

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**CONTROLADORES PID AUTO-AJUSTÁVEL E NEBULOSO
APLICADOS EM PLANTAS INDUSTRIAIS.**

FELIPE DE AZEVEDO GUIMARÃES

FORTALEZA
OUTUBRO 2007

FELIPE DE AZEVEDO GUIMARÃES

**CONTROLADORES PID AUTO-AJUSTÁVEL E NEBULOSO
APLICADOS EM PLANTAS INDUSTRIAIS.**

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Otacílio da Mota Almeida.

Fortaleza

Outubro 2007

**CONTROLADORES PID AUTO-AJUSTÁVEL E NEBULOSO
APLICADOS EM PLANTAS INDUSTRIAIS.**

Felipe de Azevedo Guimarães

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Controle e Automação e aprovado em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

Felipe de Azevedo Guimarães

Prof. Otacílio da Mota Almeida, Dr.
Orientador

Banca Examinadora:

Prof. Otacílio da Mota Almeida, Dr.
Presidente

Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr.

Prof Arthur Plínio de Souza Braga, Dr.

Prof Ricardo Silva Thé Pontes, Dr.

Fortaleza, Outubro de 2007

DEDICATÓRIA

*Dedico este trabalho aos meus pais que muito contribuíram de forma direta ou indiretamente para a elaboração e execução desta dissertação.
A todos da minha família.
Aos professores, colegas e funcionários da UFC.
A Deus Por ter me concedido o dom da vida.*

AGRADECIMENTOS

À Deus, pela vida e pela fé para vencer obstáculos.

Ao Meu orientador, Prof. Dr.Otacílio da Mota Almeida, pelo seu incentivo na realização deste trabalho e pela paciência, compreensão e direcionamento. A você minha admiração e agradecimentos.

À FUNCAP (Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico) que contribuiu com apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico.

Aos professores Laurinda Reis, Ricardo Thé, José Carlos e José Almeida e todos do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação no programa de Mestrado.

Aos meus amigos de mestrado Vandilberto, Rafael Tobias, Paulo Praça, Halisson, Eber Diniz, Lucas Maciel, Rômulo Nunes, Adson Bezerra, Celso Schmidilin e Victor Aguiar por todas as etapas que foram vencidas e pelo companheirismo e outros que não citei.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

**Guimarães, F.A. “Controladores PID auto-ajustável e nebuloso em plantas industriais.”
Universidade Federal do Ceará – UFC, 2007.**

RESUMO

Com a globalização e a competitividade em todos os níveis do setor industrial, a qualidade do produto final se tornou de importância crescente. Por outro lado, a conservação de energia no setor industrial se tornou outro fator importante na indústria moderna. O consumo de energia elétrica do setor industrial representa 45,5% do consumo total do país. A força motriz representa a maior parte deste consumo, chegando a ser superior a 80% nos setores têxtil, de papel e celulose. Este trabalho apresenta duas estratégias de controle, PID auto-ajustável e controlador nebuloso, e têm como objetivos tanto a qualidade do produto final quanto a eficiência energética. São utilizados processos de ventilação e de compressão em escala industriais. Uma análise da presença dos ciclos limites através da função descritiva do controlador nebuloso é realizada, de forma que os parâmetros do controlador nebuloso podem ser previamente validados através de simulações, poupando tempo na fase de ajuste dos parâmetros do controlador. Mudanças de *set-point* são facilmente realizadas de forma *on-line* e sem que o funcionamento do processo seja descontinuado, nos dois controladores propostos. Comparações quanto ao consumo de energia são realizadas usando as estratégias de controle convencionais e as proposta neste trabalho.

Palavras-chave: Processos industriais, PID auto-ajustável, controlador nebuloso, ciclos limite, eficiência energética, CLP, ventiladores e compressores.

**GUIMARÃES, F.A.. “Self-tuning PID and Fuzzy controllers in industrial plants”.
University Federal of Ceará – UFC, 2007.**

ABSTRACT

With the globalization and the competitiveness in all the levels of the industrial sector, the final product quality search became higher. On the other hand, energy saving became another important factor in modern industry. The consumption of electric energy in the industrial sector represents 45.5% of the total consumption of the country. The motor force represents most of this consumption, arriving to be superior of 80% in the textile, paper and cellulose sectors. This work presents two strategies of control, auto-adjustable PID and fuzzy controller, the objectives are a better final product quality and the energy saving. Ventilation and compression industrials process are used in this work. An analysis of limit cycles' presence through the descriptive function of the fuzzy controller is carried through, providing a previously validation of fuzzy controller's parameters by simulations, saving time in the adjust phase. Set-point changes are easily made and on-line, still the process is running, in the two considered controllers. Comparisons of energy consumption are made between the conventional strategies and the two strategies considered in this work.

Keywords: Industrial processes, auto-adjustable PID, Fuzzy controller, limit cycle, energy saving, PLC, fans and compressors.

SUMÁRIO

LISTA DE TABELAS	x
LISTA DE FIGURAS	xi
LISTA DE SÍMBOLOS	xiv
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	xv
CAPÍTULO 1.	
1. INTRODUÇÃO.....	1
1.1 - INTRODUÇÃO	1
1.2 - ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	7
1.3 - PUBLICAÇÕES.	8
CAPÍTULO 2.	
2. CONTROLE PID AUTO-AJUSTÁVEL	10
2.1 INTRODUÇÃO.....	10
2.2 - IDENTIFICAÇÃO EM FREQUÊNCIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO PROCESSO.....	11
2.2.1 - ESTIMAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO PROCESSO POR MEIO DO RELÉ	12
2.2.1.1 – AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO MÉTODO DE IDENTIFICAÇÃO COM O RELÉ	16
2.2.2 – MODELAGEM DE BAIXA ORDEM ATRAVÉS DO RELÉ	18
2.3 MÉTODO DE AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES <i>PID</i>	21
2.3.1 - CONTROLADOR PID AUTO-AJUSTÁVEL COM ESPECIFICAÇÕES DE FASE E GANHO PARA O SISTEMA COMPENSADO	22
2.3.1.1 - ESPECIFICAÇÃO DE FASE E GANHO PARA O SISTEMA COMPENSADO.....	23
2.4 - CONCLUSÕES.....	28
CAPÍTULO 3.	
3. CONTROLADOR NEBULOSO COM ANÁLISE DE ESTABILIDADE	29
3.1 INTRODUÇÃO.....	29
3.2 – CONTROLADORES NEBULOSOS.....	30
3.2.1 - INTERFACE DE “FUZZIFICAÇÃO”	31
3.2.2 - BASE DE CONHECIMENTO	31
3.2.3 - PROCEDIMENTO DE INFERÊNCIA	33
3.2.4 - INTERFACE DE “DEFUZZIFICAÇÃO”	35
3.3 CONTROLADOR NEBULOSO COM ANÁLISE DE ESTABILIDADE	35
3.4 – PREDIÇÃO DO CICLO LIMITE DO SISTEMA NEBULOSO USANDO O MÉTODO DA FUNÇÃO DESCRITIVA	39
3.4.1 – FUNÇÃO DESCRITIVA	40
3.4.2 – CICLO LIMITE.....	42
3.4.3 - FUNÇÃO DESCRITIVA ANALÍTICA DO CONTROLADOR NEBULOSO..	43
3.4.4 ANÁLISE PARA O CONTROLADOR IMPLEMENTADO.	46
3.5 CONCLUSÃO.....	51

CAPÍTULO 4.

4. PLANTAS INDUSTRIAIS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	53
4.1 INTRODUÇÃO.....	53
4.2 – VENTILADORES INDUSTRIAIS.....	53
4.2.1 BANCADAS DOS EXPERIMENTOS.....	56
4.2.2 – ESTRATÉGIAS DE CONTROLES USADAS	57
4.2.3 VENTILADOR CENTRÍFUGO.....	58
4.2.4 VENTILADOR AXIAL.....	63
4.3 – COMPRESSORES	67
4.3.1 CONTROLE DE CAPACIDADE.....	68
4.3.2 BANCADA EXPERIMENTAL.....	69
4.4 CONCLUSÕES	74

CAPÍTULO 5.

5. CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	76
5.1 CONCLUSÕES	76
5.2 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS.....	78

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	79
----------------------------------------	-----------

APÊNDICE A.....	85
------------------------	-----------

APÊNDICE B.....	94
------------------------	-----------

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Consumo de Eletricidade em Força Motriz no Setor Industrial Brasileiro.....	3
Tabela 2.1. Lista de códigos.....	17
Tabela 3.1 - Operadores de implicação nebulosa.....	33
Tabela 3.2 - Principais T-norma e T-conorma.....	33
Tabela 3.3 – Base de regra do controlador nebuloso.....	38
Tabela 3.4 – Situações a) Erro negativo, derivada do erro negativa e saída de controle negativa. b) Erro positivo, derivada do erro é zero e saída de controle é positiva.....	38
Tabela 4.1 – Lista de códigos.....	59
Tabela 4.2 – Índices de desempenho para o ventilador centrífugo.....	62
Tabela 4.3 – Comparação de consumo de energia.....	63
Tabela 4.4 – Lista de códigos.....	64
Tabela 4.5 – Índices de desempenho para o ventilador axial.....	66
Tabela 4.6 – Comparação de consumo de energia.....	67
Tabela 4.7 – Dados de placa compressor.....	69
Tabela 4.8 – Índices de desempenho para o compressor.....	73
Tabela 4.9 – Comparação de consumo de energia.....	73
Tabela A.1 - Classificação de ventiladores quanto ao nível de pressão.....	85

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Consumo de energia elétrica no país entre os principais setores.....	2
Figura 1.2 - Consumo de energia elétrica para o setor industrial.....	3
Figura 2.1: Realimentação do processo através do relé.....	13
Figura 2.2: (a) Relé sem histerese, (b) Relé com histerese.....	14
Figura 2.3: Saída do relé $u(t)$, onda quadrada; saída do processo $y(t)$, característica senoidal.....	14
Figura 2.4: Interseção dos lugares geométricos do recíproco inverso da função descritiva do relé sem histerese (a) e com histerese (b) com o lugar geométrico de $G(j\omega)$	15
Figura 2.5: Bancada do ventilador centrífugo.....	16
Figura 2.6: Esquemático do ventilador centrífugo.....	17
Figura 2.7: Oscilações do fluxo do ventilador centrífugo sob o controle do relé.....	18
Figura 2.8: Degrau de 60Hz no ventilador centrífugo.....	19
Figura 2.9: (a) relé com histerese não-simétrica, (b) saída do relé (onda quadrada) e saída do processo.....	19
Figura 2.10: Degrau de 60Hz no modelo estimado do ventilador centrífugo.....	21
Figura 2.11: Ações do controlador <i>PID</i>	22
Figura 2.12: O ponto <i>P</i> é movido para o ponto <i>S</i> pela ação do controlador <i>PID</i>	23
Figura 2.13: Com a especificação da margem de ganho A_m , o ponto <i>S</i> é movido para a posição especificada do plano $_G(s)$	25
Figura 2.14: Tela do sistema supervisorio do ventilador centrífugo.....	27
Figura 2.15: Tela do sistema supervisorio de auto-ajuste do ventilador centrífugo..	28
Figura 3.1 - Estrutura básica de um controlador nebuloso.....	31
Figura 3.2 – Funções de pertinência das entradas.....	36
Figura 3.3 – Função de pertinência da defuzificação.....	37
Figura 3.4 – Sistema não linear.....	40
Fig 3.5 . Detecção de ciclos-limites a) $G(j\omega)$ e $-1/N(A, \omega)$ e b) $N(A, \omega) \times G(j\omega)$	43
Figura 3.6 - Planta controlada pelo CN.....	43
Figura 3.7 – Tela inicial do ventilador centrífugo.....	47
Figura 3.8 – Tela do controle do CN do ventilador centrífugo.....	48

Figura 3.9 – Diagrama de Nyquist da planta e do controlador nebuloso sem ciclo limite.....	49
Figura 3.10 – Resposta a regulação do sistema nebuloso sem ciclo limite.....	49
Figura 3.11 – Diagrama de Nyquist da planta e do controlador nebuloso com ciclo limite.....	50
Figura 3.12 – Resposta a regulação do sistema Nebuloso com ciclo limite.....	50
Figura 3.13 – Resposta a regulação do sistema Nebuloso com ciclo limite no sistema real.....	51
Figura 4.1 - Ventilador acionado à velocidade constante com damper para o controle de vazão.....	54
Figura 4.2 - Ventilador acionado à velocidade variável. O controle da vazão é obtido por variação da rotação do ventilador.....	55
Figura 4.3 - Comparativo da redução de potência ativa de entrada.....	55
Figura 4.4 – Hack do CLP dos ventiladores.....	56
Figura 4.5 – (a) Quadro de automação (b) Quadro de força.....	57
Figura 4.6 – Esquemático do ventilador centrifugo.....	59
Figura 4.7 – Ventilador centrifugo. Interior do laboratório.....	60
Figura 4.8 – Ventilador centrifugo. Exterior do laboratório.....	60
Figura 4.9 – Resposta PID, com $K_p = 0,377$, $T_i = 4,843$ e $T_d = 1,211$	61
Figura 4.10 – Resposta do controle nebuloso, $\phi = 0,5$, $\psi = 0,2$ e $C_{risp} = 2$	61
Figura 4.11 – Diagrama esquemático do ventilador axial.....	64
Figura 4.12 – Ventilador axial.....	65
Figura 4.13 – Resposta PID com os parâmetros: $K_p = 0,834$, $T_i = 5,843$ e $T_d = 1,461$	65
Figura 4.14 – Resposta do controlador nebuloso com os parâmetros: $\phi = 0,5$, $\psi = 0,2$ e $C_{risp} = 1$	66
Figura 4.15 – Compressor junto com o reservatório de ar.....	69
Figura 4.16 – Esquemático da bancada do compressor.....	70
Figura 4.17 – Quadro de força (a) e quadro de automação (b).....	71
Figura 4.18 – Resposta do controlador PID com os parâmetros: $K_p = 1,85$, $T_i = 4,125$ e $T_d = 1,031$	72
Figura 4.19 – Resposta do controlador nebuloso com os parâmetros: $\phi = 0,5$, $\psi = 0,2$ e $C_{risp} = 0,3$	72

Figura 4.20 – Operação do compressor com o controle feito pela válvula de alívio.....	74
Figura A.1 -Configuração do ventilador centrífugo.....	86
Figura A.2 -Configuração do ventilador axial.	86
Figura A.3 -Modalidades construtivas dos rotores dos ventiladores.	87
Figura A.4 -Formas das pás de ventiladores centrífugos.....	87
Figura A.5 -Rotores centrífugos de simples (a) e dupla sucção (b).....	88
Figura A.6 - Forma construtiva (a) e curva característica de ventilador centrífugo de rotor de aletas retas (b).....	89
Figura A.7 - Forma construtiva (a) e curva característica de ventilador centrífugo de rotor com aletas curvadas para frente (b).....	90
Figura A.8 - Ventilador centrífugo pás curvadas para frente – Sirocco.....	91
Figura A.9 - Forma construtiva (a) e curva característica de ventilador centrífugo de rotor com aletas curvadas para trás (b).....	92
Figura A.10 - Forma construtiva (a) e curva característica de ventilador tubo-axial (b).....	93
Figura B.1 — Compressor de parafusos (Ingersoll-Rand).....	96
Figura B.2 — Perfis tradicionais para os rotores dos compressores de parafusos...	96
Figura B.3 - Curvas de isoeffiência para um compressor de parafusos— Aspecto típico.....	100

LISTA DE SÍMBOLOS

ISO	International Organization for Standardization
TEP	Tonelada Equivalente de Petróleo
CLP	Controlador lógico programável
CO ₂	Dióxido de Carbono
PID	Proporcional, integral e derivativo
CN	Controlador nebuloso
FSF	Frequency Sampler Filter
BEN	Balanco Energético Nacional
BEU	Balanco de Energia Útil
LAMOTRIZ	Laboratório de Eficientização em Sistemas Motrizes Industriais
UFC	Universidade Federal do Ceará
IMC	Internal Model Control
SISO	Única entrada e única saída (<i>Single input and single output</i>)
SCADA	Supervisory Control and Data Acquisition
MIMO	Múltiplas entradas e múltiplas saídas (<i>Multiple inputs and Multiple outputs</i>)
MISO	Múltiplas entradas e saída única (<i>Multiple inputs and single output</i>)
GD	Grau de disparo
ANSI	American National Standards Institute
IEC	International Electrotechnical Commission
IHM	Interface Homem Máquina
FT	Transdutor de vazão
PDT	Transdutor de pressão
TT	Transdutor de temperatura
M	Damper
ZT	Transdutor de posição
K1, K2	Contactores
TC1, TC2, TC3	Transdutores de corrente
MIT	Motor de indução trifásico
INV	Inversor de frequência
SV	Sensor de velocidade do motor
MED	Medidor de grandezas elétricas

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Símbolo	Nome	Unidade	Abreviatura
d	Parâmetros de saída do relé	adimensional	
e	Parâmetros de entrada do relé	adimensional	
Kp	Ganho proporcional	adimensional	
Td	Tempo derivativo	Minutos	min
Ti	Tempo integral	Minutos	min
T	Constante de tempo	Segundos	seg
$\hat{G}(s)$	Função de transferência estimada	adimensional	
G_c	Função do controlador	adimensional	
r_c	ganho do controlador	adimensional	
φ_c	ângulo do controlador	radianos	rad
G_p	Função do controlador	adimensional	
φ_p	Ângulo do processo	radianos	rad
r_p	Ganho do processo	adimensional	
G_s	Função de transferência do sistema controlado	adimensional	
rs	Ganho do sistema	adimensional	
φ_s	Ângulo do sistema	radianos	rad
α_{ij}	Compatibilidade da i-ésima premissa da j-ésima regra	adimensional	
FNe	Função negativa do erro	adimensional	
FZe	Função zero do erro	adimensional	
FPe	Função positiva do erro	adimensional	
FNde	Função negativa da derivada erro	adimensional	
FZde	Função zero da derivada erro	adimensional	
FPde	Função positiva da derivada erro	adimensional	
<i>Crisp</i>	Função de defuzzificação do controlador nebuloso	Hertz	Hz
Δu	Varição da entrada	Hertz	Hz
e	Erro	adimensional	
de	derivada do erro	adimensional	
ϕ_1	limite da função do erro	adimensional	
ψ_1	limite da função da derivada do erro	adimensional	
N(A, ω)	Função descritiva	adimensional	
an	n-ésimo coeficiente da serie de Fourier que acompanha cosseno	adimensional	
bn	n-ésimo coeficiente da serie de Fourier que acompanha seno	adimensional	

A	Amplitude		
J_1, J_2, J_3 e J_4	Índices de desempenhos		
V_1	Vazão volumétrica aspirada	Metros cúbicos por hora	m^3/h
η_v	Rendimento volumétrico	adimensional	
C	Constante relativa a geometria do compressor, da ordem de 0,5	adimensional	
D	Diâmetro do rotor macho	Milímetro	mm
N	Rotação do rotor macho	Rotações por minuto	rpm
L	Comprimento dos rotores	Milímetro	mm
W_c	Potência consumida	Watts	W
\dot{m}	Vazão mássica descarregada	Kilograma por segundo	Kg/s
w_k	Trabalho ideal adiabático por unidade de massa	Joule por kilograma	J/kg
η_k	Rendimento adiabático	adimensional	
η_{mec}	Rendimento mecânico	adimensional	
T_2	Temperatura do gás descarregado	Grau célsius	$^{\circ}C$
T_1	Temperatura de sucção	Grau célsius	$^{\circ}C$
T_{2s}	Temperatura teórica adiabática de descarga	Grau célsius	$^{\circ}C$
η_k	Rendimento adiabático	adimensional	
α	Coefficiente empírico	adimensional	

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - INTRODUÇÃO

Com o aumento do grau de exigência no setor industrial de manufatura, que disponibiliza um leque muito diversificado de produtos com qualidade e confiabilidade variadas, está claro que qualidade é fator de sucesso e de sobrevivência de empresas neste setor.

É neste cenário que a série de normas sobre sistemas de qualidade denominada ISO 9000 tem conduzido as ações industriais mundiais para melhoria e garantia da qualidade. Esta série, composta por cinco normas numeradas de 9000 a 9004, apresenta condições bastante exigentes que permitem à indústria apresentar produtos e serviços competitivos em nível internacional, trazendo ao ambiente industrial a necessidade de um controle quase que total sobre máquinas e processos. Isto dá à engenharia de controle a obrigação de fornecer soluções teóricas e práticas para atender as exigências das normas industriais nacionais e internacionais (CAON, 1999).

Desta forma, o processo de automação industrial aumentou vertiginosamente na última década visando obter produtos e serviços com menor tempo de produção, menor consumo de energia, maior precisão de ajuste e medidas, através da maior eficiência nos processos de produção industrial.

É neste contexto que os Controladores Lógicos Programáveis (CLPs) tornaram-se peças fundamentais à produção industrial. Maior eficiência, maior confiabilidade e menor número de trabalhadores necessários na atuação e supervisão de processos são as principais características trazidas com o uso de CLPs na indústria.

O objetivo principal desta pesquisa é a conservação de energia, que é mais do que uma questão de custos, é uma questão ambiental, contribuindo definitivamente para a

sustentabilidade ambiental. A conservação de energia elétrica equivale a contribuir com a redução da emissão de CO₂, através do acúmulo de créditos de carbono. (SAVOLAINEN, 2004).

O consumo de energia elétrica no Brasil alcançou 359,6 TWh em 2004, sendo distribuído conforme a figura 1.1. (BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL - BEN, 2006).

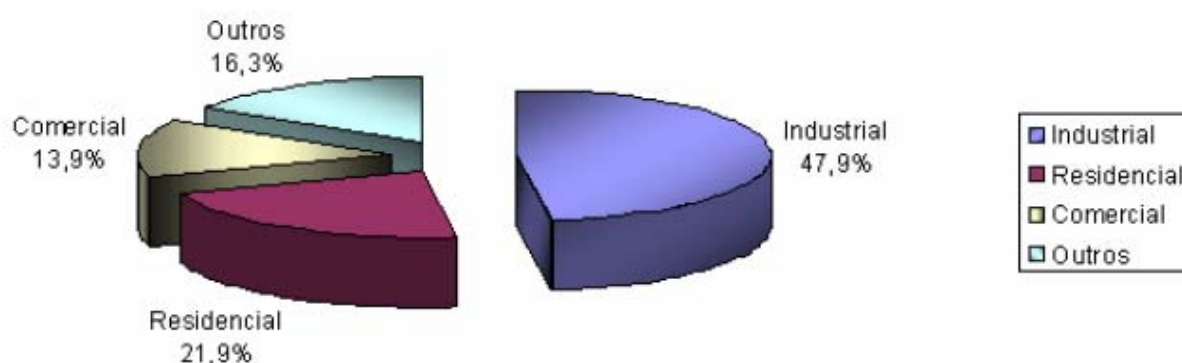


Figura 1.1 - Consumo de energia elétrica no país entre os principais setores.(Moreira, 2006)

Como se observa na figura 1.1, o consumo do setor industrial é o mais significativo, representando grande parte do consumo de energia elétrica do país, 172,1 TWh em 2004 (BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL - BEN, 2006).

O consumo por uso final no setor industrial pode ser observado na figura 1.2 (BALANÇO ENERGÉTICO ÚTIL - BEU, 2005).

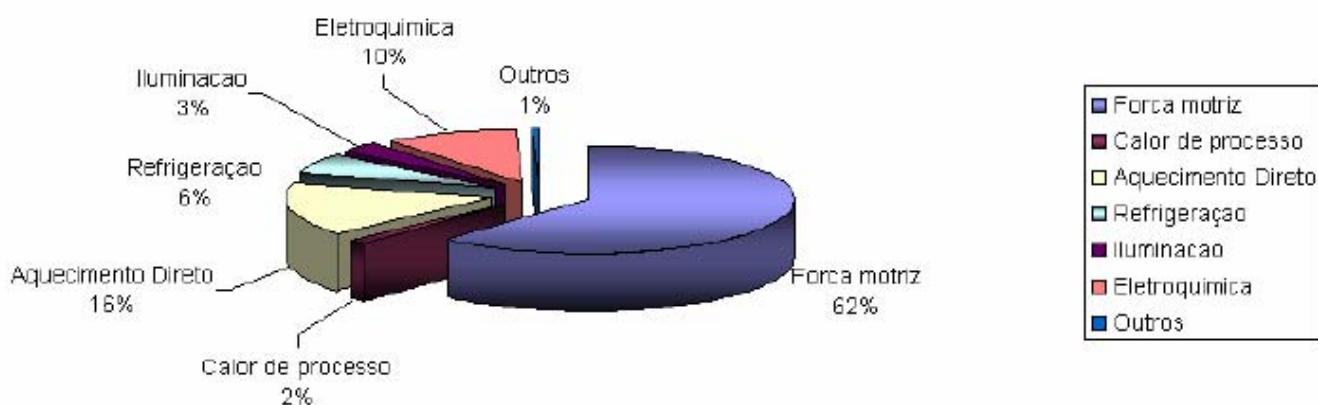


Figura 1.2 - Consumo de energia elétrica para o setor industrial. (Moreira, 2006)

A tabela 1.1 (BALANÇO ENERGÉTICO ÚTIL - BEU, 2005) mostra o potencial de economia de energia elétrica para o uso final em força motriz no setor industrial. Segundo estes dados, o rendimento energético médio total é de 87% e corresponde à transformação de energia elétrica em força motriz. O potencial de economia estimado é de 479,7 tep (tonelada equivalente de petróleo), compondo um rendimento médio de 92,3%.

Tabela 1.1 - Consumo de Eletricidade em Força Motriz no Setor Industrial Brasileiro (BEU, 2005)

Setor consumidor de Eletricidade	Energia Final	Energia Útil	Potencial de Economia
Cimento	317,5	285,8	13,5
Ferro Gusa e Aço	1.213,5	1.092,2	51,6
Indústria de Ferro Ligas	19,1	17,2	0,8
Mineração e Pelotização	738,4	664,5	31,4
Minerais Não Ferrosos	884,3	795,8	37,6
Química	1.369,3	1.232,3	58,3
Alimentos e Bebidas	1.062,2	955,9	45,2
Têxtil	384,5	346,1	16,4
Papel e Celulose	1.148,8	1.033,9	48,9
Indústria Cerâmica	236,1	210,1	5,2
Outros setores industriais	1.772,1	1.329,1	170,8
Total (em 1000 tep)	9.145,8	7.962,9	479,7

Como se observa na figura 1.2, a força motriz é responsável pelo consumo de aproximadamente 62% de toda energia elétrica do setor industrial, portanto fica claro que medidas devem ser tomadas para um aumento da eficiência destes equipamentos em seus processos de operação.

Os motores elétricos estão presentes acionando as mais variadas cargas mecânicas no processo industrial, tais como: ventiladores, bombas, compressores, esteiras, entre outras. Na indústria nacional a potência instalada em sistemas de ventilação, compressão e bombeamento alcançam aproximadamente 75% da potência total (SANTOS *et al*, 2005). Desta forma, os sistemas de ventilação e compressão compõem parcela importante da carga industrial, embora até o momento não se disponha de dados específicos com relação a esta participação no panorama nacional.

Diante dessa grande participação dos sistemas de ventilação e de compressão no consumo total de energia elétrica no Brasil, nasceu a motivação de otimizar a operação desses sistemas com o uso de controladores auto-ajustáveis e inteligentes.

Considerando o setor industrial dos países desenvolvidos, pesquisas realizadas e apresentadas em artigos técnicos e científicos têm demonstrado que mais de 90% dos controladores são do tipo PID (DESOBOROUGH & MILLER, 2002). Após 60 anos da publicação das primeiras regras sistemáticas de sintonia de parâmetros do controlador PID devido a Ziegler & Nichols (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 1995), e com a publicação de milhares de artigos de sintonia de controladores PID, seria de se esperar que a prática no projeto de malhas de controle industrial estivesse mais próxima da realidade teórica desenvolvida no meio acadêmico e científico. Entretanto, dados da literatura têm mostrado que, mesmo com todo o avanço, as malhas de controle PID não são adequadamente sintonizadas, Bialkowski (1993) pesquisou mais de 2000 malhas na indústria de papel com o seguinte resultado: apenas 20% das malhas apresentaram um bom funcionamento, 30% apresentaram um pobre desempenho quanto à sintonia dos controladores, 30% apresentaram desempenhos afetados por ruídos, transitórios, saturações e zonas mortas e 20% apresentaram problemas de controle relacionados à concepção no projeto inicial do conjunto controlador e processo. Ender (1993) pesquisou a indústria de manufatura (malhas de temperatura, fluxo, vazão, pressão) e mostrou que 30% das malhas operam em modo manual, 20% utilizam a sintonia do controlador que veio da fábrica não importando as características específicas de cada malha ou suas condições de funcionamento, 30% apresentaram problemas relativos ao pobre desempenho dos sensores e elementos de atuadores. Mcmillam (1994) pesquisou a indústria química e verificou que 50% dos problemas estavam relacionados com as válvulas de controle que estavam inadequadamente especificadas, controlada ou precisavam de uma rotina de manutenção adequada. Hersh & Johnson (1997) realizou uma pesquisa sobre os processos na indústria de manufatura e verificou que os engenheiros e operadores de processos consideravam a sintonia das malhas de controle PID como um problema de difícil solução. Desoborough & Miller (2002) pesquisaram mais de 26000 malhas de controle em refinarias, indústrias químicas e de papel e relataram que: 32% das malhas de controle apresentaram um desempenho excelente ou aceitável, 32% dos controladores foram classificados com pobremente ajustados, 36% trabalham em malha aberta com sintonias manuais e funcionando em regimes de saturação, 97% das aplicações utilizam controladores

PID. Somente 3% das malhas utilizam controladores avançados para superar deficiências do controlador PID.

O controlador *PID* (Proporcional, Integral e Derivativo) é a principal estrutura de controle convencional, e a sintonia ótima ou o auto-ajuste dos seus parâmetros constitui, ainda hoje, um desafio tanto a nível acadêmico quanto industrial. Entretanto, os controladores baseados em técnicas convencionais, por serem projetados considerando-se apenas as relações lineares entre as variáveis do modelo do processo a ser controlado, apresentam limitações frente a sistemas que possuem características complexas como: não-linearidades, atrasos de transporte e parâmetros variantes no tempo.

Para superar as limitações do controle convencional, técnicas de controle avançadas podem ser empregadas. A maioria dos especialistas em controle denominam controladores avançados quando referem-se a controladores inteligentes, adaptativos, não-lineares e/ou preditivos. As estratégias de controle avançadas permitem o aprimoramento do desempenho dos sistemas de controle quando comparadas às técnicas convencionais. Por outro lado, para a implementação do controle avançado, há a necessidade da configuração de um elevado número de parâmetros, o que requer conhecimentos especializado e de técnicas matemáticas complexas.

Entre as técnicas de controle avançados, os controladores inteligentes vem sendo implementados com sucesso, inclusive em CLP's do fabricante Fuji, principalmente pela capacidade de incorporarem conhecimento especializado e pela possibilidade de associações com outras técnicas convencionais e avançadas. O desenvolvimento da tecnologia de processamento de informação, aliado às técnicas de inteligência computacional, tornou possível o desenvolvimento de sistemas de controle automáticos, ditos inteligentes, como uma solução para suprir as deficiências dos sistemas de controle convencionais. Desde que a inteligência computacional apresenta aspectos relativos à incorporação de características da inteligência humana, os sistemas de controle inteligentes tendem a imitar a maneira de tomada de decisões humana. As vantagens potenciais oferecidas em relação aos esquemas convencionais de controle são: i) menor dependência de modelos quantitativos; ii) algoritmos de tomada de decisões estruturados de maneira simples; iii) capacidade de aprendizado e, iv) maior grau de autonomia (BARTOS, 1997; COELHO & COELHO, 1997a e 1997b)

Os sistemas de controle inteligentes têm habilidades de aprendizado, raciocínio e tomada de decisão. Numa tentativa de tornar claro o conceito de sistemas inteligentes, pode-se dizer que os sistemas de controles convencionais apresentam certo grau de inteligência. O controlador *PID* convencional, por exemplo, tem um baixo nível de inteligência devido à sua estrutura fixa, à sua incapacidade de tomada de decisão baseada apenas na realimentação do erro e à sua incapacidade de auto-reconfiguração. O controlador *PID* adaptativo, por outro lado, apresenta um nível médio de inteligência desde que, através da identificação do sistema, apresenta mecanismos de auto-reconfiguração dos ganhos do controlador. Algumas características, portanto, diferenciam os sistemas inteligentes dos sistemas convencionais. Os sistemas de controle inteligentes devem possuir a habilidade de tratar um vasto conjunto de incertezas, aspectos qualitativos da informação que recebem, estruturas de dados complexa e longa quantidade de dados não-estruturados.

A primeira aplicação industrial de um Controlador Nebuloso (CN) foi o controle de um forno para produção de cimento pela Smidth Co. Ltda em Copenhague, Dinamarca (HOLMBLAD E OSTERGAAD, 1982), porém o primeiro aplicação do CN foi realizada por Mandani (1974) A metodologia baseada em conjuntos nebulosos, neste caso, visou a aquisição da experiência operacional dos operadores e engenheiros no controle manual do processo industrial. Após este trabalho pioneiro, as vantagens e a simplicidade do projeto dos controladores nebulosos (CNs) motivaram o emergente desenvolvimento acadêmico e comercial de ambientes e ferramentas de *software* e *hardware*.

Ao contrário dos controladores convencionais, em que o algoritmo de controle é descrito analiticamente por equações matemáticas, algébricas ou diferenciais, um controlador nebuloso utiliza regras lógicas e mecanismos de raciocínio na sua estrutura.

O projeto de um CN para uma ou duas dimensões está bem consolidado por diversos trabalhos apresentados na literatura (ALMEIDA *et al*, 2004). Atualmente as pesquisas estão sendo direcionadas para o estudo de estabilidade, controlabilidade, observabilidade e robustez (KIM *et al*, 2000) considerando os aspectos de não-linearidade dos controladores. Um dos fenômenos não-lineares observados em malhas de CN corresponde à existência de ciclos limites. Embora o sistema apresente propriedades de estabilidade local, com a existência de ciclos limites, não existem garantias de estabilidade global. Na presença de ciclos limites, uma pequena perturbação em torno do ponto de operação pode levar o sistema à instabilidade global.

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento e implementação de técnicas de controle PID auto-ajustável e de controle nebuloso em processos motrizes industriais. A idéia é comparar a resposta dos dois controladores através de índices de desempenho, fornecendo dados ao projetista para a escolha do controlador a ser usado no controle do processo em questão. Aspectos de estabilidade serão abordados, assim como a eficiência das estratégias quanto ao consumo de energia dos processos, que constituem as motivações mais relevantes neste trabalho.

1.2 - ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No capítulo 2 apresenta-se uma modelagem de baixa ordem usando o método do relé, será mostrada também uma estratégia das malhas de controle, controlador PID juntamente com o método de auto – ajuste.

No capítulo 3 o controlador nebuloso é apresentado, uma breve revisão histórica é feita. São explanados todos os procedimentos que fazem parte do mesmo. É apresentada também uma análise da presença dos ciclos limites através da função descritiva.

No capítulo 4 são mostradas as plantas industriais usadas nos experimentos, juntamente com uma explicação sobre o funcionamento e classificações das mesmas. Os resultados experimentais são mostrados neste capítulo, sendo feita uma comparação do consumo de energia com os métodos convencionais e com os métodos propostos neste trabalho. São apresentados índices de desempenhos para as estratégias de controle propostas.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões e são propostos trabalhos futuros nessa mesma linha de trabalho.

1.3 - PUBLICAÇÕES

“Controle não linear do oscilador caótico de Chua através de aproximadores neurais.”

F. A. Guimarães, O. M. Almeida, R. Nunes, V. P. Pinto. VI Induscon. 2006

“Auto-ajuste de controladores PID e controle Fuzzy com o uso de CLP em plantas industriais, visando a eficientização energética.” F. A. Guimarães, O. M. Almeida. SNCA 2007

“Projeto de controle nebuloso através do método da função descritiva com previsão de ciclos limites.” F. A. Guimarães, O. M. Almeida, R. T. Pontes. SBAI 2007.

“Controle PID auto-ajustável em ventiladores industriais visando a eficiência energética”. F. A. Guimarães, O. M. Almeida, A. B. Moreira, V. P. B. Aguiar, C. R. S. Júnior. CBEE 2007.

“Simulação do potencial de eficiência energética em um sistema de ar comprimido com acionamento a velocidade variável.” F. A. Guimarães, O. M. Almeida, A. B. Moreira, V. P. B. Aguiar, C. R. S. Júnior. CBEE 2007.

“Operação de Sistemas de Bombeamento Visando a Eficiência no Uso da Energia Elétrica.” F. A. Guimarães, O. M. Almeida, A. B. Moreira, V. P. B. Aguiar, C. R. S. Júnior. CBEE 2007.

“Comparison of digital controllers for a full-bridge inverter using a FPGA and a microcontroller”. P. P. Praça, E. C. Diniz, T. R. Fernandes Neto, L. H. S. C. Barreto, F. A. Guimarães. COBEP 2007

CAPÍTULO 2

CONTROLE PID AUTO-AJUSTÁVEL

2.1 INTRODUÇÃO

O controlador *PID* de estrutura fixa ainda corresponde a uma das estruturas de controle mais utilizadas no meio industrial devido à sua simplicidade de implementação e capacidade de satisfazer a maioria dos requisitos de projeto (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 1995). Entretanto, mesmo sendo uma estratégia conhecida e dominada pelos engenheiros de controle, aspectos de sintonia continuam sendo, a nível de engenharia e pesquisa, um desafio (SKOCZOWSKI *et al*, 2005; NASCU *et al*, 2006; GUDE *et al*, 2006). O nível de dificuldade presente no projeto torna-se proporcional à complexidade dos requisitos de controle exigidos (por exemplo: resposta rápida do sistema e restrições nas variáveis) e às complexidades presentes na dinâmica do processo a ser controlado (não-linearidades, atraso de transporte, fase não-mínima, interações nas malhas). Como exemplo de método para sintonia do controlador *PID* de ganho fixo de grande sucesso no meio industrial, pode-se citar os métodos de ZIEGLER & NICHOLS (1942, 1943). Esta técnica constitui um marco no desenvolvimento de método sistemático de ajuste de controladores *PID* e, a partir deste trabalho, ocorreu uma impulsão nas aplicações destes controladores em processos industriais. A partir deste marco, centenas de outras abordagens sistematizadas de projeto foram e continuam sendo propostas por pesquisadores e engenheiros, sempre buscando melhorar seu desempenho sob determinado aspecto.

Procurando conferir simplicidade de projeto aos controladores *PID*, mesmo em situações de difícil operação e sem a necessidade de definir um modelo explícito para o processo a ser controlado, vários métodos de auto-ajuste têm sido propostos (ÅSTRÖM & WITENMARK, 1995). Como exemplo de método de auto-ajuste pode-se citar o método do relé, inicialmente proposto por ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984). Este método pode ser considerado como um marco no desenvolvimento de abordagens *PID* auto-tuning e por utilizar uma não-linearidade do tipo relé na malha de realimentação do processo. Esta sintonia é conhecida como *o método do relé*. O método do relé e variações apresentam características de suma importância para o controle de processos industriais:

I) simples de projetar e implementar, porém para que o operador seja capaz de operar o processo sem ter conhecimentos das técnicas de controle, a automação deve ser muito bem elaborada.

II) economiza tempo de projeto, principalmente por não ser necessária a identificação explícita de um modelo completo para o processo, neste caso, o método não identifica um modelo de forma continuada e sim sob demanda.

III) na fase de estimação do processo, a variável de controle fica em um patamar próximo ao desejado, não provocando o desligamento do processo na fase de ajuste,

IV) muitos controladores lógicos programáveis (CLPs) já têm incluso o controle PID.

Este capítulo tem como objetivo o projeto de controladores *PID* auto-tuning. Estes métodos de ajuste serão utilizados, no quarto capítulo, para o controle das plantas industriais usadas neste trabalho.

Este capítulo está dividido como: na seção 2.2 apresenta-se o método de identificação em frequência utilizado nos projetos dos controladores *PID* auto-ajustáveis. Na seção 2.3 deriva-se o método de auto-sintonia de controladores *PID*. Conclusões são apresentadas na seção 2.4.

2.2 - IDENTIFICAÇÃO EM FREQUÊNCIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO PROCESSO

Experimentos com um relé na malha de realimentação, figura 2.1, com propósito de identificação de processos, tornaram-se populares a partir do trabalho de ÅSTRÖM & HAGGLÜND (1984). Este método foi utilizado para determinar o ganho crítico e a frequência crítica, e conseqüente, automatizar os métodos de projeto de controladores *PID* proposto por ZIEGLER-NICHOLS (1943). A abordagem baseia-se na modelagem da não-linearidade através de sua função descritiva e da sua interpretação em termos do diagrama de Nyquist para obtenção de informação em frequência do processo. A partir deste trabalho, surgiram na literatura de controle uma grande quantidade de aplicações e modificações na proposta original com o objetivo de melhorar a técnica original. LUYBEN (1997) sugeriu a combinação deste método com a resposta ao degrau do processo para gerar dados suficientes para identificação da função de transferência de um modelo para o processo. LI *et al.* (1991), mantendo o objetivo de LUYBEN (1997), propuseram a

substituição da resposta ao degrau por um segundo experimento com o relé. Neste caso foi utilizado um relé com histerese com adicional atraso de transporte na malha de realimentação. LI *et al.* (1991) investigaram os erros de modelagem quando a não-linearidade é modelada pela método da função descritiva. SCHEI (1994) utilizou dois experimentos com o relé para estimar dados nas frequências crítica e de cruzamento do eixo imaginário negativo do diagrama de Nyquist e, então, determinar os parâmetros de um modelo discreto *ARX (Auto Regressive Exogenous)* para a função de transferência do processo. LUNDH & ÅSTRÖM (1994) sugeriram a utilização dos dados gerados pelo experimento com o relé para estimar um modelo contínuo para o processo e a utilização desde modelo para o ajuste inicial dos ganhos de controladores “*self-tuning*”. WANG *et al.* (1997a) derivaram expressões exatas para os períodos e amplitudes dos ciclos limites estabelecido com um processo de primeira ordem com atraso de transporte. WANG *et al.* (1997b) propuseram a utilização do método para determinação da função de transferência do processo em um grande intervalo de frequência. BI *et al.* (1997) utilizaram a transformada rápida de Fourier para melhorar a precisão na estimação dos dados a partir do experimento com o relé. WANG *et al.* (1999a), utilizando a transformada rápida de Fourier, propuseram uma modificação que possibilita a estimação da função de transferência do processo em várias frequências. WANG & CLUET (1996) propuseram um novo método para, a partir do experimento com o relé, obter a resposta em frequência e a resposta ao degrau do processo utilizando a técnica *FSF (Frequency Sampler Filter)* e estimadores dos mínimos quadrados.

2.2.1 - ESTIMAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO PROCESSO POR MEIO DO RELÉ

A identificação do processo é feita a partir da estimação em frequência da função de transferência do processo em malha aberta. Para tanto se utiliza uma não-linearidade tipo relé realimentando o sistema, figura 2.1.

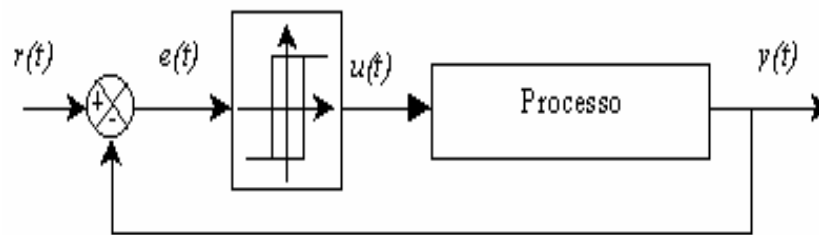


Figura 2.1: Realimentação do processo através do relé.

Da saída do processo e da especificação da não-linearidade, determinam-se os parâmetros relevantes (amplitude e frequência de oscilação) necessários para a estimação da função de transferência do processo em malha aberta $G(j\omega)$. Para a estimação de $G(j\omega)$ em todas as frequências de interesse no projeto *PID*, utilizam-se dois tipos de relés. Um relé sem histerese é utilizado para estimar a função de transferência na frequência de cruzamento e outro com histerese para estimar a função de transferência em diferentes frequências. A escolha do relé a ser utilizado é função do método de sintonia do controlador *PID* empregado. O relé com histerese (figura 2.2b) pode ser modelado no domínio do tempo por simples regras lingüísticas descrevendo o comportamento da histerese, isto é,

$$\text{Se } [|e(t)| > \varepsilon \ \& \ e(t) > 0] \quad \text{então } u(t) = d$$

$$\text{Se } [|e(t)| > \varepsilon \ \& \ e(t) < 0] \quad \text{então } u(t) = -d$$

$$\text{Se } [|e(t)| < \varepsilon \ \& \ u(t-1) = d] \quad \text{então } u(t) = d$$

$$\text{Se } [|e(t)| < \varepsilon \ \& \ u(t-1) = -d] \quad \text{então } u(t) = -d$$

O relé sem histerese (figura 2.2a) pode ser modelado no domínio do tempo por

$$\text{Se } [e(t) < 0] \quad \text{então } u(t) = -d$$

$$\text{Se } [e(t) > 0] \quad \text{então } u(t) = d$$

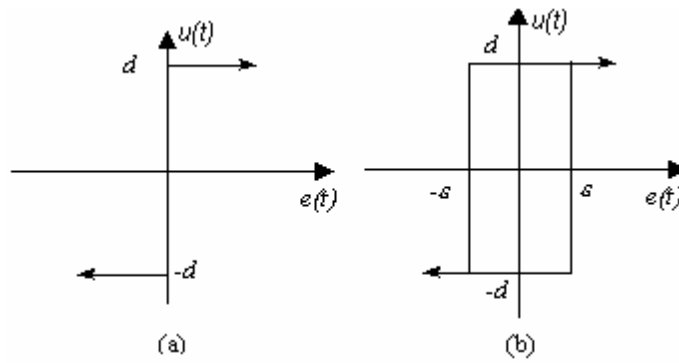


Figura 2.2: (a) Relé sem histerese, (b) Relé com histerese.

Os sinais $e(t)$ e $u(t)$ são mostrados na figura 2.3. A saída do relé $u(t)$, variável de controle, corresponde a uma onda quadrada. Com os sinais da figura 2.3a e 2.3b, como entrada para o processo e, considerando-se que a resposta do processo em malha fechada seja dominada pelas componentes de baixa frequência, a saída oscila de forma senoidal como mostra a figura 2.3a e 2.3b, respectivamente.

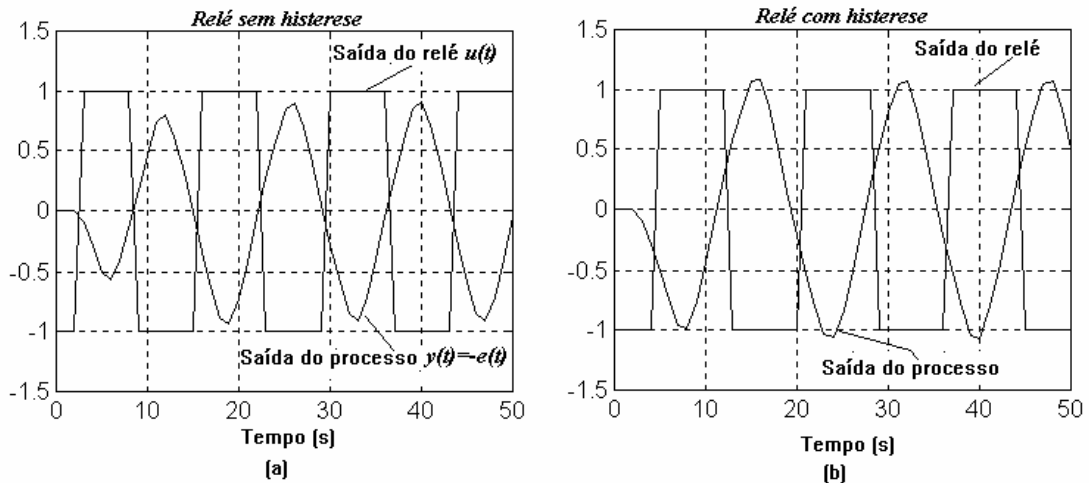


Figura 2.3: Saída do relé $u(t)$, onda quadrada; saída do processo $y(t)$, característica senoidal.

A partir da modelagem do relé por função descritiva, que são funções que descrevem, de forma aproximada, as características de transferência de sinais através de elementos não-lineares, e da operação do sistema sob o controle do relé, pode-se determinar a função de transferência do processo conforme equações (2.1) e (2.2).

$$G(j\omega) = -\frac{\pi a}{4d} \tag{2.1}$$

$$G(j\omega) = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi\varepsilon}{4d} \quad (2.2)$$

onde d e ε são definidos conforme a figura 2.2, a é a amplitude de oscilação do sinal na saída do processo e ω é a frequência de oscilação medida.

A equação (2.1) permite estimar a função de transferência do processo na frequência de cruzamento, para isto utiliza-se um relé sem histerese. A equação (2.2) permite estimar a função de transferência do processo em diferentes frequências utilizando-se um relé com histerese e diferentes valores para o parâmetro ε .

As interseções, no plano $G(s)$, dos lugares geométricos do recíproco inverso da função descritiva do relé com lugar geométrico de $G(j\omega)$, estabelecem pontos de operação correspondentes às frequências da parte do diagrama de Nyquist situadas no terceiro quadrante do plano $G(s)$, figura 2.4. Neste quadrante estão situadas as frequências que, em geral, são de interesse no projeto e análise de sistemas de controle e podem ser completamente definidas através de experimentos com o relé.

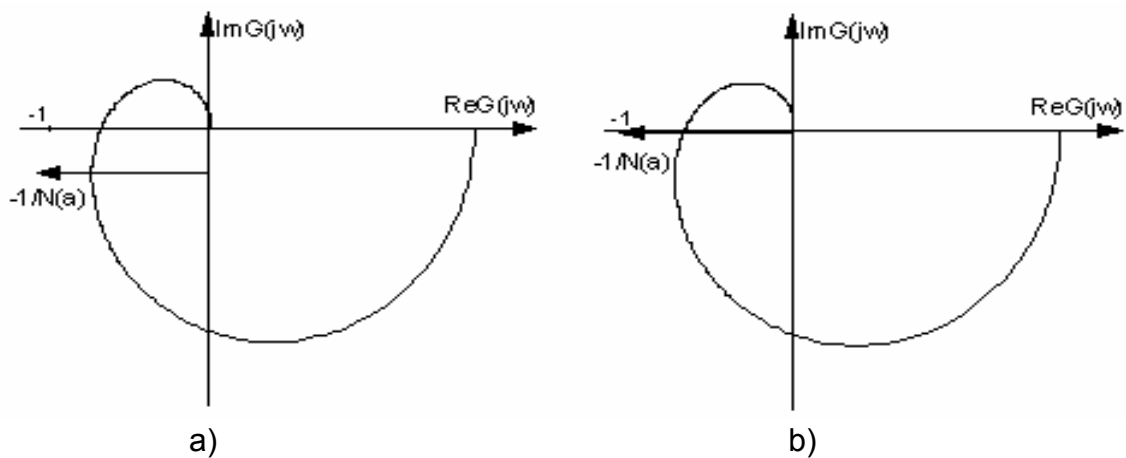


Figura 2.4: Interseção dos lugares geométricos do recíproco inverso da função descritiva do relé sem histerese (a) e com histerese (b) com o lugar geométrico de $G(j\omega)$.

Para a estimação do ponto de interseção da função de transferência com o eixo imaginário negativo, utiliza-se um integrador com o relé na malha de realimentação. A função de transferência neste ponto é dada por

$$G(j\omega) = \frac{-\pi a}{4d} \omega j \quad (2.3)$$

2.2.1.1 – AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO MÉTODO DE IDENTIFICAÇÃO COM O RELÉ

O método do relé foi utilizado com sucesso em várias plantas industriais do LAMOTRIZ (Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes Industriais) localizado no Departamento de Engenharia Elétrica da UFC. Todas as plantas deste laboratório são descritas detalhadamente no site: <http://www.lamotriz.dee.ufc.br>.

O ventilador centrífugo, planta industrial do LAMOTRIZ, será utilizado para ilustrar a identificação em frequência da função de transferência através do método do relé. No ventilador centrífugo, a variável de controle corresponde à velocidade do motor, enquanto a variável observada corresponde ao fluxo de ar medido na saída do túnel do ventilador.

O ventilador tem diâmetro de 400 mm, a entrada de ar é conectada diretamente ao eixo do motor. O ventilador é acionado por um motor trifásico de 2 Hp e por um inversor de frequência. A figura 2.5 apresenta uma fotografia da planta.



Figura 2.5: Bancada do ventilador centrífugo.

O diagrama esquemático do ventilador centrífugo é apresentado na figura 2.6.

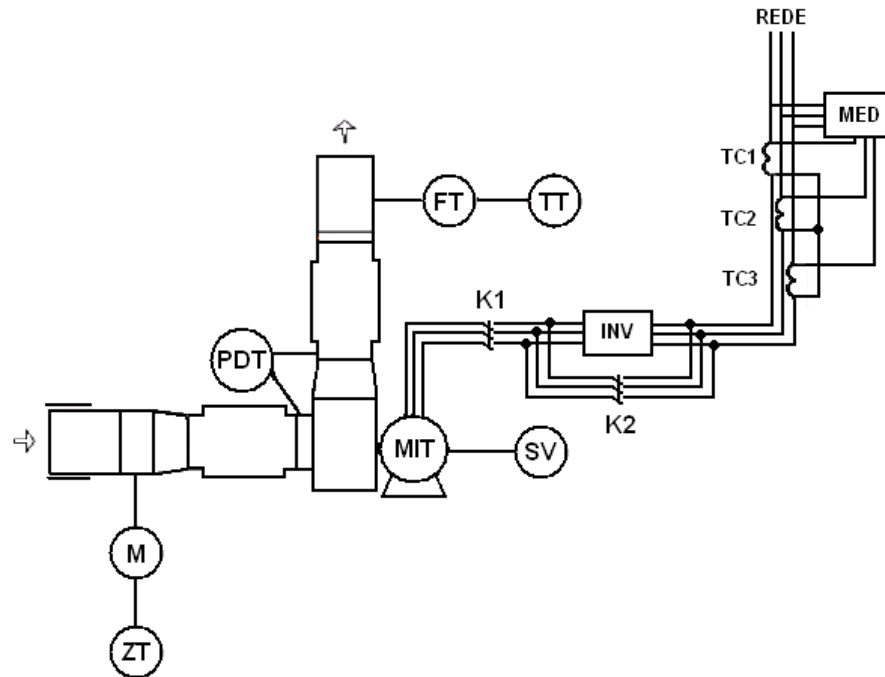


Figura 2.6: Banco do ventilador centrífugo.(MOREIRA, 2006)

Tabela 2.1. Lista de códigos.

Código	Descrição
FT	Transdutor de vazão
PDT	Transdutor de pressão
TT	Transdutor de temperatura
M	Damper
ZT	Transdutor de posição
K1, K2	Contactores
TC1, TC2, TC3	Transdutores de corrente
MIT	Motor de indução trifásico
INV	Inversor de frequência
SV	Sensor de velocidade do motor
MED	Medidor de grandezas elétricas

O resultado do experimento com o relé para a determinação da função de transferência do processo em malha aberta $G(j\omega)$ em uma frequência (ω) de interesse, correspondente ao do terceiro quadrante do plano $G(s)$, é apresentado na figura 2.7. Neste experimento utilizou-se um relé com as seguintes especificações $d_2 = d_1 = 8$, $d_0 = 30$, $\varepsilon = 1$ e $\varepsilon_0 = 0,1$. A função de transferência em um ponto estimada na frequência $\omega = 0,2512\text{rad/s}$ é dada por $G(j 0,2512) = -1,1247 - j 0,0098125$. Um período de amostragem de 1segundo foi utilizado.

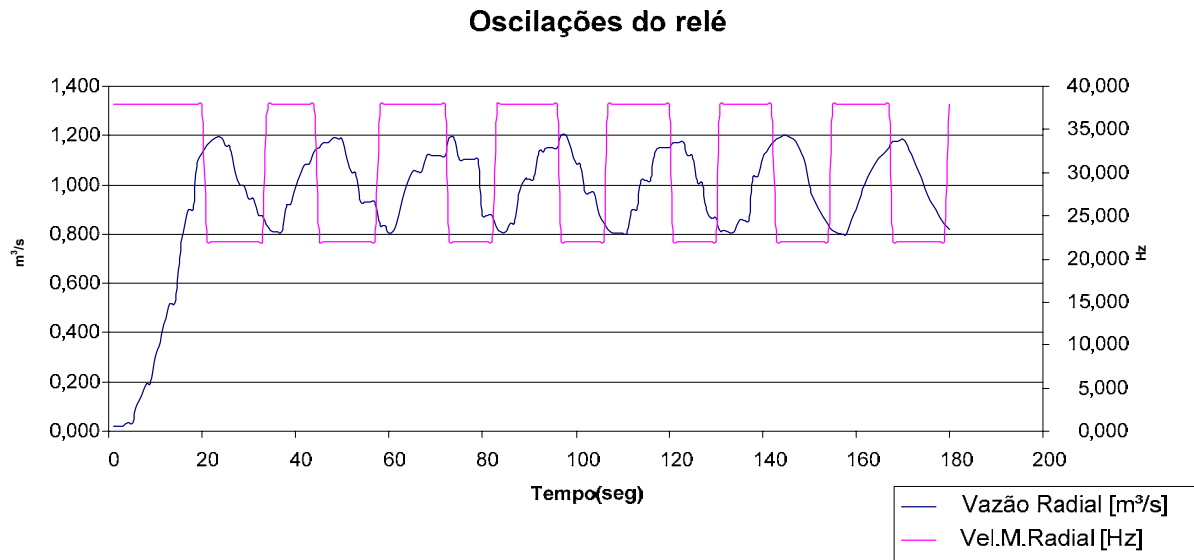


Figura 2.7: Oscilações do fluxo do ventilador centrífugo sob o controle do relé.

2.2.2 – MODELAGEM DE BAIXA ORDEM ATRAVÉS DO RELÉ

A determinação de um modelo contínuo para a função de transferência de processos através de experimentos com relés, não é recente. ÅSTRÖM & HÄGGLUND, (1988) propôs uma abordagem para determinar um modelo de segunda ordem para o processo, baseado em dois experimentos: com relé e via resposta ao degrau. LUYBEN (1997) determinou modelos de primeira, segunda e terceira ordem através da identificação do ganho crítico e frequência crítica determinadas através do relé. O ganho do processo é determinado através da resposta ao degrau. LI *et al*, (1991) removeu a necessidade do conhecimento do ganho do processo, utilizando dois experimentos em diferentes frequências com o relé. SHEN *et al* (1991) propôs um método para identificação de dois pontos do diagrama de Nyquist com apenas um experimento com o relé. WANG *et al*. (1997b) determinou expressões exatas para um modelo de primeira ordem sem atraso de transporte, utilizando um experimento com relé .

O método de identificação através do relé pode, portanto, ser empregado para identificação de modelos de baixa ordem com ou sem atraso de transporte para processos industriais.

Como pode ser observado da figura 2.8, a resposta do ventilador centrífugo para um degrau na velocidade de 60Hz, se comporta de como um processo de 1ª ordem.

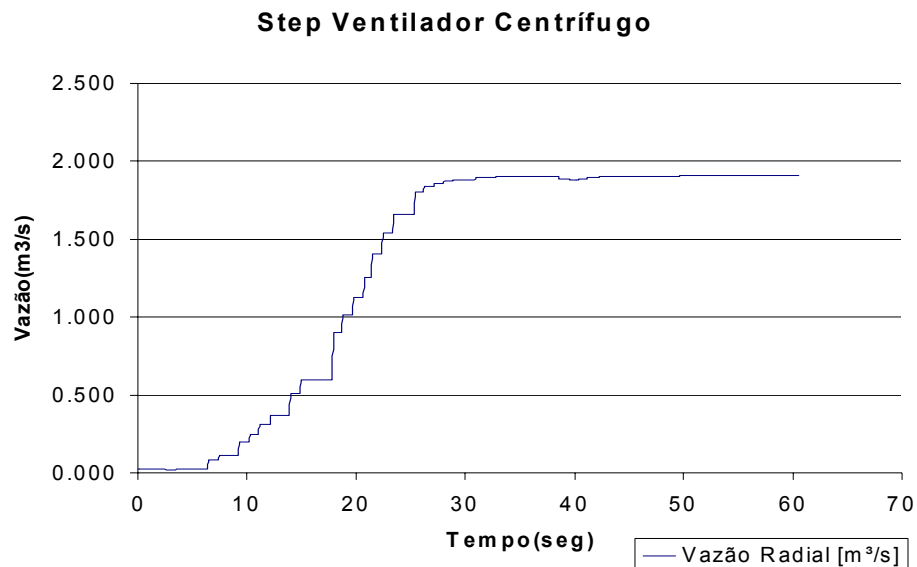


Figura 2.8: Degrau de 60Hz no ventilador centrífugo.

Para este caso, a fim de eliminar ruídos de medida, fez-se um filtro de média móvel.

Devido à presença de um atraso de transporte na malha, um modelo capaz de representar adequadamente o processo pode ser obtido a partir da equação 2.4.

$$G(s) = \frac{K_p e^{-LS}}{T_S + 1} \tag{2.4}$$

A partir da estrutura do relé, conforme a figura 2.9a, expressões exatas para o atraso de transporte, ganho do processo e constante de tempo podem ser obtidas (WANG *et al.*, 1997b).

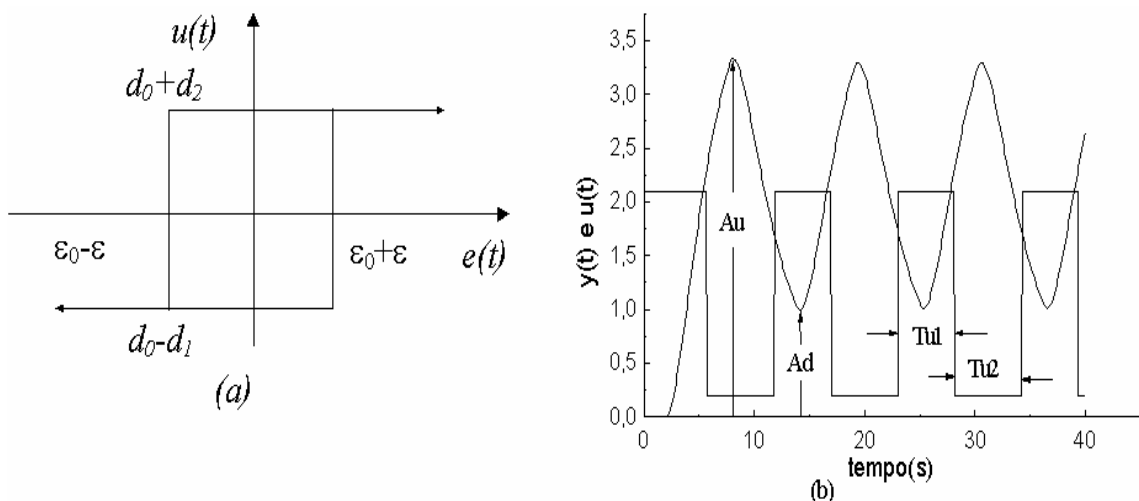


Figura 2.9: (a) relé com histerese não-simétrica, (b) saída do relé (onda quadrada) e saída do processo.

O ganho estático do processo é dado por,

$$K_p = \frac{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} y(t)dt}{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} u(t)dt} = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{y(\infty) - y(0)}{u(\infty) - u(0)} \quad (2.5)$$

onde T_{u1} e T_{u2} estão definidos na figura 2.9b. O ganho do processo pode ser obtido também pela resposta ao degrau, o ganho é dado pelo valor da variável de controle em regime permanente dividido pelo valor do degrau.

A constante de tempo (T) pode ser obtida por

$$T = \frac{T_{u2}}{Ln \left[\frac{\varepsilon_0 + \varepsilon - d_0 K_p - d_2 K_p}{d_1 K_p - d_0 K_p - (d_2 + d_0) K_p e^\theta} \right]} \quad (2.6)$$

onde $d_1, d_2, \varepsilon_0, \varepsilon$ são definidos na figura 2.9a. L é dado por

$$L = Ln \left[\frac{d_1 K_p - d_0 K_p + \varepsilon_0 - \varepsilon}{A_d - d_0 K_p + d_1 K_p} \right] \quad (2.7)$$

Equações idênticas podem ser obtidas considerando-se o outro semi-ciclo.

a) Aplicação Prática

Para o ventilador centrífugo, os resultados experimentais aplicados na determinação do modelo de 1ª ordem são mostrados na figura 2.7. A função de transferência estimada para os seguintes parâmetros do relé; $d_0 = 30$, $d_1 = d_2 = 8$, $\varepsilon_0 = 1$ e $\varepsilon = 0,1$, é representada pela equação (2.8).

$$\hat{G}(s) = \frac{0,03167}{4,448s + 1} e^{-7s} \quad (2.8)$$

A figura 2.10 mostra um degrau de 60 Hz aplicado na função de transferência estimada pelo método do relé.

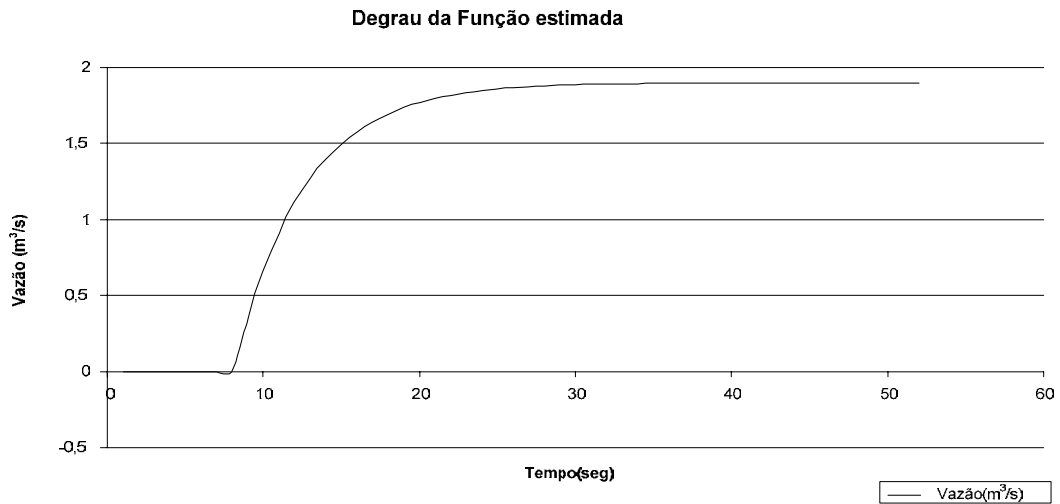


Figura 2.10: Degrau de 60Hz no modelo estimado do ventilador centrífugo.

Vale salientar que o modelo estimado de baixa ordem obtido não representa o processo em todas as faixas de operação. O modelo determinado representa, apenas, uma aproximação linear em torno do ponto de operação do processo na faixa de acionamento do processo durante o procedimento de identificação.

2.3 MÉTODO DE AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES *PID*

Os métodos para sintonia de controladores *PID* começaram a surgir na década de 40. Desde então um grande número de métodos sob uma grande variedade de abordagens têm sido propostos para sintonizar estes controladores, principalmente para sistema SISO.

Uma área ainda hoje promissora, no que diz respeito ao projeto de controladores *PID* robustos e eficientes, surgiu com a combinação do método da frequência de Ziegler-Nichols com os métodos de identificação de processos através do relé propostos por Åström e Hägglund no ano de 1984 (Åström & Hägglund, 1984). Nesta linha pode-se citar a proposta de Åström e Hägglund, que baseado no método de Ziegler-Nichols e na sua interpretação frequencial, propuseram um método para sintonia de controladores *PID* a partir da especificação de margem de fase ou margem de ganho. Almeida & Amaral, (1991)

propuseram extensões a este método através de um procedimento sistemático para a utilização de outros pontos, diferentes do ponto crítico, no projeto PID.

2.3.1 - CONTROLADOR PID AUTO-AJUSTÁVEL COM ESPECIFICAÇÕES DE FASE E GANHO PARA O SISTEMA COMPENSADO

Este método pode ser visto como o método de Ziegler-Nichols modificado, no sentido de superar deficiências de desempenho. Para tanto, interpreta-se o método de Ziegler-Nichols no domínio da frequência como uma alteração, através de um controlador *PID*, da função de transferência de malha aberta do processo. Com um controlador *PID* é possível mover um determinado ponto *A* do diagrama de Nyquist, $G(j\omega)$, para uma posição especificada em termos de fase e ganho para o sistema em malha fechada. As ações proporcional, integral e derivativa do controlador *PID*, em termos de diagrama de Nyquist, são apresentadas na figura 2.11.

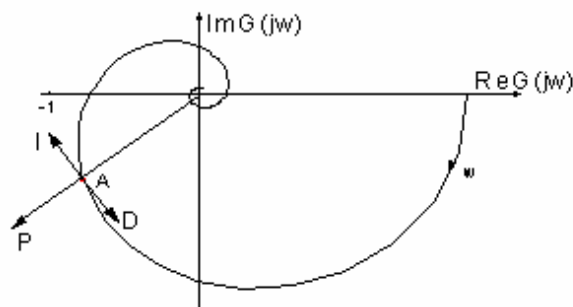


Figura 2.11: Ações do controlador PID.

Supondo-se a função de transferência do controlador *PID* em termos de fase e ganho tem-se

$$G_c(j\omega) = r_c e^{j\varphi_c} \quad (2.9)$$

onde

$$r_c = \sqrt{K_p \left[1 + \left(\omega_c T_d - \frac{1}{\omega_c T_i} \right)^2 \right]} = \frac{K_p}{\cos(\omega_c)} \quad (2.10)$$

$$\varphi_c = \arctan\left(\omega_c T_d - \frac{1}{\omega_c T_i}\right) \quad (2.11)$$

Esta representação do controlador *PID* será utilizada para estabelecer as condições de malha no desenvolvimento deste projeto.

2.3.1.1 - ESPECIFICAÇÃO DE FASE E GANHO PARA O SISTEMA COMPENSADO

A partir da interpretação do método de Ziegler Nichols no domínio da frequência, torna-se simples generalizar um método de cálculo dos parâmetros do controlador onde outros pontos do diagrama de Nyquist são deslocados para posições especificadas em termos de fase e ganho para o sistema compensado (*PID* + Processo). A figura 2.12 ilustra a situação em que um ponto *P* de ganho r_p e fase φ_p é movido para um ponto *S* de ganho r_s e fase φ_s através da ação de um controlador *PID*. Estendendo-se a redução do ganho e o atraso na fase aos outros pontos do diagrama de Nyquist obtém-se uma nova curva para o sistema compensado que resulta em uma melhor estabilidade relativa e, portanto, melhores características dinâmicas para o sistema compensado.

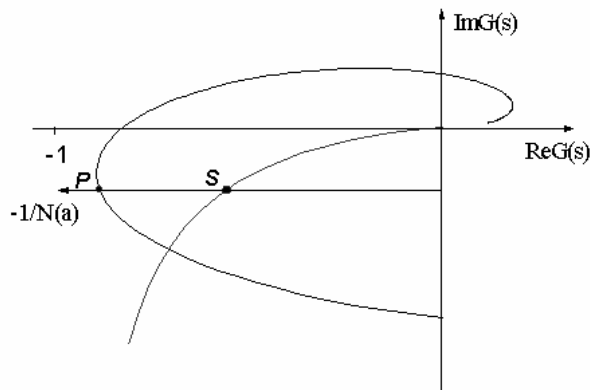


Figura 2.12: O ponto *P* é movido para o ponto *S* pela ação do controlador *PID*.

Aplicando um relé com histerese na malha de realimentação, cuja função descritiva é dada por $N(a)$, o ponto *S* da figura 2.12 pode ser calculado. O valor da função de transferência do processo, numa frequência de oscilação escolhida para projeto, pode ser determinado.

Supondo-se a função de transferência do processo na frequência (ω) dada por

$$G_p(j\omega) = r_p e^{j\varphi_p} \quad (2.12)$$

tem-se

$$\varphi_p = \arctan\left(\frac{\varepsilon}{\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}}\right) \quad (2.13)$$

$$r_p = \frac{\pi a}{4d} = \frac{1}{K_u} \quad (2.14)$$

onde ε e d são os parâmetros do relé e a é a amplitude de oscilação da saída do sistema.

A partir das especificações de fase e ganho para o sistema compensado obtém-se os parâmetros de sintonia (K_c , T_i , T_d) para o controlador *PID*.

Supondo-se que a função de transferência para o sistema compensado seja dada por

$$G_s(j\omega) = r_s e^{j\varphi_s} \quad (2.15)$$

onde r_s e φ_s são o módulo e a fase especificados, como parâmetro de projeto, A função de transferência de malha aberta do sistema compensado é dada por

$$G_s(j\omega) = G_p(j\omega)G_c(j\omega) \quad (2.16)$$

Das equações (2.9), (2.12) e (2.15) obtém-se

$$K_c = \frac{r_s \cos(\varphi_s - \varphi_p)}{r_p} = K_u r_s \cdot \cos(\varphi_s - \varphi_p) \quad (2.17)$$

$$\tan(\varphi_s - \varphi_p) = \left(\omega T_d - \frac{1}{\omega T_i}\right) \quad (2.18)$$

O ganho K_p do controlador é calculado através da equação (2.17). A equação (2.18) tem dois parâmetros (T_i e T_d) a serem determinados e um grau de liberdade. Uma condição adicional deve ser introduzida para determinar os parâmetro T_i e T_d . Um método comum é especificar uma relação constante entre esses dois parâmetros, garantindo que o controlador tenha estrutura *PID*, isto é,

$$T_d = \alpha T_i \quad (2.19)$$

com $0 < \alpha < 1$. Uma escolha usual para α é 0.25 (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 1990).

Portanto, das equações (2.18) e (2.19) resulta que

$$T_d = \frac{1}{2\omega_c} \left[\tan(\varphi_s - \varphi_p) + \sqrt{4\alpha + \tan^2(\varphi_s - \varphi_p)} \right] \quad (2.20)$$

$$T_i = \frac{1}{\alpha} T_d \quad (2.21)$$

O controlador obtido a partir das equações (2.17), (2.20) e (2.21) desloca um ponto determinado pela função de transferência de malha aberta do processo, cuja frequência é determinada pelo ponto de operação obtido da interseção dos lugares geométrico de $G(j\omega)$ com o inverso negativo da função descritiva do relé no plano $G(s)$, para o ponto especificado por φ_s e r_s .

As especificações na determinação do controlador também podem ser feitas a partir da margem de ganho A_m ou margem de fase φ_s para o sistema compensado. Especificando-se a margem de ganho, move-se o ponto do diagrama de Nyquist determinado pela interseção dos lugares geométricos de $G(j\omega)$ com o inverso negativo da função descritiva do relé para uma posição do plano $G(s)$ dada por

$$r_s = 1 - A_m \quad (2.22)$$

$$\varphi_s = -180^\circ \quad (2.23)$$

A interpretação, em termos do diagrama de Nyquist, desta forma de especificação é apresentada na figura 2.13.

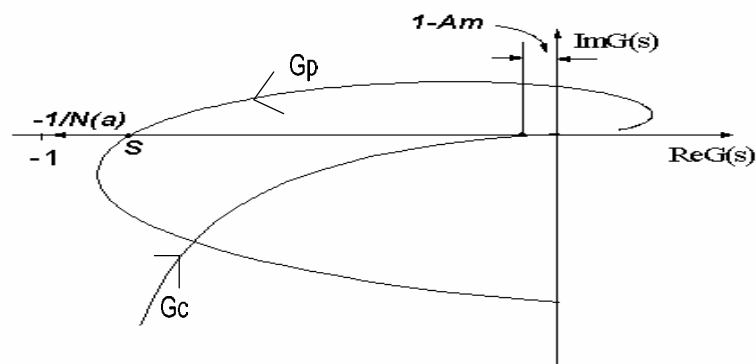


Figura 2.13: Com a especificação da margem de ganho A_m , o ponto S é movido para a posição especificada do plano $G(s)$.

Para a implementação dos métodos de auto-sintonia descritos são usados controladores lógicos programáveis (CLPs) de pequeno e médio porte do modelo CPU224XP da Siemens e sua programação é realizada em *Ladder*. Pelo fato dos CLPs não possuírem capacidade de realizar todos os cálculos para obter os parâmetros do PID, o algoritmo para determinação dos parâmetros do controlador PID é feito de forma conjunta entre o CLP e o sistema supervisório. O algoritmo por especificação de fase e ganho para o sistema compensado, pode ser sintetizado nos seguintes passos:

I) estimar, com o relé, r_p e φ_p em uma frequência w determinada pelo ponto de operação obtido da interseção do lugar geométrico de $G(j\omega)$ com o inverso negativo da função descritiva do relé. Resultados satisfatórios são obtidos ajustando-se o ponto de operação na frequência dos pólos dominantes do sistema antes da compensação. O CLP envia, pela rede Modbus, os parâmetros necessários para os cálculos, tais parâmetros são: a amplitude máxima das oscilações e o período das oscilações.

II) especificar o ganho r_s e a fase φ_s . Esta etapa é feita pelo sistema supervisório.

III) calcular os parâmetros do controlador através das equações (2.17), (2.20) e (2.21). Esta etapa também é realizada pelo sistema supervisório. Após obtidos os parâmetros, o supervisório envia os parâmetros já calculados para o CLP.

A figura 2.14 mostra a tela principal do sistema integrado, supervisório e CLP utilizado no controle do ventilador centrífugo.

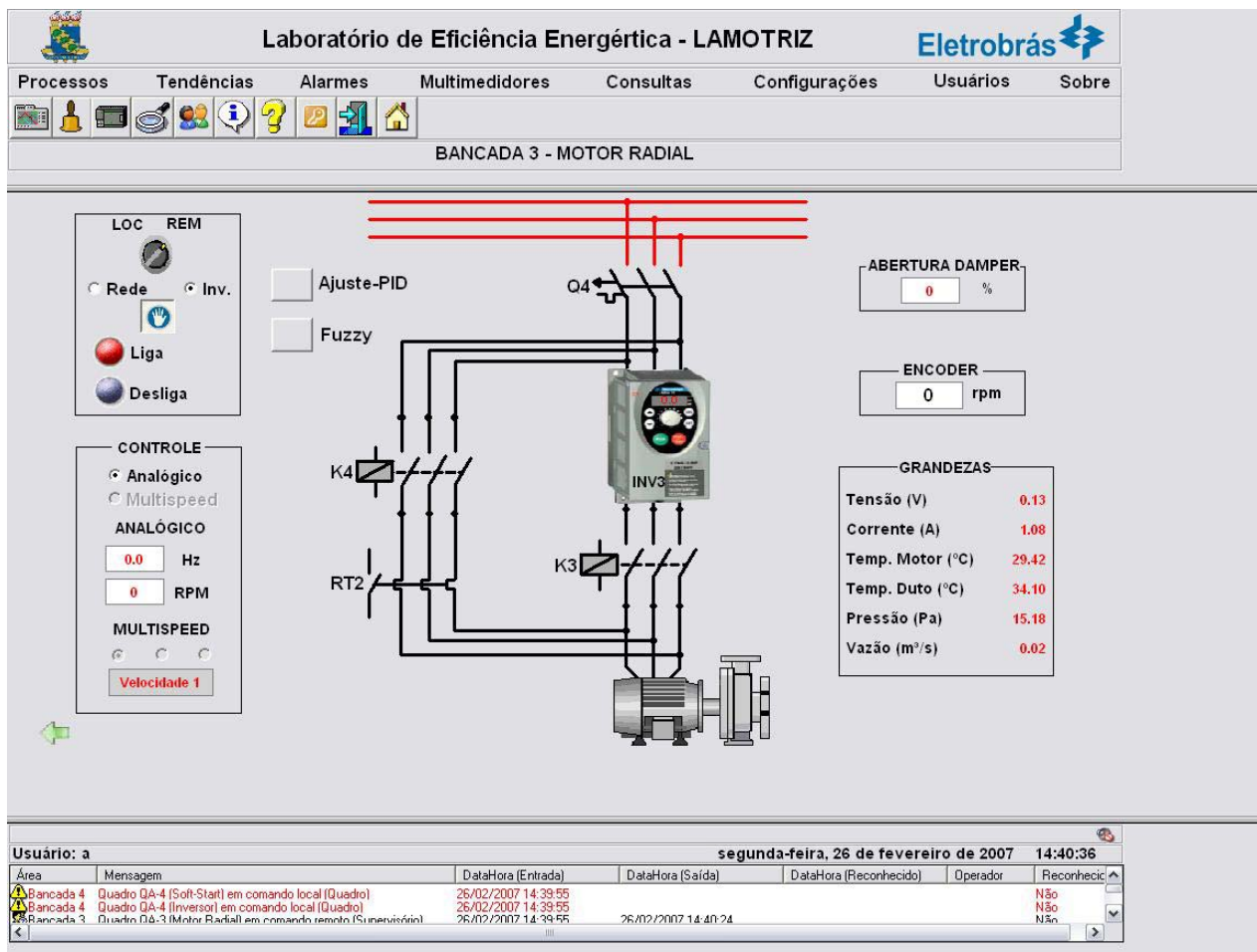


Figura 2.14: Tela do sistema supervisório do ventilador centrífugo.

A figura 2.15 mostra a tela de auto-ajuste para o ventilador centrífugo, nela inserimos o ponto para o qual sistema controlado deverá ser transferido usando os parâmetros provenientes da rotina de auto-ajuste.

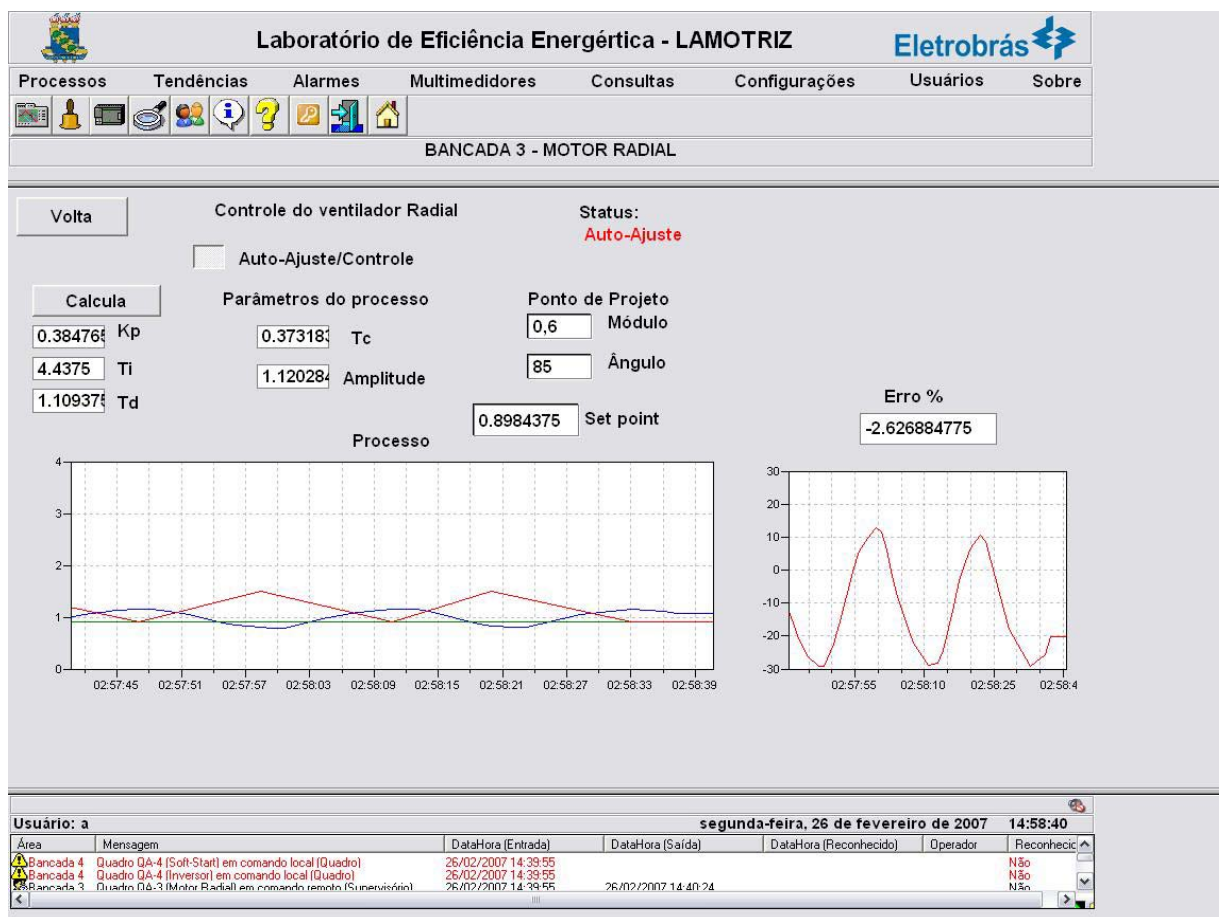


Figura 2.15: Tela do sistema supervisorio de auto-ajuste do ventilador centrífugo.

2.4 - CONCLUSÕES

Neste capítulo implementou-se a identificação em frequência de processos industriais através do método do relé. Um sistema de ventilação centrífugo foi apresentado como exemplo e um esquema de modelagem de baixa ordem foi aplicado. Em seguida, implementou-se uma estratégia de controle PID auto-ajustável com especificação de fase e ganho para o sistema compensado, os resultados obtidos foram bastantes satisfatórios.

A sintonia PID continua sendo um desafio para a engenharia de controle e ainda é fruto de vários casos de estudos, os resultados obtidos neste capítulo mostram que o método proposto de auto-ajuste se mostrou bastante eficiente em plantas de ventilação.

Uma das vantagens na utilização dos métodos apresentados refere-se à sua simplicidade, quando comparados aos outros métodos de auto-ajustos, o que viabiliza a aplicação em sistemas industriais controlados através de CLPs integrados em rede industrial e supervisionados através de um aplicativo SCADA de propósito geral.

CAPÍTULO 3

CONTROLADOR NEBULOSO

3.1 INTRODUÇÃO

A teoria dos conjuntos nebulosos foi desenvolvida a partir de 1965 por Zadeh (1965). Como resultado, foram introduzidos os conceitos da lógica nebulosa, a qual constitui uma das tecnologias emergentes bem sucedidas no desenvolvimento de sistemas de controle complexos (ZADEH, 1973; HIROTA & SUGENO, 1995). Entretanto, mesmo com o grande número de trabalhos a nível acadêmico e industrial, investigações em busca de formas sistemáticas de projeto dos controladores nebulosos, que garantam desempenho estável e robusto, continuam sendo um desafio (HU *et al.*, 1999).

Um controlador nebuloso é um sistema de controle baseado na lógica nebulosa, também conhecida como lógica difusa ou lógica “fuzzy”. Também pode ser considerado como um tipo de sistema especialista, baseado em conhecimento, que contém no algoritmo de controle, um conjunto de regras do tipo:

Se <premissa> **Então** <conclusão>

O conhecimento, representado na base de regras, é derivado da heurística, experiência e intuição de especialistas em controle de processos, assim como do conhecimento teórico e prático da dinâmica do sistema a ser controlado. Se o conhecimento representado na base de regras é derivado de forma analítica do sistema, as ações de controle são definidas como função das variáveis de estado do sistema e, dependendo dos valores que as variáveis de estados assumem, diferentes ações de controle, baseadas em regras, são executadas. A faixa de valores que as variáveis de estados podem assumir são modeladas por conjuntos nebulosos, e são denominadas termos lingüísticos. Por outro lado, imprecisão e incerteza são dois importantes aspectos relacionados à informação contida em um algoritmo de controle, que se baseia em experiência e heurística humana (HIROTA & SUGENO, 1995). Atualmente, a teoria dos conjuntos nebulosos é a mais adequada para tratar informação imprecisa, também conhecida como vaga.

As primeiras implementações de controladores nebulosos foram realizadas por MAMDANI (1974) e MAMDANI & ASSILIAN (1975), motivados pelos trabalhos de ZADEH (1965, 1973). Isto deu-se pela eficiente capacidade dos CNs de representar imprecisões e de serem excelentes aproximadores universais. Como resultado, mostraram-se robustos, de grande adaptabilidade e capazes de incorporar conhecimentos que outros sistemas nem sempre conseguem acomodar (COELHO *et al.*, 1998). CNs têm sido utilizados com sucesso no controle de processos complexos, com modelos de difícil representação matemática, não-lineares, sujeitos a perturbação, na presença de incertezas paramétricas e, com elevado nível de ruído (ALMEIDA & COELHO, 1999a; COELHO *et al.* 2000b). Estes resultados despertaram o interesse sobre os *CNs* como área de estudos e pesquisas, em diversas instituições de ensino, pesquisa e desenvolvimento de sistemas de controle no mundo (HIROTA & SUGENO 1995). Nos últimos anos, tem-se observado um número crescente de técnicas de controle nebulosos aplicadas no controle de processos industriais (TAO & TAUR, 2005; YONGMING, 2006; EL-GELIEL & EL-KHAZENDAR, 2003; CHANG, 2007; GUIMARAES *et al.*, 2007a). Recentemente, estas técnicas têm sido combinadas com técnicas de controle convencionais para projetar controladores nebulosos (*CN*) com estrutura *PID* (*CN-PID*). Assim, como a sintonia dos ganhos dos controladores *PID* convencionais é uma tarefa complexa, a determinação dos ganhos via o projeto de um algoritmo *CN-PID* é um dos importantes aspectos a serem considerados na comunidade industrial. Técnicas que proporcionem algoritmos eficientes, capazes de reduzir o grau de heurística envolvida no projeto, são necessárias para garantir simplicidade e funcionalidade dentro das especificações estabelecidas.

3.2 – CONTROLADORES NEBULOSOS

Ao contrário dos controladores convencionais, em que o algoritmo de controle é descrito analiticamente por equações matemáticas, algébricas ou diferenciais, um *CN* utiliza regras lógicas e mecanismos de raciocínio na sua estrutura. A figura 3.1 ilustra a estrutura básica de um *CN* (ALMEIDA, 2002). Esta estrutura pode apresentar pequenas modificações dependendo do objetivo de projeto ao qual se propõe, sendo, no entanto, adequada para o acompanhamento do fluxo de informações no sistema.

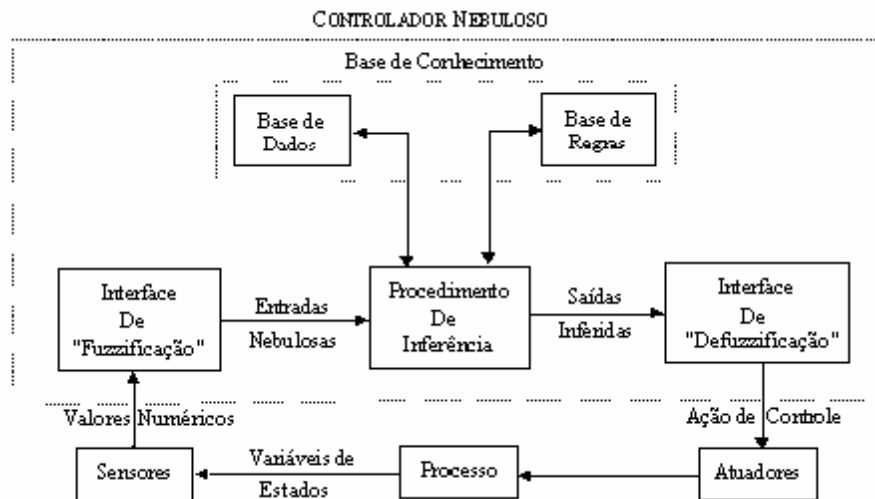


Figura 3.1 - Estrutura básica de um controlador nebuloso. (ALMEIDA, 2002)

3.2.1 - INTERFACE DE “FUZZIFICAÇÃO”

A *interface de “fuzzificação”* é responsável pela medida dos valores das variáveis de entrada, que caracterizam o estado do sistema (variáveis de estado) e pela normalização destas variáveis em um universo de discurso padronizado. Estes valores são então “*fuzzificados*”, com a transformação da entrada tipo “*singleton*”, como mostrada na figura 3.2, em instâncias das variáveis linguísticas, dentro dos conjuntos nebulosos associados.

3.2.2 - BASE DE CONHECIMENTO

A *base de conhecimento* consiste de uma base de dados e uma base de regras, que caracterizam a estratégia de controle adotada e suas metas. Na base de dados ficam armazenadas as definições sobre a quantização e normalização dos universos de discurso, e as definições das funções de pertinência dos termos nebulosos. A base de regras é formada por estruturas do tipo

Se <premissa> **Então** <conclusão>

como por exemplo:

Se <Erro é Positivo Grande > **e** <Derivada do Erro é Positivo Grande>
Então <Controle é Positivo Grande>

Estas regras, juntamente com os dados de entrada, são processados pelo *procedimento de inferência*, o qual infere as ações de controle de acordo com o estado do sistema.

Em um *CN* é necessário que a base de regras seja completa para garantir a existência de que pelo menos uma regra seja disparada para qualquer estado possível do sistema. A consistência da base de regras é também muito importante para garantir a inexistência de contradições entre <premissas> e <conclusões> e, conseqüentemente, nas ações do controlador.

As premissas são relacionadas pelos conectivos lógicos, dados pelo *operador de conjunção* (**e**) e pelo *operador de disjunção* (**ou**). Desde que premissas e conclusões são, geralmente, formadas por várias variáveis lingüísticas, o *CN* pode ser considerado um sistema com múltiplas entradas e múltiplas saídas (*MIMO*). Para o caso de uma controlador de duas entradas e uma saída (*MISO*), as regras tomam a seguinte forma:

$$\begin{array}{ll}
 R_1: \text{Se } x_1 \text{ é } A_{1,1} \text{ e } x_2 \text{ é } A_{2,1} & \text{Então } y \text{ é } C_1 \\
 R_2: \text{Se } x_1 \text{ é } A_{1,2} \text{ e } x_2 \text{ é } A_{2,2} & \text{Então } y \text{ é } C_2 \\
 \dots & \dots \\
 \dots & \dots \\
 R_n: \text{Se } x_1 \text{ é } A_{1,n} \text{ e } x_2 \text{ é } A_{2,n} & \text{Então } y \text{ é } C_n
 \end{array} \tag{3.1}$$

onde x_1, x_2 são variáveis lingüísticas que representam o estado do processo e y é a variável lingüística de controle. $A_{1,i}, A_{2,i}$ e C_i são valores lingüísticos das variáveis lingüísticas nos universos de discurso U, V e W , respectivamente, com $i=1, \dots, n$.

Um conjunto de regras tais como “**Se** (x_1 é $A_{1,i}$ e x_2 é $A_{2,i}$) **Então** (y_i é C_i)” é implementada por uma implicação (relação) nebulosa R_i definida como:

$$\mu_{R_i} \triangleq \mu_{(A_{1,i} \text{ e } A_{2,i} \rightarrow C_i)}(x_1, x_2, u) = [\mu_{A_{1,i}}(x_1) \quad \text{e} \quad \mu_{A_{2,i}}(x_2)] \rightarrow \mu_{C_i}(u) \tag{3.2}$$

onde A_i e B_i são conjuntos nebulosos $A_{1,i} \times A_{2,i}$ em X_1 e X_2 ; $R_i(A_{1,i} \text{ e } A_{2,i}) \rightarrow C_i$ é uma implicação nebulosa em $X_1 \times X_2 \times U$; $\text{e} \rightarrow$ representa um operador implicação nebulosa. A tabela 3.1

apresenta os principais operadores de implicação nebulosa e a tabela 3.2 os operadores de interseção e união nebulosa (ALMEIDA, 2002).

Tabela 3.1 - Operadores de implicação nebulosa.

<i>Implicação</i>	<i>Nome</i>
$\max(1-a, b)$	Kleene-Dienes
$\min(1-a+b, 1)$	Lukasiewicz
1 se $a < b$	Rescher-Gaines
1 se $a < b$	Brower-Gödel
$\min(a/b)$, se $a \neq b$	Goguen
$1-a+ab$	Reichenbach
$\max(1-a, \min(a, b))$	Zadeh-Wilmott
$\min(a, b)$	Mandani
ab	Larsen

Tabela 3.2 - Principais T-norma e T-conorma.

t-norma	t-conorma	Nome
$\min(a, b)$	$\max(a, b)$	Zadeh
ab	$a+b-ab$	probabilística
$\max(a+b-1, 0)$	$\min(a+b, 1)$	Lukasiewicz
a , se $b=1$ b , se $a=1$ 0 senão	a , se $b=0$ b , se $a=0$ 1 senão	Weber

3.2.3 - PROCEDIMENTO DE INFERÊNCIA

O procedimento de inferência é o núcleo do controlador nebuloso. Este deve ser capaz de tomar decisões a partir das regras, que estabelecem as implicações nebulosas para o comportamento do sistema, assim como dos conceitos advindos da lógica nebulosa. O processo de inferência consiste nas seguintes ações:

1. verificação do grau de compatibilidade entre os fatos e as cláusulas nas premissas das regras;
2. determinação do grau de compatibilidade global ou grau de disparo (*GD*) da premissa de cada regra;
3. determinação do valor da conclusão, em função do grau de compatibilidade da regra com os dados e as ações de controle constante na conclusão;

4. agregação dos valores obtidos como conclusão nas várias regras, obtendo-se uma ação de controle global.

Os tipos de controladores nebulosos encontrados na literatura são os modelos clássicos, compreendendo os modelos de Mamdani e Larsen (COELHO & MARIANI, 2006). Os modelos de interpolação são os modelos de Takagi-Sugeno e Tsukamoto (ALMEIDA, 2002). Os modelos diferem quanto à forma de representação dos termos na premissa, quanto às representações das ações de controle e quanto aos operadores utilizados para implementação do controlador.

Considerando-se as regras conforme (3.1), os passos do processamento de inferência para o modelo clássico de controle nebuloso são dados por:

Passo 1: Seja uma variável de estado, definida no universo X_i , a realização de x_i é definida como o valor $x_i^* \in X_i$ que assume em X_i em um dado momento;

Passo 2: A *compatibilidade* da i -ésima premissa da j -ésima regra com x_i^* , ou seja, a compatibilidade de x_i^* , $1 \leq i \leq n$, com $A_{i,j}$ da regra R_j , $1 \leq j \leq m$, é definida por:

$$\alpha_{i,j} = \mu_{A_{i,j}}(x_i^*), \quad 1 \leq i \leq n, \quad 1 \leq j \leq m$$

Passo 3: Com as premissas de uma dada regra avaliadas, a compatibilidade global α_j da regra R_j , $1 \leq j \leq m$, com os x_i^* é determinada com uma t-norma T:

$$\alpha_j = T(\alpha_{1,j}, \dots, \alpha_{n,j}) \quad 1 \leq j \leq m$$

Passo 4: O α_j , assim obtido, é relacionado com o respectivo conjunto nebuloso C_j do conseqüente da regra R_j , dando origem a um conjunto C_j' , $1 \leq j \leq m$, através de um operador de implicação I :

$$\mu_{C_j'}(y) = I(\alpha_j, \mu_{C_j}(y)), \quad \forall y \in Y$$

Passo 5: Um operador ∇ faz a agregação das contribuições das várias regras acionadas C_j' num único conjunto nebuloso C' :

$$\mu_{C'}(y) = \nabla(\mu_{C_1'}(y), \dots, \mu_{C_m'}(y)), \quad \forall y \in Y$$

O operador ∇ é usualmente uma t-conorma, quando o operador de implicação I é uma t-norma, e uma t-norma em caso contrário.

Para os modelos clássicos $T(a,b)=\min(a,b)$, $I=\min(a,b)$ e $V(a,b)=\max(a,b)$ (segundo Mamdani) e $T(a,b)=a \cdot b$, $I=a \cdot b$ e $V(a,b)=\max(a,b)$. Para os modelos de interpolação, também são válidos os passos 1, 2 e 3. No entanto, a operação de implicação do passo 4 determina uma ação de controle precisa para cada regra. Essas ações individuais são interpoladas no passo 5, gerando ação de controle única e precisa.

3.2.4 - INTERFACE DE "DEFUZZIFICAÇÃO"

Nos controladores nebulosos do tipo clássico, a interface de "defuzzificação" é utilizada para obter uma única ação de controle, a partir do conjunto nebuloso C' obtido no passo 4.

O procedimento compreende a identificação do domínio das variáveis de saída, num correspondente universo de discurso. Com a ação de controle nebulosa inferida, evolui-se para uma ação de controle não-nebulosa. Os métodos de "defuzzificação" mais utilizados são: i) Primeiro Máximo (*Small of Maximum, SOM*) — encontra o valor de saída através do ponto em que o grau de pertinência da distribuição da ação de controle atinge o primeiro valor máximo; ii) Método da Média dos Máximos (*Mean of Maximum, MOM*) — encontra o ponto médio entre os valores que têm o maior grau de pertinência inferido pelas regras; iii) Método do Centro da Área (*Center of Area, COA*) — o valor de saída é o centro de gravidade da função de distribuição de possibilidade da ação de controle (ALMEIDA, 2002).

3.3 CONTROLADOR NEBULOSO COM ANÁLISE DE ESTABILIDADE

O controlador nebuloso usado neste trabalho tem como entrada o erro e a derivada do erro, a partir das regras do procedimento de inferência e da interface de defuzzificação é gerado um sinal que corresponde ao incremento da variável de controle como saída. Para o controlador, deriva-se matematicamente uma modelagem através de funções descritivas que se mostrou indispensável para o projeto do controlador nebuloso. Aspectos de estabilidade e prevenção de ciclo limites em torno do ponto de equilíbrio são estabelecidas.

Por propósito de simplificação, as funções de pertinência das variáveis de entrada são triangulares e para a saída são do tipo “crisp”, estas funções tem todo seu valor em um único ponto. Estas funções de pertinência demonstram ser suficientes para o propósito de controle das plantas consideradas. A figura 3.2 apresenta a função de pertinência para as entradas do controlador nebuloso.

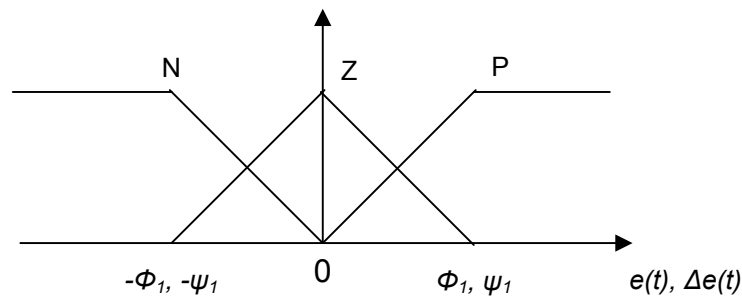


Figura 3.2 – Funções de pertinência das entradas.

Considerando este formato para as equações das funções de pertinência do erro, as seguintes equações podem ser derivadas.

$$FNe = -\frac{e}{\phi_1}, \text{ se } -\phi_1 < \text{erro} < 0; \quad (3.3)$$

$$FNe = 1, \text{ se erro} < -\phi_1; \quad (3.4)$$

$$FZe = 1 + \frac{e}{\phi_1}, \text{ se } -\phi_1 < \text{erro} < 0; \quad (3.5)$$

$$FZe = 1 - \frac{e}{\phi_1}, \text{ se } 0 < \text{erro} < \phi_1; \quad (3.6)$$

$$FPe = \frac{e}{\phi_1}, \text{ se } 0 < \text{erro} < \phi_1; \quad (3.7)$$

$$FPe = 1, \text{ se erro} > \phi_1. \quad (3.8)$$

onde FNe é a função negativo do erro, FZe é a função zero do erro, FPe é a função positivo do erro, “ e ” é o erro e ϕ é o limite da função de pertinência do erro.

As funções de pertinência para a derivada do erro seguem os mesmos critérios e são dadas abaixo.

$$FNde = -\frac{de}{\psi_1}, \text{ se } -\psi_1 < de < 0; \quad (3.9)$$

$$FNde = 1, \text{ se } de < -\psi_1; \quad (3.10)$$

$$FZde = 1 + \frac{de}{\psi_1}, \text{ se } -\psi_1 < de < 0; \quad (3.11)$$

$$FZde = 1 - \frac{de}{\psi_1}, \text{ se } 0 < de < \psi_1; \quad (3.12)$$

$$FPde = \frac{de}{\psi_1}, \text{ se } 0 < de < \psi_1; \quad (3.13)$$

$$FPde = 1, \text{ se } de > \psi_1. \quad (3.14)$$

onde $FNde$ é a função negativo da derivada do erro, $FZde$ é a função zero da derivada do erro, $FPde$ é a função positivo da derivada do erro e “ de ” é a derivada do erro.

Com o propósito de simplificar o processo de defuzzificação e facilitar a implementação, funções tipo “*crisp*” são utilizadas para o processo nebuloso de saída. A figura 3.3 apresenta as funções de pertinência para o incremento da variável de controle.

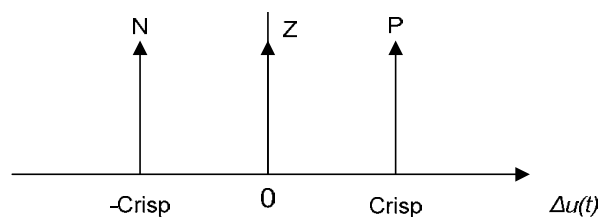


Figura 3.3 – Função de pertinência da defuzzificação.

A base de regra do controlador, inspirada na dinâmica de resposta de um sistema de controle estável, lenta e de baixa ordem pode ser sintetizada conforme a tabela 3.3. Outro fator importante para a escolha de apenas nove regras foi a dificuldade de programação de mais regras no CLP.

Tabela 3.3 – Base de regra do controlador nebuloso.(ALMEIDA, 2002)

		de(t)		
		N	Z	P
e(t)	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

onde: N é negativo, Z é zero e P é positivo. Para o propósito de ilustração, considerando os casos de:

- i) Erro negativo, derivada do erro negativa e saída de controle negativa.
- ii) Erro positivo, derivada do erro é zero e saída de controle é positiva.

Estas situações são apresentadas nas tabelas 3.4a e 3.4b

Tabela 3.4 – Situações a) Erro negativo, derivada do erro negativa e saída de controle negativa. b) Erro positivo, derivada do erro é zero e saída de controle é positiva.

		de(t)		
		N	Z	P
e(t)	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

		de(t)		
		N	Z	P
e(t)	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

A saída ou incremento do controle do controlador nebuloso para as situações da tabela 3.3 é dada por:

$$\Delta u = -FNe.FNdeCrisp - FNe.FZdeCrisp - FZe.FNdeCrisp + FZe.FPde.Crisp + FPe.FZde.Crisp + FPe.FPde.Crisp \tag{3.15}$$

$$\Delta u = -Crisp(FNe.FNde + FNe.FZde + FZe.FNde) + Crisp(FZe.FPde + FPe.FZde + FPe.FPde) \tag{3.16}$$

Devido à simetria das funções de pertinência, tanto na fuzzificação como na defuzzificação, usa-se apenas os valores da função “Crisp” positiva.

Substituindo as equações (3.3) a (3.14) na equação (3.16) e usando apenas a parte positiva, obtem-se:

$$\Delta u = Crisp \left[\left(1 - \frac{e}{\phi_1} \right) \cdot \frac{de}{\psi_1} + \frac{e}{\phi_1} \cdot \left(1 - \frac{de}{\psi_1} \right) + \frac{e}{\phi_1} \cdot \left(\frac{de}{\psi_1} \right) \right], \quad (3.17)$$

$$\Delta u = Crisp \left[\left(\frac{de}{\psi_1} - \frac{e \cdot de}{\phi_1 \cdot \psi_1} \right) + \left(\frac{e}{\phi_1} - \frac{e \cdot de}{\phi_1 \cdot \psi_1} \right) + \left(\frac{e \cdot de}{\phi_1 \cdot \psi_1} \right) \right] \quad (3.18)$$

A partir de simples manipulação matemática tem-se:

$$\Delta u = Crisp \left[\left(\frac{de}{\psi_1} \right) + \left(\frac{e}{\phi_1} - \frac{e \cdot de}{\phi_1 \cdot \psi_1} \right) \right], \quad (3.19)$$

$$\Delta u = Crisp \left[\frac{\phi_1 \cdot de + \psi_1 \cdot e - e \cdot de}{\phi_1 \cdot \psi_1} \right] \quad (3.20)$$

A equação (3.20) corresponde à variação da saída do controlador nebuloso a partir dos limites das funções de pertinência da fuzzificação, da função de pertinência da defuzzificação, do erro e da derivada do erro. Esta equação se aplica no intervalo de erro de 0 à ϕ_1 , após esse valor a saída o controlador nebuloso permanece estabilizada no seu valor máximo. Para os valores de $-\phi_1$ a 0, a equação (3.20) muda apenas o sinal de Δu , isso ocorre devido a simetria do controlador nebuloso, e para os valores de erro abaixo de $-\phi_1$, a saída assume o valor mínimo.

3.4 – PREDIÇÃO DO CICLO LIMITE DO SISTEMA NEBULOSO USANDO O MÉTODO DA FUNÇÃO DESCRITIVA

Junto com as aplicações práticas da lógica dos controladores nebulosos, pesquisas teóricas estão sendo conduzidas. As pesquisas teóricas envolvendo o controle nebuloso são mais focadas nos problemas de estabilidade, controlabilidade, observabilidade e robustez como no controle tradicional, o linear, e apenas uma pequena parte dos trabalhos estão sendo feitos levando em consideração os problemas do controle não-linear. Por exemplo, predição do ciclo limite é um dos mais importantes fatores no controle não-linear

como o controle nebuloso. Em (KIM *et al*, 2000) é dito que o ciclo-limite causa uma região de estabilidade limitada pela atração sem afetar o comportamento local ao redor do ponto de operação. Se uma perturbação leva o controle nebuloso para fora da região de estabilidade, ele se tornará instável mesmo se o ponto de operação continua estável e precisa de mais cuidado (GUIMARAES *et al*, 2007a).

Lamentavelmente, apenas alguns projetos de pesquisa levam em consideração esse problema reportado. Perng e Hara mostraram a existência do ciclo-limite em um sistema de controle nebuloso por experimentos (PERNG *et al*, 2005; HARA & ISHIBE, 1992) e Kickert e Mandani tentaram demonstrar teoricamente o ciclo-limite de um sistema de controle nebuloso pela aproximação do controlador lógico nebuloso em um relé multinível em (KICKERT E MANDANI, 1978). Gordillo *et al* (1997) tentaram dá um entendimento qualitativo do comportamento dos sistemas de controle nebuloso e previram os ciclo-limites indesejáveis usando a função descritiva experimental do controlador nebuloso.

3.4.1 – FUNÇÃO DESCRITIVA

O método da função descritiva é uma extensão da análise no domínio da frequência usada em sistemas lineares para sistemas não-lineares (KIM *et al*, 2000). Isto permite a análise do sistema não-linear no domínio da frequência. Para aplicar a técnica, o sistema deve ser considerado em malha fechada como mostra a figura 3.4.

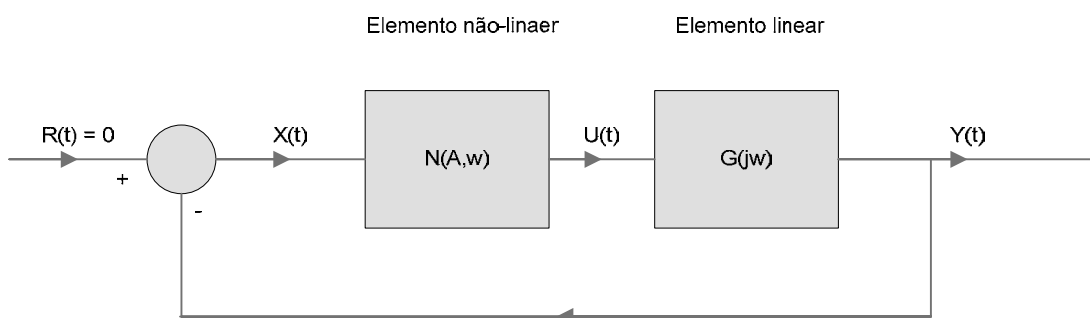


Figura 3.4 – Sistema não-linear.

Para a análise no domínio da frequência, a parte linear da Figura 3.4 é representada pela função de transferência $G(j\omega)$ e a parte não-linear é representada pela contraparte não-linear da função de transferência, a função descritiva de $N(A, \omega)$.

A função descritiva de um elemento não-linear é definida como a relação complexa entre funções componentes senóides fundamentais de entrada e saída do elemento. Em muitos casos, somente a componente harmônica fundamental de entrada e saída é considerada, para propósito de simplificação. Considerando $x(t) = A \sin \omega t$, como entrada do elemento não-linear, a expansão de Fourier para a saída do sistema de $u = f(x, \dot{x})$ é dada como segue:

$$u(t) = u(x = A \sin \omega t, \dot{x} = \omega A \cos \omega t) \quad (3.21)$$

$$= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (3.22)$$

onde:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) d\omega t \quad (3.23)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (3.24)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (3.25)$$

Por definição e simetrificação, a função descritiva considera apenas a componente harmônica fundamental e a função descritiva é dada por:

$$N(A, \omega) = \frac{(b_1 + ja_1)e^{j\omega t}}{Ae^{j\omega t}} = \frac{1}{A}(b_1 + ja_1) \quad (3.26)$$

sendo:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \cos(\omega t) d\omega t \quad (3.27)$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \sin(\omega t) d\omega t \quad (3.28)$$

Como observado, o método de função descritiva está baseado na suposição fundamental de que a planta tem a propriedade de filtro passa-baixa e filtra as harmônicas superiores pela parte não-linear. Geralmente, a suposição de filtro é válida, pois as plantas mecânicas ou eletromecânicas comuns, como os sistemas motores possuem o comportamento passa-baixa. Entretanto, se as plantas forem sensíveis às altas frequências a suposição de filtro é inválida, e o método da função descritiva não pode ser aplicado. No caso, como é a aplicação é um ventilador centrífugo que apresenta esse comportamento de filtro passa-baixa, o critério da função descritiva pode ser usado.

3.4.2 – CICLO LIMITE

O método da função descritiva prevê que se $G(j\omega)$ é a função de transferência do elemento linear na figura 3.4, se a seguinte relação é válida; a operação em malha fechada estabelece ciclos limites.

$$1 + N(A, \omega)G(j\omega) = 0 \quad (3.29)$$

Se $A = A_1$ e $\omega = \omega_1$ satisfaz a equação (3.29), então o sistema em malha-fechada terá um ciclo-limite com a amplitude A_1 e a frequência $\omega_1 / 2\pi$. Então, no caso em que as duas curvas de $G(j\omega)$ e $-1/N(A, \omega)$ são plotadas em um único plano complexo, se as duas curvas formam um ponto de operação comum, promovem o surgimento de ciclos limites. Pela mesma razão, se a curva $N(A, \omega) \times G(j\omega)$ é plotada no plano complexo, se a curva passa pelo ponto (-1,0) o ciclo-limite é estabelecido. Na figura 3.5, apresenta-se duas representações no plano complexo dos lugares geométricos que caracterizam ciclos limites.

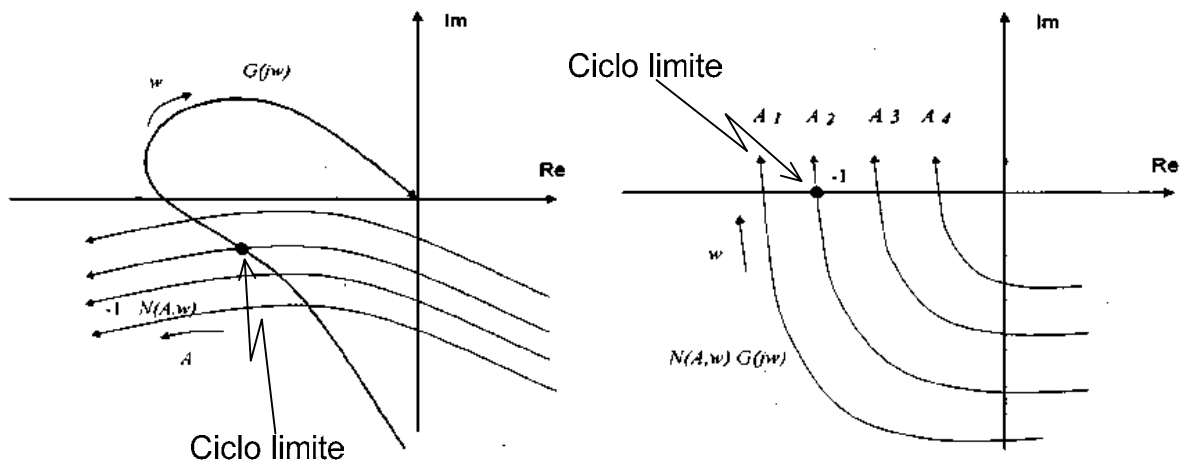


Figura 3.5 - Detecção de ciclos-limites a) $G(j\omega)$ e $-1/N(A,\omega)$ e b) $N(A,\omega) \times G(j\omega)$

3.4.3 - FUNÇÃO DESCRITIVA ANALÍTICA DO CONTROLADOR NEBULOSO

Para obter a função descritiva para o controlador nebuloso, conforme apresentado na figura 3.6, os lemas seguintes serão considerados como resultados preliminares.

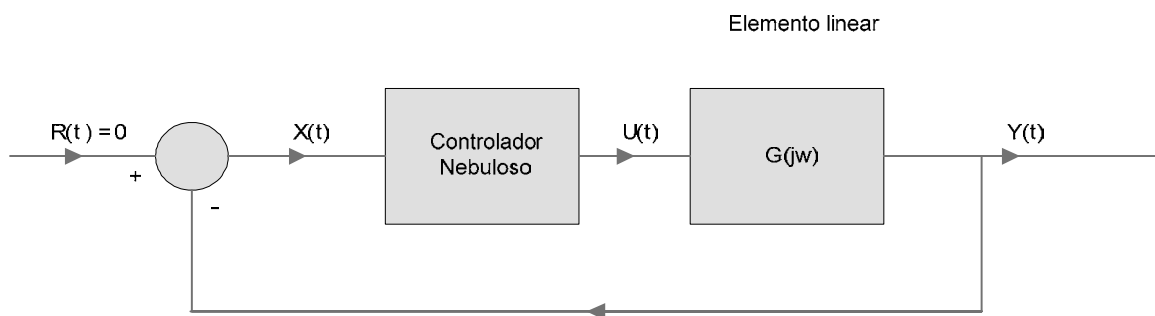


Figura 3.6 - Planta controlada pelo CN.

Lema 1: Supondo que o controlador nebuloso é simétrico com respeito à origem. Então o controlador Nebuloso é ímpar não apenas em x , mas também no tempo t , quando a entrada é $x(t) = A \sin \omega t$. A prova é obtida em (KIM *et al*, 2000).

Lema 2: Supondo que um controlador nebuloso apresentado na figura 3.6 satisfaz as suposições que o mesmo é simétrico. Se $x(t) = A \sin \omega t$, então $u(t) = -u(t - (\pi / \omega))$. A prova é obtida em (KIM *et al*, 2000).

Definição 1: Supondo que a entrada $x(t) = A \sin \omega t$, $\dot{x} = \omega A \cos \omega t$ é aplicado às funções de pertinência do controlador nebuloso usado $0 \leq A < \phi_1$ e $0 \leq \omega A < \psi_1$. Então γ_1 é definido da seguinte forma:

$$\gamma_1 \equiv \sin^{-1} \frac{\phi_1}{A}. \quad (3.30)$$

Desenvolvendo os termos a_1 e b_1 da equação (3.26):

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t, \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} a_1 = \frac{1}{\pi} \{ & \int_{-\pi}^{(\pi/2)} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \\ & + \int_0^{\pi/2} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \\ & + \int_{-(\pi/2)}^0 u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \\ & + \int_{\pi/2}^{\pi} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \} \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} a_1 = \frac{1}{\pi} \{ & \int_0^{(\pi/2)} u\left(k - \frac{\pi}{\omega}\right) \cdot \cos \omega\left(k - \frac{\pi}{\omega}\right) d\omega k \\ & + \int_0^{\pi/2} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \} \\ & + \frac{1}{\pi} \{ \int_{\pi/2}^{\pi} u\left(k - \frac{\pi}{\omega}\right) \cdot \cos \omega\left(k - \frac{\pi}{\omega}\right) d\omega k \\ & + \int_{\pi/2}^{\pi} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \} \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \left\{ \int_0^{\pi/2} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t + \int_{\pi/2}^{\pi} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \right\} \quad (3.34)$$

Pelo Lema 2,

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \left\{ \int_0^\pi u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \right\} \quad (3.35)$$

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{h-1} \int_{\gamma^i}^{\gamma^{i+1}} u(t) \cdot \cos \omega t d\omega t \quad (3.36)$$

Substituindo a equação (3.20) na equação (3.36).

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\gamma_1} \text{Crisp} \left(\frac{\phi_1 \cdot de + \psi_1 - e \cdot de}{\phi_1 \cdot \psi_1} \right) \cdot \cos \omega t d\omega t . \quad (3.37)$$

Substituindo $e = A \cdot \sin \omega t$ e $de = \omega \cdot A \cdot \cos \omega t$.

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\gamma_1} \text{Crisp} \left(\frac{\phi_1 \cdot A \cdot \omega \cdot \cos \omega t + \psi_1 A \sin \omega t - \omega^2 \cdot \sin \omega t \cdot \cos \omega t}{\phi_1 \cdot \psi_1} \right) \cdot \cos \omega t d\omega t \quad (3.38)$$

$$a_1 = \frac{2 \cdot \text{Crisp}}{\pi \cdot \phi_1 \cdot \psi_1} \left(\phi_1 \cdot A \cdot \omega \cdot \int_0^{\gamma_1} \cos^2 \omega t \cdot d\omega t + \psi_1 A \cdot \int_0^{\gamma_1} \cos \omega t \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t + \omega A \cdot \int_0^{\gamma_1} \cos^2 \omega t \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t + \right) \quad (3.39)$$

$$a_1 = \frac{2 \cdot \text{Crisp}}{\pi \cdot \phi_1 \cdot \psi_1} \left\{ \phi_1 \cdot A \left[(0.5 \cdot \cos \gamma_1 \cdot \sin \gamma_1 + 0.5 \cdot \gamma_1 - 0.5 \cdot \cos 0) + \psi_1 (-0.5 \cdot \cos^2 \gamma_1 + 0.5 \cos 0) + \right] \right. \\ \left. + \omega \cdot A (0.333 \cos^3 \gamma_1 - 0.333 \cos^3 0) \right\} \quad (3.40)$$

$$a_1 = \frac{2 \cdot \text{Crisp} \cdot A}{\pi \cdot \phi_1 \cdot \psi_1} \left\{ \phi_1 \cdot \omega \cdot \left[(0.5 \cdot \cos \gamma_1 \cdot \sin \gamma_1 + 0.5 \cdot \gamma_1) + \psi_1 (-0.5 \cdot \cos^2 \gamma_1 + 0.5) + \right] \right. \\ \left. + \omega \cdot A (0.333 \cos^3 \gamma_1 - 0.333) \right\} \quad (3.41)$$

Fazendo agora para b_1 , obtém-se,

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \cdot \sin \omega t d\omega t \quad (3.42)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{h-1} \int_{\gamma^i}^{\gamma^{i+1}} u(t) \cdot \sin \omega t d\omega t \quad (3.43)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\gamma_1} Crisp \left(\frac{\phi_1 \cdot de + \psi_1 - e \cdot de}{\phi_1 \cdot \psi_1} \right) \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t \quad (3.44)$$

$$b_1 = \frac{2 \cdot Crisp \cdot A}{\pi \cdot \phi_1 \cdot \psi_1} \left(\phi_1 \cdot \omega \int_0^{\gamma_1} \cos \sin \omega t \cdot d\omega t + \psi_1 \int_0^{\gamma_1} \sin^2 \omega t \cdot d\omega t - \omega \cdot A \int_0^{\gamma_1} \cos \omega t \cdot \sin^2 \omega t \cdot d\omega t \right) \quad (3.45)$$

$$b_1 = \frac{2 \cdot Crisp \cdot A}{\pi \cdot \phi_1 \cdot \psi_1} \left[\begin{array}{l} \phi_1 \cdot \omega (-0,5 \cos^2 \gamma_1 + 0,5) + \psi_1 (0,5 \cos \gamma_1 \cdot \sin \gamma_1 + 0,5 \cdot \gamma_1) \\ - \omega \cdot A (-0,33 \sin^3 \gamma_1 + 0,33) \end{array} \right] \quad (3.46)$$

Uma vez calculado a_1 e b_1 , a função descritiva do controlador é determinada através da equação 3.26.

3.4.4 ANÁLISE PARA O CONTROLADOR IMPLEMENTADO

O controlador nebuloso usado foi implementado no próprio CLP, o mesmo não possui módulo Nebuloso integrado então toda a lógica foi feita em linguagem Ladder. Os valores das funções de pertinência e da função de defuzzificação são inseridos no sistema supervisor e os parâmetros são enviados para o CLP pela rede Modbus.

Para a análise e implementação do controlador nebuloso considerando os ciclos limites, o sistema de ventilação centrífugo será utilizado como exemplo.

A função de transferência do ventilador centrífugo determinada na seção (2.2.2) é dada pela equação (2.8), representa o elemento linear na malha de realimentação.

Para o projeto do controlador nebuloso, os seguintes passos são seguidos:

- 1) Estimar a função de transferência através da técnica de estimação de baixa ordem através do método do relé.
- 2) Plotar os gráficos da função de transferência estimada do processo e a função descritiva do controlador nebuloso com os parâmetros previamente escolhidos.
- 3) Verificar se as duas curvas se interseccionam, originando assim os ciclos limites. Se as curvas se cruzam, outros parâmetros devem ser escolhidos para o controlador

nebuloso. Se não ocorre a interseção, os parâmetros escolhidos devem ser atualizados para CLP e os sistema já pode operar com a certeza da não presença dos ciclos limites.

Uma vez determinado os parâmetros do controlador nebuloso, estes são enviados ao CLP através da rede Modbus, oriundos do sistema supervisorio. As telas do controle nebuloso para o ventilador centrífugo são apresentadas nas figuras 3.7 e 3.8.

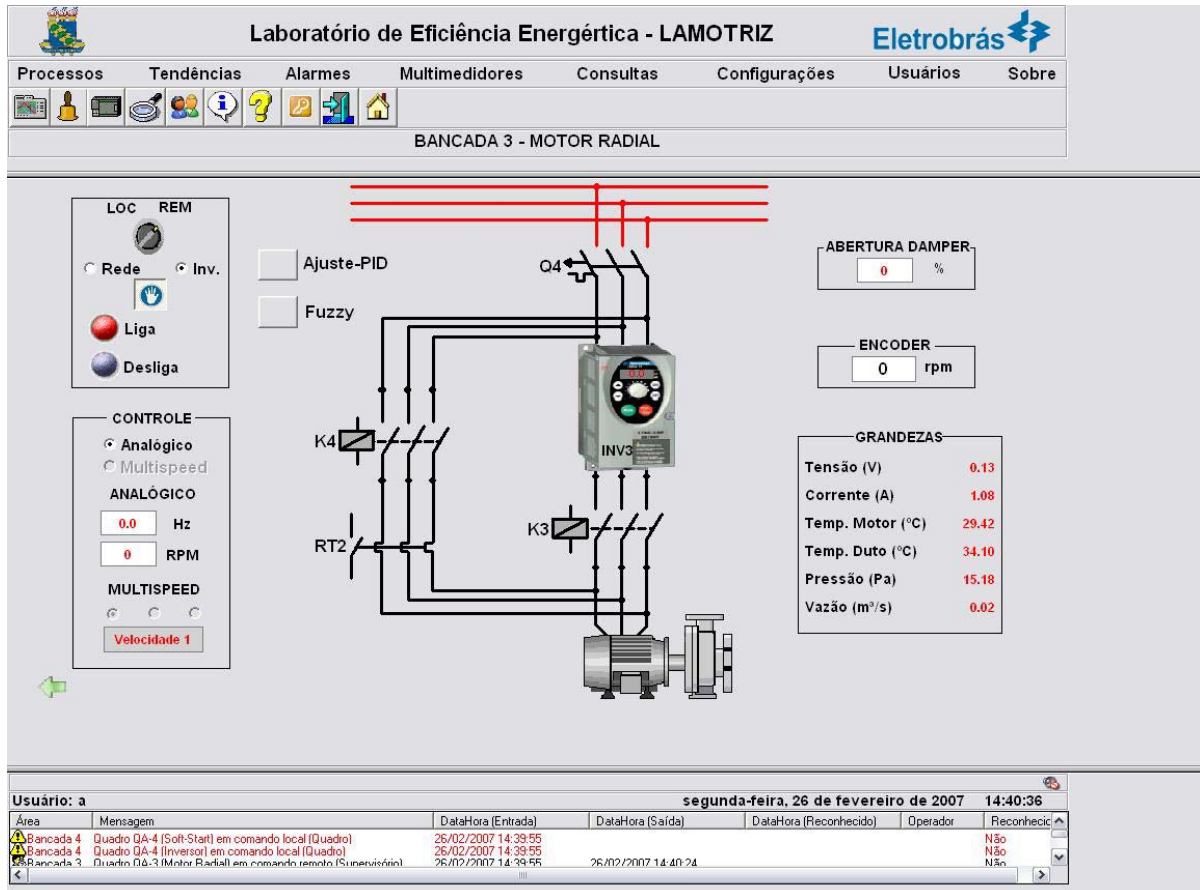


Figura 3.7 – Tela inicial do ventilador centrífugo.

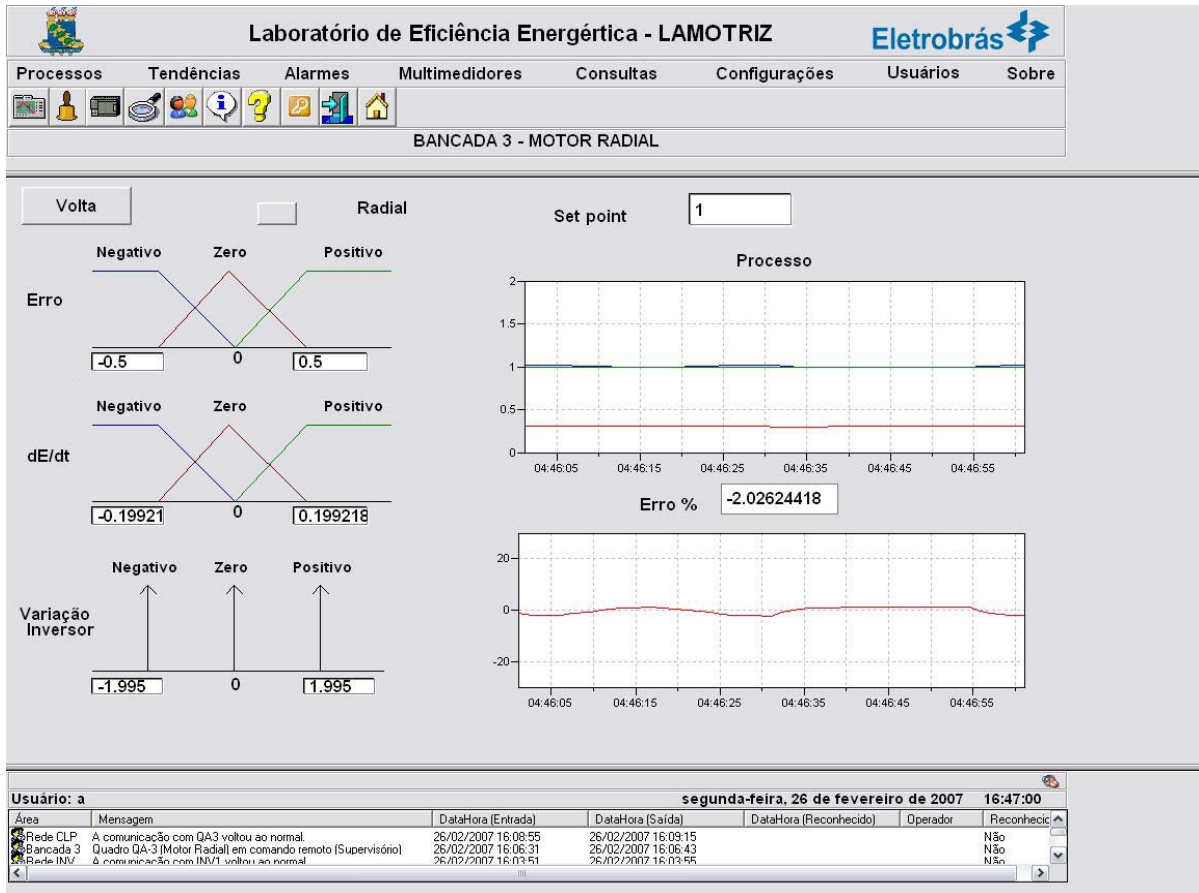


Figura 3.8 – Tela do controle Nebuloso do ventilador centrífugo.

Na Figura 3.8, são inseridos todos os parâmetros do controlador nebuloso, e a vazão desejada; e pode-se acompanhar a resposta do processo com os parâmetros escolhidos.

Para os parâmetros determinados, $\phi_1 = 0,5$, $\psi_1 = 0,2$ e $Crisp = 2$, observa-se, conforme figura 3.9, que não existe ciclo limite e portanto a estabilidade global do controlador está garantida.

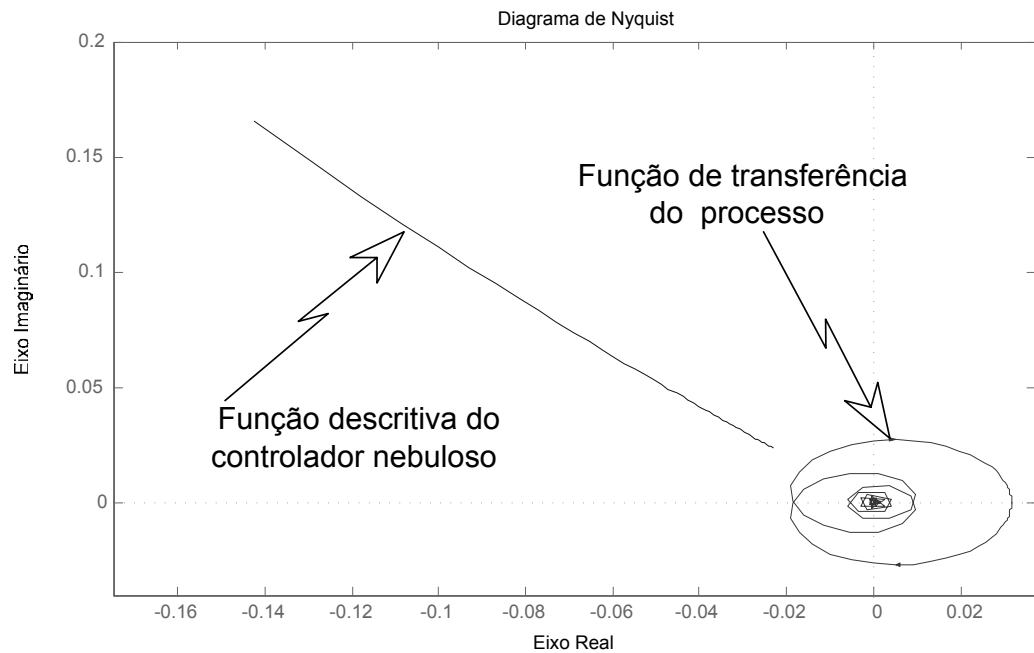


Figura 3.9 – Diagrama de Nyquist da planta e do controlador nebuloso sem ciclo limite.

Como pode ser visto, as duas curvas não estabelecem pontos de operação comum, o que garante a não ocorrência de ciclo limite. A resposta temporal para a regulação do sistema nebuloso avaliado para diferentes valores iniciais do processo é apresentada na figura 3.10.

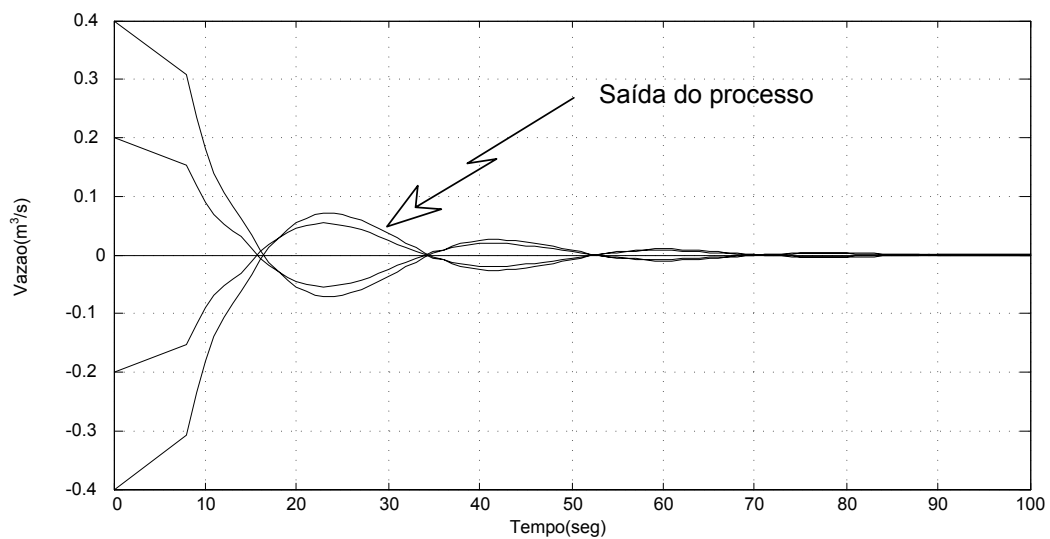


Figura 3.10 – Resposta a regulação do sistema Nebuloso sem ciclo limite.

Considerando o caso da especificação $\phi_1 = 0,5$, $\psi_1 = 0,2$ e $\text{Crisp} = 6$, para o controlador nebuloso, observa-se que ciclos limites ocorrem a partir das intersecções dos lugares geométricos da função descritiva e do processo, conforme pode ser observado na figura 3.11.

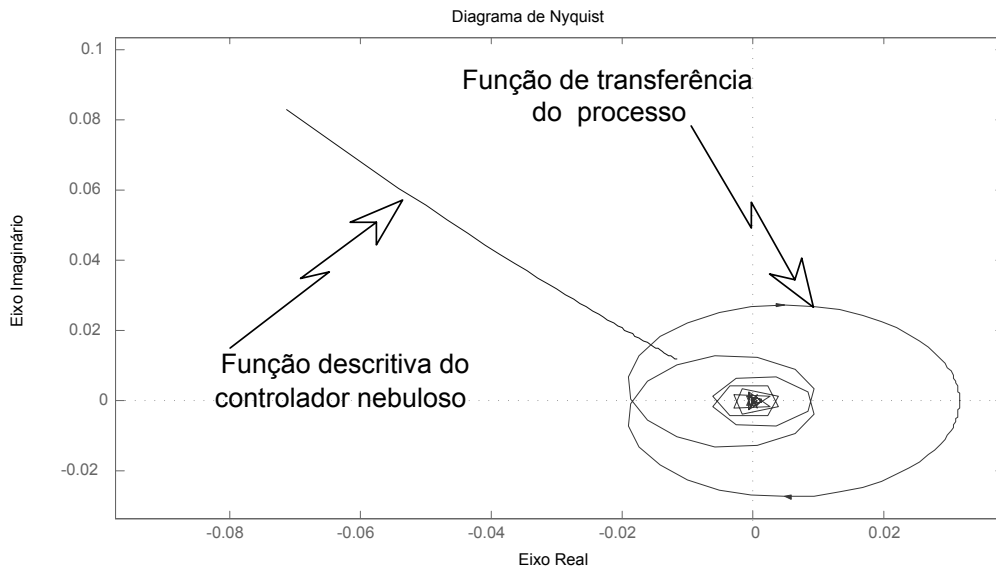


Figura 3.11 – Diagrama de Nyquist da planta e do controlador nebuloso com ciclo limite.

Para este caso, a resposta simulada do sistema ao problema de regulação é dada na figura 3.12.

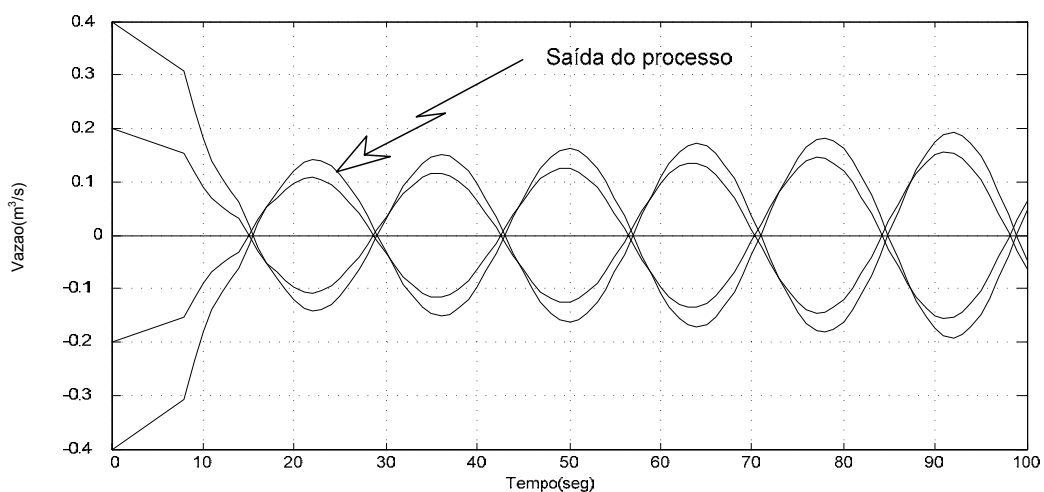


Figura 3.12 – Resposta a regulação do sistema Nebuloso com ciclo limite simulado.

Para o mesmo caso, o CLP foi reprogramado com estes parâmetros causadores de ciclos limite. Foi obtida a resposta real da planta sem estabilidade conforme mostra a figura 3.13 na qual pode-se observar a existência do ciclo-limite.

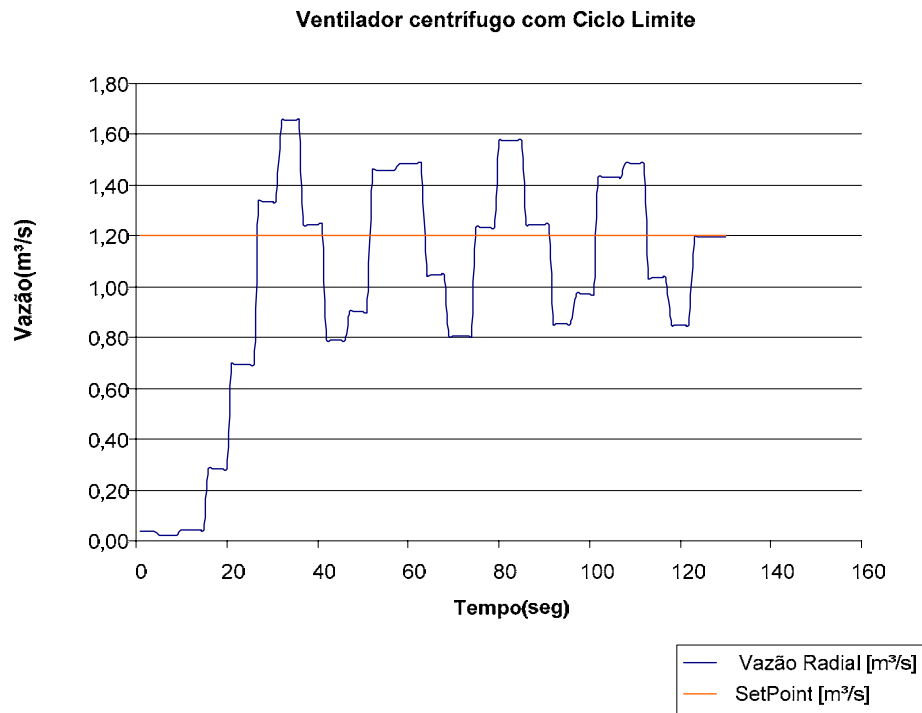


Figura 3.13 – Resposta a regulação do sistema Nebuloso com ciclo limite no sistema real.

Através deste método de análise, o controlador nebuloso pode ser ajustado previamente, minimizando o esforço de processamento e sintonia do controlador.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se a estrutura do controlador nebuloso implementado. Para garantir a não existência de ciclos limites, foi realizado um estudo que resultou na modelagem por função descritiva do controlador. A partir desta modelagem foi possível derivar um método sistemático de ajuste de escala do controlador que leva o sistema à estabilidade. O controlador nebuloso derivado foi aplicado a plantas industriais, e como exemplo apresentou-se neste capítulo o caso do ventilador centrífugo. Outras aplicações serão apresentadas no próximo capítulo.

Com a análise da presença dos ciclos limites, os parâmetros do controlador nebuloso podem ser obtidos por simulação de forma que a resposta do sistema pode ser obtida antes da implementação real da planta, economizando tempo no período de “start-up”.

CAPÍTULO 4

PLANTAS INDUSTRIAIS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

A validação dos métodos de identificação e controle em plantas industriais torna-se importante no sentido de que muitas características são avaliadas de forma diretas tais como estabilidade, robustez e viabilidade de implementação. A viabilidade de implementação na maioria dos casos é que determina a utilização do método.

Neste capítulo serão apresentadas as plantas industriais que foram utilizadas para validar os algoritmos PID auto-ajustável e nebuloso, discutidos em capítulos anteriores. Dois tipos de ventiladores, um axial e outro radial e um sistema de compressor foram utilizados.

4.2 – VENTILADORES INDUSTRIAIS

Os ventiladores são máquinas com características variadas em relação ao seu tipo de rotor: centrífugo, axial e misto. São utilizados em diversos processos industriais, tais como: altos-fornos nas siderúrgicas, instalações de caldeiras, pulverizadores de carvão, queimadores, transportes pneumáticos, refrigeração, entre outros.

Na ventilação industrial, além da manutenção térmica, os ventiladores são utilizados para a renovação de ar por insuflamento ou por exaustão, ou por ambos. Essa renovação tem como fim primordial a obtenção, no interior de um recinto dito fechado, de ar com grau de pureza e velocidade de escoamento compatível com as exigências de saúde e bem-estar humano ou o acondicionamento de um produto ou material. Entretanto, a ventilação industrial não visa apenas a atender as condições favoráveis para aqueles que trabalham no interior das fábricas, mas também facilitar a filtragem de fumaças, poeiras, gases, vapores antes que sejam lançadas ao ar, evitando uma maior degradação do meio ambiente.

O ventilador possui um ponto ótimo de funcionamento para uma determinada vazão, uma determinada diferença de pressão e uma rotação específica, em que suas perdas inerentes ao escoamento são mínimas. Entretanto, na maioria das instalações, devido à necessidade de

variação de vazão o ventilador opera fora do ponto ótimo de funcionamento. Normalmente, na indústria e em outras aplicações, as instalações dos ventiladores operam com rotação constante e, para obter a variação de vazão, principalmente na sua diminuição, utilizam *damper* que estrangula o duto, como mostra a figura 4.1, aumentando a pressão e as perdas da instalação. Esse sistema de controle por estrangulamento é ineficiente, provocando consumo desnecessário de energia (MOREIRA, 2006).

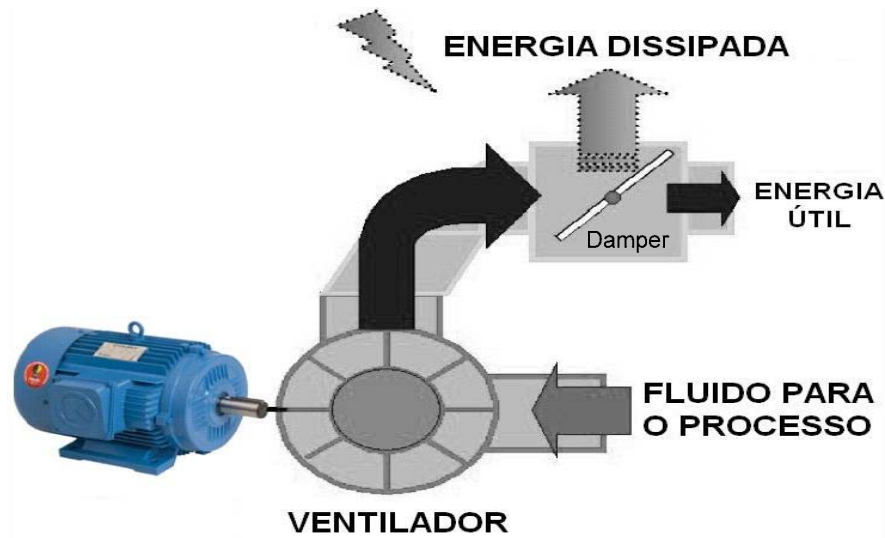


Figura 4.1 - Ventilador acionado à velocidade constante com damper para o controle de vazão.

Uma forma de melhorar a eficiência energética seria a possibilidade de operar o ventilador em velocidade variável. A partir do desenvolvimento da eletrônica de potência é possível substituir os métodos clássicos de controle de vazão (*damper*), por acionamentos de velocidade variável. A utilização de acionamentos eletrônicos para variação de velocidade, reduz em aproximadamente 40% as perdas, com relação ao estrangulamento mecânico (MOREIRA, 2006). O acionamento de ventiladores através de inversores busca uma operação com maior eficiência energética no controle da vazão. Na figura 4.2, apresenta-se um diagrama da configuração do acionamento eletrônico à velocidade variável.

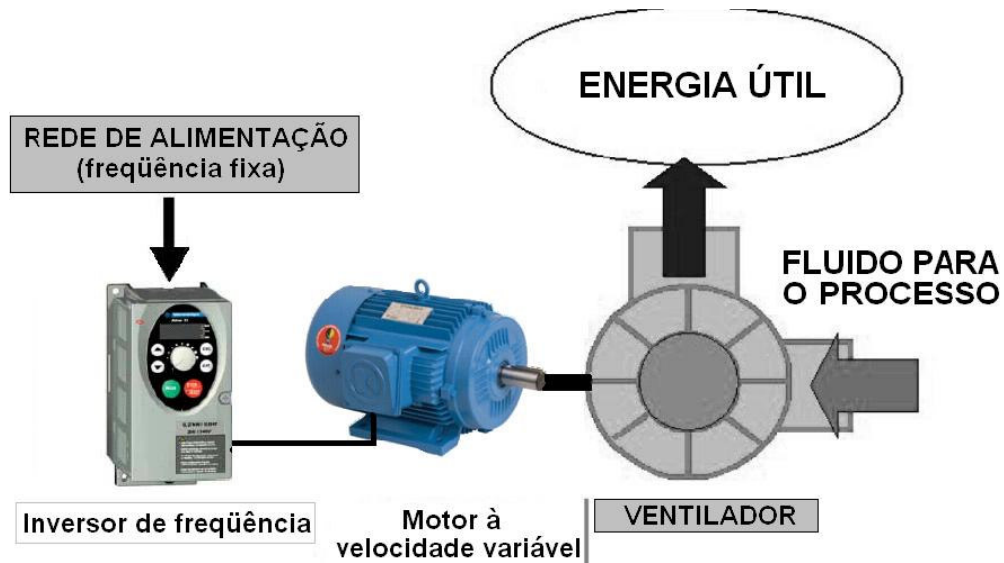


Figura 4.2 - Ventilador acionado à velocidade variável. O controle da vazão é obtido por variação da rotação do ventilador.

Ao se utilizar o acionamento eletrônico, é muito importante conhecer a característica conjugado-velocidade da carga, para uma adequada especificação do sistema de acionamento. Em ALMEIDA *et al* (2005) são realizadas considerações técnicas e econômicas sobre a aplicação de inversores em algumas cargas e dentre elas estão os ventiladores. Como mostra a figura 4.3, o controle de vazão através de inversor, requer menor potência de entrada para a mesma vazão em relação ao controle tradicional por damper, mostrando o potencial de economia de energia elétrica para aplicações em ventiladores. Mais detalhes sobre ventiladores são apresentados no Apêndice A.

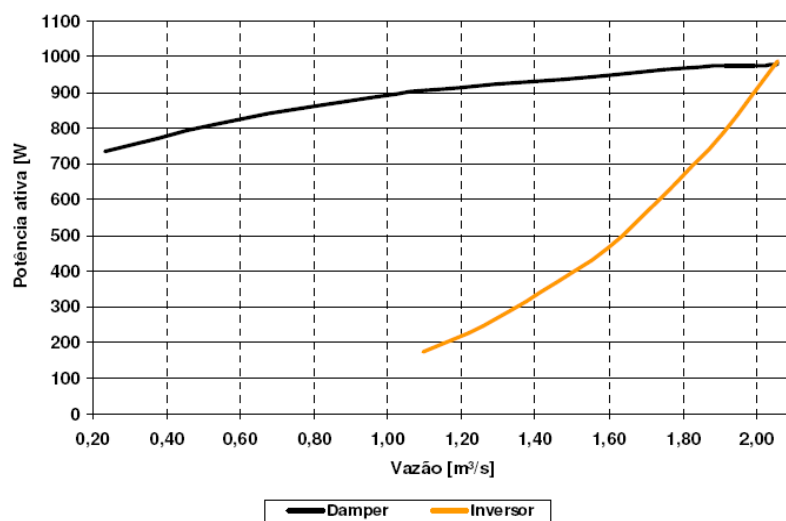


Figura 4.3 - Comparativo da redução de potência ativa de entrada.

4.2.1 BANCADAS DOS EXPERIMENTOS

Nos experimentos são usados dois tipos de ventiladores, um centrífugo e um axial. Os dois ventiladores são comandados por um único controlador lógico programável (CLP). O “*hack*” do CLP é composto por uma CPU 224XP, juntamente com mais três módulos de expansão com entradas e saídas analógicas. Os módulos de expansão são os seguintes: um EM235, que possui quatro entradas analógicas e uma saída analógica e dois módulos EM231 que são quatro entradas analógicas. Essas entradas e saídas analógicas possuem resolução de 12 bits. Todos os equipamentos descritos são do fabricante Siemens.

O transdutor de fluxo de ar é o ESF-35 fabricado pela OJ ELEKTRONIK. Este equipamento monitora a velocidade do ar no sistema de ventilação, possibilitando o cálculo da vazão através do produto da velocidade pela secção do duto. Este dispositivo é baseado em microprocessador, cujo sinal de saída é linear e as correções são feitas se ocorrer uma mudança de temperatura. O sinal de saída de 4 a 20 mA representa a velocidade do fluxo de ar, enquanto que a saída de 0-10 VCC é fornecida como uma medida de temperatura do ar (intervalo de 0-500C), operando também um sensor de temperatura do ar no duto.

A figura 4.4 apresenta uma fotografia do “*hack*” do CLP.



Figura 4.4 – Hack do CLP dos ventiladores

Além de compartilharem o mesmo quadro de automação, os ventiladores também compartilham o quadro de força. A figura 4.5 apresenta o conjunto completo.

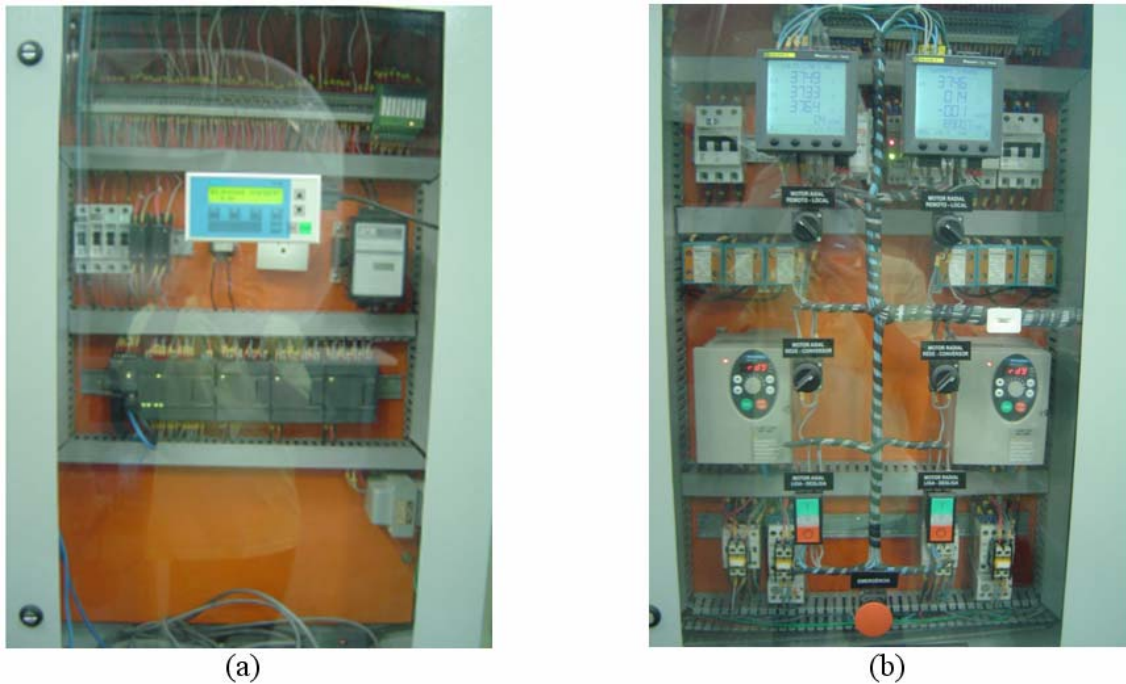


Figura 4.5 – (a) Quadro de automação (b) Quadro de força.

4.2.2 – ESTRATÉGIAS DE CONTROLES USADAS

Neste tipo de processo as variáveis controladas são geralmente, vazão, pressão, temperatura e a posição do *damper*. As variáveis manipuladas são a velocidade do ventilador e o servomecanismo do *damper*. Para atingir o objetivo de controle o sistema pode se configurar do tipo *MIMO*; por exemplo, para manter a vazão e pressão constante e em determinados valores o sistema se torna *MIMO*. Nesta aplicação em particular, somente a malha de vazão foi utilizada como objetivo de controle.

São utilizadas três formas distintas de controle para os ventiladores, ou seja, convencional, PID auto-ajustável e controle nebuloso (GUIMARÃES & ALMEIDA, 2007b). Todas as três formas de controle apresentam metodologias distintas, parametrização e projetos diferenciados.

O controle convencional baseia-se na variação da abertura do *damper* para manter a vazão no nível desejado. Neste controle o motor opera conectado diretamente na rede elétrica, portanto sua velocidade é mantida constante. Esta estratégia de controle é a mais usada na indústria, porém é a que apresenta menor eficiência.

No controle PID auto-ajustável existem duas fases de operação, o auto-ajuste e o controle em si. Na fase de auto-ajuste o CLP comanda uma rotina de identificação do processo para o de cálculo dos parâmetros do controlador. Após a identificação, com os parâmetros do controlador PID já ajustados, o processo opera visando manter a vazão no nível desejado. Nesse controle, a velocidade do motor é variada através do inversor de frequência para controlar a vazão.

O controlador nebuloso também opera com a variação da velocidade do motor para manter a vazão desejada. Os seus parâmetros são obtidos pelos procedimentos mostrados na seção (3.5).

Estas três estratégias de controle foram usadas nos dois ventiladores e seus resultados serão mostrados separadamente para cada tipo de ventilador.

4.2.3 VENTILADOR CENTRÍFUGO

O ventilador centrífugo usado tem um diâmetro de 400 mm e é acionado por um motor de indução trifásico de 2 HP do fabricante KOHLBACH[®], tipo Standard, que pode ser ligado diretamente na rede elétrica ou pode ser acionado por um inversor de frequência. O inversor de frequência é de 1,5kW e é do modelo Altiva31 do fabricante Schneider-Electric[®].

Os dados de consumo de energia são obtidos através de um multimedidor digital de grandezas elétricas. O modelo do equipamento é o Power Logic PM850 fabricado pela Schneider Electric[®], os dados são enviados ao sistema supervisório SMS -1500, por uma rede Modbus, onde são retirados os relatórios de consumo de energia. O PM850 é certificado pela ANSI C12.20 e pela IEC 60687, este equipamento tem classe de exatidão de 0.5S.

Segue na figura 4.6, o diagrama esquemático do bancada, juntamente com a tabela dos códigos.

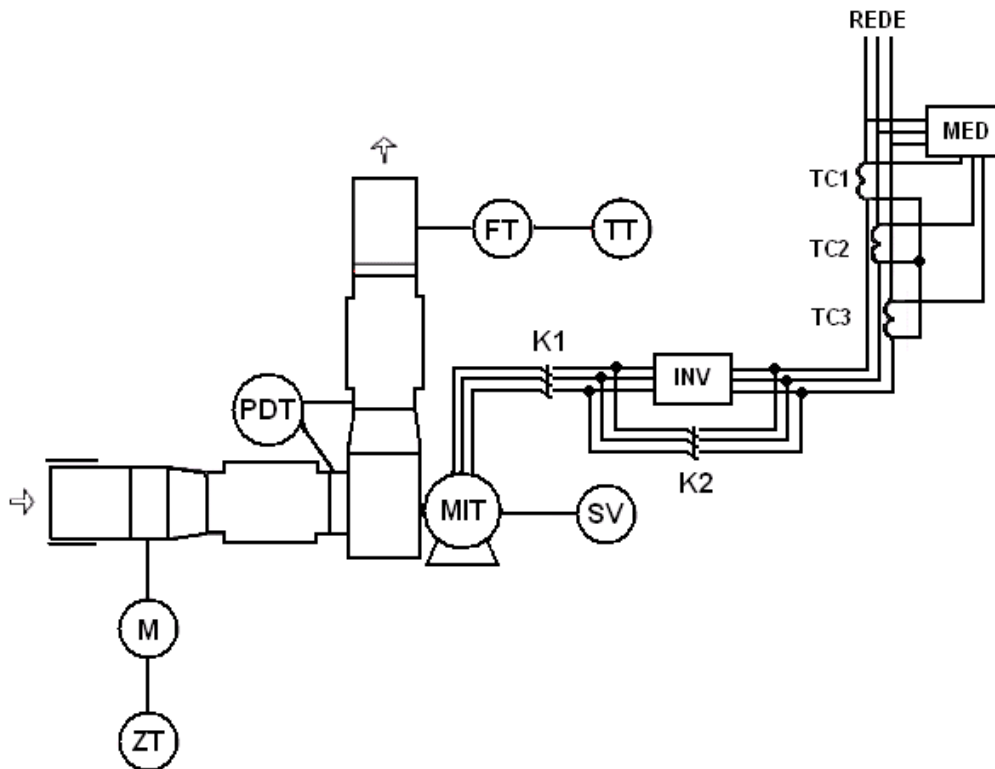


Figura 4.6 – Esquemático do ventilador centrífugo.

Tabela 4.1 – Lista de códigos.

Código	Descrição
FT	Transdutor de vazão
PDT	Transdutor de pressão
TT	Transdutor de temperatura
M	Damper
ZT	Transdutor de posição
K1, K2	Contactores
TC1, TC2, TC3	Transdutores de corrente
MIT	Motor de indução trifásico
INV	Inversor de frequência
SV	Sensor de velocidade do motor
MED	Medidor de grandezas elétricas

As figuras 4.7 e 4.8 apresentam fotografias dos ventiladores e detalhes construtivos em ambiente industrial.



Figura 4.7 – Ventilador centrífugo. Interior do laboratório.



Figura 4.8 – Ventilador centrífugo. Exterior do laboratório.

A seguir são mostradas as respostas para as estratégias controle que trabalham com a variação da velocidade do motor, ou seja, com o controlador PID e com o controlador nebuloso usando as funções de pertinência de entrada e de saída mostradas na seção 3.3. Os ensaios tem duração de 370 *segundos* onde o processo é submetido a 3 *set-points* distintos.

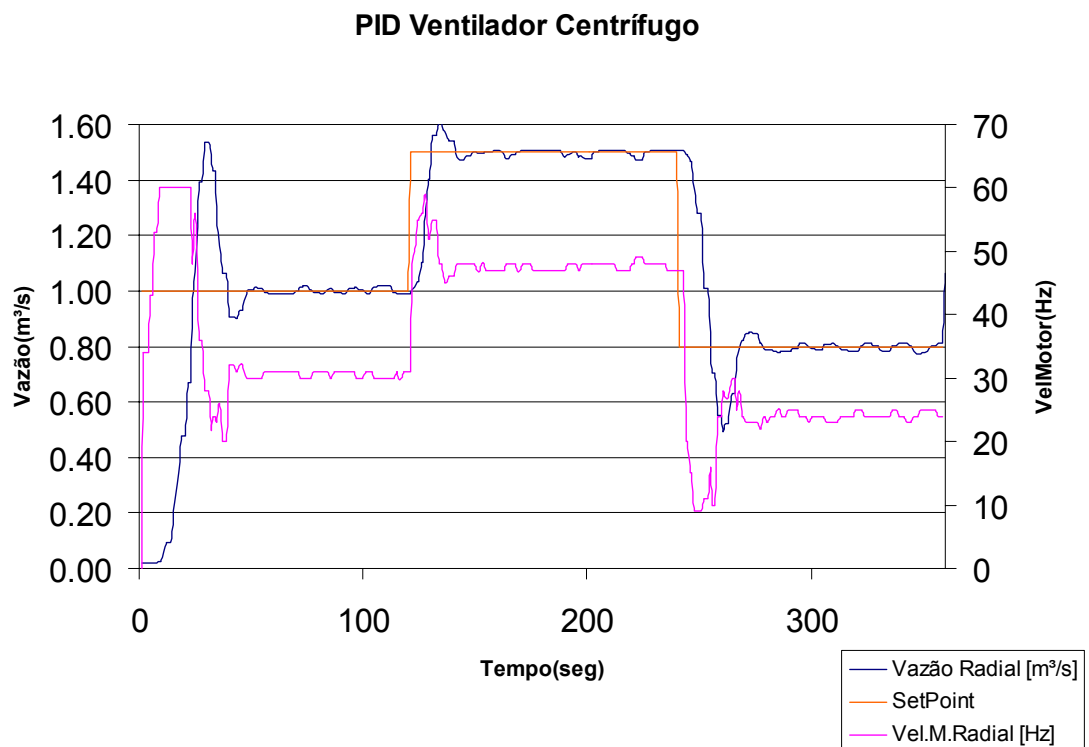


Figura 4.9 – Resposta PID com $K_c = 0,52$, $T_i = 4,843$ e $T_d = 1,211$.

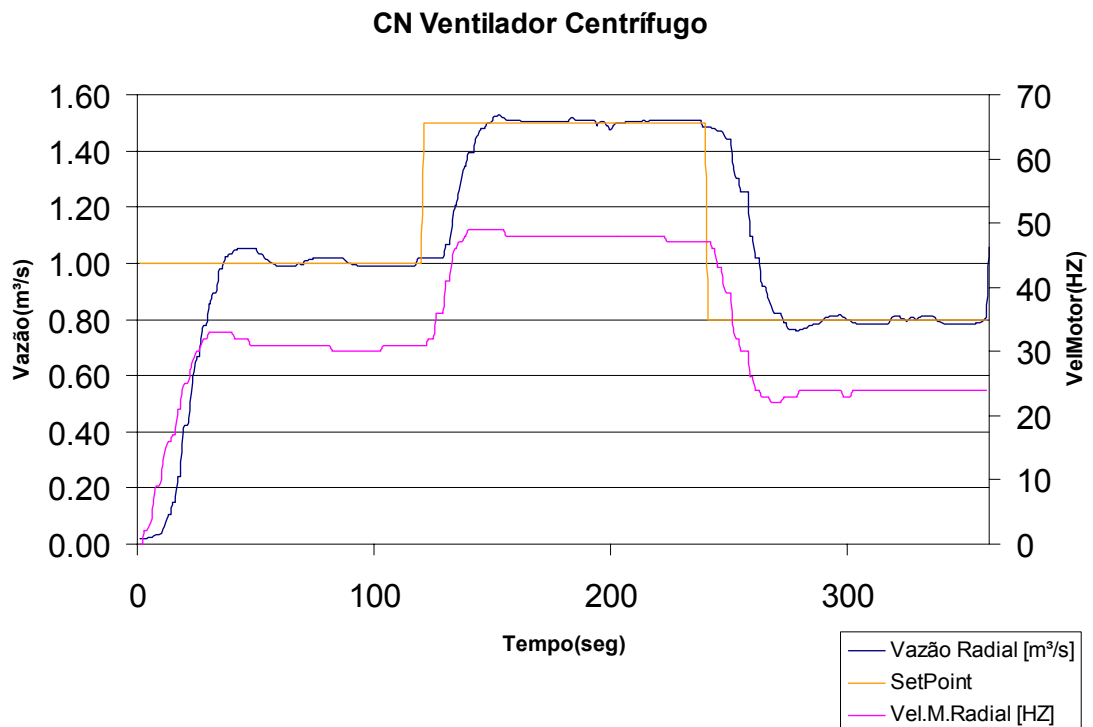


Figura 4.10 – Resposta do ventilador centrífugo ao controle nebuloso usando os seguintes parâmetros $\phi_1 = 0,5$, $\psi_1 = 0,2$ e $\text{Crisp} = 2$.

A saturação do controle ocorrida no ensaio com o controlador PID está dentro dos limites operacionais da planta, tal saturação pode ser amenizada ou totalmente retirada usando um ponto de projeto com uma margem de ganho maior.

Para uma avaliação baseada em critérios, quatro índices de desempenho são utilizados. Estes índices são baseados nas seguintes equações (ALMEIDA, 2002):

$$J_1 = \sum_{k=1}^N k[e(k)]^2 \quad (4.1)$$

$$J_2 = \sum_{k=1}^N [u(k) - \bar{u}]^2 \quad (4.2)$$

$$J_3 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N u(k) \quad (4.3)$$

$$J_4 = \sum_{k=1}^N [y(k) - \bar{y}]^2 \quad (4.4)$$

onde $e(t)$ é o erro entre saída e referência, $u(t)$ e \bar{u} são controle e média do controle, respectivamente. $y(t)$ e \bar{y} são saída do processo e média da saída, respectivamente.

O índice J_1 , equação (4.1), corresponde ao somatório do erro quadrático multiplicado pelo tempo. J_2 , equação (4.2), corresponde à soma da variância de controle. J_3 , equação (4.3), corresponde ao valor médio da entrada. J_4 , equação (4.4), à soma da variância da saída.

Na tabela 4.2 apresenta-se os resultados dos índices de desempenho dos controladores nebuloso e PID avaliados para mudanças de referência no ventilador centrífugo.

Tabela 4.2 – Índices de desempenho para o ventilador centrífugo.

Índice	CN	PID
J_1	2301	1671
J_2	45076	55863
J_3	33,46	35,53
J_4	49,42	52,89

Os índices J_2 , J_3 e J_4 do controlador nebuloso foram menores que do controlador PID, mostrando que as variâncias do controle e da saída e o valor médio da entrada foram melhores que o do PID, porém o índice J_I do controle PID se mostrou melhor que o do controlador nebuloso.

Foi realizada também uma análise do consumo de energia na operação em regime permanente para os três tipos de estratégia de controle. Em regime permanente, o consumo de energia elétrica das estratégias de controle em que a velocidade do motor é variada é a mesma. Isso pode ser percebido nos gráficos que mostram a resposta dos dois controladores, quando o processo alcança o valor de $1\text{m}^3/\text{s}$, a velocidade é a mesma para os dois tipos de controle, por volta de 30Hz.

É mostrada a seguir uma tabela onde mostra a economia de energia obtida pelo uso de controladores em que a velocidade do motor é variada. O valor da tabela é o consumo de energia com a operação em regime permanente durante 10 minutos, após o ventilador ter alcançado a estabilidade térmica. São mostrados diferentes valores de vazão.

Tabela 4.3 – Comparação de consumo de energia.

SetPoint(m^3/s)	Consumo(kWh)		Economia %
	DAMPER	PID/Fuzzy	
1	0.1506	0.0274	81.81
1.2	0.1539	0.0479	68.88
1.5	0.159	0.0895	43.71

Como pode ser visto na tabela 4.3, a economia de energia elétrica varia de 43,71% à 81,81% dependendo da vazão de operação. Para valores menores de vazão, a economia é maior porque o *damper* opera quase que totalmente fechado, impondo uma maior carga para o ventilador.

4.2.4 VENTILADOR AXIAL.

O ventilador axial usado tem um diâmetro de 680 mm e tem 6 hélices, é acionado por um motor de indução trifásico de 1,5 Hp do fabricante KOHLBACH[®], tipo Standard que pode ser ligado diretamente na rede elétrica ou pode ser acionado por um inversor de frequência. O inversor de frequência possui uma potência de 1,1kW do modelo Altiva31 do fabricante Schneider-Electric[®].

As medições de energia elétrica são feitas por um medidor idêntico ao usado no ventilador centrífugo.

O diagrama esquemático do ventilador axial é apresentado na figura 4.11.

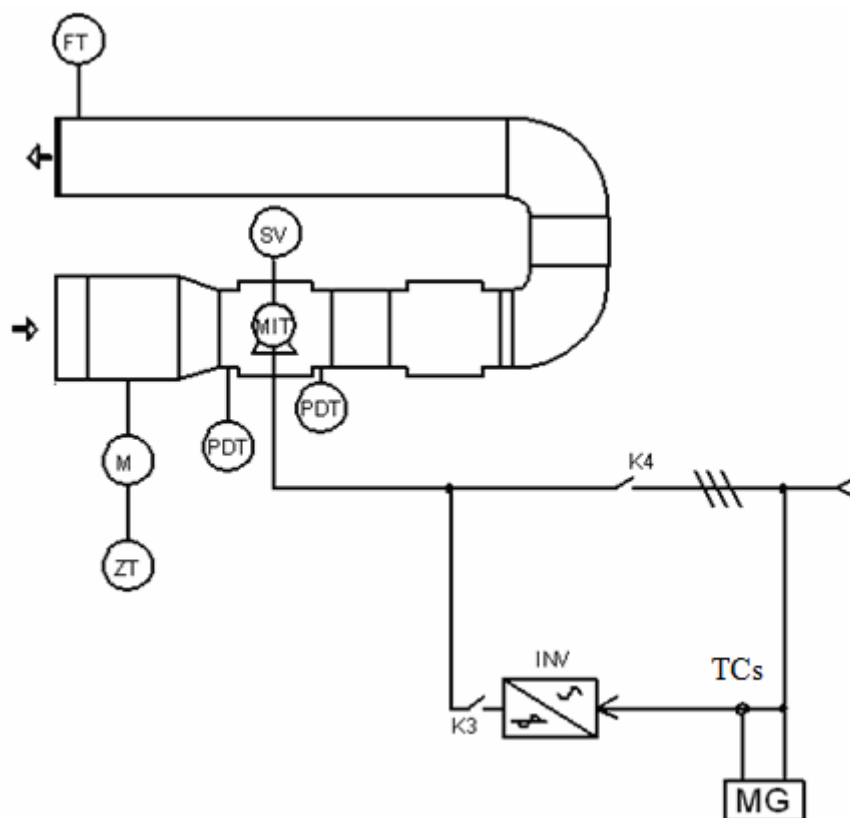


Figura 4.11 – Diagrama esquemático do ventilador axial.

Tabela 4.4 – Lista de códigos.

Código	Descrição
FT	Transdutor de vazão
PDT	Transdutor de pressão
M	Damper
ZT	Transdutor de posição
K3, K4	Contactores
TCs	Transdutores de corrente
MIT	Motor de indução trifásico
INV	Inversor de frequência
SV	Sensor de velocidade do motor
MG	Medidor de grandezas elétricas

A figura 4.12 apresenta uma fotografia do ventilador axial.



Figura 4.12 – Ventilador axial.

As mesmas estratégias de controle aplicadas ao ventilador centrífugo, também foram usadas no ventilador axial. Os ensaios tem duração de 370 *segundos* onde o processo é submetido a 3 *set-points* distintos. Segue os resultados dos experimentos:

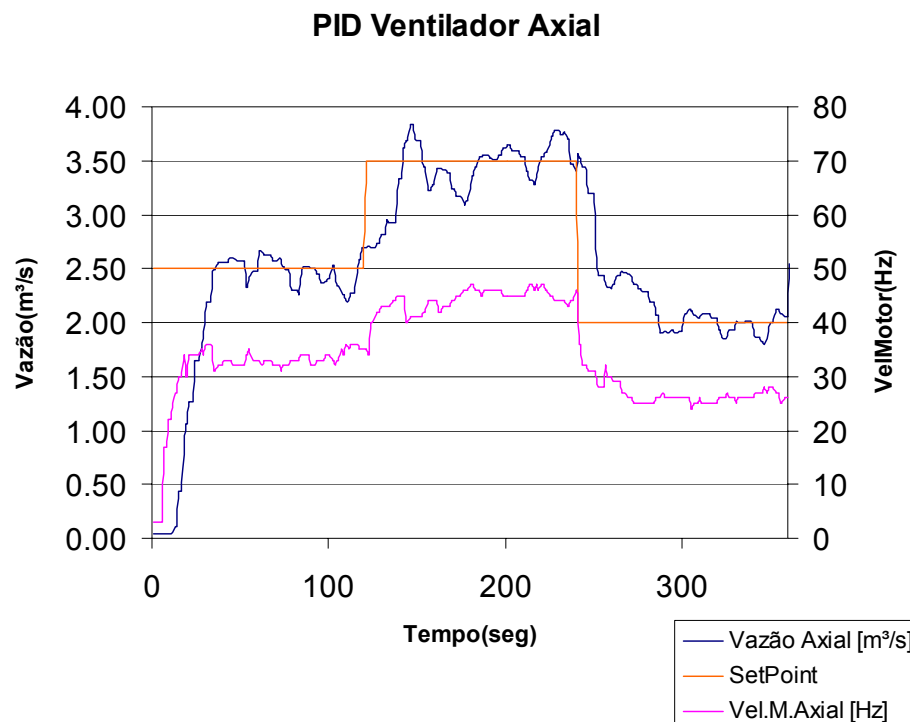


Figura 4.13 – Resposta PID com os parâmetros: $K_p = 0,834$, $T_i = 5,843$ e $T_d = 1,461$.

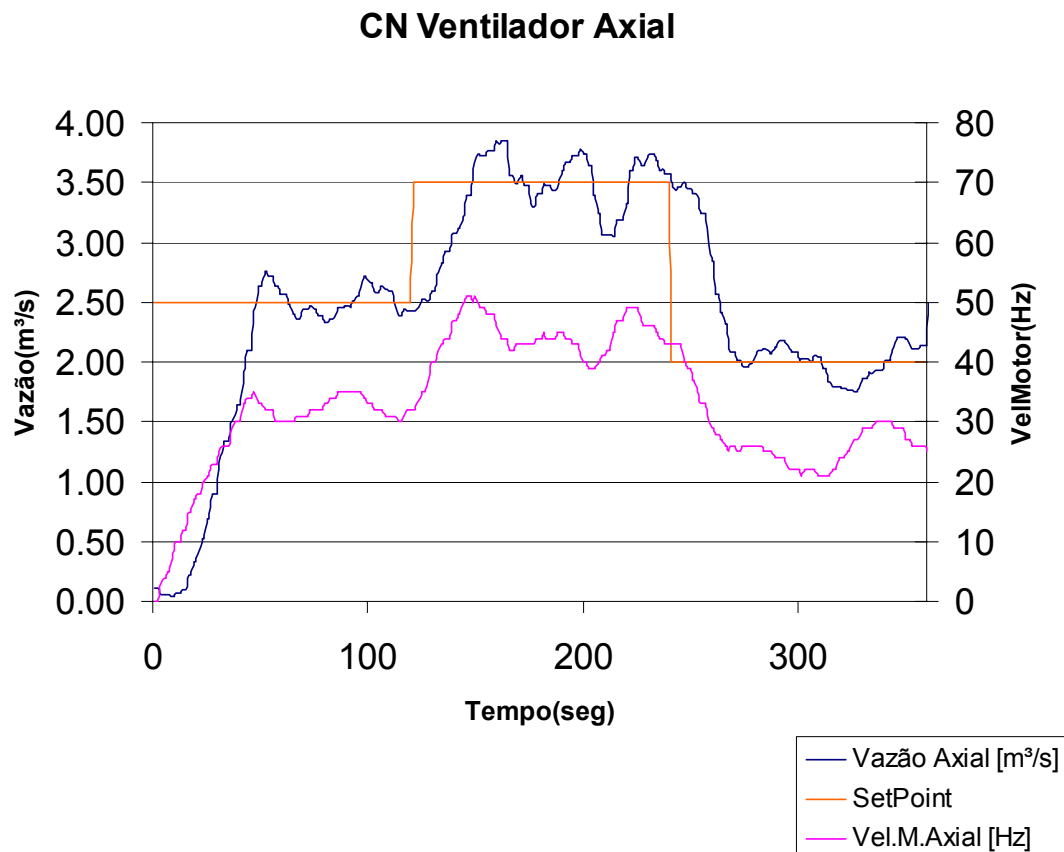


Figura 4.14 – Resposta do controlador nebuloso com os parâmetros: $\phi_1 = 0,5$, $\psi_1 = 0,2$ e Crisp = 1.

Na tabela 4.5 apresenta-se os resultados dos índices de desempenho dos controladores nebuloso e PID avaliados para mudanças de referência no ventilador axial.

Tabela 4.5 – Índices de desempenho para o ventilador axial

Índice	CN	PID
J_1	15629	9369
J_2	38214	26809
J_3	32,67	33,82
J_4	311,91	247,73

Os índices J_1 , J_2 e J_4 obtidos do controlador PID foram melhores que os índices do controlador nebuloso, porém o valor médio da entrada (índice J_3) do controlador nebuloso foi melhor que o do PID.

A mesma conclusão obtida para o ventilador centrífugo pode ser usada para o ventilador axial, controlar a vazão com a variação da velocidade do ventilador proporcional

uma enorme economia de energia. A tabela 4.6 faz a comparação do consumo de energia para vários valores de vazão com a operação do ventilador com o uso do *damp* e com a variação da velocidade.

Tabela 4.6 – Comparação de consumo de energia.

SetPoint(m ³ /s)	Consumo(kWh)		Economia %
	DAMPER	PID/FUZZY	
1,8	0,2268	0,0221	90,26
2,7	0,1773	0,0389	78,06
3,5	0,1684	0,0704	58,19

Com o uso dos controladores nebulosos, o sistema apresentou desempenho satisfatório para mudança e seguimento de referência. A referência pode ser atualizada *on-line* sem que o processo tenha que ser interrompido, através do uso da IHM (Interface Homem-Máquina) ou de um sistema supervisor.

As curvas características dos ventiladores não são necessárias para ajustar o processo, uma vez que foi utilizado um algoritmo de identificação associado ao algoritmo de controle. Isso se torna bastante útil quando se pensa em *retrofitting* e a curva característica do ventilador não está mais disponível, poupando muito tempo no período de *start-up*.

Os resultados foram satisfatórios com o uso dos controladores nebuloso e PID. O entupimento dos dutos de ventilação e filtros é uma ocorrência natural nos sistemas de ventilação. Com o entupimento, a área de passagem de ar é reduzida, diminuindo a vazão do sistema. Com esses controladores aplicados na malha controle, a velocidade do motor é ajustada proporcionalmente ao entupimento dos dutos, deixando sempre a vazão no valor desejado e não prejudicando a aplicação do ventilador.

4.3 – COMPRESSORES

Compressores são utilizados para proporcionar a elevação da pressão de um gás ou escoamento gasoso. Nos processos industriais, a elevação de pressão requerida pode variar desde cerca de 1,0 atmosfera até centenas ou milhares de atmosferas. Os compressores são descritos com mais detalhes no Apêndice B.

4.3.1 CONTROLE DE CAPACIDADE

O método mais conveniente para o ajuste da capacidade dos compressores de parafusos é a variação da rotação, devendo ser empregado nos casos em que o acionador for turbina a gás vapor ou o compressor é acionado por um inversor de frequência, que é o caso deste trabalho.

A maior vantagem do método de variação de rotação é a economia de energia, posto que uma pequena redução de eficiência costuma ser verificada entre os limites de atuação do controle. A faixa de utilização desse método é ampla, sendo normalmente aceitável a operação até cerca de 40% da rotação nominal. O aspecto limitante no caso é a recirculação do gás entre os rotores, que assume proporções inaceitáveis em rotações muito baixas. Não há risco de efeitos vibratórios indesejáveis porque o compressor trabalha abaixo de todas as suas velocidades críticas.

Quando o acionador for um motor elétrico de corrente alternada que seja conectado diretamente à rede elétrica, ou qualquer outro que não possa ter sua rotação variada com facilidade, costuma-se adotar o método de estrangulamento na sucção ou um dispositivo de descarregamento lateral comandado por uma válvula de extração (“slide valve”).

O estrangulamento na sucção implica a captação do gás em pressão reduzida, de modo que ao volume dos filetes corresponda menor massa. É um método pouco econômico porque provoca o estabelecimento de uma diferença entre a pressão final do gás e a pressão do meio de descarga, por isso não será apresentada neste trabalho.

O descarregamento lateral é mais eficiente que o estrangulamento na sucção, mas exige que o compressor disponha do dispositivo adequado a essa finalidade. Trata-se de uma ligação externa entre os filetes e a sucção que pode ser empregada para retardar o início da compressão. O volume de gás efetivamente captado, que deve ser medido no instante em que é bloqueado o contato com a sucção é dessa forma reduzido, o mesmo acontecendo com a massa aspirada.

Todos os métodos de controle acima mencionados são incapazes de atuar eficientemente abaixo de uma certa capacidade. Para efetuar a suplementação do controle, e inclusive colocar o compressor em vazio durante a partida, é necessária a instalação de uma linha de reciclo.

Neste trabalho, o compressor será submetido a dois tipos de estratégias de controle: o controle utilizando a linha de reciclo ou válvula de reciclo e o controle pela variação da velocidade do motor através de um inversor de frequência.

4.3.2 BANCADA EXPERIMENTAL

O compressor é acionado por um motor de 3HP, que pode ser acionado tanto pela rede elétrica como por um inversor de frequência de 2,5 kW do modelo Altivar31 da Schneider-Electric.

O compressor é do fabricante KAESER modelo Sigma SX3 e seus dados de fabricação são mostrados na tabela 4.7. Segue a foto do compressor junto com o reservatório de ar na figura 4.15.

Tabela 4.7 – Dados de placa compressor.

Pressão(bar)	Rendimento(%)	Vazão(m ³ /h)
7.6	73.5%	19.54
8.6	69.9%	17.33
10.0	63.0%	14.44
13.1	46.9%	9.34

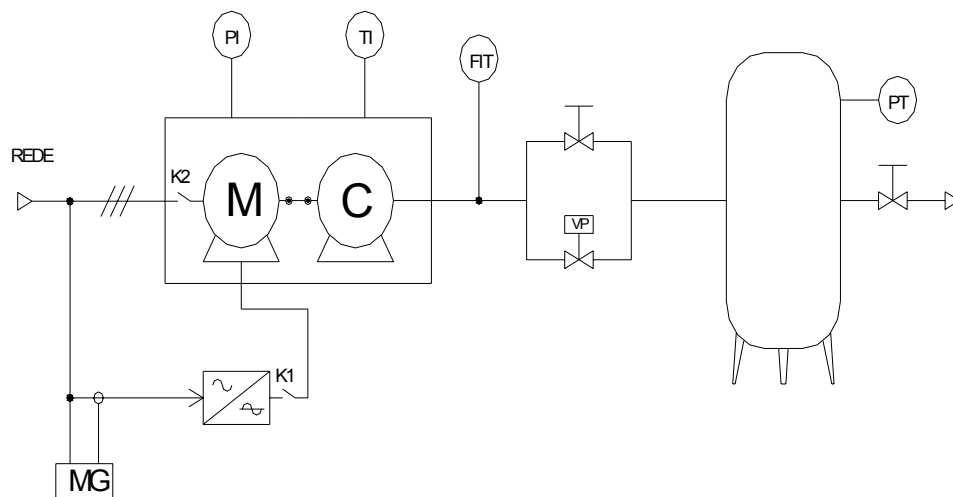


Figura. 4.15 – Compressor junto com o reservatório de ar.

O processo é controlado por um CLP CPU224XP junto com um módulo EM231 de quatro entradas analógicas com resolução de 12bits, todos fabricados pela Siemens.

Os dados de consumo de energia são obtidos através de um multimedidor digital de grandezas elétricas. O modelo do equipamento é o Power Logic PM850 fabricado pela Schneider Electric®, os dados são enviados ao sistema supervisório SMS -1500 por uma rede Modbus, onde são retirados os relatórios de consumo de energia. O PM850 é certificado pela ANSI C12.20 e pela IEC 60687, este equipamento tem classe de exatidão de 0.5S.

Segue o diagrama esquemático da bancada (Figura 4.16), juntamente com as fotos do quadro de automação e do quadro de força (Figura 4.17).



#	ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA RST	C COMPRESSOR	CONVERSOR DE FREQUÊNCIA (INVERSOR)	PT INDICADOR DE TEMPERATURA	TI TRANSMISSOR DE PRESSÃO	VP VÁLVULA PROPORCIONAL 1/2"
M	MOTOR	MG MEDIDOR DE MULTIGRADEZAS	FT TRANSMISSOR INDICADOR DE FLUXO	P INDICADOR DE PRESSÃO	VÁLVULA MANUAL	RESERVATÓRIO DE AR COMPRIMIDO

Figura 4.16 – Esquemático da bancada do compressor.

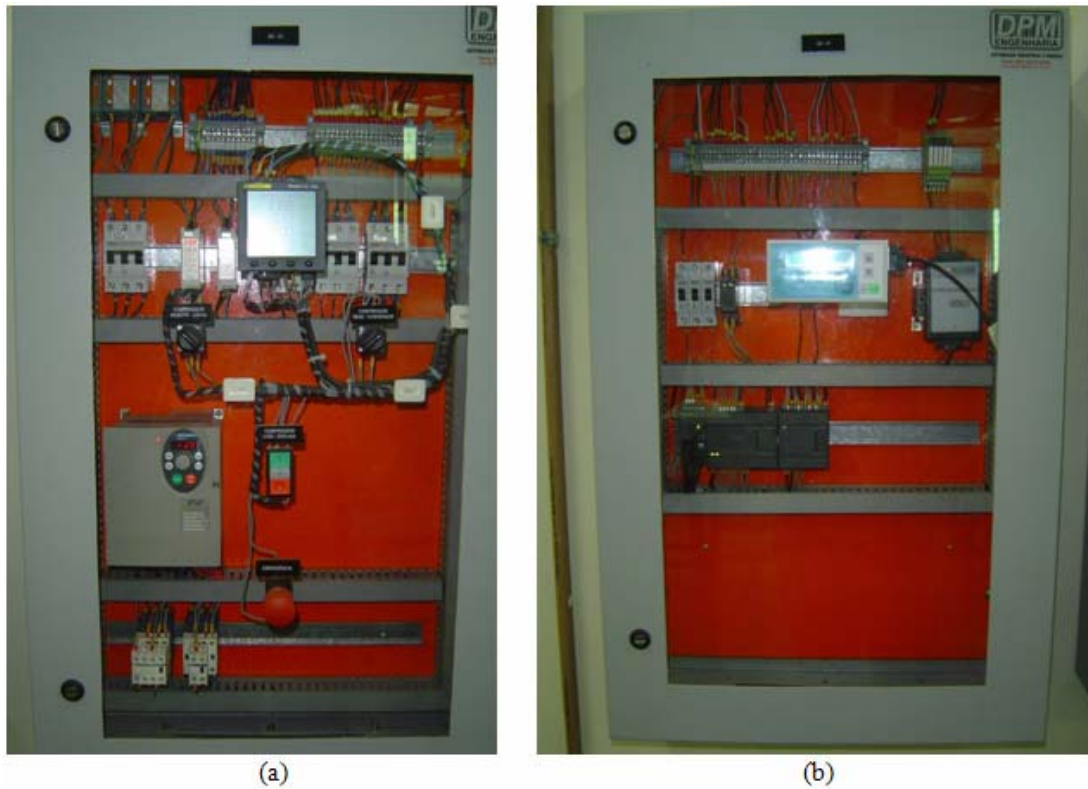


Figura 4.17 – Quadro de força (a) e quadro de automação (b).

A fim de aproveitar o rendimento máximo do compressor, a pressão de trabalho será por volta dos 6 bar, essa pressão de trabalho também é usada na maioria das indústrias pelo mesmo motivo.

Nos ensaios do compressor, todo o reservatório de ar é esvaziado, de forma que a pressão fique próxima pressão ambiente, daí o controlador comanda o inversor para que a pressão no reservatório chegue a pressão desejada.

Segue as respostas dos controladores PID e nebuloso nas figuras abaixo. O controlador nebuloso tem a mesma estrutura do controlador mostrado na seção 3.3.

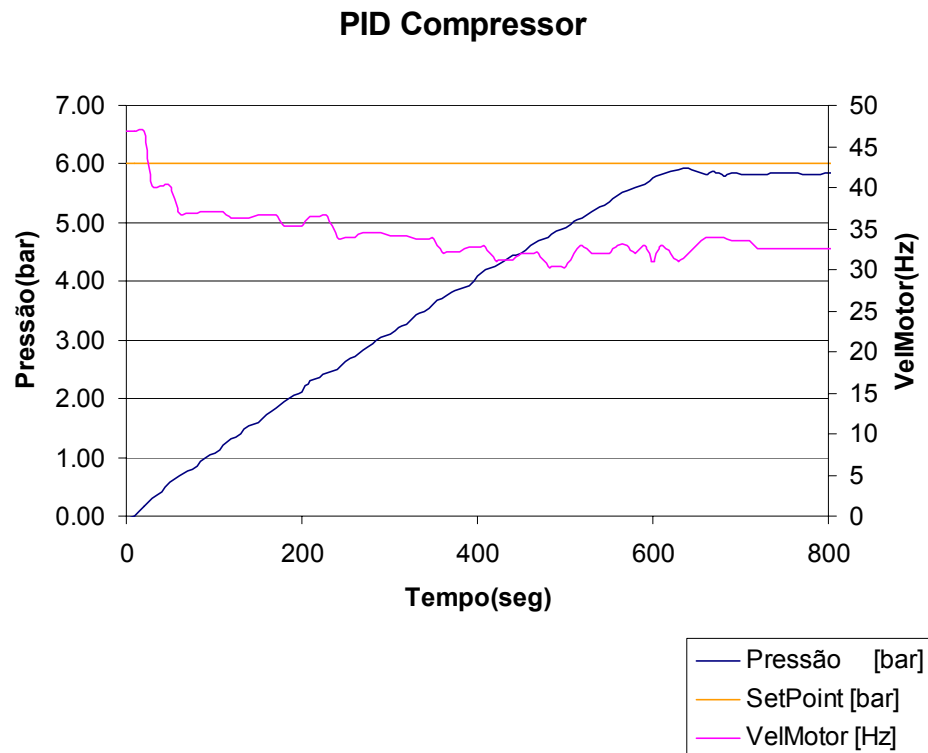


Figura. 4.18 – Resposta do controlador PID com os parâmetros: $K_p = 1,85$, $T_i = 4,125$ e $T_d = 1,031$.

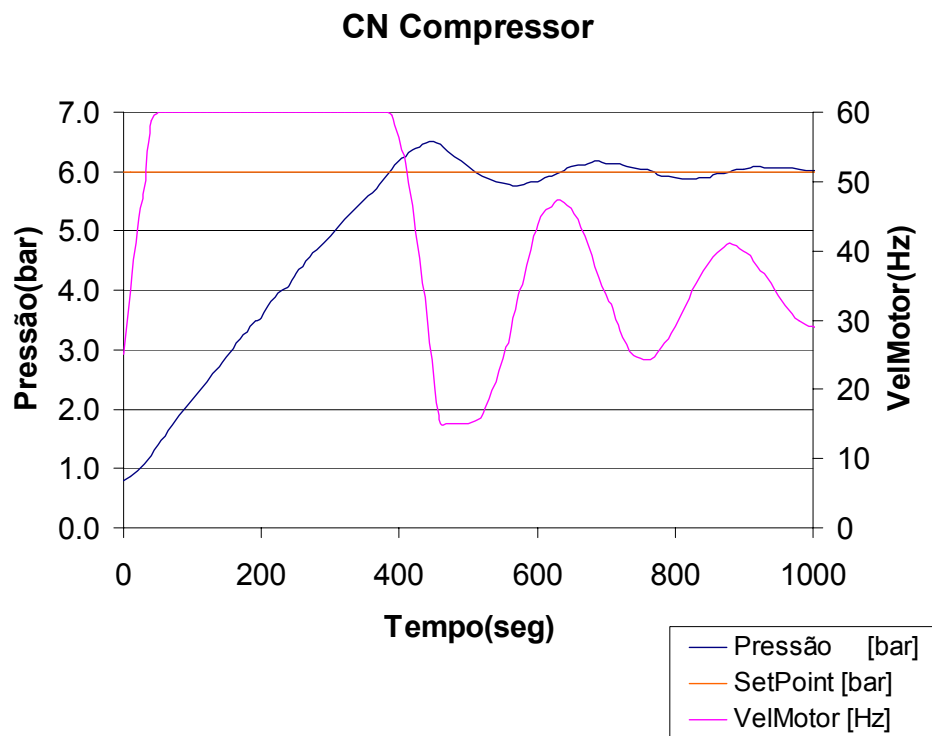


Figura. 4.19 – Resposta do controlador nebuloso com os parâmetros: $\phi_1 = 0,5$, $\psi_1 = 0,2$ e $Crisp = 0,3$.

A saturação da variável de controle no ensaio do controlador nebuloso está nos níveis normais de operação da planta.

Na tabela 4.8 apresenta-se os resultados dos índices de desempenho dos controladores nebuloso e PID avaliados para mudanças de referência no compressor.

Tabela 4.8 – Índices de desempenho para o compressor.

Índice	CN	PID
J_1	3673	11257
J_2	23984	1880
J_3	41,35	32,85
J_4	268,75	379,72

No ensaio feito com o controlador PID, nota-se que ocorre um pequeno erro de “*offset*”, ou seja, a pressão ficou um pouco menor do que a pressão desejada. O controlador nebuloso apresentou um comportamento bastante oscilatório.

Os índices J_1 e J_4 do controlador nebuloso foram bem melhores que os do controlador PID, porém os índices J_2 e J_3 foram melhores para o controlador PID.

A mesma análise de consumo de energia mostrada nos ventiladores será feita para o compressor. A tabela 4.9 mostra o consumo de energia da operação, em 10 minutos, com o uso da válvula de alívio e a operação com a variação da velocidade do compressor. É mostrada também a economia percentual de energia elétrica da operação com a variação da velocidade para os ensaios com duração de 10 minutos.

Tabela 4.9 – Comparação de consumo de energia.

Pressão(bar)	Consumo(kWh)		Economia %
	Válvula de Alívio	PID/Fuzzy	
6	0.368	0.282	23.37

Pode-se concluir que a operação com a variação da velocidade do compressor apresenta uma substancial economia de energia, como mostrada na tabela 4.9. Outras vantagens também são obtidas com o uso dos controladores PID e nebuloso, isto é, as mudanças de pontos de operação são bem mais fáceis de serem feitas, inclusive de forma on-line. Se o equipamento for dotado de um sistema supervisor, a pressão do reservatório

sempre fica ajustado para um ponto de operação, o que não ocorre nas estratégias de controle convencionais, onde o controle é ajustado para uma faixa de operação. A figura 4.20 mostra a resposta do compressor trabalhando com o controle feito pela válvula de alívio.

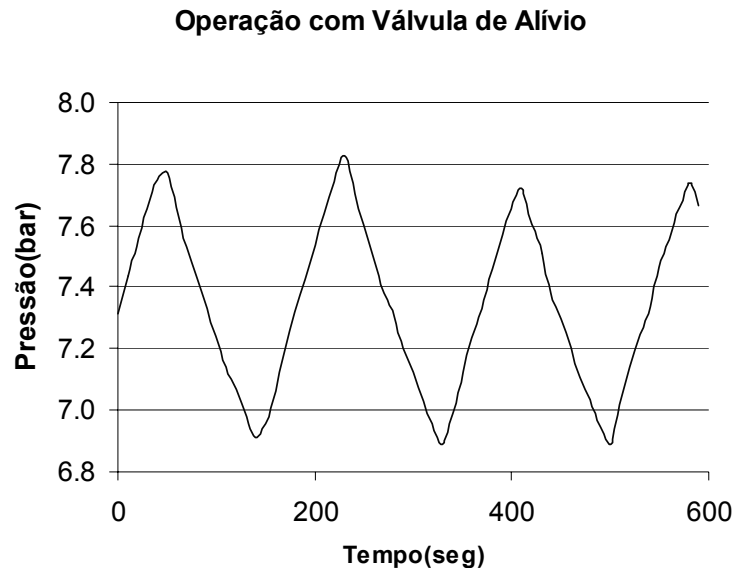


Figura 4.20 – Operação do compressor com o controle feito pela válvula de alívio.

4.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os processos industriais usados neste trabalho, assim com os recursos de automação utilizados nos experimentos. Mostraram-se as respostas dos controladores PID auto-ajustável e nebuloso nas plantas industriais utilizadas.

Como resultado do uso das estratégias de controle sugeridas, a variável de controle foi perfeitamente manipulada para os valores desejados, em nenhum dos processos foi observada a presença dos ciclos limites, garantindo a sua perfeita operação. Obteve-se, também, uma substancial economia de energia, como pode ser visto nas tabelas de consumo de energia, quando comparadas a formas de controle convencionais.

As mudanças de *set-point* são feitas *on-line* e sem que o processo tenha que ser interrompido.

Nos ventiladores, as curvas características de operação não são necessárias para o ajuste, uma vez que o processo é estimado na fase de auto-ajuste e os parâmetros do PID são calculados com base nessa estimativa.

Nos compressores, a pressão é ajustada para um ponto de operação e não em uma faixa, como é feito no controle convencional.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

5.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentadas duas estratégias de controle para processos industriais. Os controles utilizados foram o PID auto-ajustável e o controlador nebuloso. Os processos utilizados foram: ventilador centrífugo, ventilador axial e um compressor a parafusos, todos os equipamentos fazem parte do Laboratório de Eficientização em Sistemas Motrizes Industriais (Lamotriz) do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC).

O objetivo principal do uso desses controladores foi a manipulação precisa da variável de controle, porém outra grande vantagem foi obtida: houve uma redução do consumo de energia. Mudanças de pontos de operação são facilmente efetuadas e de forma *on-line*.

No caso dos ventiladores, não é necessário o conhecimento da curva de reação do ventilador, uma vez que o processo é identificado na fase de auto-ajuste e os parâmetros do controlador PID são calculados para o processo real.

Pelo fato dos controladores ajustarem automaticamente a velocidade do motor, de forma que a vazão se mantenha constante, os sistemas de ventilação ficaram mais imunes aos efeitos do acúmulo de sujeira nos filtros e nos dutos de ar, aumentou-se o tempo entre manutenções e sem que o processo perca sua eficiência.

O controlador PID auto-ajustável foi apresentado no capítulo 2, o método de estimação utilizado foi o método do relé, devido a sua simplicidade de implementação e pelo resultado satisfatório obtido. Os cálculos dos parâmetros do controlador PID, por apresentarem funções matemáticas complexas, são feitos de forma *on-line* através do sistema supervisor.

Para o controlador nebuloso, é mostrada no capítulo 3 uma análise da presença dos ciclos limites através da função descritiva. Dessa análise, é possível avaliar previamente a escolha dos parâmetros do controlador nebuloso, poupando tempo na fase de ajuste. Dessa forma, os parâmetros previamente escolhidos só serão utilizados no sistema real se forem avaliados e constatada a não existência dos ciclos limites.

Os dois controladores foram implementados em linguagem *Ladder*, podendo ser facilmente transcritos para outros fabricantes de CLPs.

Os controladores PID auto-ajustável e nebuloso são colocados na malha de controle para cada processo industrial descritos no capítulo 4, é realizada uma análise de desempenho baseada nos índices que também foram mostrados no mesmo capítulo. Caberá ao projetista, escolher qual dos controladores a ser usado no processo em questão.

Com o uso das estratégias de controle que utilizam a variação da velocidade do motor em processos de ventilação e de compressão, uma grande economia de energia é obtida, como pode ser constatado nas tabelas 4.3, 4.6 e 4.9. Nos sistemas de ventilação, a economia de energia é maior quanto menor for a vazão utilizada.

No compressor a parafusos, além da economia de energia, outras vantagens são obtidas através da operação com variação da velocidade do motor: a variável de controle, no caso, a pressão, trabalha sempre próximo ao ponto desejado, o que não ocorre quando se usa o controle por válvula de alívio, neste caso a pressão trabalha em uma faixa predeterminada comandada pelo pressostato de controle. A pressão de trabalho pode ser alterada sem que haja o desligamento do sistema de compressão.

Este trabalho vem a contribuir com um esforço nacional juntamente com a Eletrobras, visando à eficiência energética no parque industrial como uma meta política do governo federal, visa também a redução da emissão do CO₂ através do acumulo de créditos de carbono.

5.2 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Verificar a economia de energia em máquinas de maior potência.

Obtenção sistemática dos parâmetros do controlador nebuloso através da especificação de margem de ganho e margem de fase.

Combinar controle nebuloso e PID para conseguir resultados melhores que as obtidas pela técnicas separadamente.

Utilizar a metodologia para verificar o impacto de eficiência energética em sistemas de ventilação industriais do Estado do Ceará.

Elaborar um controlador nebuloso de maior complexidade implementados em CLPs.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABNT - NBR 10131 -1987 - Bombas hidráulicas de fluxo.
- ALMEIDA, O. M., W. C. AMARAL, (1991), Método Frequential para Auto-ajuste de Controladores *PID*: Implementação e Análise, *VIII CBA*, pp. 45-50.
- ALMEIDA O. M. e COELHO A. A.R. (2002). “A Fuzzy Logic Method for Autotuning a PID Controller: SISO And MIMO Systems”, IFAC - 15th Triennial World Congress, Barcelona, Spain.
- ALMEIDA, A. T., FERREIRA, F. J. T. E. e BOTH, D.(2005). “Technical and Economical Considerations in the Application of Variable-Speed Drives With Electric Motor Systems”. IEE Proc.-Electr. Power Appl, Vol 41, No. 1 January/February 2005. pp. 188-199.
- ALMEIDA, O, M (2002). “Controle PID Auto-ajustável Inteligente e Preditivo,” Tese de Doutorado. 2002. Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC, Brasil.
- ALMEIDA, O. M. ; LIMA, S. E. U.; REIS, L. L. N. e BEZERRA, L. D. S (2004). A MIMO Fuzzy Logic Autotuning PID Controller: Method and Application. In: 9th Online World Conference on Soft Computing in Industrial Applications, 2004, Beijing/Australia/Oxford/New M. Anais do 9th Online World Conference on Soft Computing in Industrial Applications, 2004.
- ALMEIDA, O. M. e COELHO, A. A. R. (1999), Controladores PID Auto-Ajustavel e Nebulosos: Aspectos de Projeto, Sintonia e Aplicação Prática, 4o SBAI – Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, pp. 675-680, São Paulo, SP.
- ASHRAE HVAC (2000). Systems & Equipment Handbook, 2000.
- ÅSTRÖM, K. J. e HÄGGLUND T. (1995). PID Controllers: Theory, Design E Tuning. Instrument Society of America.
- ÅSTRÖM, K. J. e HÄGGLUND T. (1988), Automatic Tuning of PID Controllers, Instrument Society of America.
- ÅSTRÖM, K. e HAGGLUND, T. (1984), Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins, *Automatica* Vol.20, N. 5, pp-645-651.
- ÅSTRÖM, K. J. e WITENARK, B. (1995), Adaptive Control, Adison-Wesley Publishing Company,
- ÅSTRÖM, K. J., e WITTENMARK, B. , (1990), Computer Controlled Systems; Theory and Design, Prentice-Hall International.
- BARTOS, F. J. (1997). Artificial Intelligence: Smart Thinking for Complex Control, *Control Engineering*, July, pp. 44-52

- BI., Q., WANG, Q. G. e HANG, C. (1997). Relay-based estimation of multiple points of process frequency response, *Automatica*, 33, pp 1753-1757, 1997.
- BIALKOWSKI W. L. (1993); Dream vs Reality: A View from both sides of the gap. Pulp Paper Can, pp.94.
- CAON, J. R. (1999). “Controladores PID Industriais com Sintonia Automática por Realimentação a Relê”. Dissertação de Mestrado.
- CHANG, C. H. (2007) Adaptive Fuzzy Controller of the Overhead Cranes With Nonlinear Disturbance; *Industrial Informatics, IEEE Transactions on Volume 3, Issue 2, May 2007* pp 164 – 172
- CHARY, M. V., SREENIVASULU, N., NAGESWARA RAO, K. e SAIBABU, D.(2000). “Energy saving through VFD’S for fan drives in Tobacco threshing plants”. *IEE Proc.-Electr. Power Appl*, 2000, pp. 606-608.
- COELHO, L. S., ALMEIDA, O. M. e COELHO, A. A. R., (2000), Design and Tuning of Intelligent and Self-Tuning PID Controller. *5WSC*.
- COELHO, L. S., ALMEIDA, O. M. e COELHO, A. A. R., (1998). Intelligent and Self-Tuning PID Controllers: Methods and Application, *Proceedings of XII Brazilian Automatic Control Conference, Vol. I*, pp.375-380, Uberlândia MG, Brazil.
- COELHO, L. S. e COELHO, A. A. R. (1997a). Algoritmos Híbridos Inteligentes Aplicados no Controle de um Veículo de Carga, *III Congresso Brasileiro de Redes Neurais*, Caloba, L., Barreto, J. M. (eds.), Florianópolis, SC, pp. 419-424.
- COELHO, L. S. e COELHO, A. A. R. (1997b). Controlador Nebuloso com Otimização Evolutiva Aplicado em Controle de Processos: Um Estudo de Caso, *II Simpósio Nacional de Informática, Santa Maria, RS*, pp. 16-20.
- COELHO, L. S. e MARIANI, V. C. (2006), Sistema híbrido neuro-evolutivo aplicado ao controle de um processo multivariável. *Sba Controle& Automação vol.17 no.1 Campinas Jan./Mar. 2006*.
- DESOBOROUGH L. e MILLER R (2002).; Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring Honeywell Experience; *6Th International Conference on Chemical Process Control, AIChE Symp. Serie 326, New-York*.
- EL-GELIEL, A, M. e EL-KHAZENDAR, M.A (2003). Supervisory fuzzy logic controller used for process loop control in DCS system. *Control Applications, 2003. CCA 2003. Proceedings of 2003 IEEE Conference on Volume 1, 23-25 June 2003* pp 263 - 268 vol.1
- ENDER D. B (1993)., Process Control Performance: Not as good as your think, *Control Engineering*, pp 40 – 51.
- FRANÇA, F.A. (1999). “Ventiladores: Conceitos Gerais, Classificação, Curvas Características Típicas e Leis dos Ventiladores”. FEM / UNICAMP, 1999. Disponível

em: www.fem.unicamp.br/~em712/sisflu09.doc. Data: 06/07/2005 às 14:20h. Apostila do curso EM 712 - Sistemas Fluidomecânicos, da FEMUnicamp.

- GORDILLO, F. , ARACIL, J. e ALAMO, T. (1997), “Determining limit cycles in fuzzy control systems,” in Proc. Int. Conf. Fuzzy Syst., Barcelona, Spain, Aug.1997, pp. 193–198.
- GUDE, J.J.; KAHORAHO, E. e ETXANIZ, J. (2006). Practical aspects of PID controllers: An industrial experience; Emerging Technologies and Factory Automation, 2006. ETFA '06. IEEE Conference on 20-22 Sept. 2006 Page(s):870 – 878.
- GUIMARÃES, F. A, ALMEIDA, O. M. e PONTES R. T. (2007a) “Projeto de controle nebuloso através do método da função descritiva com previsão de ciclos limites.” SBAI 2007.
- GUIMARÃES, F. A. e ALMEIDA O. M. (2007b) “Auto-ajuste de controladores PID e controle Fuzzy com o uso de CLP em plantas industriais, visando a eficientização energética.” SNCA 2007.
- GUIMARÃES, F.A., ALMEIDA, O. M., MOREIRA, A. B., AGUIAR, V. P. B. e JÚNIOR, C. R. S. (2007c). “Controle PID auto-ajustável em ventiladores industriais visando a eficiência energética”. CBEE 2007.
- HARA, F. e ISHIBE, M.(1992), “Simulation study on the existence of limit cycle oscillation in a fuzzy control system,” in Proc. Korea-Japan Joint Conf. Fuzzy Syst. Engrg., Seoul, Korea, Aug. 1992, pp. 25–28.
- HERSH M. A. e JOHNSON, M. A. (1997); A Study of Advanced Control Systems in the Workplace; Control Engineering Practice, pp. 5 -755.
- HIROTA, K. e SUGENO, M., (1995), “Industrial Applications of Fuzzy Technology in the World”, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd.
- HU, B., MANN, G. K. I. e GOSINE, R. G., (1999), New Methodology for Analytical and Optmal Design of Fuzzy PID Controllers, Trans. On Fuzzy Systems, 7(5), pp. 521-539.
- HOLMBLAD, J.J. e OSTERGAAD, L.P. (1982). Control of a cement kiln by fuzzy logic, in: Fuzzy Information and Decision Processes (North-Holland, Amsterdam, 1982) pp 389-399.
- KICKERT, W. J. M. e MAMDANI, E. H. (1978). “Analysis of a fuzzy logic controller,” Fuzzy Sets Syst., vol. 1, pp. 29–44.
- KIM, E., LEE, H. e PARK, M. (2000). Limit-Cycle Prediction of a Fuzzy Control System Based on Describing Function Method, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 8, No. 1, pp 11 – 22.
- LEE, C. C., (1995a), Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part I, IEEE Trans. on Systems Man and Cybernetics, 20(2): pp 104-435.

- LEE, C. C., (1995b), Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller – Part II, IEEE Trans. Systems Man Cybernetics, 20(2): pp 404-418, March/April.
- LI, W., ESKINAT, E. e LUIBEN, W. L.,(1991), An Improved Autotune Identification Method, Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev., 30, pp. 1530-1541.
- LUNDH, M. e ÅSTRÖM, K. J., (1994), Automatic Initialization of a Robust Self-tuning Controller, Automatica, 30, pp. 1649-1662.
- LUIBEN, W. L., (1997), Derivation of Transfer Function for Highly Non-Linear Distillation Columns, Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev. 26, pp 2490-2495.
- MACINTYRE, A. J. (1990), Ventilação Industrial e controle de poluição. Ed. LTC, Rio de Janeiro, 1990, 2a. ed.
- MANDANI, E. H. e ASSILIAN, S., (1975), “Na Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller”, Int. J. Man Machine Studies 7(1): pp 1-13.
- MANDANI, E. H.,(1974), “Applications of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant”, Proc. IEE 121(12): pp 1585-1588.
- MCKERVEY, G. W. e PERRY, B (1993). “Fan Applications in the Cement Industry”. Cement Industry Technical Conference, 1993. Record of Conference Papers., 35th IEEE. 23-27 May 1993 pp.467 – 476.
- MCMILLAN G, K.(1994).; Tuning and Control Loop Performance; Instruments Society of American, 1994
- MESQUITA, A.L.S., GUIMARAES, F. A. e NEFUSSI, N (1988). Engenharia de ventilação industrial. CETESB, São Paulo, 1988.
- MINISTÉRIO DAS MINAS E ENERGIA. BALANÇO DE ENERGIA ÚTIL (BEU). Brasília, 2005 Disponível: www.mme.gov.br, 2005.
- MINISTÉRIO DAS MINAS E ENERGIA. BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL (BEN). Brasília, 2005. Disponível: www.mme.gov.br Acessado em 06 de janeiro de 2006.
- MOREIRA, A. B. (2006). “Análise Da Operação De Sistemas De Ventilação Industrial Visando À Eficiência Energética”. Dissertação de Mestrado. 2006
- NASCU, I.; DE KEYSER, R.; FOLEA, S. e BUZDUGAN, T. (2006). Development and Evaluation of a PID Auto-Tuning Controller Automation, Quality and Testing, Robotics, 2006 IEEE International Conference on Volume 1, May 2006 pp.122 – 127
- OLIVER, J. A., MCCLUSKEY, R.K., WEISS, H. W. e SAMOTYJ M. J. (1992)...“Adjustable-speed drive retrofit for Ormond beach FD fans”. IEE Proc.- Electric. Power Appl. Vol 7, No. 3 September 1992. pp. 580-588.
- OZDEMIR, E. (2003). “Energy conservation opportunities with a variable speed controller in aboiler house”. Elsevier. November 2003 pp. 981-993.

- PERNG J. W ;WU B.; CHIN, H. e LEE, T.T (2005);Limit cycle analysis of uncertain fuzzy vehicle control systems Networking, Sensing and Control, 2005. Proceedings. 2005 IEEE 19-22 March 2005 pp.626 – 631
- RODRIGUES, P. S. B. (1991). Compressores industriais. Rio de Janeiro: Didatica e Cientifica, 1991. 515p. ISBN 8571900299
- SANTOS, V. A., PERRONE, F. P. D., FERREIRA, A. C., OLIVEIRA, L. H., SOARES, G. A., MOTTA, R. B., MOYA, H. C. e PIFFER R.(2005) “Otimização de Sistemas Motrizes Industriais”. VI SBQEE p 727-732, 21 a 24 de agosto de 2005.
- SAVOLAINEN, A. (2004). “Hacia un futuro major” Revista ABB, March 2004 pp.34-38.
- SCHEI, T. S. (1994), Automatic Tuning of PID Controllers Based on Transfer Function Estimation, Automatica, vol 30, N. 12, pp 1983-1989.
- SCHMIDLIN, C. R. (2006). “Operação Do Conjunto Bomba Centrífuga, Motor De Indução Trifásico E Inversor De Frequência Visando A Eficiência No Uso Da Energia Elétrica.” Dissertação de Mestrado. 2006
- SHEN, J. H., WU, J. S. e YU, C. C., (1991), Use of Based-relay Feedback for System Identification, AICHE J. 42, pp. 1174-1180.
- SKOCZOWSKI, S.; DOMEK, S.; PIETRUSEWICZ, K. e BROEL-PLATER, B. (2005). A method for improving the robustness of PID control.; Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 52, Issue 6, Dec. 2005 pp. 1669 – 1676.
- TAO, C. W. e TAUR, J. S.(2005) “Robust Fuzzy Control for a Plant with Fuzzy Linear Model”.IEEE Transactions On Fuzzy Systems, Vol. 13, No. 1, February 2005 pp 30-41.
- VIANA, C. N. A.(2002), Manual do Programa de Eficientização Industrial - Módulo: Ventiladores e Exaustores. ELETROBRÁS / PROCEL, Rio de Janeiro, 2002.
- WANG, L. e CLUET, W. R., (1996), Use of PRESS residual in dynamic system identification, Automatica, 32, pp. 181-784.
- WANG, Q. G., HANG, C. C. e BI, Q., (1999a), A technique for frequency response identification relay feedback, IEEE Transaction on Control Systems Technology, 7(1), pp. 122 – 128.
- WANG, Q. -G., HANG, C. C. e ZOU B., (1997a). Process Frequency Response Estimation from Rely Feedback, Control Engineering Practice, 5, pp. 1293-1302.
- WANG, Q. G., HANG, C. C. e ZOU, B., (1997b)., Low-order modeling for relay feedback, Ind. Eng. Chem. Res., 36 pp. 375-386.
- YANG, S M (1998). A Constant Air Flow Rate Control of Blower for Residential Applications. IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 2, March/April 1998.

- YONGMING LI (2006). Some Results of Fuzzy Turing Machines. *Intelligent Control and Automation*, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on Volume 1, 2006 pp. 3406 – 3409
- ZADEH, L. A. (1965). Fuzzy Sets, *Information and Control*, vol. 8, pp. 338-353.
- ZADEH, L. A. (1973), “Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Process”, *IEEE Trans. Systems Man Cybernetics*, SMC-3, pp. 28-44.
- ZADEH, L. A. (1978), “Fuzzy Sets as a Basis for a Theory of Possibility”, *Fuzzy Sets and Systems*, 1: pp. 3-28.
- ZIEGLER, J. G. e NICHOLS, N. B. (1942), Optimum Settings for Automatic Controllers, *Transactions ASME*, 64, pp. 759-768.
- ZIEGLER, J. G. e NICHOLS, N. B. (1943), Optimum Settings for Automatic Controllers, *Transactions ASME*, 65, pp. 433-444.

APÊNDICE A

CLASSIFICAÇÃO DOS VENTILADORES

Os ventiladores são classificados segundo vários critérios que compreendem número de estágios, nível de pressão e mesmo detalhe construtivo (ABNT - NBR 10131 - 1987).

SEGUNDO O NÍVEL ENERGÉTICO DE PRESSÃO QUE DESENVOLVEM

Os ventiladores são classificados segundo nível energético de pressão que desenvolvem conforme a Tabela A.1. (MACINTYRE, 1990).

Tabela A.1 - Classificação de ventiladores quanto ao nível de pressão.

Baixa pressão	Até 1,97 kPa.
Média pressão	1,97 kPa a 7,85 kPa.
Alta pressão	7,85 kPa a 24,52 kPa
Muito alta pressão	24,52 kPa a 98,07 kPa.

SEGUNDO A MODALIDADE CONSTRUTIVA PODEM SER CLASSIFICADOS EM: CENTRÍFUGOS, MISTOS E AXIAIS.

Segundo a norma técnica brasileira (ABNT - NBR 10131 - 1987), os ventiladores se classificam de acordo com a forma do rotor em: centrífugos ou radiais, mistos e axiais. Os centrífugos podem operar pequenas vazões e grandes pressões (VIANA, 2002). Nestes a trajetória de uma partícula gasosa no rotor se realiza em uma superfície que é um plano perpendicular ao eixo (MACINTYRE, 1990).

Um ventilador centrífugo consiste em um rotor com pás chamado impelidor, uma carcaça de conversão de pressão e um motor de acionamento como a Figura A.1. O ar entra no centro do rotor em movimento na entrada, sendo acelerado pelas pás e impulsionado da periferia do rotor para fora da abertura de descarga. A Figura A.1 mostra a configuração de um ventilador centrífugo (ASHRAE HVAC, 2000).

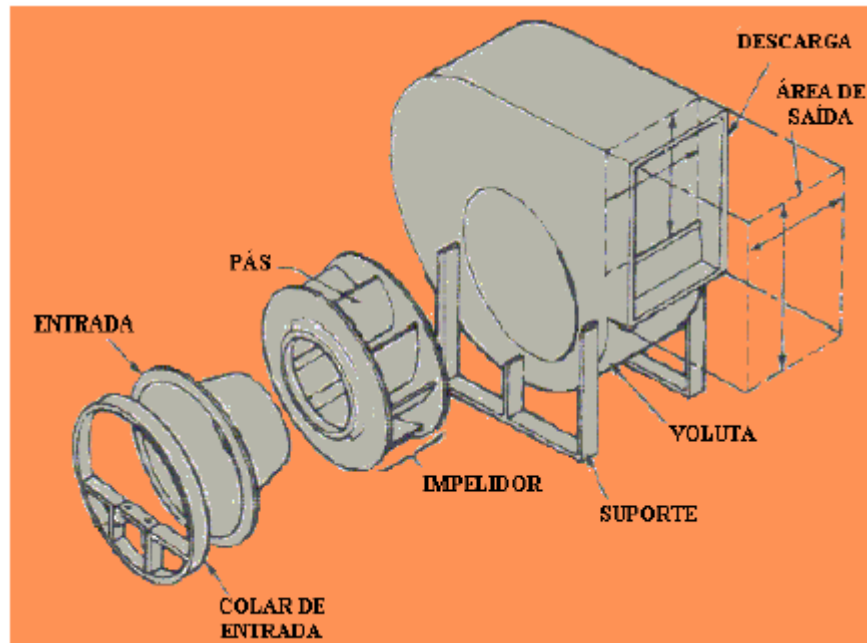


Figura A.1 -Configuração do ventilador centrífugo. (ASHRAE HVAC, 2000)

Os ventiladores axiais podem operar grandes vazões e pequenas pressões (VIANA, 2002). A trajetória que a partícula de gás descreve no rotor é uma hélice descrita em uma superfície de revolução aproximadamente cilíndrica (MACINTYRE, 1990). O ventilador axial produz pressão a partir da velocidade adquirida pelo fluido ao atravessar o impelidor (ASHRAE HVAC, 2000). A Figura A.2 mostra a configuração do ventilador axial.

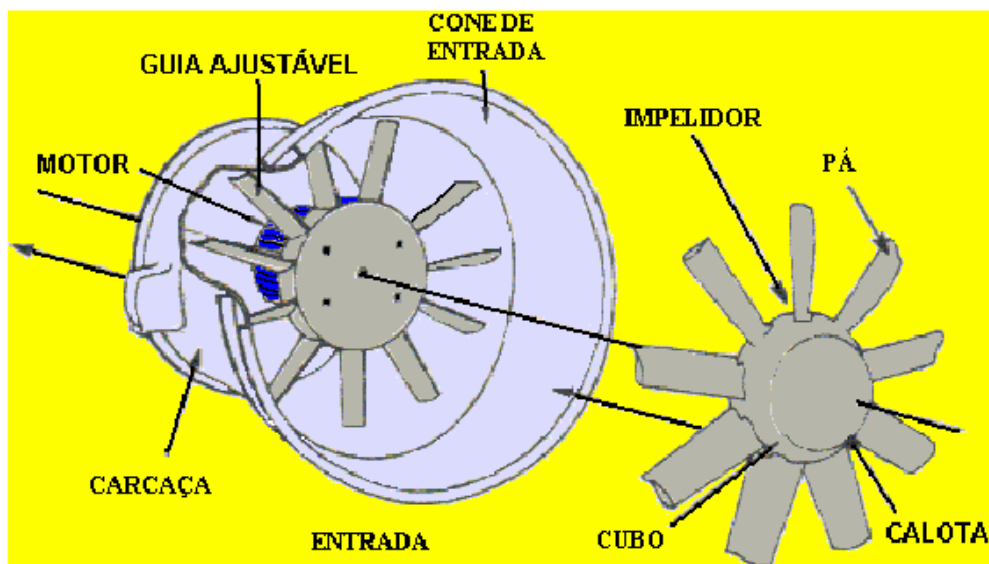


Figura A.2 -Configuração do ventilador axial.(OZDEMIR, 2003)

Os ventiladores mistos ou hélico-centrífugos podem operar médias pressões e médias vazões (VIANA, 2002). A partícula no interior do rotor misto descreve uma hélice

sobre a superfície de revolução cônica, cuja geratriz é uma linha curva (MACINTYRE, 1990). Na Figura A.3 ilustram-se as modalidades construtivas dos rotores dos ventiladores.

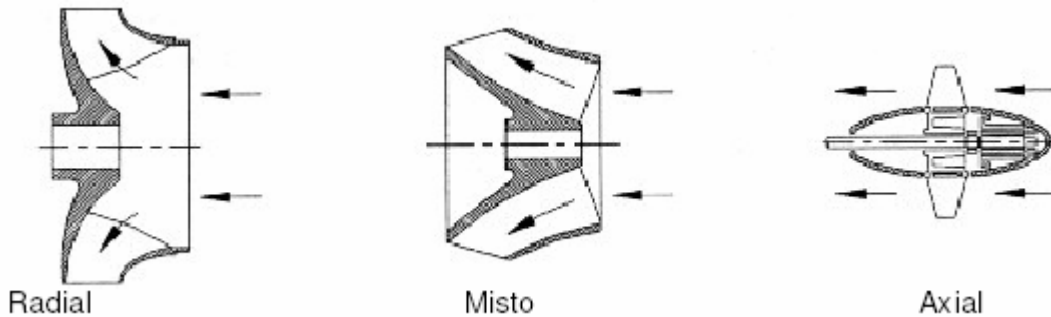


Figura A.3 -Modalidades construtivas dos rotores dos ventiladores.(Moreira, 2006)

SEGUNDO A FORMA DAS PÁS.

Os ventiladores com relação ao projeto de suas pás podem ter: pás radiais retas (a), pás radiais para trás, planas (b) ou curvas (c), pás inclinadas para frente (d) e pás curvas de saída radial, são ilustradas na Figura A.4. As pás radiais podem ser de chapa lisa (e) ou com perfil de asa (d) (MACINTYRE, 1990).

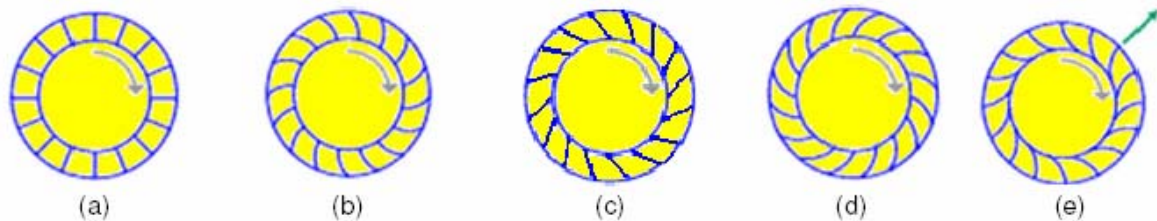


Figura A.4 -Formas das pás de ventiladores centrífugos. (MOREIRA, 2006)

SEGUNDO O NÚMERO DE ENTRADAS DE ASPIRAÇÃO NO ROTOR.

O rotor de simples sucção ou unilateral tem somente uma entrada para o fluido, enquanto que o de dupla sucção ou entrada bilateral (MACINTYRE, 1990), também denominado de rotor gêmeo, apresenta duas entradas e opera com o dobro da vazão. As Figuras A.5 (a) e (b) mostram os rotores de simples e dupla sucção, respectivamente.

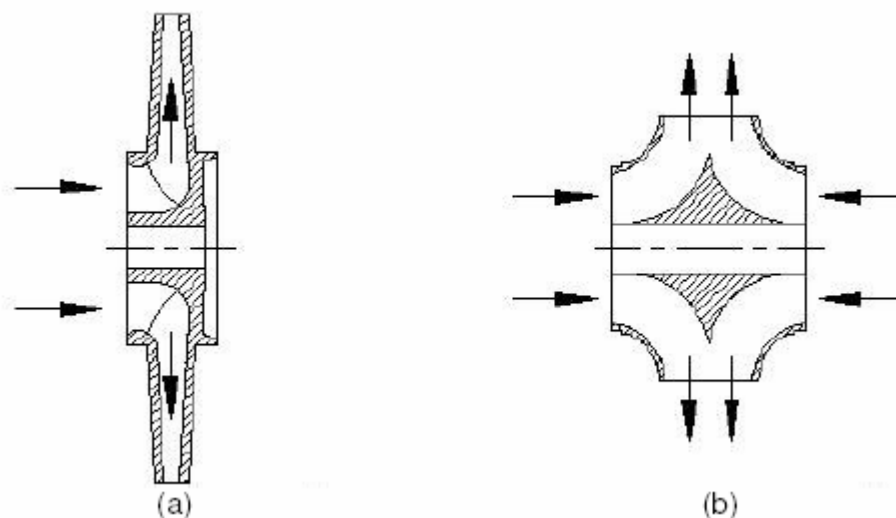


Figura A.5 -Rotores centrífugos de (a) simples e (b) dupla sucção. (MOREIRA, 2006)

SEGUNDO O NÚMERO DE ROTORES

O rotor simples estágio, com um rotor apenas, é o caso mais comum. De duplo estágio, com dois rotores montados num mesmo eixo. O ar entra e passa pela caixa do primeiro estágio, logo em seguida penetra na caixa do segundo estágio com a energia proporcionada pelo primeiro rotor e recebe a energia do segundo rotor, que se adiciona ao primeiro. Obtém-se assim, pressões elevadas da ordem de 29.42 a 39.23 kPa com a utilização de 3, 4, 5 ou mais estágios (MACINTYRE, 1990).

APLICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS

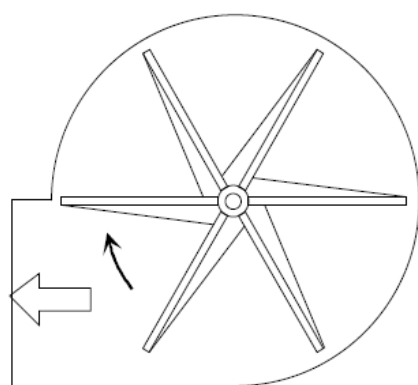
Como já mencionado, os ventiladores foram classificados também quanto à direção do fluxo de ar através do rotor, em alguns grupos: centrífugos, axiais e misto.

Os ventiladores centrífugos são utilizados em operações que requerem pequenas vazões e grandes pressões. Neste, o fluxo de ar se estabelece radialmente ao rotor. Este ainda pode ser classificado com relação à posição das pás em: radial, curvadas para frente e curvadas para trás (MESQUITA et al, 1988). Cada um destes rotores possui característica operacional intrínseca e aplicação específica, como será abordado.

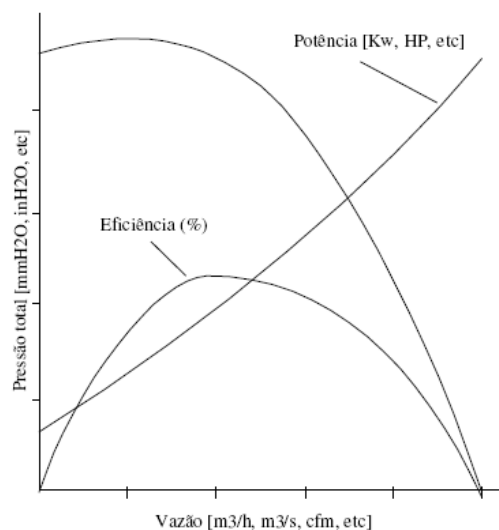
Os ventiladores centrífugos com pás radiais têm aspecto robusto, sendo utilizados para mover efluentes com grandes cargas de poeira pegajosas e corrosivas

(MESQUITA et al, 1988). Possui eficiência baixa, típica de 65% a 72% (MCKERVEY & PERRY, 1993) e apresenta durante seu funcionamento a presença de ruído audível. A Figura A.6 (a) é um esquema do corte radial de um ventilador centrífugo de rotor radial. A Figura A.6 (b) mostra a sua curva característica juntamente com as curvas de potência e eficiência.

Note que a curva característica é ‘bem comportada’, que a potência deste rotor aumenta com a vazão de forma diretamente proporcional, e que sua eficiência máxima ocorre para valores relativamente baixos, menores 50% da vazão máxima (FRANÇA, 1999). Assim, para este tipo de ventilador, o motor pode ficar sobrecarregado, quando as condições de funcionamento se aproximam da vazão máxima também conhecida como descarga livre. Desenvolvem pressões razoavelmente elevadas (até 4,91 kPa), e operam em altas temperaturas.



(a)



(b)

Figura A.6 - (a) Forma construtiva e (b) curva característica de ventilador centrífugo de rotor de aletas retas.

FONTE: (FRANÇA, 1999)

O ventilador centrífugo de pás curvadas à frente tem como característica a maior capacidade exaustora a baixas velocidades e não se enquadra em trabalhos que requer alta pressão, é mostrado na Figura A.7 (a) um corte radial deste ventilador. Não são também utilizados para trabalhos com grandes cargas de poeira, apresentando problemas de corrosão quando utilizado em ambientes agressivos (MESQUITA et al, 1988).

O ventilador centrífugo de pás curvadas para frente é usado com gases sem a presença de particulado sólido (FRANÇA, 1999). Possui um rendimento de até 65% no

máximo, também é mais compacto e pode ser usado em locais onde há limitação de espaço (MCKERVEY & PERRY, 1993). São os ventiladores mais aplicados em sistemas de condicionamento de ar.

Uma de suas particularidades é sua curva característica, mostrada na Figura A.7(b). Uma particularidade é o ramo instável na curva Pressão e vazão, na faixa das baixas vazões (FRANÇA, 1999). O ramo instável é quando a curva pressão versus vazão apresenta um ramo ascendente e descendente, representado pela região a-b (ASHRAE HVAC, 2000) na Figura A.7 (b).

A potência cresce constantemente com o aumento da vazão, o que requer atenção para a determinação do ponto de operação do sistema motoventilador e na seleção do motor de acionamento, este pode danificar-se caso a vazão resultante seja muito maior que a projetada (FRANÇA, 1999). Pode ser construído com muitas pás o que permite operar vazões de ar maiores, com baixa rotação, tendo como consequência baixo ruído. Por este motivo são utilizados em instalações de ar condicionado (VIANA, 2002).

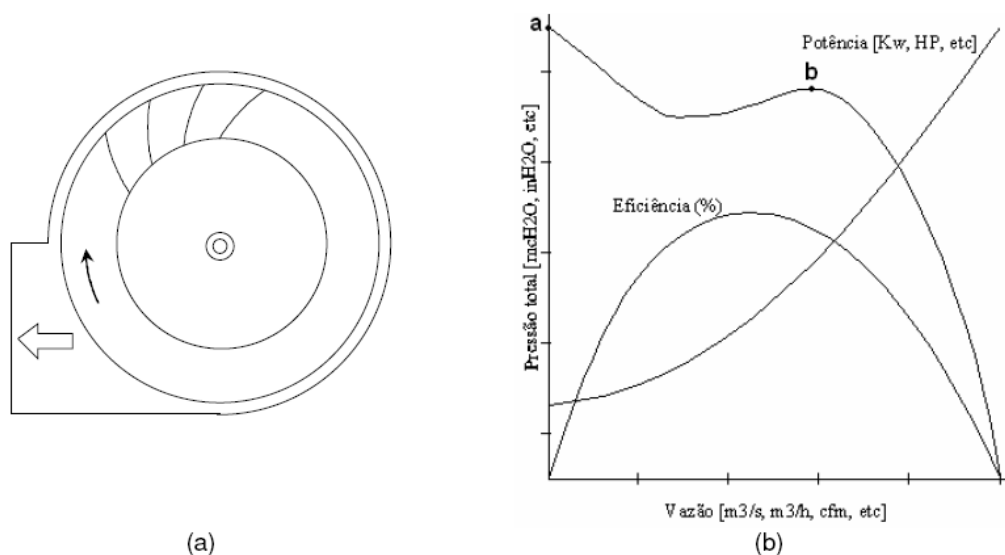


Figura A.7 - (a) Forma construtiva e (b) curva característica de ventilador centrífugo de rotor com aletas curvadas para frente. FONTE: (FRANÇA, 1999)

Um tipo comum de ventilador centrífugo com pás curvadas para frente é o Sirocco, que tem rotor largo e muitas aletas curtas, como mostra a Figura A.8. É o menor entre os ventiladores centrífugos, operando em uma rotação mais baixa (FRANÇA, 1999).



Figura A.8 - Ventilador centrífugo pás curvadas para frente.

O ventilador de pás curvadas para trás apresenta alta eficiência e uma autolimitação de potência, assim seu motor de acionamento não será sobrecarregado por mudanças de instalação de dutos (MESQUITA et al, 1988). Possui o melhor rendimento de todos comentados, chegando a alcançar rendimento da ordem de 85% (MCKERVEY & PERRY, 1993). Através da substituição das antigas pás por outras modernas de perfil aerodinâmico, permite que a corrente de ar seja mais uniforme com menos turbulência, através do impelidor. É silencioso se trabalhar no seu ponto de operação eficiente (MESQUITA et al, 1988). Na Figura A.9 (a) observa-se a sua forma construtiva e na Figura A.9 (b) suas curvas características. Destaque para sua curva de potência: o valor máximo ocorre em um ponto equivalente a 70-80 % da vazão máxima (FRANÇA, 1999). Segundo França , “...este ventilador nunca terá problemas de sobrecarga por projeto incorreto ou operação inadequada do sistema de ventilação”, podendo ser observado na Figura A.9(b). Por isso, o ventilador de aletas curvadas para trás é denominado de ‘sem sobrecarga’.

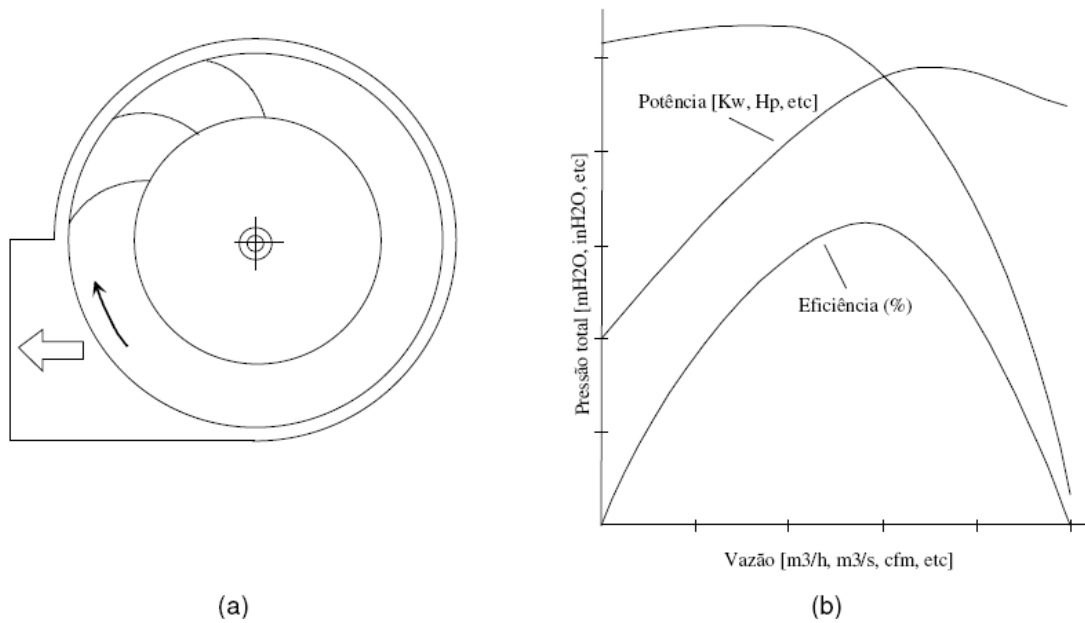


Figura A.9 - (a) Forma construtiva e (b) curva característica de ventilador centrífugo de rotor com aletas curvadas para trás. FONTE: (FRANÇA, 1999)

Os ventiladores axiais por sua vez se classificam em: axial propulsor, tubo axial e axial com aerofólios. O axial propulsor é o mais barato para mover grandes volumes de ar a baixas pressões. É utilizado frequentemente para ventilação ambiente, e dificilmente para ventilação local exaustora (MESQUITA & GUIMARAES, 1988).

O tubo-axial é um propulsor com pás mais espessas e mais largas, fica localizado dentro de um duto, permitindo assim sua direta conexão em dutos, é mostrado na Figura A.10 (a). É constituído de uma carcaça tubular que o envolve um rotor axial. O motor pode ser diretamente acoplado ao rotor, estando exposto ao escoamento do fluido, ou colocado sobre a carcaça, acionando o rotor através de polias e correia. É aplicado em sistemas com grande vazão e baixa pressão. Como mostra a Figura A.10 (b), sua curva característica apresenta uma região de instabilidade entre os pontos a e b, e a potência é máxima quando a vazão é nula (FRANÇA, 1999).

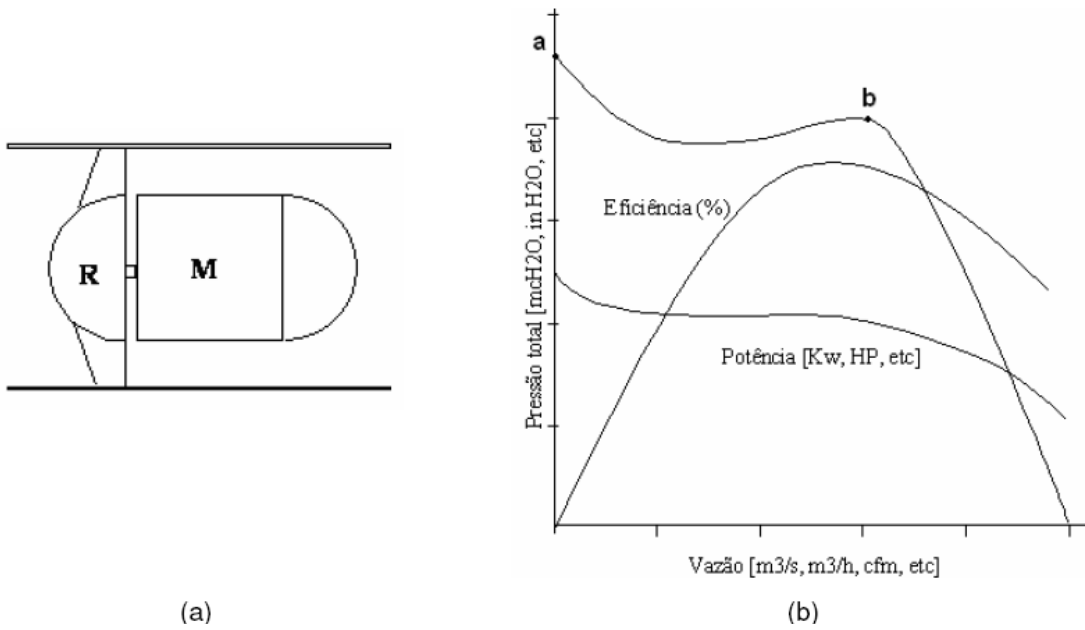


Figura A.10 - (a) Forma construtiva e (b) curva característica de ventilador tubo-axial.FONTE: (FRANÇA, 1999)

O axial com aerofólios possui uma calota central, que possibilita sua utilização a pressões mais elevadas. É utilizado com frequência em ventilação de minas subterrâneas e, em algumas vezes, em indústrias. Para esse tipo de ventilador, a forma das pás é importante, não devendo ser utilizados onde haja risco de erosão e corrosão (MOREIRA, 2006).

APÊNDICE B

COMPRESSORES

CLASSIFICAÇÃO DOS COMPRESSORES QUANTO ÀS APLICAÇÕES

As características físicas dos compressores podem variar profundamente em função dos tipos de aplicações. Dessa forma, convém distinguir pelo menos as seguintes categorias de serviços:

- a) Compressores de ar para serviços ordinários.
- b) Compressores de ar para serviços industriais.
- c) Compressores de gás ou de processo.
- d) Compressores de refrigeração.
- e) Compressores para serviços de vácuo.

Os compressores de ar para serviços ordinários são fabricados em série, visando baixo custo inicial. Destinam-se normalmente a serviços de jateamento, limpeza, pintura e acionamento de pequenas máquinas pneumáticas.

Os compressores de ar para sistemas industriais destinam-se às centrais encarregadas do suprimento de ar em unidades industriais. Embora possam chegar a ser máquinas de grande porte com custos aquisitivo e operacional elevados, são oferecidas em padrões básicos pelos fabricantes. Isso é possível porque as condições de operação dessas máquinas costumam variar pouco de um sistema para outro.

Os compressores de gás ou de processo podem ser requeridos para as mais variadas condições de operação, de modo que toda a sua sistemática de especificação, projeto, operação e manutenção depende fundamentalmente da aplicação. Incluem-se nessa categoria certos sistemas de compressão de ar com características anormais. (RODRIGUES, 1991).

Os compressores de refrigeração são máquinas desenvolvidas por certos fabricantes com vistas a essa aplicação. Operam com fluidos bastante específicos e em condições de sucção e descarga pouco variáveis, possibilitando a produção em série e até

mesmo o fornecimento incluindo todos os demais equipamentos do sistema de refrigeração. Há casos, entretanto, em que um compressor de refrigeração é tratado como um compressor de processo. Isso ocorre nos sistemas de grande porte, em que cada um dos componentes é individualmente projetado. É o caso, por exemplo, dos sistemas de refrigeração a propano, comuns em refinarias.

Os compressores para serviços de vácuo (ou bombas de vácuo) são máquinas que trabalham em condições bem peculiares. A pressão de sucção é subatmosférica, a pressão de descarga é quase sempre atmosférica, e o fluido de trabalho normalmente é o ar. Face a anormalidade dessas condições de serviço, foi desenvolvida uma tecnologia toda própria, fazendo com que as máquinas pertencentes a essa categoria apresentem características bastante próprias.

Esta dissertação está particularmente voltada para os compressores de processo que, além de representarem normalmente um investimento financeiro bem mais elevado que os demais, exigem um tratamento minucioso e individualizado em função de cada aplicação. Na indústria do petróleo e processamento químico esses compressores são usados, por exemplo:

- a) No estabelecimento de pressões necessárias a certas reações químicas.
- b) No transporte de gases em pressões elevadas.
- c) No armazenamento sob pressão.
- d) No controle do ponto de vaporização (processos de separação, refrigeração, etc.).
- e) Na conversão de energia mecânica em energia de escoamento (sistemas pneumáticos, fluidização, elevação artificial de óleo, campos de exploração, etc.).

O compressor usado nos experimentos deste trabalho corresponde a um compressor de parafusos. Esse tipo de compressor possui dois rotores em forma de parafusos que giram em sentido contrário, mantendo entre si uma condição de engrenamento, conforme mostra a Figura B.1. A conexão do compressor com o sistema se faz através das aberturas de sucção e descarga, diametralmente opostas. O ar penetra pela abertura de sucção e ocupa os intervalos entre filetes dos rotores. A partir do momento em que há o engrenamento de um

determinado filete, o ar nele contido *fica* encerrado entre o rotor e as paredes da carcaça. A rotação faz então com que o ponto de engrenamento vá se deslocando para a frente, reduzindo o espaço disponível para o ar e provocando a sua compressão. Finalmente, é alcançada a abertura de descarga, e o ar é liberado. (RODRIGUES, 1991)

A relação de compressão interna do compressor de parafusos depende da geometria da máquina e da natureza do fluido, podendo ser diferente da relação entre as pressões do sistema.

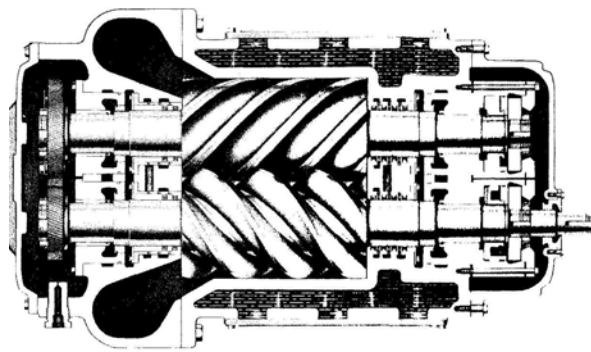


Figura B.1 — Compressor de parafusos (Fab: Ingersoll-Rand).

Os compressores de parafuso começaram a ser produzidos industrialmente na Alemanha por volta de 1940. Desde então, diversos aperfeiçoamentos vem sendo introduzidos no projeto original, tornando a máquina cada vez mais competitiva. A construção tradicional emprega um rotor macho com quatro filetes côncavos semicirculares, enquanto o rotor fêmea possui seis filetes convexos da mesma forma, como indica o esquema da Figura B.2. Atualmente, perfis ligeiramente assimétricos tem sido usados por alguns fabricantes, com melhorias para a eficiência do compressor.

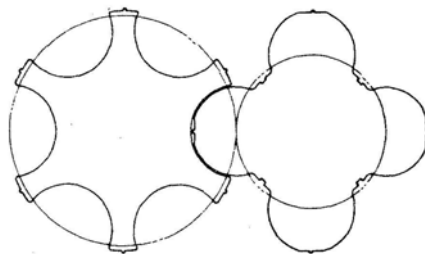


Figura B.2 — Perfis tradicionais para os rotores dos compressores de parafusos

Em consequência dos diferentes números de filetes, os rotores giram com rotações também diferentes. A rotação nominal da máquina corresponde a do rotor macho, que é a maior das duas.

O compressor de parafusos possui uma relação de compressão interna de projeto associada a variação do volume do gás aprisionado entre os filetes. O ângulo das hélices, o tamanho e posição das aberturas de sucção e descarga e o comprimento dos rotores são os elementos que podem ser combinados pelo projetista para definir a relação de compressão interna. Em alguns casos se utiliza dois estágios em “tandem”, isto é, acoplados ao mesmo acionador. Para obter valores de relação de compressão mais elevados, os compressores de parafusos são oferecidos em duas versões básicas: não-lubrificadas e lubrificadas.

Nos compressores não-lubrificadas, não há contato entre os rotores. O acionamento se faz pelo rotor macho, e o movimento, é transferido ao rotor fêmea mediante um par de engrenagens. O consumo de óleo se restringe, nesse caso, aos mancais.

Na versão lubrificada, o óleo arrastado pelo gás, por diferença de pressão, numa proporção da ordem de 1 a 2 litros para cada m^3 de gás. Essa injeção de óleo tem as funções de selagem, resfriamento e redução do nível de ruídos. Após a descarga, o gás e o óleo são separados mecanicamente em equipamento suprido pelo próprio fabricante do compressor. Apenas o rotor macho é acionado, nessa versão, e o movimento é transmitido ao rotor fêmea por contato direto. (RODRIGUES, 1991)

Há grandes diferenças entre as faixas de aplicação propostas pelos vários fabricantes de compressores de parafusos, dificultando o fornecimento de indicações precisas a esse respeito. Valores típicos podem ser mencionados. A vazão volumétrica aspirada por um compressor de parafusos situa-se na faixa de 500 a 45000 m^3/h . Na versão não-lubrificada, a relação de compressão costuma variar de 2,0 a 4,5, enquanto na versão lubrificada pode chegar a 10 ou mais. O limite de pressão de descarga é da ordem de 5000 kPa. A rotação nominal pode variar amplamente, desde os valores compatíveis com a utilização de motores elétricos sem acionamento eletrônico (1800 rpm) até os valores apropriados para acoplamento direto com turbinas (10000 rpm ou mais). A temperatura de descarga do gás é normalmente limitada a cerca de 309°C, havendo também um limite para a elevação de temperatura para evitar problemas de dilatação diferencial. Os fabricantes oferecem compressores de parafusos

para as mais variadas espécies de gases, inclusive contendo líquido ou partículas sólidas em suspensão.

PERFORMANCE DO COMPRESSOR DE PARAFUSOS

a) Vazão de operação

A vazão volumétrica aspirada por um compressor de parafusos pode ser estimada através da relação (RODRIGUES, 1991):

$$V1 = \eta_v \cdot C \cdot D^2 \cdot N \cdot L \quad (B.1)$$

Onde:

V1 = Vazão volumétrica aspirada,

η_v = Rendimento volumétrico,

C = Constante relativa a geometria do compressor, da ordem de 0,5,

D = Diâmetro do rotor macho,

N = Rotação do rotor macho,

L = comprimento dos rotores.

O rendimento volumétrico visa compensar as perdas decorrentes da recirculação por entre as folgas do rotor, e depende principalmente da magnitude dessas folgas, da velocidade de rotação, da relação de compressão e do tipo de gás. As correlações analíticas para o cálculo desse coeficiente são muito complicadas ou não fornecem a precisão satisfatória, e por isso devemos nos reportar ao fabricante da máquina para obter informações a esse respeito. Os valores típicos para compressores industriais se encontram na faixa de 70 a 90%.

b) Potência de compressão

O cálculo da potência consumida por um compressor de parafusos deve ser conduzido a partir da tradicional fórmula (RODRIGUES, 1991):

$$W_c = \frac{\dot{m} \cdot w_k}{\eta_k \cdot \eta_{mec}} \quad (\text{B.2})$$

Onde:

W_c = Potência consumida

\dot{m} = Vazão mássica descarregada

w_k = Trabalho ideal adiabático por unidade de massa

η_k = Rendimento adiabático

η_{mec} = Rendimento mecânico

O rendimento adiabático engloba algumas formas de não-idealidades do processo de compressão, dentre as quais podemos citar:

- Efeitos viscosos e aerodinâmicos
- Aquecimento do gás aspirado pela recirculação
- Diferenças entre as relações de compressão interna e externa, quando operando fora da condição de projeto.

Dentre os parâmetros de operação do compressor, destacam-se a relação de compressão e a rotação como sendo os de influência mais significativa sobre o rendimento adiabático, conforme o comportamento previsto pela Figura B.3. A influência do tipo de gás comprimido não deve, também, ser desprezada.

c) Temperatura de descarga

A temperatura de descarga de um compressor de parafusos pode ser estimada através da relação (RODRIGUES, 1991):

$$T_2 = T_1 + \frac{\alpha \cdot (T_{2s} - T_1)}{\eta_k} \quad (\text{B.3})$$

Onde:

T_2 = Temperatura do gás descarregado

T_1 = Temperatura de sucção

T_{2S} = Temperatura teórica adiabática de descarga

η_k = Rendimento adiabático

α = Coeficiente empírico

O coeficiente α está associado à remoção de calor efetuada durante o processo de compressão do gás. Nos compressores não-lubrificadas essa remoção de calor é pequena, sendo devida ao sistema de arrefecimento da máquina, de modo que α se situa em torno de 0,9. Quando o compressor é abundantemente lubrificado, esse coeficiente se mostra bastante reduzido devido ao resfriamento efetuado pelo óleo (RODRIGUES, 1991). Valores de α em torno de 0,1 ou 0,2 tem sido observados, mas nesse caso há forte dependência da vazão de circulação do lubrificante.

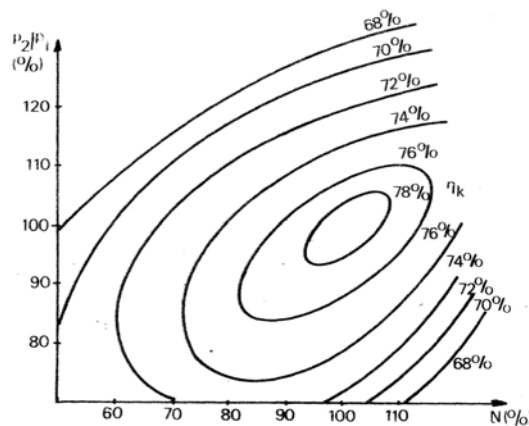


Figura B.3 - Curvas de isoefficiência para um compressor de parafusos— Aspecto típico.

FONTE:(RODRIGUES, 1991)