ao período do ponto crítico (T_C) e o ganho crítico é calculado utilizando a equação (4). (BAZANELLA, 2005).

$$K_C = \frac{4.d}{\pi.A} \quad [\% / \text{unidade}] \quad (4)$$

Onde:

$d = \bar{u} - \underline{u}$, dado em porcentagem;

A : é a amplitude de pico-a-pico da variável de processo.

Geralmente, os processos são dotados de histereses a fim de evitar a indefinição causada para quando o erro=0 e também para se evitar os ruídos de medição presente no sistema. Para este caso, o ganho crítico é calculado pela equação (5). (BAZANELLA, 2005)

$$K_C = \frac{4.d}{\pi.\sqrt{A^2 + \varepsilon^2}} \quad [\% / \text{unidade}] \quad (5)$$

Onde ε é a faixa de histerese.

Encontrado as constantes K_C e T_C utiliza-se a Tabela 6 para se encontrar os ganhos do controlador.

Submetendo a planta a este tipo de controle com $u(t)$ variando entre $\bar{u} = 1.300$ rpm ($\bar{u}=76,02$ %) e $\underline{u}=700$ rpm ($\underline{u}=40,94$ %), considerando a faixa de histerese $\varepsilon = 200$ rpm, com o parâmetro P104 do inversor de frequência ajustado para 50 % obteve-se a resposta demonstrada pela Figura 38.

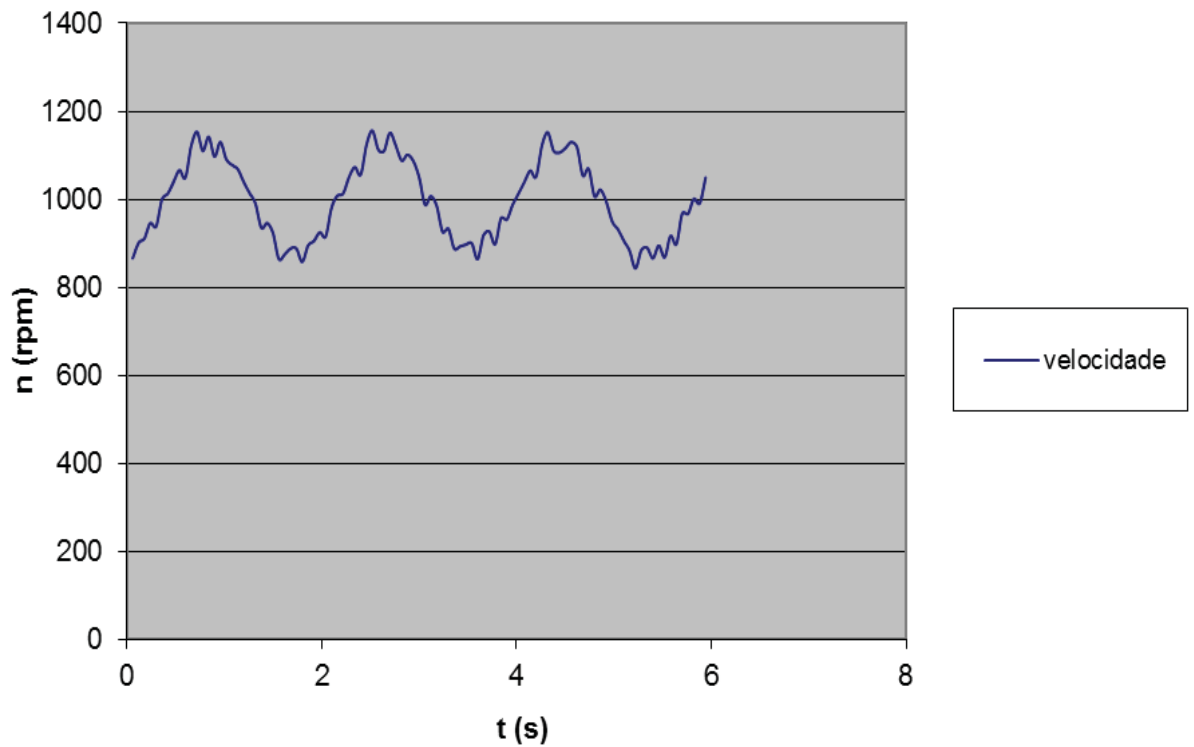


Figura 38: Controle bang-bang , rampa S em 50%

Através da resposta da variável de processo, encontraram-se o valor da amplitude $A=298$ rpm e $T_C=1,38$ s, fazendo o cálculo têm-se que $d=35,088$ % e $K_C=0,202226$ %. Substituindo as variáveis calculadas na Tabela 6, encontram-se os valores para as constantes, estas sendo representadas pela Tabela 7.

Tabela 7: Ganhos do PID para método bang-bang, rampa S em 50 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
P	0,101113	-	-
PI	0,080891	0,0248	-
PID	0,121336	0,0155	0,003875

Fazendo o mesmo ensaio para o parâmetro do inversor P104 em 100 % tem-se a resposta representada pela Figura 39.

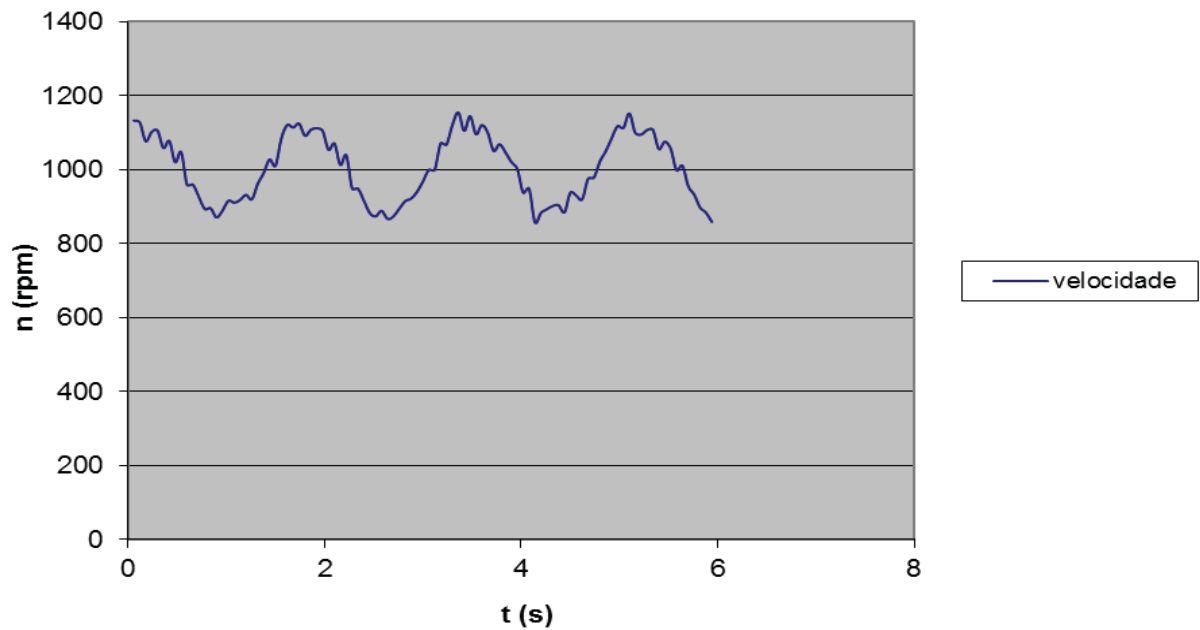


Figura 39: Controle bang-bang, rampa S em 100 %.

Analisando a resposta da variável de processo, encontraram-se o valor da amplitude $A=254$ rpm e $T_C=1,68$ s, fazendo o cálculo têm-se que $d=35,088$ % e $K_C=0,285325412$ %. Substituindo na Tabela 6 as variáveis calculadas, encontram-se os valores para as constantes, representadas pela Tabela 8.

Tabela 8: Ganhos do PID para método bang-bang, rampa S em 50 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
P	0,142662706	-	-
PI	0,114130165	0,0224	-
PID	0,171195247	0,014	0,0035

3.3.3 Auto Tuning

Para se conseguir realizar a função de *Auto-Tuning Control*, como mencionado anteriormente, deve-se realizar o controle PID através da função *wizard* do programa *STEP-7 Micro/Win*. Através da ferramenta *PID Tune Control Panel*, fez-se o levantamento automático dos ganhos do controlador. Esta ferramenta possui meios para que se faça a escolha de que tipo de controlador se deseja (P, PI ou PID).

Para se realizar um controle do tipo P deve se ajustar os valores das constantes de tempo T_i em um valor infinito (INF) e T_d para zero (0.0). Para controle PI deve se ajustar T_d para zero (0.0). A ferramenta também possibilita escolher o valor da amplitude do ruído e da histerese, sendo que a histerese deve ser quatro vezes o valor do ruído, caso contrário gera um aviso de erro de ajuste. Além disso, possibilita escolher o tipo de controle, se subamortecido, amortecido, muito amortecido ou superamortecido.

Para que a função *auto tuning* seja realizada, o sistema deve-se encontrar em regime permanente e estável, esta função baseia no princípio de *relay feedback* sugerido por K. J. Åström and T. Hägglund em 1984 (Siemens, 2008). Que consiste no controle pelo método do ponto crítico.

Fazendo o ajuste automático dado pela ferramenta do programa *STEP-7 Micro/Win*, utilizando os mesmos parâmetros utilizados anteriormente, como histerese $\varepsilon = 200$ rpm, $r(t) = 1.000$ rpm e degrau $u(t) = 17,54$ %. A seguir, têm-se alguns dos ganhos para o controlador PID, fazendo a distinção para cada tipo de resposta ajustada (*fast*, *médium*, *slow* e *very slow*, sendo esta classificação de amortecido a superamortecido).

- *Fast*

Tabela 9: Ganhos do PID para método auto-tuning, rampa S em 50 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
PI	2,181263	0,0212111	-
PID	2,572643	0,0141666	0,003541665

Nota-se que para a resposta em *fast* possui somente os valores dos ganhos para rampa de aceleração S em 50 %, isto ocorre, pois a simulação de todos os casos possíveis não ser o objetivo do trabalho.

- *Medium*

Tabela 10: Ganhos do PID para método auto-tuning, rampa S em 50 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
PI	0,9147534	0,0239777	-
PID	1,54847	0,0116666	0,00291666

Tabela 11: Ganhos do PID para método auto-tuning, rampa S em 100 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
P	1,2218221	-	-
PI	0,9210078	0,0244388	-
PID	0,9794872	0,0138888	0,003472221

- *Slow*

Tabela 12: Ganhos do PID para método auto-tuning, rampa S em 50 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
PI	0,7188281	0,02259444	-
PID	0,8221798	0,0133333	0,003333332

Tabela 13: Ganhos do PID para método auto-tuning, rampa S em 100 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
PI	0,3675812	0,02489999	-
PID	0,546175	0,01527777	0,003819443

- *Very Slow*

Tabela 14: Ganhos do PID para método auto-tuning, rampa S em 50 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
PI	0,3011294	0,0239777	-
PID	0,3402231	0,0130555	0,00326388

Tabela 15: Ganhos do PID para método auto-tuning, rampa S em 100 %.

TIPO DE CONTROLADOR	K (%/rpm)	T_i (s)	T_d (s)
PI	0,1668815	0,02259444	-
PID	0,2531022	0,0133333	0,0033332

Nota-se que as Tabelas 9, 10, 12, 13, 14 e 15 não apresentam valores das constantes de ganho do controlador do tipo P, isto ocorreu devido a função de *auto-tuning* do programa *STEP-7 Micro/Win*, levar um tempo de no máximo duas horas para se encontrar o valor das constantes, sendo este um tempo inviável de espera para o objetivo do trabalho, logo tomou-

se como referência o tempo de dois minutos para que o programa encontrasse o valor da constante.

4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

O processo é submetido a uma entrada do tipo degrau, indo de $r(t)=200$ rpm a $r(t)=1.400$ rpm, deste modo, são analisadas as respostas do sistema para alguns valores de ganhos encontrados.

Para os ganhos encontrados através do método da resposta ao salto, o sistema se comportou da seguinte maneira.

4.1 Método de Resposta ao Salto:

- Controlador P:

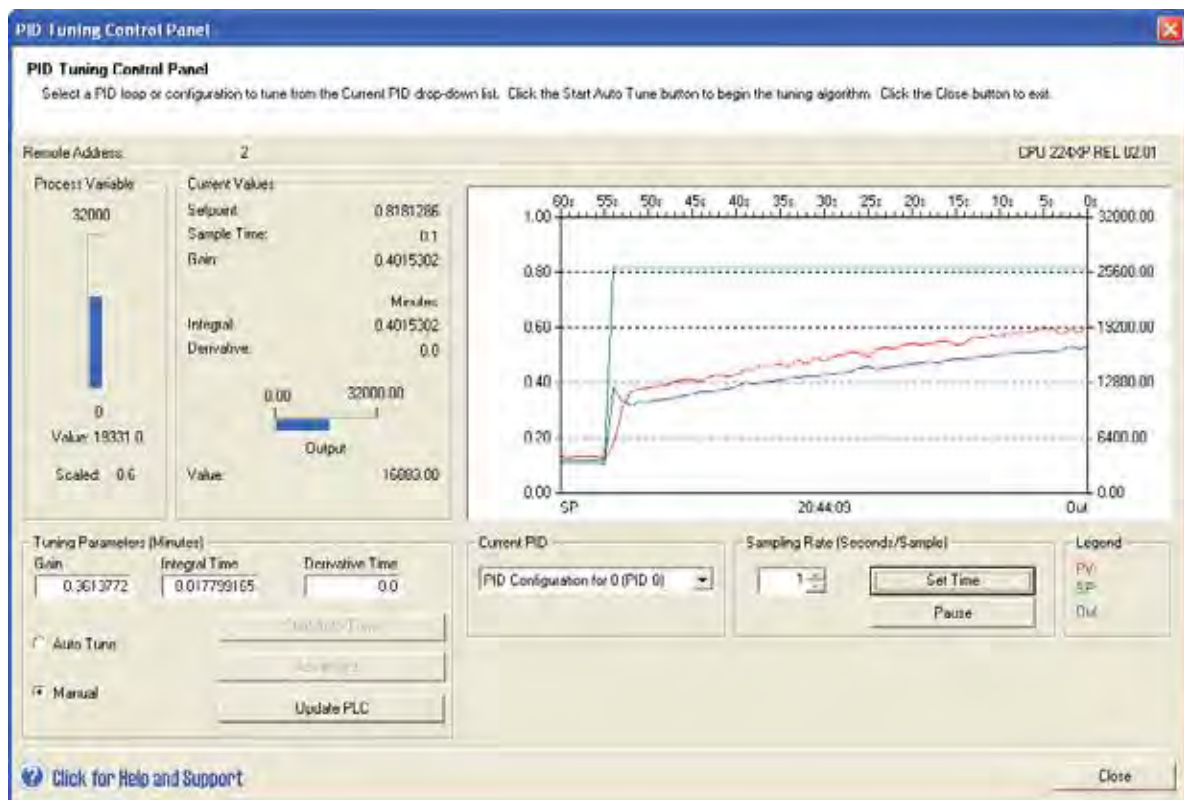


Figura 40: controlador P, inversor de frequência com ajuste rampa S em 50 %.

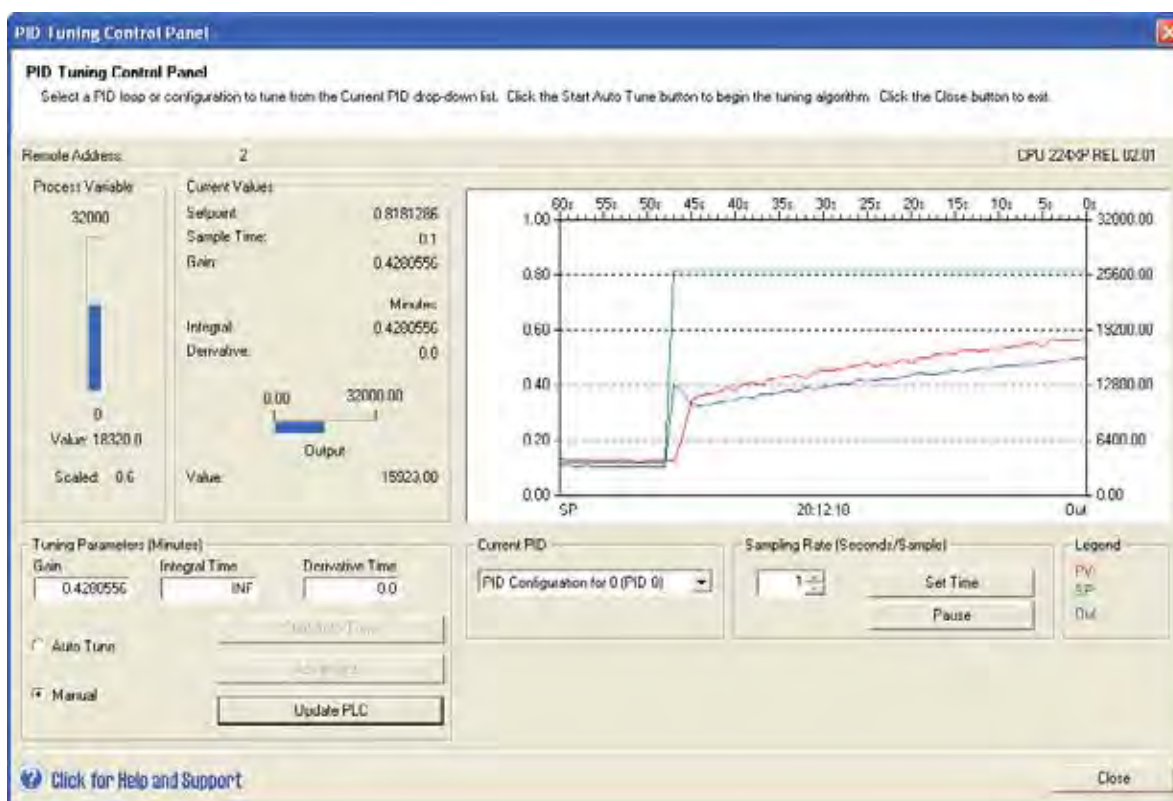


Figura 41: Controlador P, inversor de frequência com ajuste rampa S em 100 %.

- Controlador PI:

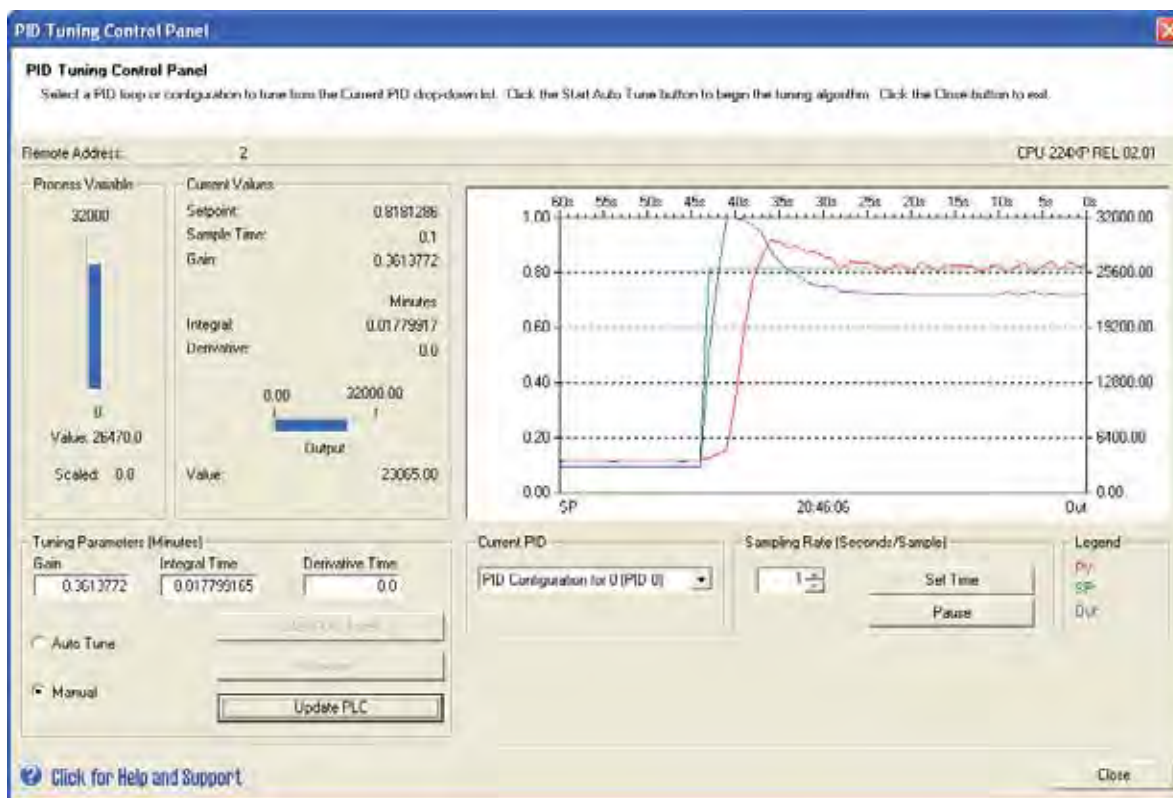


Figura 42: Controlador PI, inversor de frequência com ajuste rampa S em 50 %

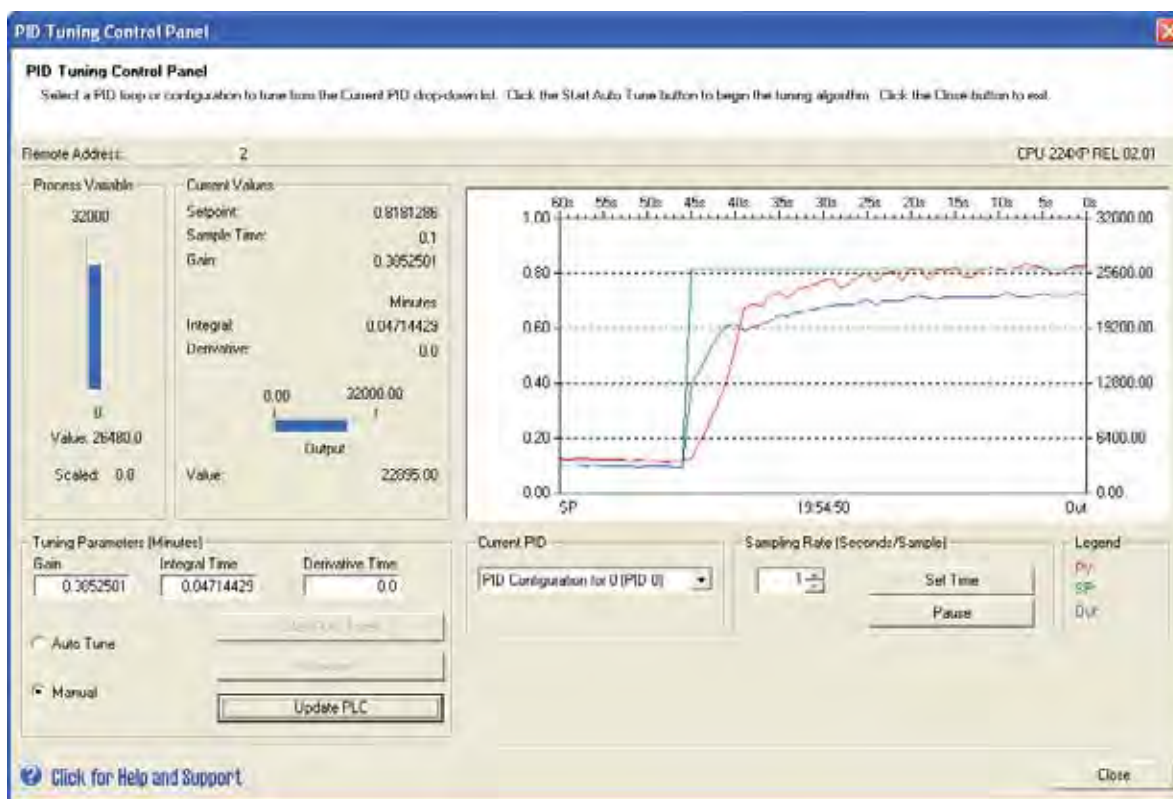


Figura 43: Controlador PI, inversor de frequência com ajuste rampa S em 100 %.

- Controlador PID:

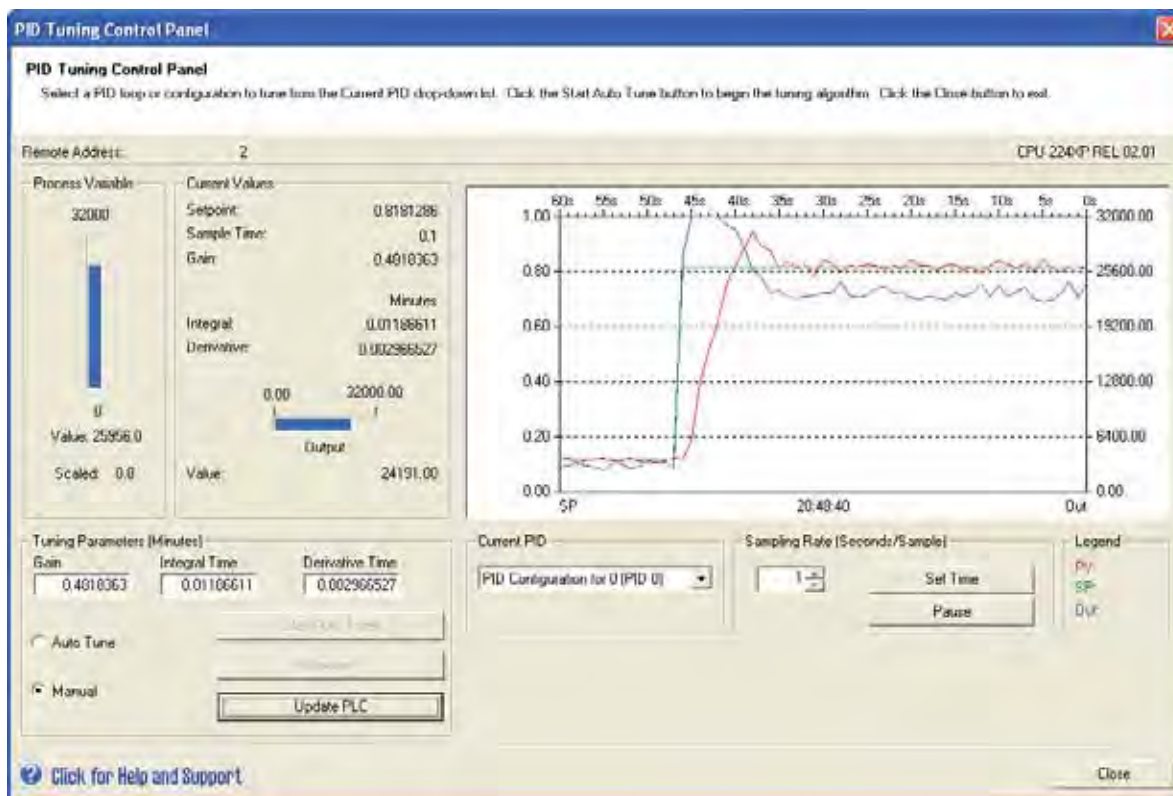


Figura 44: Controlador PID, inversor de frequência com ajuste rampa S em 50 %.

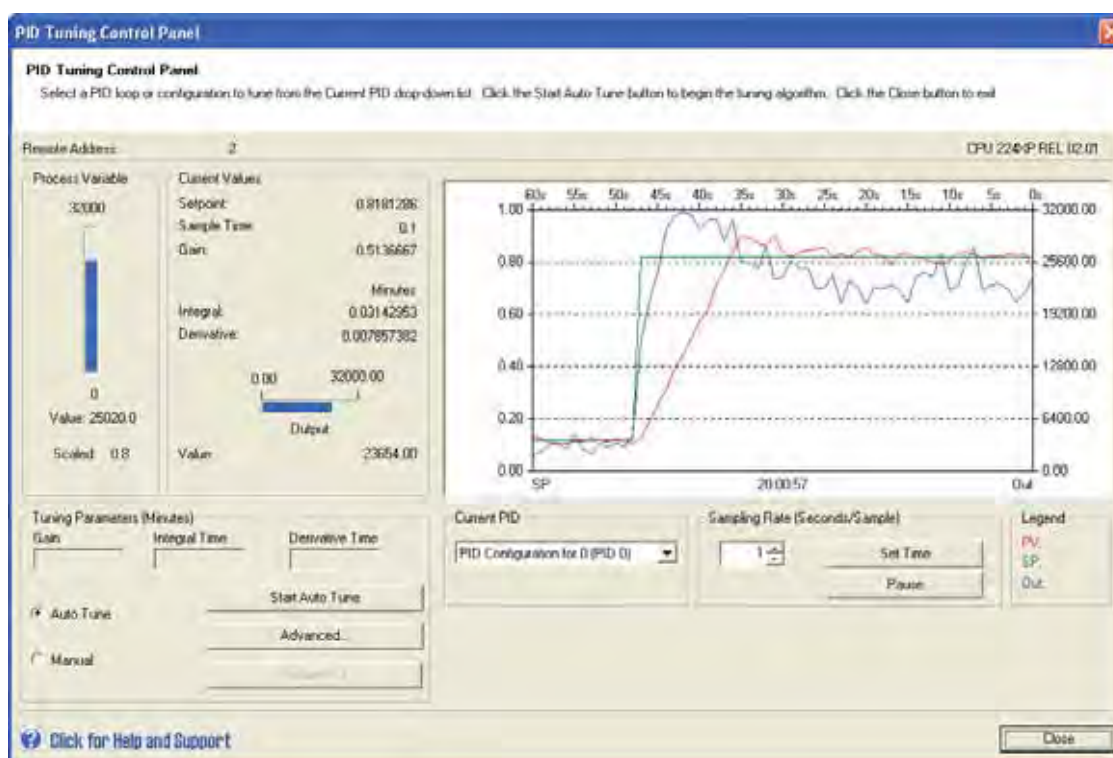


Figura 45: Controlador PID, inversor de frequência com ajuste rampa S em 100 %.

4.2 Método do ponto crítico

- Controlador P

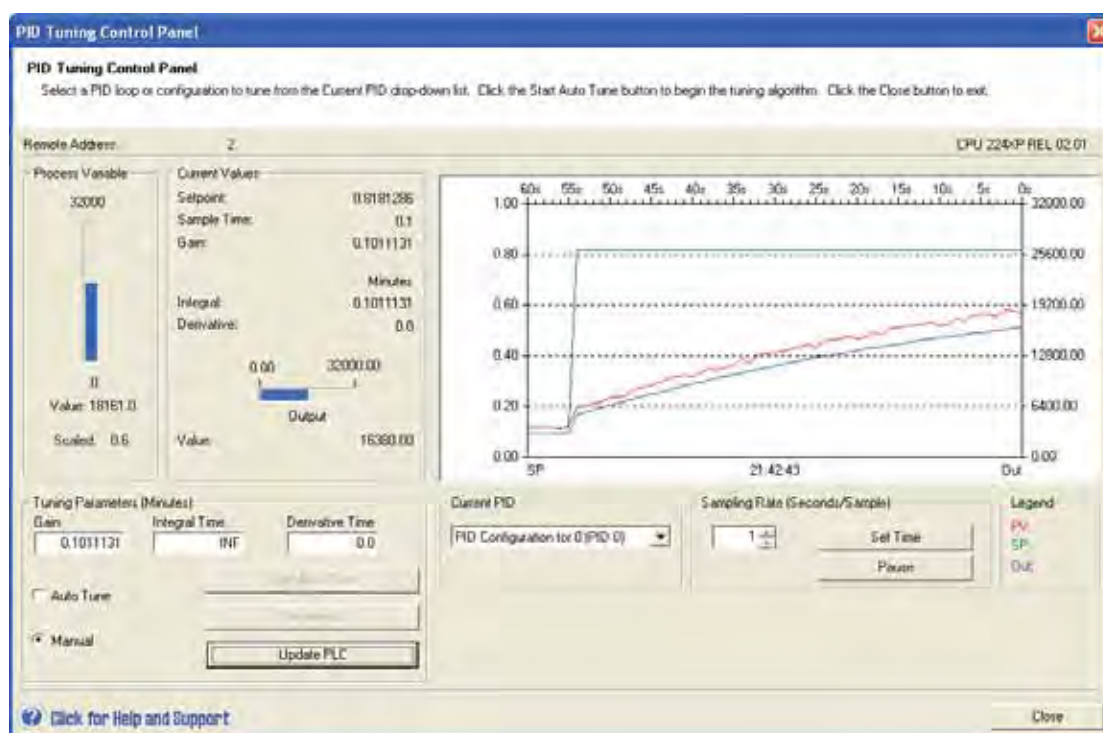


Figura 46: Controlador P, inversor de frequência ajuste de rampa em 50 %.

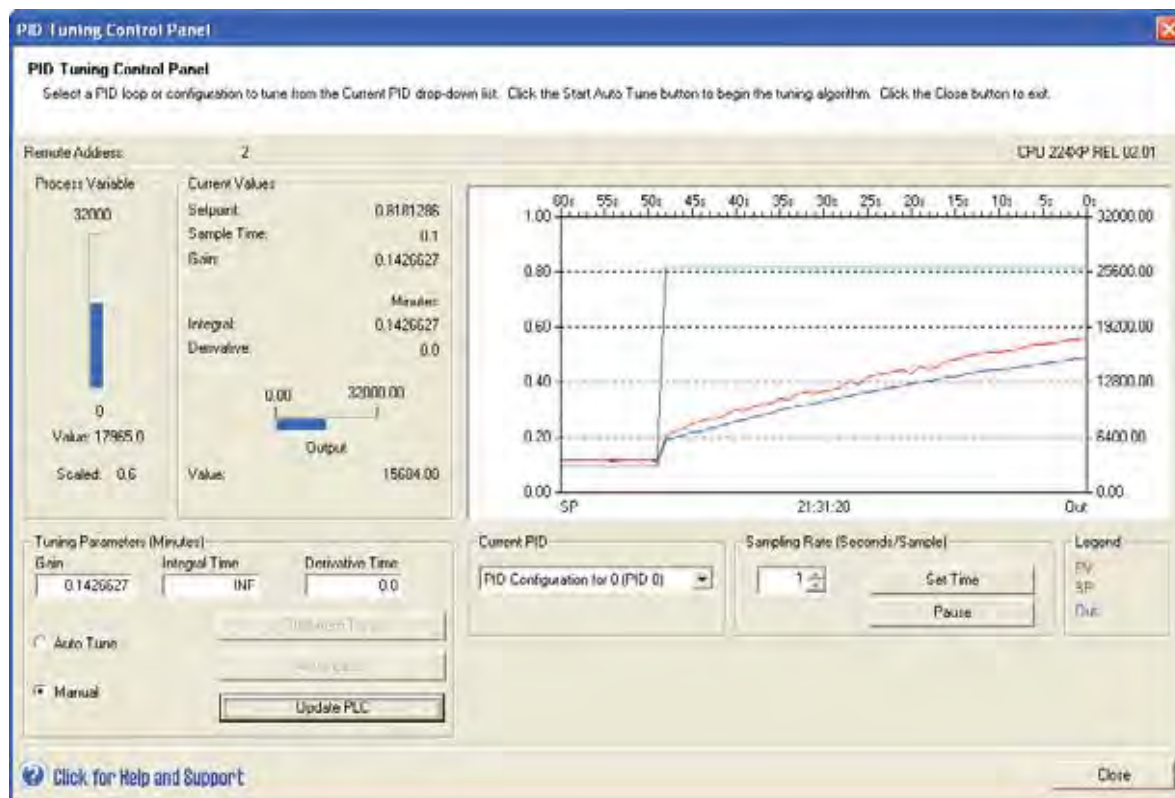


Figura 47: Controlador P, inversor de frequência ajuste de rampa em 100 %.

- Controlador PI

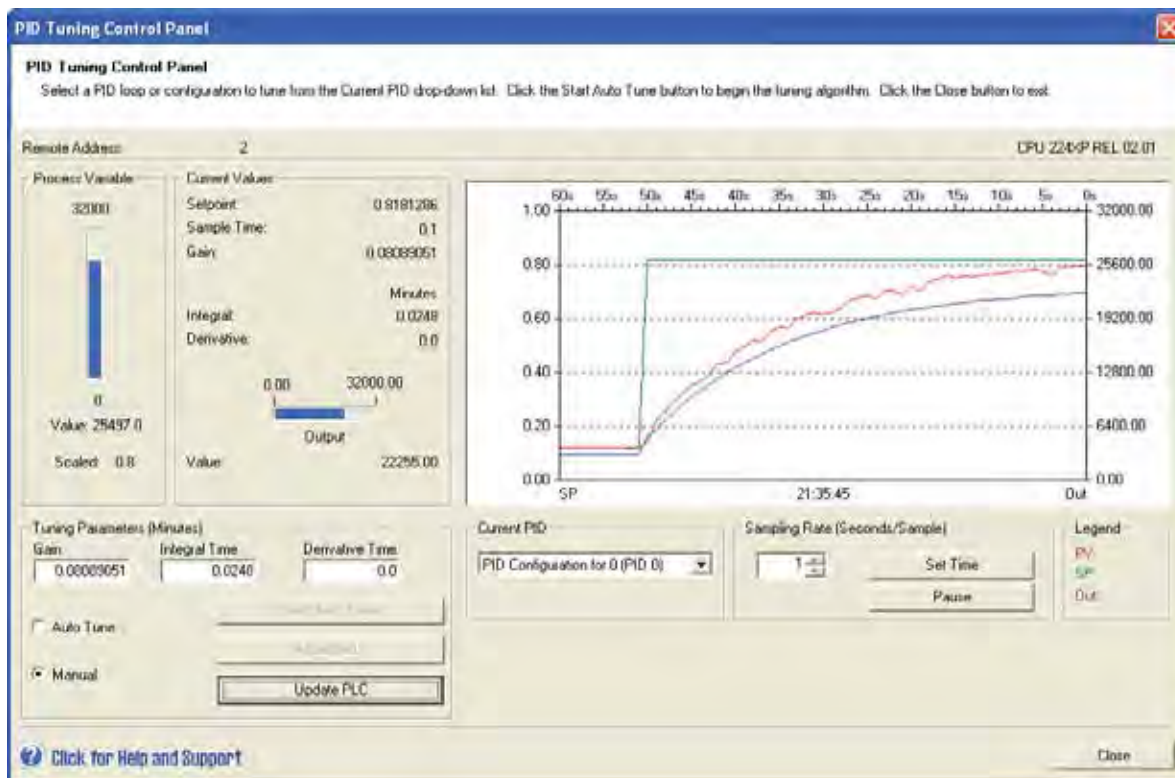


Figura 48: Controlador PI, inversor de frequência ajuste de rampa em 50 %.

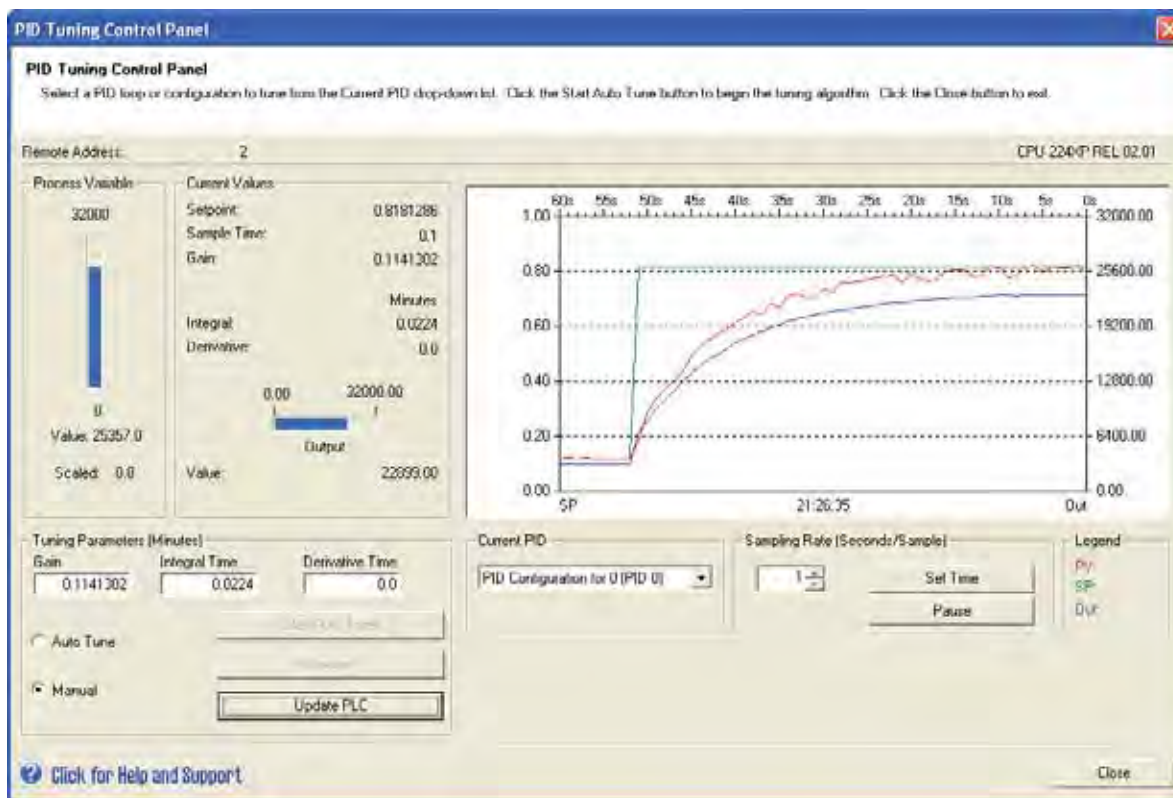


Figura 49: Controlador PI, inversor de frequência ajuste de rampa em 100 %.

- Controlador PID

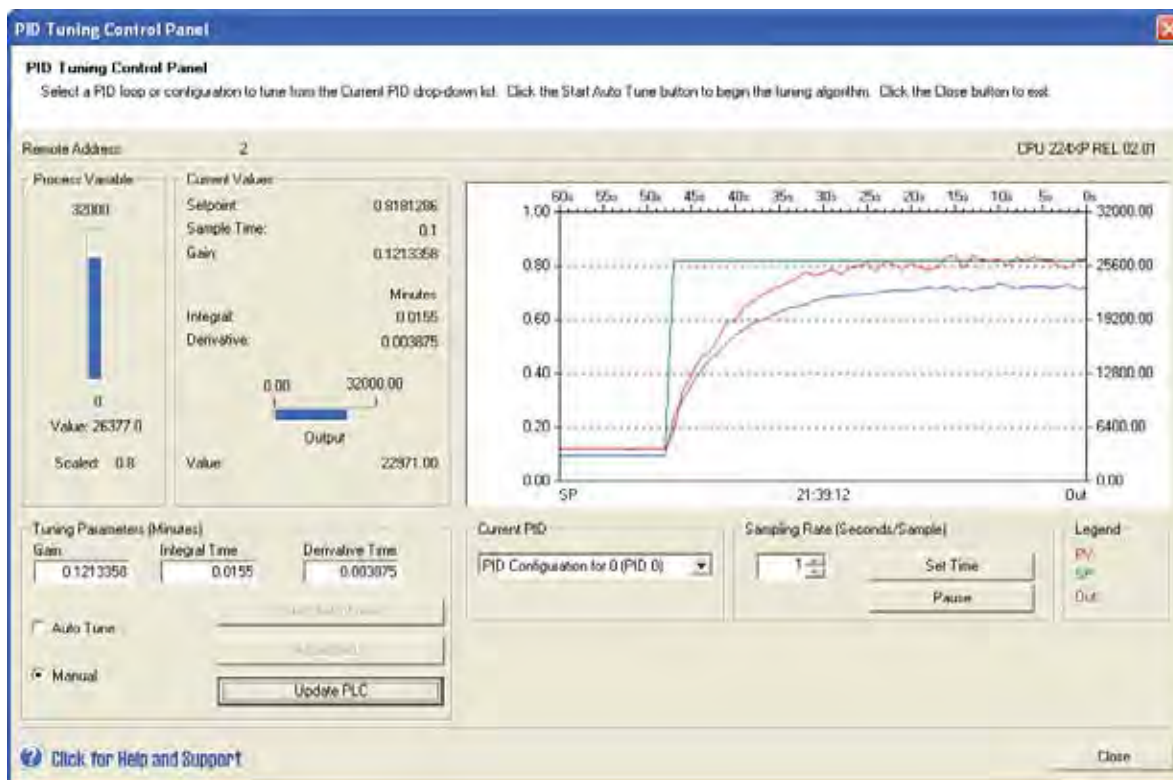


Figura 50: Controlador PID, inversor de frequência ajuste de rampa em 50 %.

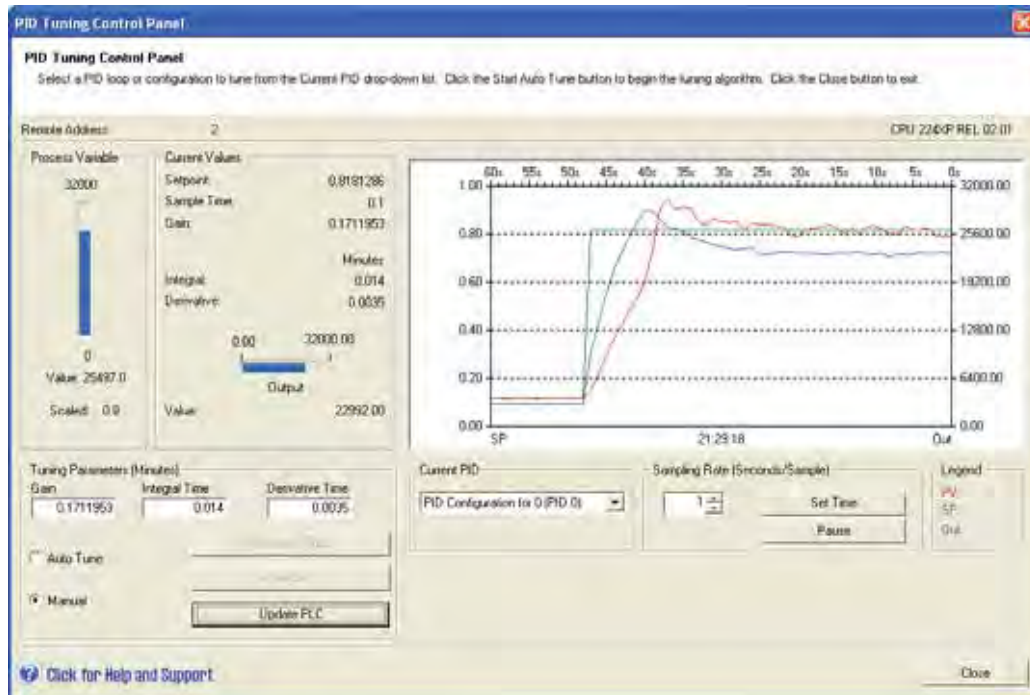


Figura 51: Controlador PID, inversor de frequência ajuste de rampa em 100 %.

4.3 Auto Tuning

São somente analisadas as respostas do sistema de alguns casos, de modo a possibilitar a realizar a análise.

- Ajuste em *Medium*: Controlador PI

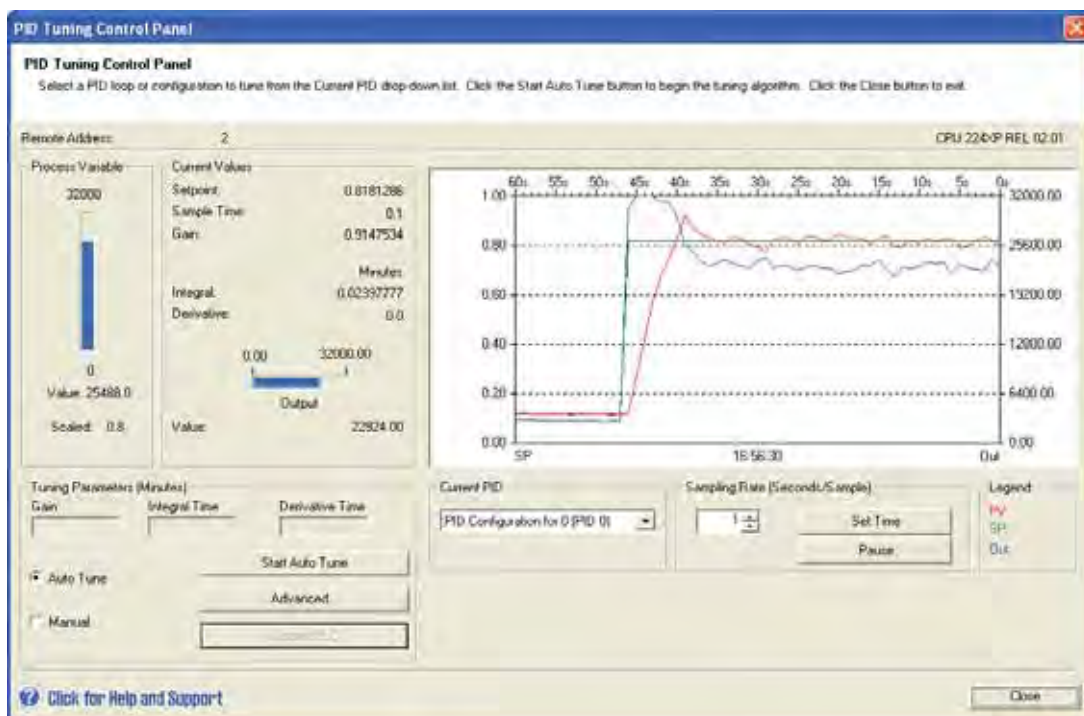


Figura 52: Controlador PI, inversor de frequência ajuste de rampa em 50 %.

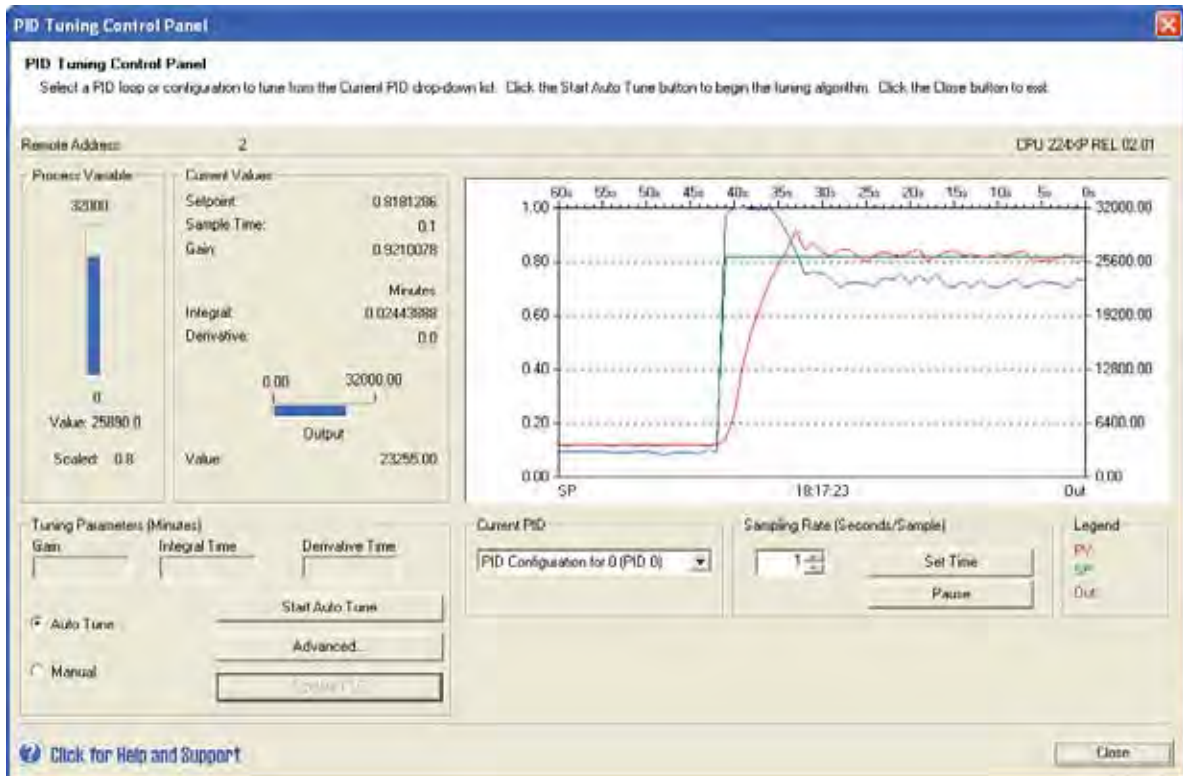


Figura 53: Controlador PI, inversor de frequência ajuste de rampa em 100 %.

- Ajuste em *Medium*: Controlador PID

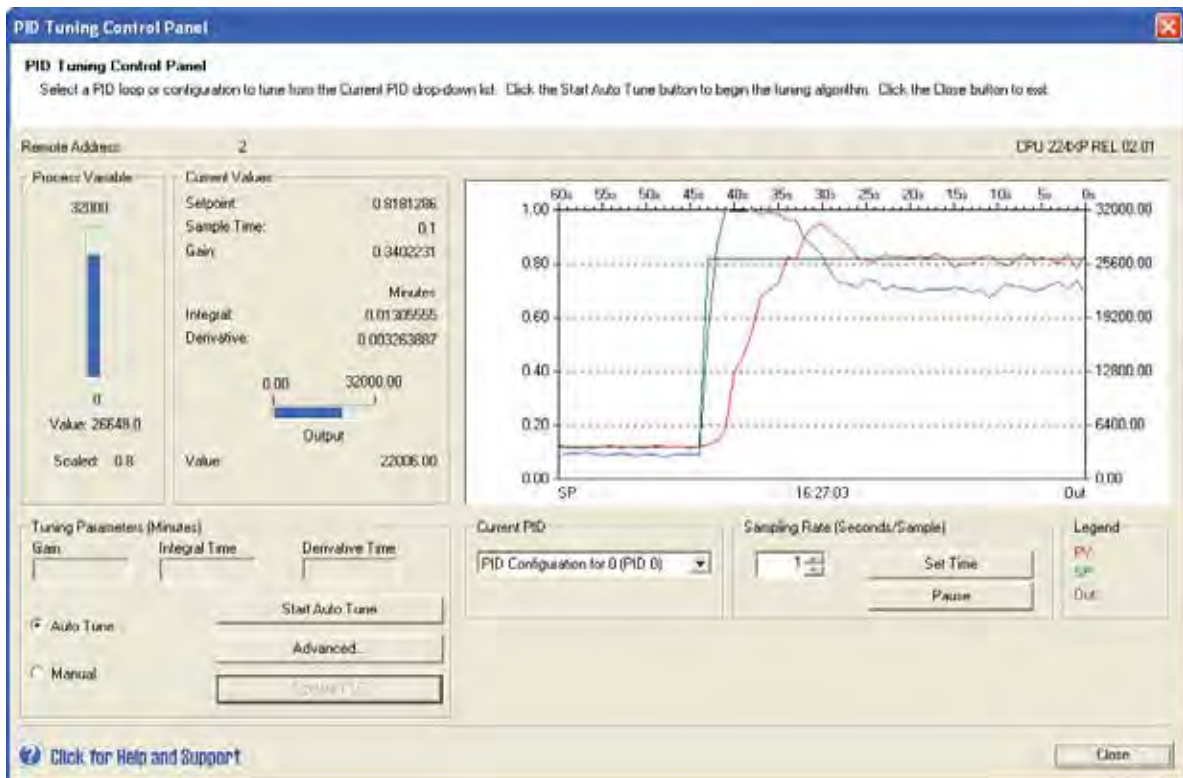


Figura 54: Controlador PID, inversor de frequência ajuste de rampa em 50 %.

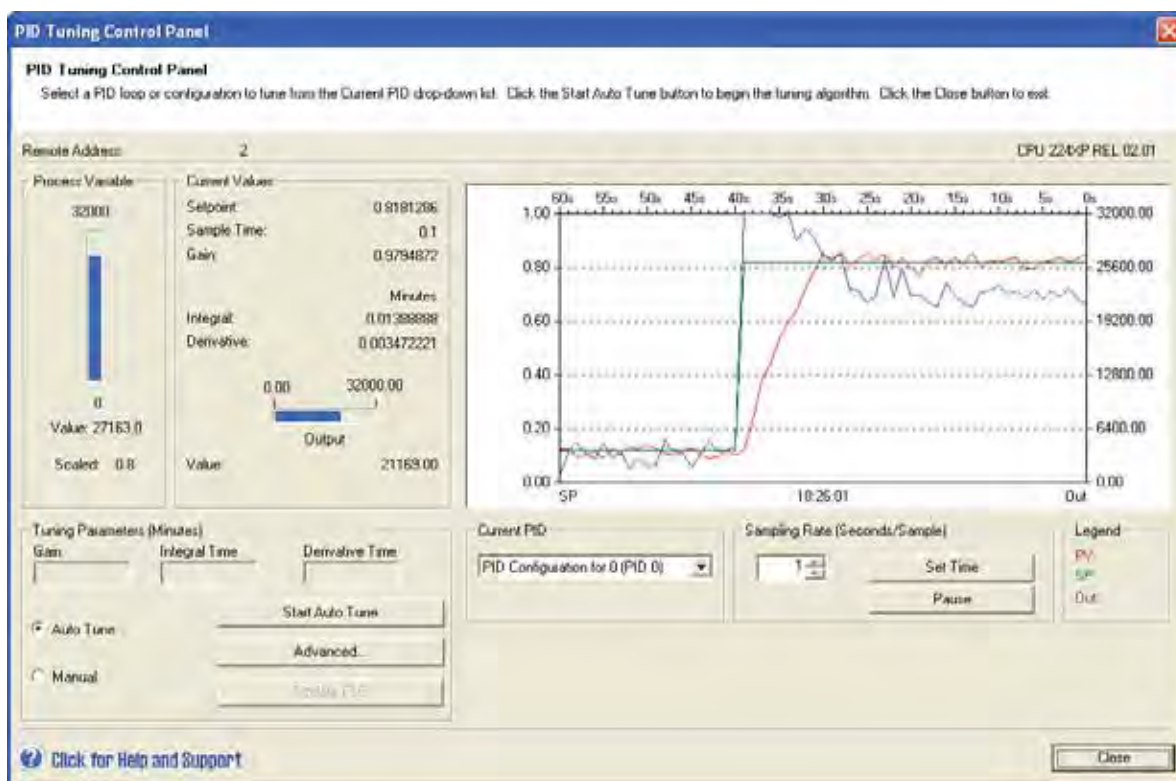


Figura 55: Controlador PID, inversor de frequência ajuste de rampa em 100 %.

- Ajuste em *Very Slow*: Controlador PI

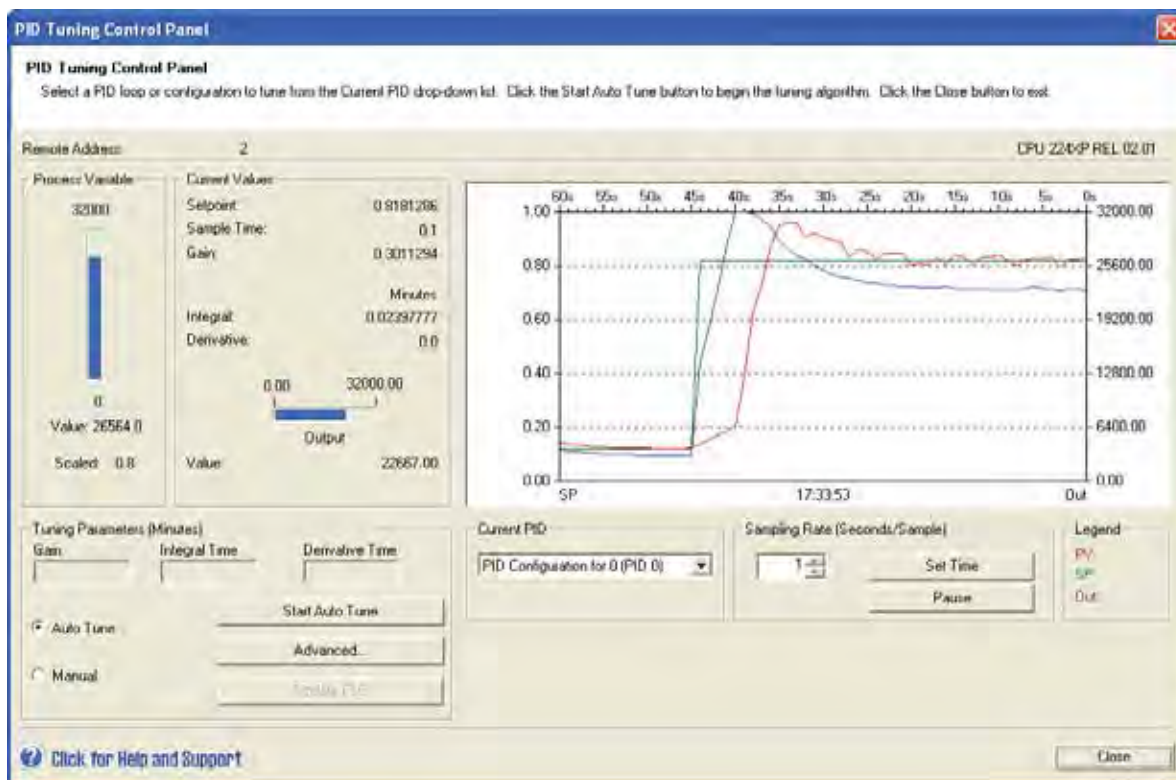


Figura 56: Controlador PI, inversor de frequência ajuste de rampa em 50 %.

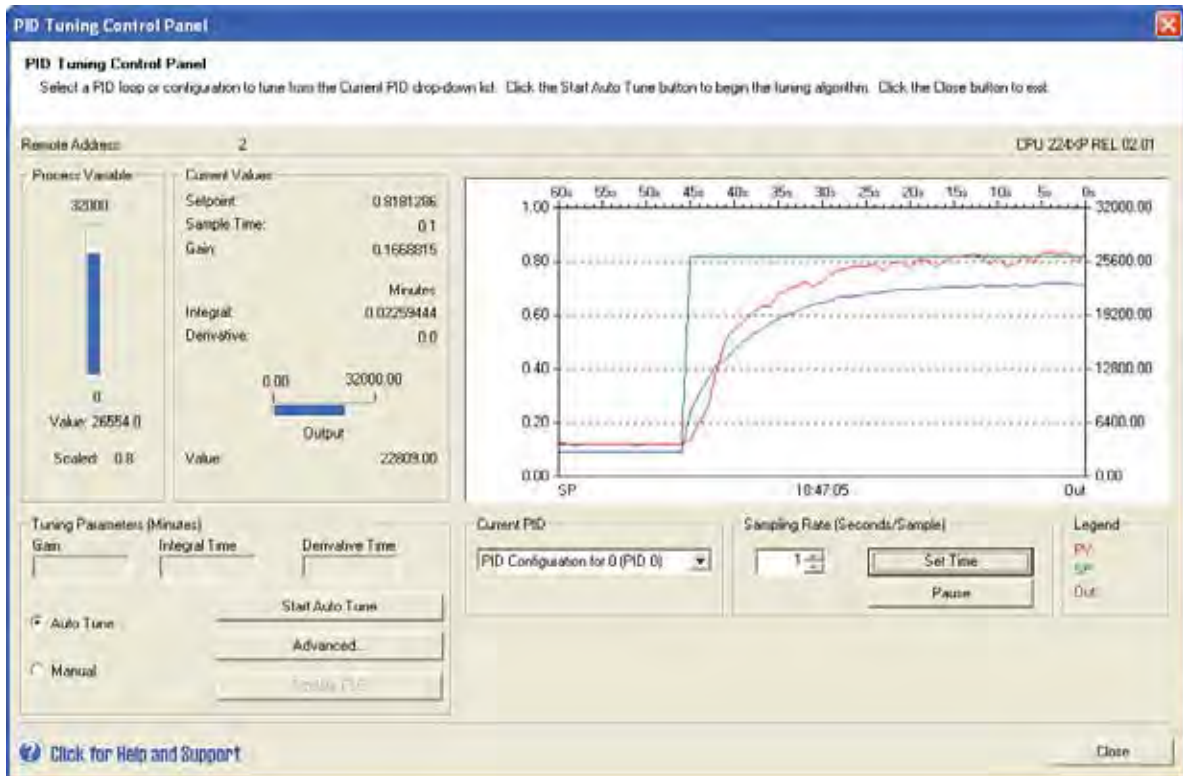


Figura 57: Controlador PI, inversor de frequência ajuste de rampa em 100 %.

- Ajuste em Very Slow: Controlador PID

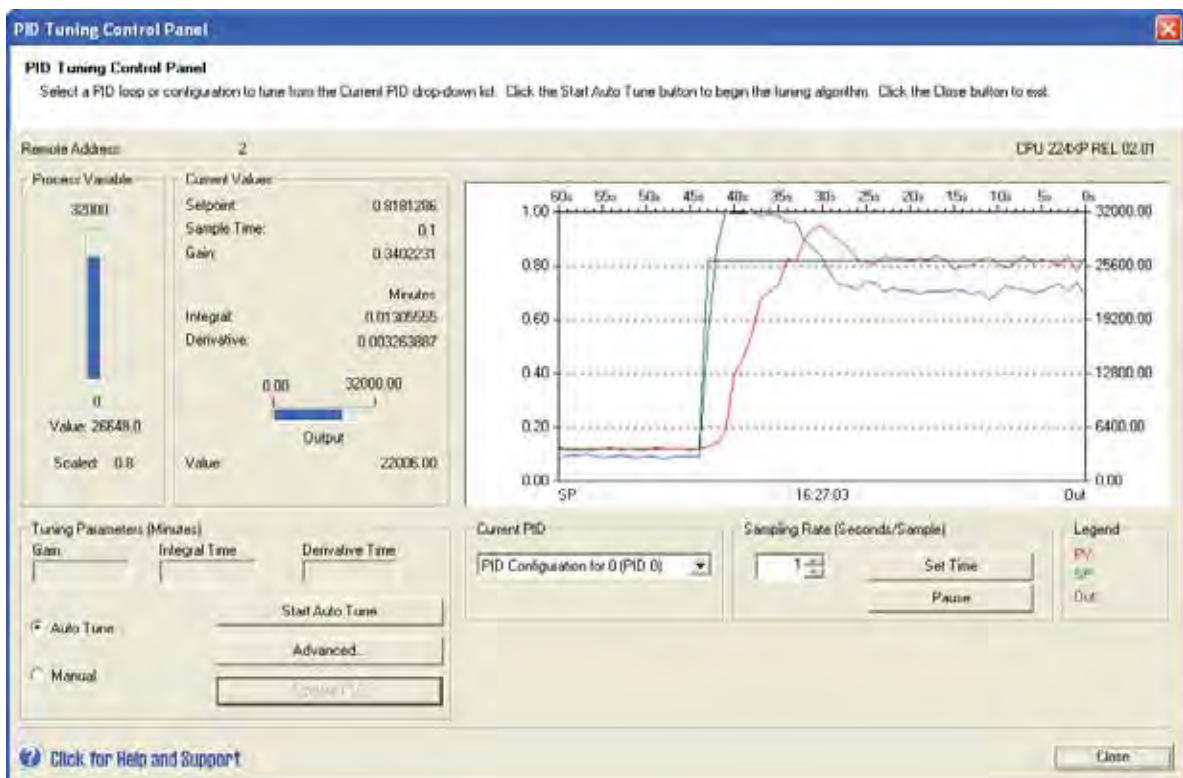


Figura 58: Controlador PID, inversor de frequência ajuste de rampa em 50 %.

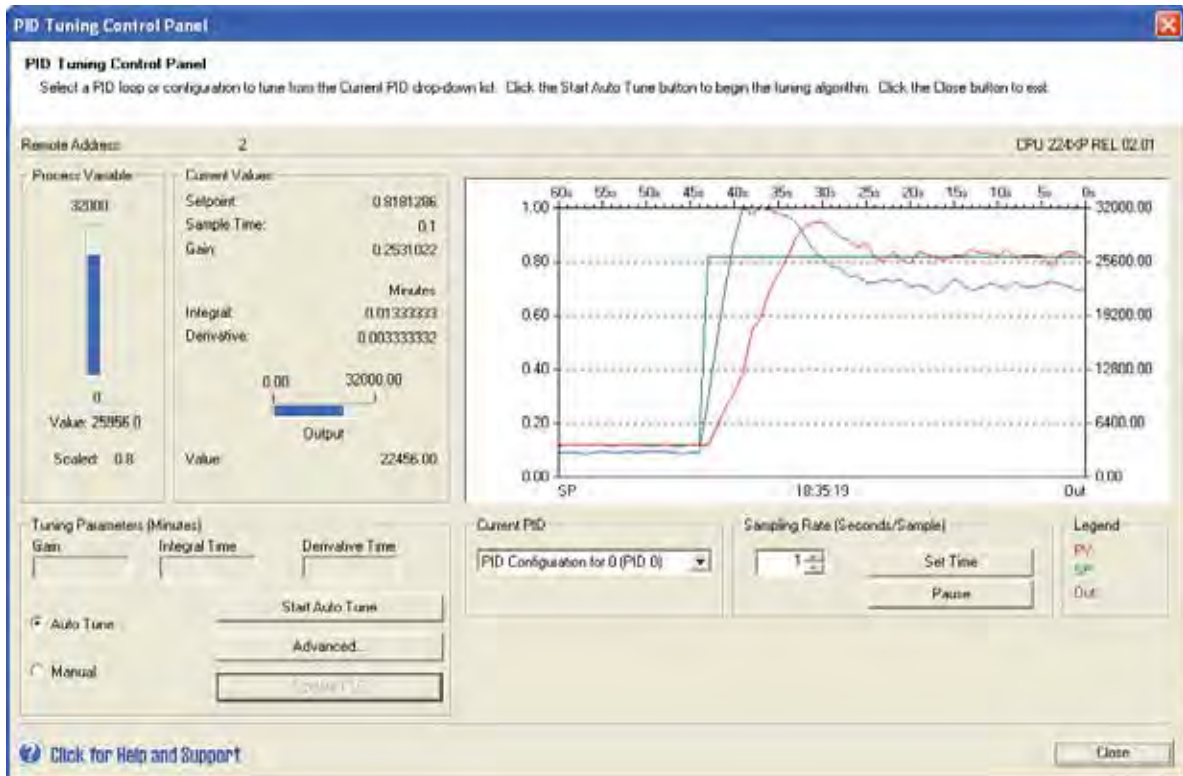


Figura 59: Controlador PID, inversor de frequência ajuste de rampa em 100 %.

Tendo que a variável de entrada (*setpoint*) é demonstrada pela curva em verde, a variável de processo (*process variable*) em vermelho, onde não se deve confundir que a ferramenta *PID Tuning Control Pane* determina como variável de processo, o valor de resposta medido e a variável de saída (*out*) em azul o valor ajustado para o processo. Observa-se que o valor das constantes de tempo T_i e T_d são dados em minutos, mas usualmente nos cálculos se utiliza estas grandezas em segundos. O valor da variável de entrada é medido através da escala de 0 a 1 à esquerda do gráfico e os valores das variáveis de saída dado de 0 a 32000 à direita do gráfico.

Analisando as respostas do sistema em relação ao método do ponto crítico e ao método do salto, em geral, observa-se que as respostas do primeiro são mais amortecidas que as do método do salto, onde aquela apresenta apenas para controle PID, inversor de frequência ajuste de rampa em 100 %, uma sobre passagem do valor da variável medida em relação à entrada.

Observando a resposta do controle ajustado pelo ajuste automático, verifica-se que ao variar o tipo de resposta em *medium* e *very slow* se escolhe, respectivamente, em ter um controle amortecido e superamortecido.

Observa-se que para o controlador do tipo P, a resposta do sistema para um tempo tendendo para o infinito, esta tende a um valor de erro constante. Para os controladores PI e PID a resposta tende a um erro zero.

De modo geral, observa-se que o controlador PID apresenta um controle mais suscetível a variações do sinal de referência se comparado com os controladores PI.

Verificou-se que os dados de parametrização do tempo de aceleração e desaceleração do inversor de frequência possuem grandes influencias na realização do levantamento dos ganhos do controlador.

5 CONCLUSÃO

Durante este trabalho, foi possível se adquirir um maior conhecimento do funcionamento dos equipamentos utilizados. Observou-se que o inversor apesar de utilizado como atuador do processo, este possui grande influência no comportamento do sistema. Verificou-se a importância do dimensionamento e especificações corretas dos equipamentos utilizados, onde a taxa de linhas por revolução do encoder, o tempo de leitura da entrada do CLP e a quantidade de amostras do processo, possuem uma grande dependência destas informações, sendo essencial que estas sejam compatíveis entre si, buscando atingir a precisão necessária para o processo a ser controlado. Segundo Bazenella (2005), a maioria dos casos, para se conseguir realizar o controle é necessário que o período de amostragem contenha pelo menos cinco amostras da saída por constante de tempo dominante do processo. Adquiriu-se um grande conhecimento da programação *Ladder*, das instruções executadas pelo CLP e seu modo de funcionamento.

Adquiriu-se um maior conhecimento de controladores PID, sendo abordados os métodos de ajustes dos ganhos de forma empírica. Concluiu-se que o método de ajuste através do ponto crítico, apresenta um controle com amortecimento maior que o do método da resposta ao salto, como já esperado segundo a literatura. Observou-se a grande eficiência de todos os métodos utilizados, sendo que, o método automático apresentou uma eficiência maior devido à sua praticidade e facilidade de ajuste.

Observando que a resposta do sistema a uma entrada do tipo degrau, utilizando o controlador P, apresentou uma resposta tendendo a uma constante de erro e que a resposta do sistema com um controlador PI e PID apresentou uma característica superamortecida, ou com uma resposta oscilatória, pode se fazer a aproximação do sistema a um sistema de primeira ordem, deste modo, possibilitando encontrar a função de transferência para o processo, viabilizando encontrar os ganhos do controlador através do modo analítico.

Verificou-se também, que a realização deste trabalho no laboratório da universidade, gera diversas de outras possibilidades para trabalhos futuros, como por exemplo: desenvolver o freio dinâmico; fazer uma melhor comparação entre a função *auto tuning* do CLP com os métodos empíricos; melhorar as respostas do sistema aos métodos de resposta ao salto e *bang-bang*; analisar a resposta do sistema a perturbações; fazer o controle de posição de um sistema utilizando o encoder e fazer a identificação e modelagem do motor de indução.

REFERÊNCIAS

BAZANELLA, A. S.; SILVA Jr., J. M. G.. **Sistemas de controle: princípios e métodos de projeto**. Editora da Universidade Federal do Rio Grande do Sul. 2005.

CAMPESTRINI, L. **Sintonia de controladores PID descentralizados baseada no método do ponto crítico**, 2006. 98 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia do Campus de Porto Alegre, Universidade federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2006.

EBAH (Brasil) (Org.). **Encoders**. Disponível em: <<http://www.ebah.com.br/content/ABAAAAaVUAB/manual-encoder>>. Acesso em: 12 dez. 2011.

FILIPPO, G. F. **Motor de Indução**. 1. ed. São Paulo: Editora Érica Ltda, 2000. v. 1. 243 p.

GARCÍA, A. F. **Corrientes de Foucault**. Disponível em: <<http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/electromagnet/induccin/foucault/foucault.htm>>. Acessado em: 12 dez. 2011

GUEDES, M. V. **O Motor de Indução Trifásico: seleção e aplicação**. 1994. Apostila. Faculdade de Engenharia Universidade do Porto.

MAMEDE, J. F. **Instalações Elétricas Industriais**. 6 ed. 1977. Editora LTC Livros Técnicos e Científicos Editora S.A.

PEREIRA, A. H.. **Freio eletromagnético para ensaios de Motores Elétricos de Indução**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará. 2006.

RONCONI Jr., I. A.; **Controle vetorial (fasorial) de um motor assíncrono trifásico usando DSP's**, Apostila, UNISINOS.

SCHOOLTECH EQUIPAMENTOS E SOLUÇÕES DIDATICAS LTDA. (Brasil)
(Org.). **Freio eletromagnético.** Disponível em:
<http://www.schooltech.com.br/prod_eletronecnica_painel_ca.html>. Acesso em: 12 dez.
2011.

SICK. **Guia de seleção para encoder.** São Paulo: Sick, 2009. 8 p.

SIEMENS. **Simatic: S7-200** programmable controller system manual. Nuernberg:
Siemens, 2008. 554 p.

SOUZA, Jose Aparecido Xavier de. **Motores de indução:** Trabalho Prático de
Investigação., 2001 Disponível em: <<http://www.reocities.com/jaxs60/motor.html>>. Acesso
em: 12 dez. 2011.

WEG (Santa Catarina). **Manual do inversor de frequência.** Jaguará do Sul: Weg,
2006. 207 p.

BIBLIOGRAFIA CONSULTADA

FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, C.J., UMANS. S. D.. **Electric Machinery**. 6. Ed. 2006. Editora MacGraw Hil Higher Education.

RASHID, M. H.. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivo e Aplicações**. 1999. Editora Makron *books* do Brasil editora Ltda.

HALLIDAY, D.. RESNICK, R.. **Fundamentos de Física**. 3 v. 8 ed. 2009. Editora LTC Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda.

CARVALHO, Geraldo. **Máquinas elétricas: teoria e ensaios**. 4. ed. São Paulo: Editora Érica Ltda, 2011. 260 p.

APÊNDICE A – Diagrama Elétrico

A Figura 60 e 61 mostram as simbologias utilizadas para ilustrar o diagrama elétrico.

<p>19-- TIPO DE BORNES</p> <p><input checked="" type="checkbox"/> BORNES COMUM <input type="checkbox"/> FUSÍVEL COM LED</p> <p><input type="checkbox"/> BORNES DUPLO <input type="checkbox"/> FUSÍVEL SEM LED</p> <p><input type="checkbox"/> BORNES TRIPLO <input type="checkbox"/> BORNES RELE</p>	<p>20-- TENSÕES APLICÁVEIS A:</p> <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td>ENTRADAS</td> <td><input type="checkbox"/> 220VCA</td> <td><input checked="" type="checkbox"/> 110VCA</td> <td><input checked="" type="checkbox"/> 24VCC</td> </tr> <tr> <td>SÁDAS</td> <td><input type="checkbox"/> 220VCA</td> <td><input checked="" type="checkbox"/> 110VCA</td> <td><input checked="" type="checkbox"/> 24VCC</td> </tr> <tr> <td>SENSORES</td> <td><input type="checkbox"/> 220VCA</td> <td><input type="checkbox"/> 110VCA</td> <td><input checked="" type="checkbox"/> 24VCC</td> </tr> <tr> <td>SOLENOIDES</td> <td><input type="checkbox"/> 220VCA</td> <td><input type="checkbox"/> 110VCA</td> <td><input checked="" type="checkbox"/> 24VCC</td> </tr> </table>	ENTRADAS	<input type="checkbox"/> 220VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 110VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 24VCC	SÁDAS	<input type="checkbox"/> 220VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 110VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 24VCC	SENSORES	<input type="checkbox"/> 220VCA	<input type="checkbox"/> 110VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 24VCC	SOLENOIDES	<input type="checkbox"/> 220VCA	<input type="checkbox"/> 110VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 24VCC	<p>21-- REFERENTES AS ENTRADAS ANALÓGICAS</p> <p>RANGE DE TENSÕES <input type="checkbox"/> 0-10V <input type="checkbox"/> 4-20mA</p>				
ENTRADAS	<input type="checkbox"/> 220VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 110VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 24VCC																			
SÁDAS	<input type="checkbox"/> 220VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 110VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 24VCC																			
SENSORES	<input type="checkbox"/> 220VCA	<input type="checkbox"/> 110VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 24VCC																			
SOLENOIDES	<input type="checkbox"/> 220VCA	<input type="checkbox"/> 110VCA	<input checked="" type="checkbox"/> 24VCC																			
<p>22-- REFERENTES AS SÁDAS ANALÓGICAS</p> <p>RANGE DE TENSÕES <input checked="" type="checkbox"/> 0-10V <input type="checkbox"/> 4-20mA</p>																						
<p>23-- NOMENCLATURA DE COMPONENTES</p> <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 10%;">10</td> <td style="width: 10%;">K</td> <td style="width: 10%;">01</td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> </tr> <tr> <td colspan="10" style="font-size: small;">N° DO COMPONENTE SEQUENCIAL TAG DO COMPONENTE N° DA FOLHA</td> </tr> </table>			10	K	01								N° DO COMPONENTE SEQUENCIAL TAG DO COMPONENTE N° DA FOLHA									
10	K	01																				
N° DO COMPONENTE SEQUENCIAL TAG DO COMPONENTE N° DA FOLHA																						
<p>24-- NOMENCLATURA DOS CABOS / RÓTS</p> <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 10%;">10</td> <td style="width: 10%;">1</td> <td style="width: 10%;">1</td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> </tr> <tr> <td colspan="10" style="font-size: small;">N° DO RÓT. SEQ. N° DA COLUNA N° DA FOLHA</td> </tr> </table>			10	1	1								N° DO RÓT. SEQ. N° DA COLUNA N° DA FOLHA									
10	1	1																				
N° DO RÓT. SEQ. N° DA COLUNA N° DA FOLHA																						

25-- TAG DOS COMPONENTES	
TAG	EXEMPLOS
A	EQUIPAMENTOS LASER E MASTER, COMBINAÇÕES DIVERSAS
B	CONVERSORES DE MEDIÇÃO, SENSORES, FOTOCÉLULAS, TRANSDUTORES, AUTO-FALANTES
C	CAPACITORES
D	ELEMENTOS COMBINATIVOS, MONOSTÁVEL, GRANAÇÕES
E	EQUIPAMENTOS DE ILUMINAÇÃO, AQUECIMENTOS, VENTILADORES, EXHAUSTORES E OUTRO NÃO RELACIONADOS NESTA TABELA
F	FUSÍVELS, RELES DE PROTEÇÃO, DEPARADORES, BORNES FUSÍVELS
G	GERADORES, BATERIAS, FONTES DE ALIMENTAÇÃO, OSCILADORES
H	SENAIZADORES ÓPTICOS E ACÚSTICOS
K	CONTADORES DE POTÊNCIA, RELES TEMPORIZADORES, PESCA-PESCA
L	INDUTORES
M	MOTORES
N	AMPLIFICADORES OPERACIONAIS
O	INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO, INDICADORES, CONTADORES DE TEMPO
P	PRESSOSTATO
Q	DESJUNTORES (BIMETAICOS, DESJUNTORES TERMOELETROMAGNÉTICOS)
R	RESISTORES
S	BOTÕES, CHAVES COMPUTADORAS, SELETORAS, SELETORAS, CHAVES FIM DE CURSO
T	TRAFÓ DE POTÊNCIA, COMANDO, TRAFÓ DE CORRENTE
U	INVERSORES DE FREQUÊNCIA, CONVERSORES, COFIFICADORES
V	VALVULAS ELETTRONICAS, DIODOS, TRISTORES
W	BARRAMENTOS, CABOS DE CONEXÃO, GUIAS DE ONDA
X	PRINOS, PÍLIOS, TOMADAS, PORTA DE PROVA, REDUA DE BORNES, CONECTORES DE PROVA
Y	VALVULAS SOLENOIDES, VALVULAS PNEUMÁTICAS, ACOPLAMENTOS, INTERTRAVAMENTO MECÂNICO
Z	REGULADORES DINÂMICOS, FILTROS DE CRISTAL, RELE DE COMPENSAÇÃO DE CASOS
BR	BORNES RELES
CH	SECCIONADORAS
KA	CONTADORES AUXILIARES

<p>LABORATÓRIO: UNESP</p> <p>SEÇÃO: LAB. ICEE</p> <p>UNIVERSIDADE: GUARATINGUETA - SP</p>	<p>EQUIP.: PAINEL</p> <p>SEÇÃO: PAINEL DE COMANDO</p> <p>ÁREA: SIMBOLOGIA</p>	<p>REVISÃO: 01</p> <p>PROJETA: 02</p> <p>TÍTULO: 05</p> <p>DATA: 14.11.2011</p>
---	---	---

Figura 60: Simbologia do diagrama elétrico primeira página.







































 <p>DISJUNTOR MONOPOLAR</p>	 <p>F-1¹⁷¹ T-1</p>	 <p>BOTÃO PULSADOR</p>	 <p>CONEXÃO MACHO+FEMEA</p>	 <p>TERRA ELETRÔNICO</p>
 <p>DISJUNTOR BIPOLAR</p>	 <p>F-1¹⁷¹ T-1</p>	 <p>SECCIONADORA 2 POSIÇÕES</p>	 <p>BORNE COMUM</p>	 <p>TERRA COMUM</p>
 <p>DISJUNTOR TRIPOLAR</p>		 <p>MOTOR TRIFÁSICO 3 PONTAS + PE</p>	 <p>BORNE FUSIVEL</p>	 <p>ENDERECAMENTO</p>
 <p>DISJUNTOR TRIPOLAR TERMOMAGNÉTICO</p>			 <p>BORNE FUSIVEL COM LED</p>	 <p>LIGAÇÃO INTERNA DO PAINEL</p>
 <p>CONTATOR POTENCIA</p>			 <p>BORNE COM DIODO</p>	 <p>LIGAÇÃO EXTERNA OU FUTURA</p>
 <p>FUSIVEL 1 POLO</p>			 <p>BARRAMENTO</p>	
 <p>FUSIVEL 2 POLOS</p>			 <p>CONEXÃO</p>	
 <p>FUSIVEL 3 POLOS</p>				

Figura 61: Simbologia do diagrama elétrico segunda página.

A Figura 63 apresenta as saídas do PLC.

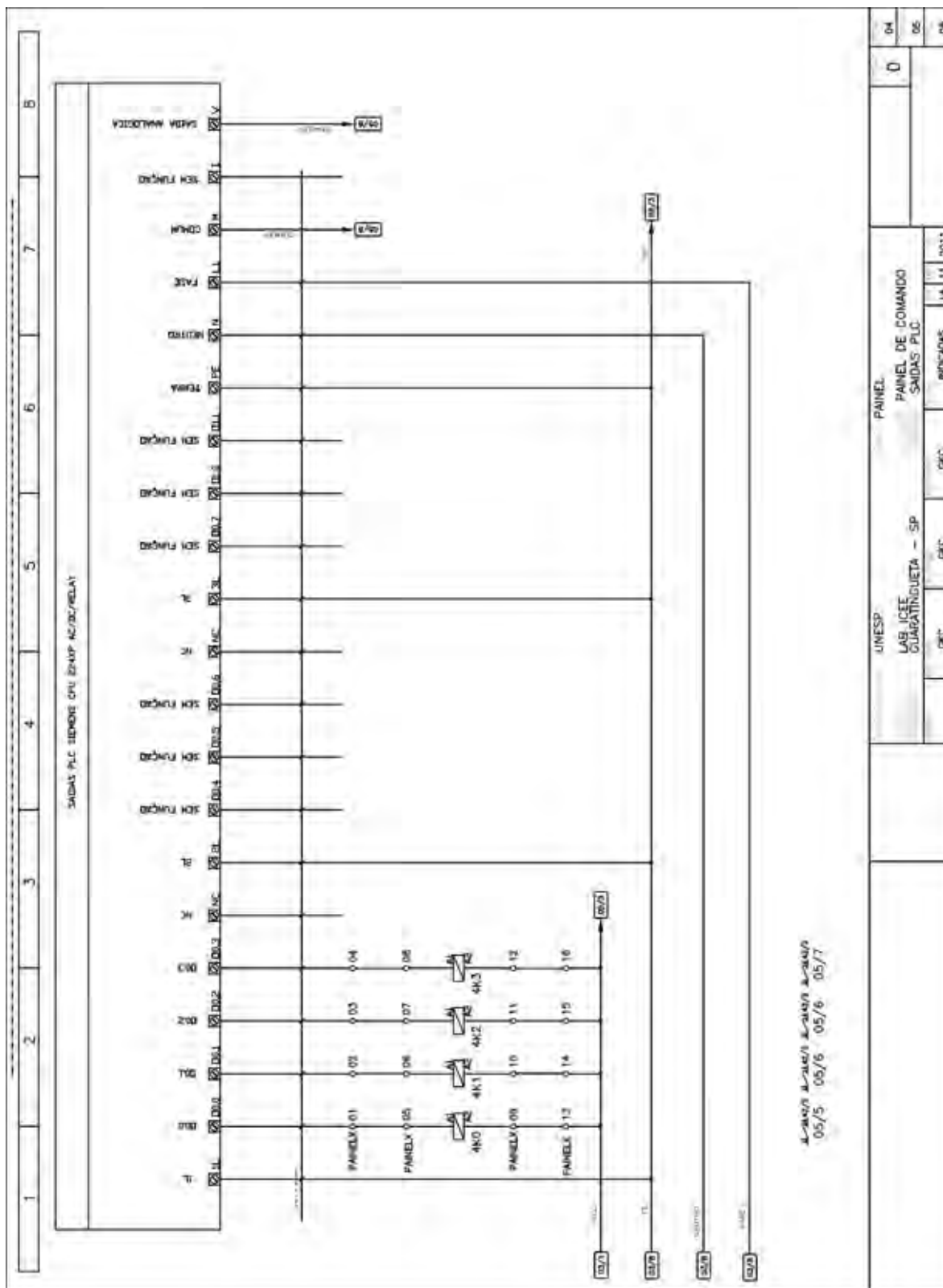


Figura 63: Saídas do PLC.

