

UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS - UFG
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO - EEEC

CONTROLE FUZZY E ACIONAMENTO A
VELOCIDADE VARIÁVEL DE SISTEMA
RESFRIADOR DE LEITE

ERIC NERY CHAVES

Orientador: Prof. Dr. Bernardo Pinheiro Alvarenga

Goiânia – GO
2010

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS - UFG
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO - EEEC

CONTROLE FUZZY E ACIONAMENTO A
VELOCIDADE VARIÁVEL DE SISTEMA
RESFRIADOR DE LEITE

Dissertação apresentada à Coordenação do
Programa de Mestrado em Engenharia
Elétrica e de Computação da Universidade
Federal de Goiás como parte dos requisitos
para a obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.
Área de Concentração: Engenharia Elétrica

ERIC NERY CHAVES

Orientador: Prof. Dr. Bernardo Pinheiro Alvarenga

Goiânia – GO
2010

*“Embora ninguém possa voltar atrás e fazer um novo começo,
qualquer um pode começar agora e fazer um novo fim.”*

(Chico Xavier)

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer primeiramente aos meus pais Elsen Barbosa Chaves (*in memoriam*) e Neide Maria Andrade Nery Chaves, pelo incentivo e esforço contínuo que sempre fizeram em relação à minha formação humana e educacional.

Agradeço à minha querida esposa Luíza Maria Zei Andrade Chaves que, além de participar ativamente da minha caminhada, sempre alimenta meus sonhos de realização pessoal e profissional.

Agradeço ao professor Bernardo Pinheiro de Alvarenga pela dedicação, apoio constante, orientação certa e grande amizade. Contribuição essa que, além de significativa, foi vital em toda a elaboração deste trabalho.

Quero agradecer enormemente aos professores Enes Marra, Lourenço Matias e José Wilson pelas aulas, paciência, apoio, orientações, simpatia e amizade.

Estendo meus agradecimentos ao grupo PEQ, como um todo, e à EEEC-UFG pela acolhida.

Aos meus professores da graduação Valério Machado e Wanir de Medeiros Júnior o meu muito obrigado.

Aos colegas de mestrado, entre eles, o Nélio Neves, Carlos Leandro, Ghunter Paulo, Weldon Carlos e o Felipe dos Santos que, na impossibilidade de ajudar, não faltam com os *pitacos*.

Aos amigos do peito Frederico dos Santos e Wanir de Medeiros Júnior que sabem tudo do PIC e sempre me ajudam muito.

Aos amigos e apoiadores Antonio Teixeira e Márcio Monteiro.

À FUNAPE, CNPq e CAPES pelo apoio financeiro.

E a Deus pela oportunidade de estar vivo e aprendendo sempre!

RESUMO

O presente trabalho demonstra os efeitos da aplicação de técnicas de controle em acionamento de motores de indução monofásicos, visando à melhoria do desempenho e eficiência energética, no local onde esses motores são aplicados. O trabalho em questão trata de um sistema que engloba um controlador de temperatura baseado em Lógica Fuzzy ou Nebulosa e um conversor de frequência trifásico, chaveado no modo PWM (modulação por largura de pulsos na sigla em inglês) senoidal, com controle escalar do tipo V/f (tensão proporcional à frequência) e adaptado para utilização em motores de indução monofásicos. O objetivo geral deste trabalho é o projeto e implementação de um sistema de controle de temperatura Fuzzy, com acionamento do compressor hermético em regime de velocidade variável. Também chamado de VCC (compressor de capacidade variável na sigla em inglês) - pois a capacidade é diretamente proporcional à velocidade - a estratégia de controle, a partir do acionamento do motor monofásico em regime de velocidade variável, será aplicada a um sistema de refrigeração que simula um tanque de resfriamento de leite e atenderá às Instruções Normativas nº 51 e nº 53, do Ministério da Agricultura, Pecuária e Abastecimento.

Palavras-Chave: Eficiência Energética, Controlador Nebuloso, Compressor Hermético, Resfriamento de Leite.

ABSTRACT

This work presents the application of control techniques to drive single-phase induction motors with the aim of improving the performance of cooling systems. The control system is based on Fuzzy Logic and is applied to a three-phase PWM inverter adapted to drive single-phase motors with volts per hertz technique. The main feature of the work is to control the temperature of the cooling system driven by a hermetic compressor using variable speed. A commercial milk cooling system is used to obtain the results.

Lista de Figuras

Figura 1. 1 - Tanque de Imersão em Água Gelada.....	18
Figura 1. 2 - Tanque de Imersão por Expansão Direta.....	19
Figura 2. 1 - Estator do Motor de Indução Monofásico.....	23
Figura 2. 2 - Rotor do Motor de Indução Monofásico.....	24
Figura 2. 3 - Representação Esquemática Geral de um Motor de Indução Monofásico.....	24
Figura 2. 4 - Diagrama de Conexões e Diagrama Fasorial.....	27
Figura 2. 5 - Modelo da Máquina de Indução Bifásica Assimétrica.....	28
Figura 2. 6 - Modelo da Máquina de Indução Bifásica Assimétrica.....	28
Figura 2. 7 - Circuito Equivalente da Máquina de Indução Bifásica Assimétrica.....	30
Figura 2. 8 - Circuito Equivalente Utilizado na Simulação.....	32
Figura 2. 9 - Transitório de Corrente no Enrolamento Principal.....	32
Figura 2. 10 - Transitório de Corrente no Enrolamento Auxiliar.....	33
Figura 2. 11 - Torque Eletromagnético.....	33
Figura 2. 12 - Velocidade do Rotor.....	34
Figura 2. 13 - Compressor Hermético Monofásico.....	35
Figura 2. 14 - Compressor Hermético 1/8 cv.....	37
Figura 2. 15 - Compressor Hermético de 1/8 cv.....	38
Figura 2. 16 - (1) Biela e (2) Pistão de Compressor Hermético de 1/8 cv.....	38
Figura 3. 1 - Configuração do Circuito Conversor Trifásico.....	40
Figura 3. 2 - Rampa Tensão/Frequência.....	41
Figura 3. 3 - Diagrama Fasorial das Tensões.....	42
Figura 3. 4 - Transitório de Corrente no Enrolamento Principal.....	44
Figura 3. 5 - Transitório de Corrente no Enrolamento Auxiliar.....	44
Figura 3. 6 - Torque Eletromagnético.....	45
Figura 3. 7 - Velocidade do Rotor.....	45
Figura 3. 8 - Transitório de Corrente no Enrolamento Principal.....	46
Figura 3. 9 - Transitório de Partida no Enrolamento Auxiliar.....	47
Figura 3. 10 - Corrente no Enrolamento Principal.....	47
Figura 3. 11 - Corrente no Enrolamento Principal.....	48
Figura 4. 1 - Funções de Pertinência para Temperatura.....	51
Figura 4. 2 - Configuração de um Controlador Fuzzy.....	53
Figura 4. 3 - Diagrama de Blocos do Sistema.....	55
Figura 4. 4 - Funções de Pertinência.....	56
Figura 4. 5 - Base de Regras do Sistema de Refrigeração.....	57
Figura 4. 6 - Perfil de Temperatura do Sistema de Refrigeração de Leite.....	58
Figura 4. 7 - Diagrama de Blocos SIMULINK.....	59
Figura 4. 8 - Desempenho do Controlador Fuzzy.....	60
Figura 5. 1 - Módulo de Potência IRAMX20UP60A.....	62
Figura 5. 2 - PIC 18F452 Encapsulamento DIP.....	63
Figura 5. 3 - Microcontrolador e Módulo de Potência.....	64
Figura 5. 4 - Circuito de Seleção da Frequência de Acionamento do Motor.....	66
Figura 5. 5 - Circuito Sensor de Corrente via Resistor "Shunt".....	67
Figura 5. 6 - Microcontrolador, Controle e Interface.....	69
Figura 5. 7 - Curva Característica do Sensor de Temperatura NTC 10k Ohms.....	72

Figura 5. 8 - Circuito Condicionador de Sinais Analógicos.....	73
Figura 5. 9 - Linearização do Sensor de Temperatura Através de Spline Linear.....	75
Figura 5. 10 – <i>Interface</i> entre Controlador de Temperatura Fuzzy/Conversor de Frequência.....	76
Figura 5. 11 - Fluxograma da Programação do Controlador de Temperatura Fuzzy.....	78
Figura 5. 12 - Fluxograma da Ação que Desabilita o Controlador Fuzzy.....	80
Figura 5. 13 - Diagrama de Fluxo de um Sistema de Compressão de Vapor.....	81
Figura 5. 14 - Unidade de Refrigeração - Itens do Ciclo de Compressão.....	83
Figura 5. 15 - Válvula de Expansão e Evaporador.....	84
Figura 5. 16 - Visão Geral do Sistema de Refrigeração.....	86
Figura 6. 1 - Ação do Controlador Tradicional <i>Liga/Desliga</i>	88
Figura 6. 2 - Ação do Controlador Fuzzy.....	88
Figura 6. 3 - Detalhes da Ação do Controlador Fuzzy.....	89
Figura 6. 4 - Transitório de corrente no enrolamento principal.....	90
Figura 6. 5 - Transitório de corrente no enrolamento auxiliar.....	91
Figura 6. 6 - Transitório de corrente no enrolamento principal/conversor de frequência.....	91
Figura 6. 7 - Corrente no enrolamento auxiliar sendo desligada.....	92
Figura 6. 8 - Transitório de corrente no enrolamento principal/conversor de frequência.....	92
Figura A. 1 - Modelo da Máquina de Indução Bifásica.....	98
Figura A. 2 - Diagrama com os vetores de tensões: f_{abs} e f_{qds}	102
Figura A. 3 - Diagrama com os vetores de tensões: f'_{abr} e f'_{qdr}	103
Figura A. 4 - Circuito equivalente para o motor de indução bifásico assimétrico.....	107
Figura A. 5 - Modelo do motor monofásico representado por circuito elétrico.....	110

Lista de Tabelas

TABELA 2.1 - Parâmetros do motor.....	31
TABELA 5.1 - Conexões Externas do Circuito da Figura 5.3.....	65
TABELA 5.2 - Conexões Externas do Circuito da Figura 5.6.....	70

Lista de Abreviaturas

ANSI – American National Standards Institute.
CA – Corrente Alternada.
CC – Corrente Contínua.
CCP – Capture Compare PWM.
CI – Circuito Integrado.
CSIR – Capacitor Start/Induction Run.
DIP – Dual in Line Plastic.
DSP – Digital Signal Processor.
FMM – Força Magnetomotriz.
GND – Groud.
IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor.
IN – Instrução Normativa.
LCD – Liquid Crystal Display.
MAPA – Ministério da Agricultura, Pecuária e Abastecimento.
MIPS – Milhões de Instruções Por Segundo.
NG – Negativo Grande.
NM – Negativo Médio.
NTC – Negative Temperature Coefficient.
PM – Positivo Médio.
PG – Positivo Grande.
PLL – Phase Lock Loop.
PWM – Pulse With Modulation.
RAM – Random Access Memory.
ROM – Read Only Memory.
RPM – Rotações por minuto.
RPS – Rotações por segundo.
SCR – Silicon Controlled Rectifier.
TOS – Temperatura operacional de segurança.
TTL – Transistor-Transistor Logic.
VCC – Variable Capacity Compressor.
ZR – Zero.

Lista de Símbolos

a : Relação de espiras entre os enrolamentos principal e auxiliar.

a_i : Nó de interpolação.

$ar-ar'$: Enrolamento de rotor.

$as-as'$: Enrolamento da fase principal de estator.

A_V : Ganho do amplificador de instrumentação.

b : Um elemento do universo da saída.

b_i : Nó de interpolação.

$br-br'$: Enrolamento de rotor.

$bs-bs'$: Enrolamento da fase auxiliar de estator.

C : Capacitor de partida (F).

d : Diâmetro interno do cilindro (m).

$f_{elétrica}$: Frequência elétrica da rede monofásica (Hz).

$f(a_i), f(b_i)$: São conhecidos como valores de $f(x)$ (função interpolada) em $x=a_i$ e $x=b_i$.

f_{abs} : Vetor de grandezas representadas em termos das fases a e b do estator.

f'_{abr} : Vetor de grandezas representadas em termos das fases a e b do rotor referidas ao estator.

f_{qds} : Vetor de grandezas do estator definidas nos eixos de referência qd .

f'_{qdr} : Vetor de grandezas de rotor referidas ao estator definidas nos eixos de referência qd .

G : Função de transferência do sistema de refrigeração no domínio da frequência.

$g(x)$: Função que define a reta entre os pontos a_i e b_i ou função interpolante.

i_{abs}, i_{abr} : Vetores das correntes de estator e rotor, respectivamente, em variáveis de máquina (A).

i_{as}, i_{bs} : Correntes instantâneas nos enrolamentos principal e auxiliar do estator, respectivamente (A).

I_{as}, I_{bs} : Correntes nos enrolamentos principal e auxiliar do estator, respectivamente (A).

i_{ar}, i_{br} : Correntes nas fases ar e br de rotor, respectivamente (A).

i_{qds}, i_{qdr} : Vetores das correntes de estator e rotor, respectivamente, nos eixos de referência arbitrários qd (A).

i_{qs}, i_{ds} : Correntes nos enrolamentos principal e auxiliar do estator, respectivamente, representadas nos eixos qd (A).

i_{qr}, i_{dr} : Correntes nas fases de rotor representadas nos eixos qd , respectivamente (A).

i'_{qr}, i'_{dr} : Correntes nas fases de rotor referidas ao estator representadas nos eixos qd , respectivamente (A).

i_s : Corrente instantânea de estator (A).

I_s : Corrente de estator (A).

J : Momento de inércia ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2$).

\mathbf{K}_{2s} : Matriz de transformação do sistema de referências ab de estator para o sistema qd .

\mathbf{K}_{2r} : Matriz de transformação do sistema de referências ab de rotor para o sistema qd .

L_{ass} : Indutância própria enrolamento principal do estator (H).

L_{asr} : Valor máximo da indutância mútua entre o enrolamento as e o enrolamento do rotor (H).

L_{bss} : Indutância própria enrolamento auxiliar do estator (H).

L_{bsr} : Valor máximo da indutância mútua entre o enrolamento bs e o enrolamento do rotor (H).

L_{CIL} : Curso de cilindro do compressor (m).

L_{las} : Indutância de dispersão do enrolamento principal do estator (H).

L_{lbs} : Indutância de dispersão do enrolamento auxiliar do estator (H).

L_{lr} : Indutância de dispersão do enrolamento do rotor (H).

L'_{lr} : Indutância de dispersão do enrolamento do rotor referida ao estator (H).

L_{mas} : Indutância de magnetização do enrolamento principal do estator (H).

L_{mbs} : Indutância de magnetização do enrolamento auxiliar do estator (H).

L_{mr} : Indutância de magnetização do enrolamento rotor (H).

L_{rr} : Indutância própria enrolamento do rotor (H).

L'_r : Matriz de indutâncias próprias de rotor, referidas ao estator.

L_s : Matriz de indutâncias próprias de estator.

L_{sr} : Matriz de indutâncias mútuas entre os enrolamentos das fases do rotor e do estator.

n : Passo de amostragem.

N : Número de rotações do eixo da manivela (conectado à biela do compressor) por segundo.

n : é o número de cilindros do compressor.

N_{as} : Número efetivo de espiras do enrolamento principal do estator.

N_{bs} : Número efetivo de espiras do enrolamento auxiliar do estator.

N_r : Número efetivo de espiras do rotor.

p : Operador de derivada em relação ao tempo.

P : Número de pólos da máquina.

qds : Eixos de referência estacionários no estator.

r_{ar}, r_{br} : Resistências das fases do rotor (Ω).

r'_{ar}, r'_{br} : Resistências das fases do rotor referidas ao estator (Ω).

r_{as}, r_{bs} : Resistências dos enrolamentos principal e auxiliar de estator, respectivamente (Ω).

R : Resistência do termistor calculada na temperatura absoluta em Kelvin (Ω).

R_0 : Resistência de referência do termistor a T_0 em Kelvin (Ω).

r_r : Resistência dos enrolamentos do rotor (Ω).

r_s, r_r : Matrizes de resistências de estator e rotor, respectivamente (Ω).

T : Comportamento dinâmico da temperatura para a entrada em degrau do compressor ($^{\circ}\text{C}$).

T_e : Torque eletromagnético ($\text{N}\cdot\text{m}$).

T_L : Carga ligada ao eixo ($\text{N}\cdot\text{m}$).

T_{ref} : Temperatura de referência ($^{\circ}\text{C}$).

T_{Tanque} : Temperatura dentro do tanque de refrigeração ($^{\circ}\text{C}$).

V_a, V_b, V_c : Tensões nos pontos de conexão de saída do inversor trifásico (V).

$\mathbf{V}_{abs}, \mathbf{V}_{abr}$: Vetores das tensões de estator e rotor, respectivamente nas variáveis da máquina (V).

v_{ar}, v_{br} : Tensões nas fases ar e br do rotor, respectivamente (V).

v_{as}, v_{bs} : Tensões instantâneas nos enrolamentos principal e auxiliar, respectivamente, de estator (V).

V_{as}, V_{bs} : Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar, respectivamente, de estator (V).

V_{cc} : Tensão no barramento CC (V).

V_N : Tensão a ser aplicada ao motor (V).

V_p : Vazão do pistão (m^3/s).

$\mathbf{V}_{qds}, \mathbf{V}_{qdr}$: Vetores das tensões de estator e rotor, respectivamente, nos eixos de referência qd (V).

v_{qr}, v_{qr} : Tensões das fases do rotor nos eixos qd , respectivamente (V).

v'_{qr}, v'_{qr} : Tensões das fases do rotor referidas ao estator nos eixos qd (V).

v_{qs}, v_{qs} : Tensões nos enrolamentos principal e auxiliar de estator, respectivamente, nos eixos qd (V).

V_s : Tensão de alimentação do estator proveniente da rede CA monofásica (V).

X : Reatâncias indutivas (Ω).

β : Ângulo entre os fasores das tensões V_a e V_c nos pontos de conexão do inversor trifásico (rad).

β_k : Fator Beta do Sensor de Temperatura NTC.

δ : Ângulo entre os fasores das tensões V_a e V_{as} (rad).

$\Delta\varepsilon$: Taxa de variação do erro.

ΔR_{NTC} : Variação na resistência do sensor de temperatura NTC (Ω).

Δs : Variação incremental da saída.

ε : Erro.

$\lambda_{abs}, \lambda_{abr}$: Vetores de fluxos concatenados de estator e rotor, respectivamente, em variáveis de máquina (Wb).

$\lambda_{as}, \lambda_{bs}$: Fluxos concatenados de estator em variáveis de máquina (Wb).

$\lambda_{ar}, \lambda_{br}$: Fluxos concatenados de rotor em variáveis de máquina (Wb).

$\lambda_{qds}, \lambda_{qdr}$: Vetores de fluxos concatenados de estator e rotor, respectivamente, nos eixos de referência qd (Wb).

$\lambda_{qs}, \lambda_{ds}$: Fluxos concatenados de estator nos eixos de referência arbitrários qd (Wb).

$\lambda_{qr}, \lambda_{dr}$: Fluxos concatenados de rotor nos eixos de referência arbitrários qd (Wb).

$\lambda'_{qr}, \lambda'_{dr}$: Fluxos concatenados de rotor referidos ao estator nos eixos de referência qd (Wb).

μ : Grau de pertinência (rad).

θ : Ângulo que determina a tensão no enrolamento auxiliar (rad).

θ_r : Posição do eixo do rotor em relação ao eixo do estator (rad).

ω : Velocidade angular elétrica (rad/s).

ω_b : Velocidade angular elétrica de base (rad/s).

ω_r : Velocidade do rotor (rad/s).

ψ : Fluxos concatenados normalizados (V).

SUMÁRIO

1 – INTRODUÇÃO	17
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	17
1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO	19
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	20
2 – MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS	22
2.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS	22
2.2 FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO	25
2.3 MÉTODOS DE PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO	25
2.3.1 MOTOR COM CAPACITOR DE PARTIDA	26
2.4 MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO MONOFÁSICA.....	27
2.5 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS DO MOTOR COM CAPACITOR DE PARTIDA	31
2.5.1 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO.....	32
2.6 COMPRESSOR HERMÉTICO	34
2.6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	34
2.6.2 COMPRESSOR HERMÉTICO ALTERNATIVO	37
3 – CONVERSOR DE FREQUÊNCIA	40
3.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	40
3.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS	43
3.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PRELIMINARES	46
4 – CONTROLADOR FUZZY	49
4.1 PRINCÍPIOS DA LÓGICA FUZZY OU NEBULOSA	50
4.1.1 CONJUNTOS NEBULOSOS.....	50
4.1.2 LÓGICA NEBULOSA	52
4.2 CONTROLADOR FUZZY OU NEBULOSO	52
4.2.1 ESCOLHA DO CONTROLADOR FUZZY.....	54
4.2.2 SÍNTESE DO CONTROLADOR FUZZY	54
4.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA.....	57
4.4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	59
5 – ASPECTOS DA MONTAGEM	61
5.1 ASPECTOS DA MOTAGEM DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA	61
5.1.1 CIRCUITO INVERSOR.....	61
5.1.2 MICROCONTROLADOR E INTERFACE COM O MÓDULO DE POTÊNCIA	62
5.1.3 SELEÇÃO DA FREQUÊNCIA DE ACIONAMENTO DO MOTOR	65
5.1.4 MONITORAMENTO DA CORRENTE NO INVERSOR	66
5.1.5 ASPECTOS DA PROGRAMAÇÃO DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA.....	67
5.2 ASPECTOS DA MOTAGEM DO CONTROLADOR FUZZY	68
5.2.1 MEDIÇÃO DA TEMPERATURA.....	70
5.2.1.1 SENSOR DE TEMPERATURA	71
5.2.1.2 CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAIS.....	72
5.2.1.3 LINEARIZAÇÃO DO SENSOR DE TEMPERATURA	74
5.2.2 INTERFACE CONTROLADOR/CONVERSOR	75
5.2.3 ASPECTOS DA PROGRAMAÇÃO DO CONTROLADOR FUZZY.....	77
5.3 ASPECTOS DA MOTAGEM DO SISTEMA DE REFRIGERAÇÃO	81
5.3.1 ELEMENTOS E CICLO TÍPICO DO SISTEMA DE COMPRESSÃO DE VAPOR.....	81
5.3.2 CAPACIDADE DE REFRIGERAÇÃO EM COMPRESSORES HERMÉTICOS.....	84
5.4 VISÃO GERAL DO SISTEMA DE REFRIGERAÇÃO	85
6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
6.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – CONTROLE DA TEMPERATURA.....	87

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – CORRENTES NOS ENROLAMENTOS	90
7 – CONCLUSÃO	93
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	96
ANEXO A – MODELAMENTO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO	98
A.1 O MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO	98
A.1.1 EQUAÇÕES NAS VARIÁVEIS DA MÁQUINA.....	99
A.1.2 MUDANÇAS DE EIXOS DE REFERÊNCIA.....	101
A.1.3 EQUAÇÕES NO EIXO DE REFERÊNCIA.....	104
ANEXO B – LISTAGEM DO PROGRAMA DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA	111
ANEXO C – LISTAGEM DO PROGRAMA DO CONTROLADOR DE TEMPERATURA FUZZY	119

1 – INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O Brasil ocupava em 2001 a sexta posição entre os maiores produtores de leite mundiais, com uma produção de 21 bilhões de litros/ano (EMBRAPA, 2002). Desde então, a produção total brasileira aumentou significativamente, sendo de 23,47 bilhões de litros em 2004 e 24,76 bilhões de litros em 2005 (IEA, 2006).

Apesar do aumento na produção, a produtividade das propriedades leiteiras continua sendo uma das mais baixas, quando comparadas a países como Estados Unidos e Canadá (IEA, 2006).

Entre os problemas que afetam essa produtividade, o principal é o custo da produção, que engloba desde o manejo do rebanho passando pelo correto armazenamento do leite e termina com o transporte da produção.

Porém, se em uma extremidade do mercado leiteiro está o produtor e o custo da produção, em outra está o consumidor e a exigência da qualidade e preços adequados, fatores determinantes da boa aceitação do produto, tanto no mercado interno quanto no internacional.

Em busca da qualidade, o Ministério da Agricultura, Pecuária e Abastecimento publicou a Instrução Normativa IN 51 (MAPA IN 51, 2002), que regulamenta a produção, identidade, qualidade, coleta e transporte dos leites A, B, C, pasteurizado e cru refrigerado, sendo este último o que está relacionado à maioria dos produtores nacionais. Essa norma entrou em vigor no dia 1º de julho de 2005, nas regiões Sul, Sudeste e Centro-Oeste e, em 1º de julho de 2007, nas regiões Norte e Nordeste. Entre os vários quesitos, a IN 51 cita e regulamenta as temperaturas de armazenamento nos refrigeradores de leite existentes no mercado.

A IN 51 preconiza que, após a ordenha, o leite deve ser resfriado em tanques de refrigeração por expansão direta ou em tanques de imersão do latão em água gelada, sendo a temperatura do primeiro mantida em 4 °C e do segundo em 7 °C.

A Figura 1.1 mostra um tanque de imersão do latão de leite em água gelada.



Figura1. 1 - Tanque de Imersão em Água Gelada.

Ainda dentro do critério de qualidade e padronização, o Ministério da Agricultura, Pecuária e Abastecimento publicou a Instrução Normativa IN 53 (MAPA IN 53, 2002), que regulamenta a fabricação, funcionamento e ensaios de eficiência de tanques refrigeradores de leite a granel, o chamado tanque por expansão direta.

Entre os critérios da norma, está a determinação de que o equipamento para controle de temperatura do leite deverá operar de 0 a 35 °C.

Ele também deverá ser capaz de suportar, sem perda da calibragem, temperaturas dentro do corpo interno de -10 a +70°C e temperaturas ambientes de -10°C até a temperatura operacional de segurança (TOS) de 43°C.

Devem ser fornecidos meios para garantir que o resfriamento comece tão logo seja possível, após o início da adição da segunda e demais ordenhas.

Depois de desligado, o tanque deverá ter temperatura de religamento no máximo de 4 °C, com variação de 1 °C.

Por fim, a referência de temperatura deve ser atingida em, no máximo, 2 horas após a entrada do leite proveniente da ordenha, que estará com a temperatura por volta dos 35 °C.

A Figura 1.2 mostra um tanque por expansão direta, sendo hoje o tanque mais comum entre os produtores de leite, indo de capacidades de 150 litros até alguns milhares de litros de leite.



Figura1. 2 - Tanque de Imersão por Expansão Direta.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento e implementação de um sistema que engloba um controlador de temperatura, baseado em Lógica Fuzzy ou Nebulosa, e um conversor de frequência trifásico, do tipo PWM senoidal, com controle escalar V/f e adaptado para acionamento de motores de indução monofásicos.

O conjunto formado pelo controlador de temperatura Fuzzy e o conversor de frequência trifásico será aplicado em um sistema de refrigeração que simula um tanque de resfriamento de leite, através do acionamento do compressor hermético, em sua unidade de refrigeração, em regime de capacidade variável (VCC).

O comportamento do sistema como um todo, deverá atender às normas citadas nos quesitos temperatura de referência - a mesma para um resfriador de leite comercial do tipo tanque por expansão direta - faixa de operação e tempo de resfriamento da massa líquida, cuja temperatura inicial esteja em, aproximadamente, 35 °C.

Outros objetivos pertinentes ao desenvolvimento deste trabalho são a busca pela melhoria do desempenho no controle da temperatura e pelo aumento na eficiência energética, ambos em função das técnicas de controle adotadas.

Este trabalho pretende seguir a mesma linha de pesquisa de outros trabalhos, envolvendo acionamento de compressores em sistemas de refrigeração em regime de velocidade variável, sobretudo os de Vendrusculo e Pomílio (2008) e Canesin et al. (2009).

Contudo, diferentemente desses autores, o sistema aqui desenvolvido trata da aplicação de resfriadores em uso na cadeia produtiva.

É importante salientar que, embora os termostatos usados atualmente em resfriadores de leite comerciais sejam em sua maioria eletrônicos, os mesmos utilizam estratégia *Liga/Desliga* para controle da temperatura.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A presente dissertação apresenta a seguinte estrutura de divisão de capítulos:

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

CAPÍTULO 2 - MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS

O capítulo se inicia com uma breve revisão teórica sobre aspectos construtivos, funcionamento e métodos de partida convencionais do motor de indução monofásico. Prossegue com a modelagem dinâmica para dedução do circuito equivalente e consequente simulação computacional de um motor com capacitor de partida. Finaliza com a apresentação do compressor hermético monofásico alternativo, utilizado em sistemas de refrigeração.

CAPÍTULO 3 – CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

Nesse capítulo é apresentada a topologia do conversor de frequência e a base teórica para a estratégia de acionamento, assim como a motivação para esta escolha de projeto. São também mostrados os resultados de simulação computacional do acionamento de um motor de indução monofásico, utilizando o método de partida baseado no conversor de frequência adotado. No final, são apresentados os resultados experimentais preliminares do conversor de frequência, acionando um motor monofásico da WEG de 0,25 cv.

CAPÍTULO 4 – CONTROLADOR FUZZY

É descrita, nesse capítulo, a base teórica dos controladores Fuzzy. Em seguida, é deduzida a função de transferência para o sistema de refrigeração. A partir do modelo matemático, são apresentados os resultados de simulação, envolvendo o controlador e a planta a ser controlada.

CAPÍTULO 5 – ASPECTOS DA MONTAGEM

O capítulo inicia com a descrição de todos os aspectos envolvidos na implementação, tais como: especificação de sensores, escolha dos processadores, especificação da unidade de refrigeração e aspectos construtivos dos circuitos (fontes de alimentação, acondicionamento de sinais, chaves estáticas do inversor etc.). Prossegue descrevendo aspectos de programação, técnica de linearização do sensor de temperatura e *interfaceamento* entre controlador e conversor de frequência. Posteriormente, é feita uma minuciosa descrição de todo o sistema, envolvendo controle, acionamento e refrigeração.

CAPÍTULO 6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Serão apresentados os resultados experimentais de partes do sistema, como, por exemplo, as correntes de acionamento para o compressor hermético de 0,33 cv, com partida convencional, em comparação com as correntes de acionamento, utilizando-se o conversor de frequência e o método de controle da temperatura proposto. São mostrados, ao final, resultados pertinentes ao desempenho do controle e eficiência do sistema de refrigeração.

CAPÍTULO 7 – CONCLUSÃO

Nesse capítulo, são apresentadas as conclusões, mediante a análise dos resultados obtidos do projeto em estudo, além de sugestões para solução de alguns problemas e futuros estudos e implementações.

2 – MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS

É bastante difundido o uso de motores de indução monofásicos em aplicações domésticas, comerciais e rurais, principalmente em potência fracionária. São usados em sistemas de refrigeração, processadores de alimentos, ventiladores, máquinas de lavar e moendas, para citar apenas algumas aplicações. A sua popularidade vem do fato de a rede elétrica doméstica, comercial e rural ser em sua maioria monofásica. Vantagens seriam a robustez e baixo preço dessa classe de motores. Entretanto, os métodos convencionais de partida dos motores de indução monofásicos limitam sua confiabilidade, quando comparados aos motores de indução trifásicos. Essa limitação vem do fato dos primeiros precisarem, em geral, de capacitores associados aos enrolamentos do estator, para aumentar o torque de partida e/ou melhorar o desempenho em regime permanente. Um fator preponderante quanto à confiabilidade é a necessidade de uma chave para comutar esses capacitores, nos diferentes regimes de operação.

O presente capítulo apresenta uma breve revisão teórica sobre aspectos construtivos, funcionamento e métodos de partida convencionais do motor de indução monofásico. Prossegue com a modelagem dinâmica para dedução do circuito equivalente e consequente simulação computacional de um motor com capacitor de partida. Finaliza com a apresentação do compressor hermético monofásico alternativo, utilizado em sistemas de refrigeração.

2.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS

O motor de indução monofásico é o motor de indução bifásico, projetado para ser alimentado pela rede CA monofásica (KRAUSE et al, 2002).

Os componentes de sua construção são basicamente o estator e um rotor do tipo gaiola de esquilo.

Os dois enrolamentos do estator são distribuídos uniformemente nas ranhuras, dispostos em função do número de pólos e de modo a minimizar as frequências harmônicas de ordem elevada (FITZGERALD, 2006). Os enrolamentos de cada fase são montados em

quadratura espacial e preparados para ligação em paralelo, de forma a compartilharem a mesma fonte CA de alimentação monofásica. São denominados de enrolamento principal ou de funcionamento e enrolamento auxiliar ou de partida.

A Figura 2.1 mostra a carcaça e o estator de um motor de indução monofásico. Percebe-se, nessa figura, a distribuição espacial e a acomodação dos enrolamentos principal e auxiliar nas ranhuras do estator.



Figura 2. 1 - Estator do Motor de Indução Monofásico.

O rotor, por sua vez, é constituído por um núcleo cilíndrico laminado, com ranhuras paralelas axiais responsáveis por acomodar as barras condutoras que são curto-circuitadas nas duas extremidades por anéis de curto-circuito. O rotor é montado em um eixo que tem dois rolamentos fixos em suas extremidades e presos à carcaça do motor, através de mancais.

Apesar da generalização na descrição dos aspectos construtivos, pode haver algumas diferenças que caracterizam os tipos de motor de indução monofásicos. Estas diferenças se devem basicamente ao método utilizado para partida. Dentre as diferenças, as mais comuns são o formato das ranhuras do estator, a presença e tipo da chave que comuta o enrolamento auxiliar e o componente utilizado para partida.

A Figura 2.2 mostra o rotor do motor de indução monofásico. Podem ser notados, na figura, os rolamentos em cada extremidade do eixo, o elemento de ventilação e a chave centrífuga.



Figura 2. 2 - Rotor do Motor de Indução Monofásico.

A Figura 2.3 ilustra esquematicamente uma representação geral e um diagrama de conexões do motor de indução monofásico, onde V_s é a tensão CA da rede monofásica e i_s é a corrente de estator.

Podemos observar na Figura 2.3 os enrolamentos principal e auxiliar, dispostos em quadratura espacial, a presença de um componente (geralmente um capacitor) destinado a se obter um desequilíbrio ou quadratura temporal entre as correntes nestes enrolamentos e uma chave comutadora.

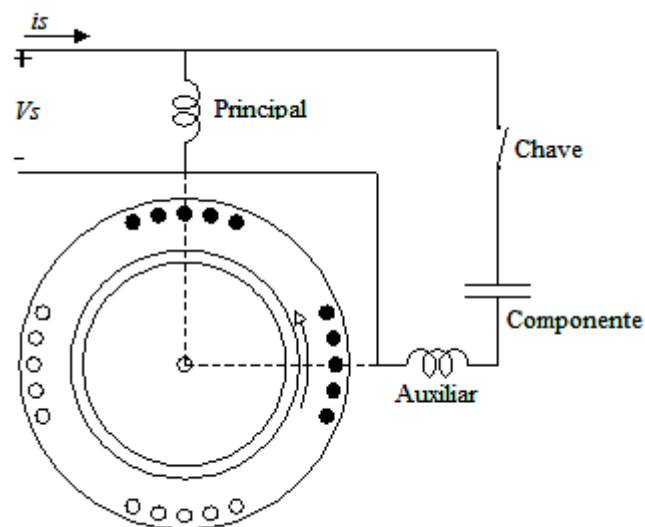


Figura 2. 3 - Representação Esquemática Geral de um Motor de Indução Monofásico.

2.2 FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

A teoria abordada neste trabalho, para explicar o funcionamento do motor de indução monofásico, é a teoria de duplo campo girante que estabelece que, com a máquina em repouso, ao se alimentar o enrolamento principal do estator conectando-o à rede monofásica, surge uma onda de força magnetomotriz (FMM) estacionária no espaço, porém pulsante em módulo. A intensidade dessa onda, que alterna a polaridade, variando senoidalmente com o tempo, pode ser vista como a resultante da soma de duas FMM's que giram na velocidade síncrona, mas em direções opostas. Essas ondas produzem dois fluxos, denominados campo girante direto ou de sequência positiva e campo girante inverso ou de sequência negativa, que girando à velocidade síncrona, induzem correntes no rotor. Surgem, conseqüentemente, dois torques opostos, cujo valor resultante será nulo e o rotor continuará parado. Entretanto, com o rotor em movimento, o fluxo que gira no mesmo sentido que o rotor será maior que o fluxo que gira no sentido contrário e o resultado será um conjugado não nulo no sentido da rotação do rotor (FITZGERALD, 2006).

Decorre do fenômeno acima descrito, a necessidade de se excitar o enrolamento auxiliar, de modo a gerar um campo girante no sentido da rotação do rotor e, conseqüentemente, um torque não nulo de partida.

2.3 MÉTODOS DE PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

Os motores de indução monofásicos são classificados de acordo com os seus métodos de partida, sendo referidos por nomes que descrevem esses métodos. A escolha do motor baseia-se nas exigências dos conjugados de partida e de trabalho, no ciclo de trabalho e nas limitações das correntes de partida (FITZGERALD, 2006).

Existem diversos métodos de partida convencionais para esta classe de motores e, portanto, diversas denominações, caracterizando os tipos de motores de indução monofásicos. Cada tipo é geralmente adequado a alguma aplicação em especial ou conjunto de aplicações. Entre os tipos de motores de indução monofásicos podemos citar, conforme a norma NBR 5383-2 (2007):

- Motores de Fase Dividida;
- Motores com Capacitor de Partida;

- Motores com Capacitor de Regime;
- Motores com Capacitor de Partida e de Regime ou Motor de Duplo Capacitor;
- Motores de Pólos Sombreados.

Contudo, como o foco do presente trabalho é o projeto de um sistema que utiliza um motor de indução monofásico com capacitor de partida, apenas se aborda neste capítulo esse tipo de motor.

2.3.1 MOTOR COM CAPACITOR DE PARTIDA

Para que a produção do torque de partida seja possível em motores de indução monofásicos que, como já foi mencionado, são motores de indução bifásicos, alimentados por rede monofásica, as correntes nos enrolamentos de estator devem ser defasadas no tempo em 90 graus elétricos. Essa defasagem visa produzir uma FMM girante e de amplitude constante no entreferro.

Na verdade, um campo girante é gerado mesmo se as correntes dos enrolamentos possuírem defasamento menor que 90 graus e apresentarem módulos que produzam FMM's diferentes. Porém, quanto mais afastados das condições do motor bifásico equilibrado, mais ineficiente será o desempenho do motor (TORO, 1999).

No motor com capacitor de partida, o defasamento entre as correntes dos enrolamentos principal e auxiliar é conseguido através de um capacitor colocado em série com o enrolamento auxiliar, conforme o diagrama de conexões da Figura 2.4 (a).

Na Figura 2.4, V_s é a tensão de alimentação do estator, proveniente da rede monofásica, I_s é a corrente de estator, I_{as} a corrente no enrolamento principal e I_{bs} a corrente no enrolamento auxiliar.

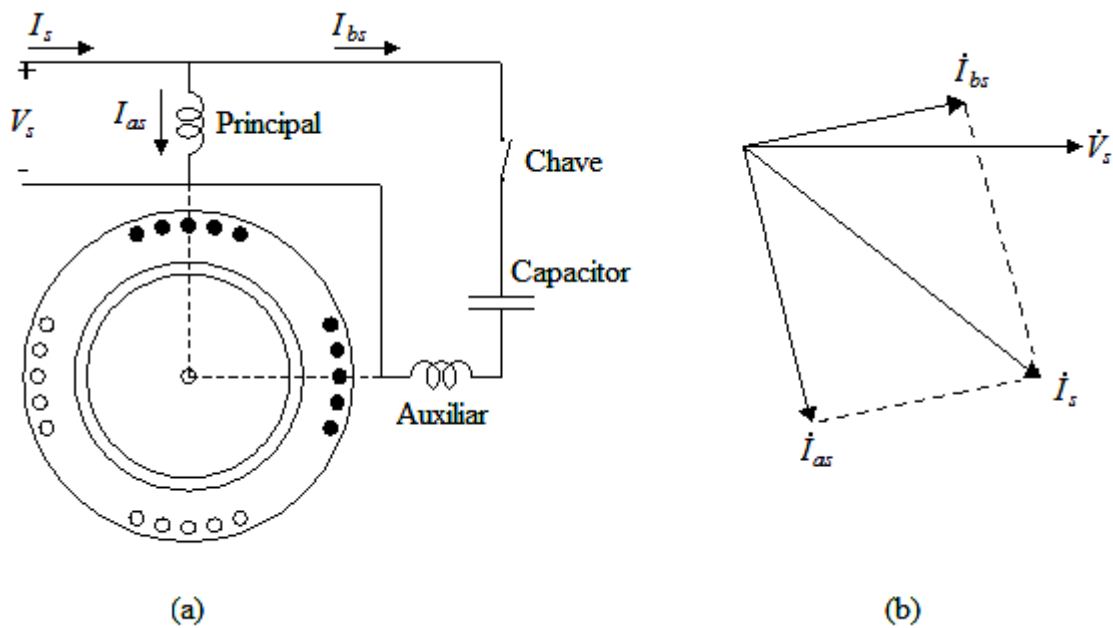


Figura 2. 4 - Diagrama de Conexões e Diagrama Fasorial.

O diagrama fasorial da Figura 2.4 (b) ilustra o defasamento das correntes, gerado pelo capacitor, de aproximadamente 90 graus elétricos, como ocorreria em um motor bifásico equilibrado.

O conjugado de partida é tipicamente entre 200% a 400% do conjugado nominal e a corrente, no transitório de partida, gira em torno de 450% a 575% da corrente nominal (VEINOTT, 1959).

Este tipo de motor geralmente utiliza uma chave centrífuga que desconecta o capacitor e o enrolamento auxiliar, quando o motor atinge em torno de 75% da velocidade nominal.

O motor com capacitor de partida é amplamente utilizado em compressores, bombas, equipamentos de refrigeração e de ar condicionado e/ou cargas que exijam um maior conjugado de partida.

2.4 MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO MONOFÁSICA

Em virtude da máquina de indução monofásica ser de fato uma máquina de indução bifásica assimétrica, alimentada por uma fonte monofásica, podem-se utilizar as relações angulares de uma máquina de indução bifásica, adotadas para a máquina monofásica conforme ilustrado na Figura 2.5. Nesta figura, as fases *a* e *b* de estator e de rotor estão,

ambas, em quadratura. A velocidade de rotação e a posição do eixo de simetria do rotor, em relação ao eixo estacionário de simetria dos enrolamentos do estator, são representados por ω_r (rad/s) e θ_r (rad), respectivamente.

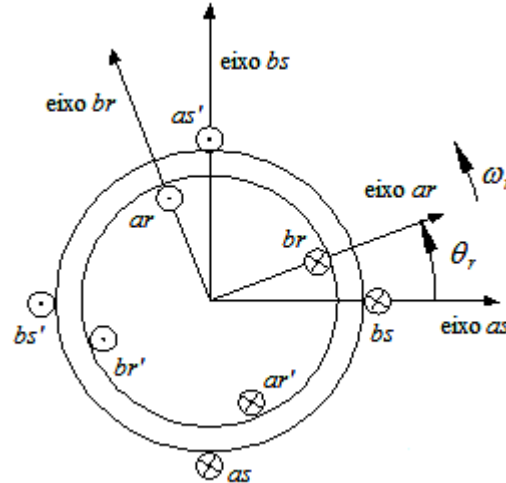


Figura 2. 5 - Modelo da Máquina de Indução Bifásica Assimétrica.

A Figura 2.6 ressalta as grandezas inerentes a cada enrolamento. Na Figura 2.6, r_{as} (Ω) é a resistência do enrolamento principal do estator, r_{bs} (Ω) é a resistência do enrolamento auxiliar do estator, N_{as} é o número efetivo de espiras do enrolamento principal do estator e N_{bs} é o número efetivo de espiras do enrolamento auxiliar do estator. Ainda na Figura 2.6, r_r (Ω) é a resistência do rotor e N_r o número efetivo de espiras do rotor.

As fases as (principal) e bs (auxiliar), de estator, têm parâmetros diferentes:

$$r_{as} \neq r_{bs} \quad (1)$$

$$N_{as} \neq N_{bs} \quad (2)$$

Essas fases devem ser alimentadas por uma única tensão.

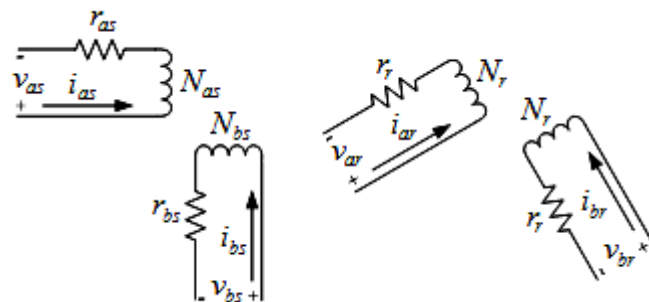


Figura 2. 6 - Modelo da Máquina de Indução Bifásica Assimétrica.

O modelo matemático da máquina em estudo, considerando o circuito magnético linear, é desenvolvido para o eixos de referência (qds) estacionários no estator. Este modelo, conforme (Krause et al, 2002) e (Ong, 1998), é descrito por:

$$v_{qs} = r_{as} i_{qs} + p \lambda_{qs} \quad (3)$$

$$v_{ds} = r_{bs} i_{ds} + p \lambda_{ds} \quad (4)$$

$$v'_{qr} = r'_{ar} i'_{qr} - \frac{N_{as}}{N_{bs}} \omega_r \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \quad (5)$$

$$v'_{dr} = r'_{br} i'_{dr} + \frac{N_{bs}}{N_{as}} \omega_r \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \quad (6)$$

onde

$$\lambda_{qs} = L_{las} i_{qs} + L_{mas} (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (7)$$

$$\lambda_{ds} = L_{lbs} i_{ds} + L_{mbs} (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (8)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{lar} i'_{qr} + L_{mas} (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (9)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lbr} i'_{dr} + L_{mbs} (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (10)$$

Nas quais:

v_{qs} e v_{ds} são as tensões estatóricas de eixo q e d , respectivamente (V);

v'_{qr} e v'_{dr} são as tensões do rotor (de eixo q e d) referidas ao estator, respectivamente (V);

i_{qs} e i_{ds} são as correntes estatóricas de eixo q e d , respectivamente (A);

i'_{qr} e i'_{dr} são as correntes do rotor (de eixo q e d) referidas ao estator, respectivamente (A);

λ_{qs} e λ_{ds} são os fluxos estatóricos de eixo q e d , respectivamente (Wb);

λ'_{qr} e λ'_{dr} são os fluxos rotóricos (de eixo q e d) referidos ao estator, respectivamente (Wb);

r_{as} é a resistência do enrolamento principal do estator (Ω);

r_{bs} é a resistência do enrolamento auxiliar do estator (Ω);

r'_{ar} e r'_{br} são as resistências rotóricas referidas ao estator, respectivamente (Ω);

L_{mas} , L_{mbs} são as indutâncias próprias dos enrolamentos principal e auxiliar do estator, respectivamente (H);

L_{las} e L_{lbs} são as indutâncias de dispersão dos enrolamentos principal e auxiliar do estator, respectivamente (H);

L'_{lar} e L'_{lbr} são as indutâncias de dispersão do rotor, referidas ao estator, respectivamente (H);

N_{as} e N_{bs} são os números efetivos de espiras dos enrolamentos principal e auxiliar de estator, respectivamente;

ω_r é a velocidade do rotor (rad/s);

p é o operador de derivada em relação ao tempo.

A Figura 2.7 mostra o circuito equivalente para máquina bifásica assimétrica, obtido das equações (1) a (10).

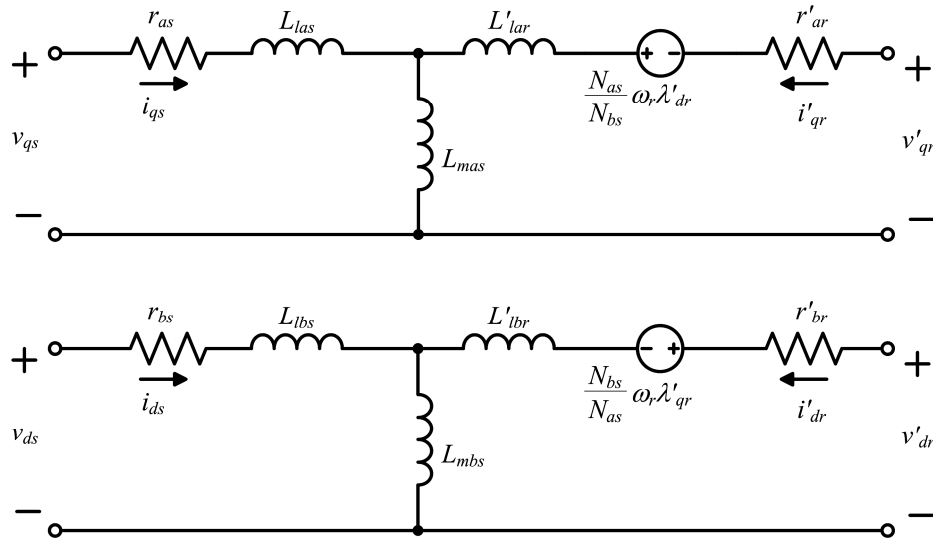


Figura 2. 7 - Circuito Equivalente da Máquina de Indução Bifásica Assimétrica.

Para o conjugado eletromagnético, tem-se:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{N_{bs}}{N_{as}}\right) (L_{mas}) (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (11)$$

na qual P é o número de pólos da máquina.

A equação de balanço mecânico é dada por:

$$T_e = J \left(\frac{2}{P}\right) p \omega_r + T_L \quad (12)$$

na qual J ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2$) é o momento de inércia e T_L ($\text{N}\cdot\text{m}$) representa a carga ligada ao eixo.

Como resultado da escolha do eixo de referência estacionário, tem-se:

$$v_{qs} = v_{as} \quad (13)$$

$$v_{ds} = -v_{bs} \quad (14)$$

A modelagem matemática completa para a máquina de indução bifásica assimétrica e a dedução do circuito equivalente, mostrado na Figura 2.7, estão apresentadas no Anexo A.

2.5 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS DO MOTOR COM CAPACITOR DE PARTIDA

Para a simulação, foram utilizados os parâmetros de um motor monofásico WEG de 0,25 cv, conforme listados na tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Parâmetros do motor

Parâmetros	Valor
Tensão Nominal	110 V
Número de Pólos	4
Potência Nominal	0,25 cv
Frequência	60 Hz
r_{as}	2,02 Ω
r_{bs}	7,14 Ω
r'_{ar}	4,12 Ω
r'_{br}	5,74 Ω
L_{las}	7,4 mH
L_{lbs}	8,5 mH
L'_{lar}	5,6 mH
L'_{lbr}	7,8 mH
L_{mas}	180 mH
L_{mbs}	246 mH
J	0,0146 kg.m²
N_{bs}/N_{as}	1,18

Foi utilizado um capacitor de partida de $C=183\mu F$, conectado em série com o enrolamento auxiliar, e as simulações foram feitas utilizando-se o software PSIM.

A Figura 2.8 mostra o circuito equivalente para o motor de indução monofásico com capacitor de partida, semelhante ao utilizado no ambiente do software PSIM, para gerar as simulações computacionais.

Nessa figura, o circuito contendo o capacitor de partida em série com o enrolamento auxiliar é desligado, assim que a velocidade atinge 1350 RPM, correspondente a 75% da velocidade nominal.

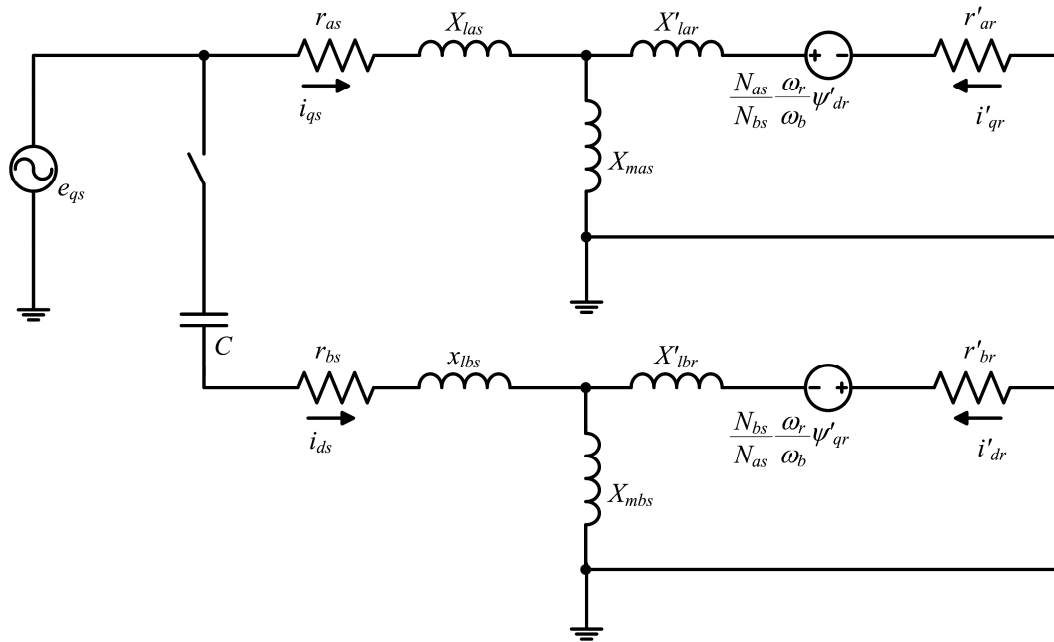


Figura 2. 8 - Circuito Equivalente Utilizado na Simulação.

2.5.1 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

As simulações foram realizadas com o intuito de se estudar a dinâmica do motor de indução monofásico e analisar itens pertinentes ao projeto do conversor de frequência, como a amplitude e a duração das correntes nos enrolamentos do estator, durante o transitório de partida.

A Figura 2.9 apresenta a forma de onda da corrente, no enrolamento principal $i_{as}(t)$.

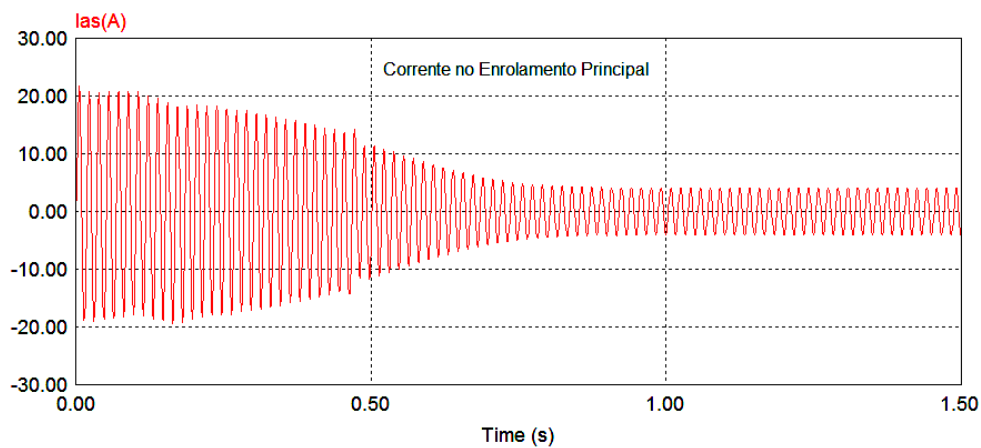


Figura 2. 9 - Transitório de Corrente no Enrolamento Principal.

Pode ser notado, da Figura 2.9, que a amplitude da corrente, no enrolamento principal, atinge 20 amperes no transitório de partida, o que corresponde a algo em torno de 4 a 5 vezes a amplitude da corrente nominal para esse motor.

A Figura 2.10 mostra a corrente no enrolamento auxiliar e o desligamento do mesmo, através da chave.

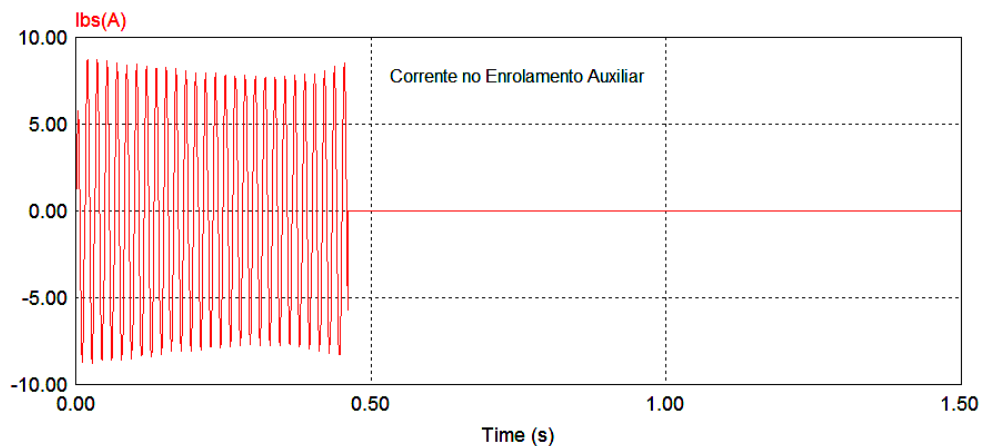


Figura 2. 10 - Transitório de Corrente no Enrolamento Auxiliar.

Por causa da assimetria entre os parâmetros dos enrolamentos do estator, a corrente, no enrolamento auxiliar, é de menor amplitude, como mostrado na Figura 2.10, e atinge algo em torno de 9 A, no transitório de partida.

A Figura 2.11 apresenta o torque eletromagnético.

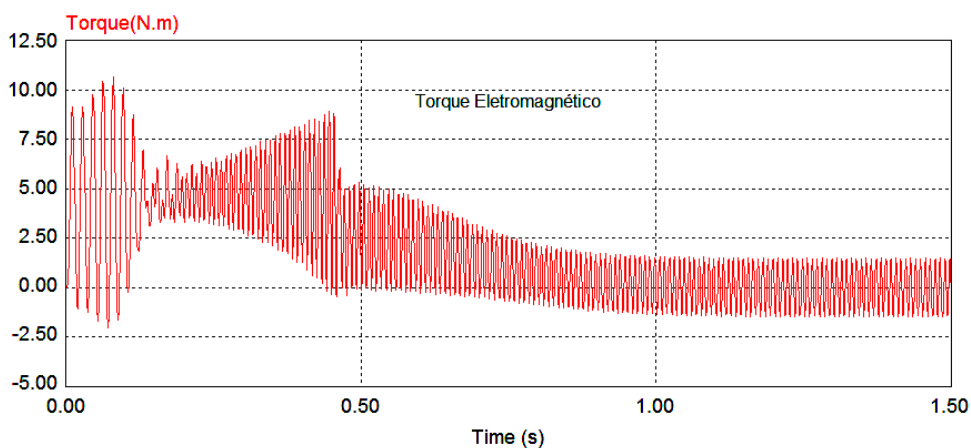


Figura 2. 11 - Torque Eletromagnético.

A Figura 2.12 mostra a velocidade do rotor, no transitório de partida.

É perceptível a mudança na inclinação da rampa de velocidade com a saída do capacitor. Isso se deve à diminuição da amplitude do torque eletromagnético, quando ocorre a comutação do enrolamento auxiliar, através da chave centrífuga.

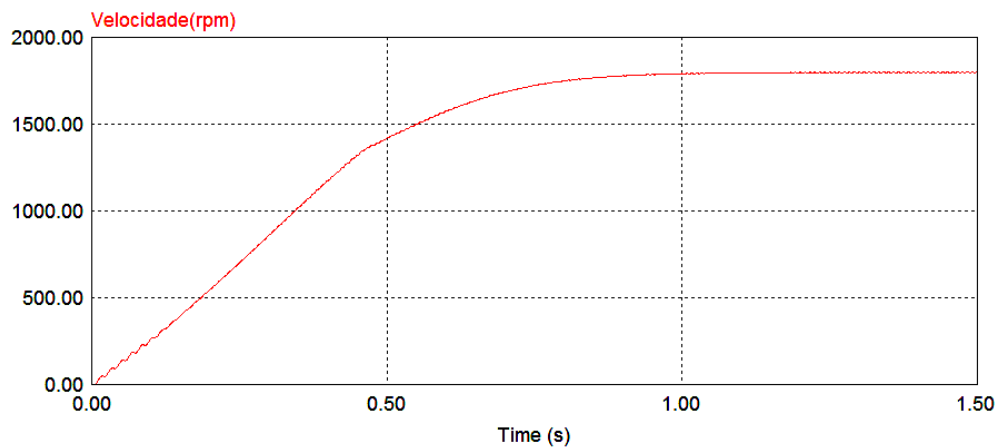


Figura 2. 12 - Velocidade do Rotor.

2.6 COMPRESSOR HERMÉTICO

Motores monofásicos e trifásicos de corrente alternada de vários tipos são empregados na indústria frigorífica, para o acionamento de compressores, bombas e ventiladores (DOSSAT, 2004).

Os motores monofásicos estão na faixa de 1/20 cv até 10 cv, enquanto que os motores trifásicos têm potências que vão de aproximadamente 1/3 cv até centenas de cv.

2.6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para as aplicações comerciais, cujo presente trabalho trata, são utilizados os seguintes motores de indução monofásicos:

- Motores de Fase Dividida;
- Motores com Capacitor de Partida;
- Motores com Capacitor de Partida e de Regime ou Motor de Duplo Capacitor.

Os compressores, de um modo geral, são montados sobre um eixo comum com o rotor do motor de indução e acionado diretamente pelo mesmo. O conjunto motor/compressor é fechado num invólucro de aço geralmente soldado e hermeticamente fechado.

A Figura 2.13 mostra um compressor hermético monofásico, com a carcaça cortada, para visualização didática.



Figura 2. 13 - Compressor Hermético Monofásico.

No motor hermético monofásico, um relé de partida, especialmente projetado, substitui a chave centrífuga, como meio de desligar o enrolamento auxiliar, após a partida do motor. Têm sido usados três tipos de relé de partida:

- Relé de arame quente ou de funcionamento – depende do efeito térmico da alta corrente de partida, para causar a expansão térmica em um fio de liga especial e desligar o enrolamento de partida.
- Relé Amperimétrico – principalmente usado com motores com capacitor de partida, consiste em um relé eletromecânico do tipo magnético, acionado por uma mudança de fluxo de corrente, no enrolamento principal, durante o transitório de partida. É constituído por uma bobina formada por várias espiras de fio grosso e fica ligado em série com o enrolamento principal. Os contatos, normalmente abertos, ficam ligados em série com o enrolamento auxiliar. Quando o motor é energizado, a elevada corrente do rotor bloqueado, que passa pelo enrolamento principal e pela bobina do relé, produz o efeito magnético que fecha os contatos do enrolamento de partida. Após o transitório de partida, quando a corrente no enrolamento

principal diminui, a força magnética é insuficiente e os contatos se abrem, desconectando o enrolamento de partida.

- Relé Voltimétrico – usado em motores com capacitor de partida e motores de duplo capacitor. Consiste em um relé eletromecânico de potencial em que a bobina é enrolada com muitas espiras de fio fino e ligada em paralelo com os enrolamentos do estator. Os contatos do relé estão ligados em série com o capacitor de partida e são normalmente fechados quando o motor não está funcionando. Quando se liga o motor, tanto o enrolamento principal quanto o auxiliar se encontram ligados. Conforme o motor adquire velocidade, a tensão no enrolamento auxiliar aumenta para valores que produzem uma corrente relativamente alta, na bobina do relé, forçando a abertura do circuito de partida.

Quanto ao invólucro, os compressores de refrigeração podem ser classificados em:

- Hermético – já mencionado anteriormente;
- Semi-Hermético – o invólucro é aparafusado, ao invés de soldado.

Por fim, são comumente usados três tipos de compressores, em sistemas de refrigeração, sendo eles:

- Alternativo – é o tipo mais amplamente usado e seu acionamento com biela e pistão o torna adaptável para o uso com gases refrigerantes que requerem deslocamento relativamente pequeno e condensação a pressões relativamente altas;
- Rotativo – acionamento via pistão de rolamento montado em eixo excêntrico, com aletas giratórias e/ou de lóbulo helicoidal (rosca);
- Centrífugo – seu acionamento consiste essencialmente em uma série de rodas propulsoras, montadas sobre um eixo de aço e revestidas de ferro fundido.

Levando-se em conta o objetivo geral deste trabalho, uma maior atenção será dada ao compressor hermético alternativo com motor monofásico com capacitor de partida. Não é objetivo do trabalho, porém, pormenorizar os constituintes mecânicos ou variantes construtivas desses sistemas.

2.6.2 COMPRESSOR HERMÉTICO ALTERNATIVO

O compressor hermético alternativo com motor com capacitor de partida é utilizado no presente trabalho e pode ser dividido, em termos didáticos, em três partes ou sistemas essenciais:

- I. A carcaça ou invólucro de aço, fechado hermeticamente;
- II. O motor monofásico;
- III. O sistema de compressão.

A carcaça pode ser vista na Figura 2.13 e sua função vai além de uma simples guarnição para o compressor. É pela carcaça que é feito parte do arrefecimento do motor, durante seu funcionamento, através de um mecanismo que bombeia o óleo que fica armazenado no fundo. Esse mecanismo joga o óleo internamente na tampa da carcaça e tem, portanto, a dupla função de lubrificação e arrefecimento.

A Figura 2.14 mostra o estator do motor de indução monofásico de um compressor alternativo de 1/8 de cv. Podem ser notadas as ranhuras do estator que acomodam os enrolamentos. Ainda, na Figura 2.14, é mostrado o bloco que contém a biela e pistão do sistema de compressão.

O nome Compressor Alternativo é proveniente do movimento de vai-e-vem do conjunto rotor, biela e pistão.



Figura 2. 14 - Compressor Hermético 1/8 cv.

A Figura 2.15 mostra detalhes do rotor e a parte inferior do compressor hermético.

Pode ser notado o estator e seus enrolamentos cortados, para melhor visualização dos componentes do sistema.

Os planos em amarelo são os locais onde foi cortado o pacote magnético do estator para permitir a visualização das partes internas.



Figura 2. 15 - Compressor Hermético de 1/8 cv.

Na Figura 2.16 é mostrado o conjunto biela/pistão em detalhes.

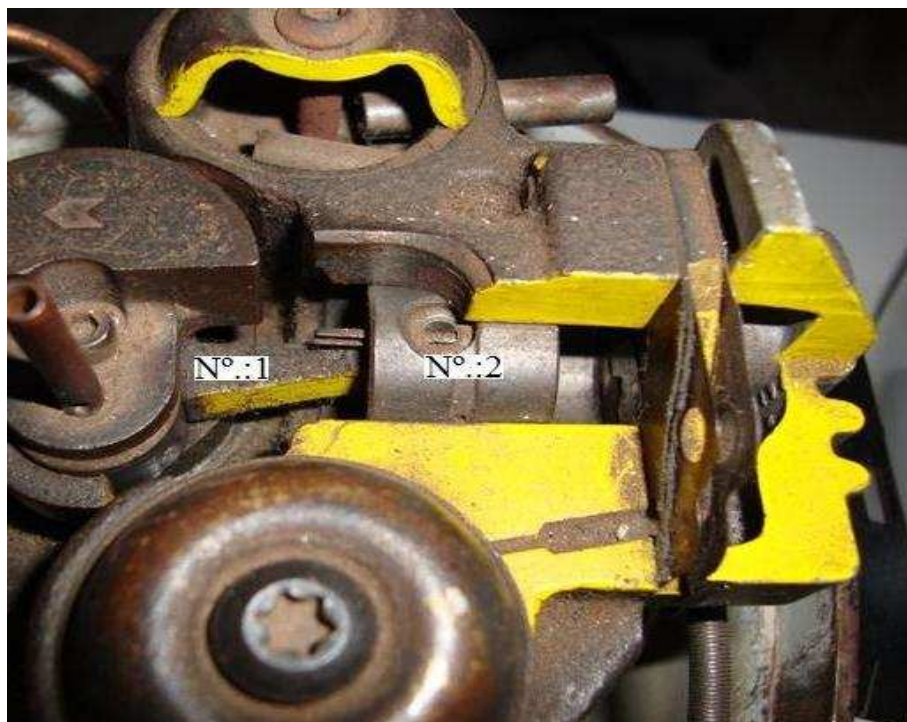


Figura 2. 16 - (1) Biela e (2) Pistão de Compressor Hermético de 1/8 cv.

O compressor a ser utilizado é comercialmente conhecido pela sigla CSIR (Capacitor Start/Induction Run) e trata-se de um compressor com motor monofásico de 0,33 cv e 2 pólos, cuja potência elétrica se adéqua às dimensões, capacidade e temperatura de trabalho do tanque de refrigeração.

Esse motor monofásico pode, segundo o fabricante, trabalhar a velocidades não menores que 2000 RPM, sob pena de prejudicar a lubrificação, e não maiores que 4200 RPM, para segurança dos mancais.

Maiores detalhes da unidade de refrigeração e seus componentes serão dados em capítulo posterior.

3 – CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

Para superar a questão da confiabilidade e, em virtude da evolução dos componentes de eletrônica de potência e microprocessadores, houve um crescente interesse no estudo e desenvolvimento de acionadores suaves e a velocidades variáveis, direcionados aos motores de indução monofásicos (CORRÊA et al, 2002). Esses acionadores teriam como meta a diminuição das correntes na partida, melhoria do torque em todas as faixas de utilização e eliminação da chave centrífuga.

O presente capítulo trata do estudo e simulação computacional de um sistema de acionamento suave e controle escalar em malha aberta para motores de indução monofásicos, cujo chaveamento é feito através de um circuito inversor trifásico que, nesse caso, atua como um inversor duplo compartilhado, conforme Corrêa et al (2002) e Neri (2005).

Detalhes da construção do conversor de frequência são mostrados no item referente às características gerais da implementação do sistema e resultados experimentais.

3.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O inversor trifásico é acionado pela técnica PWM senoidal com os enrolamentos do motor alimentados em tensão, sendo que o método adotado para controlar a velocidade do motor de indução monofásico é através da variação da frequência de estator.

A Figura 3.1 ilustra a configuração do circuito conversor trifásico, adaptado para o acionamento do motor de indução monofásico.

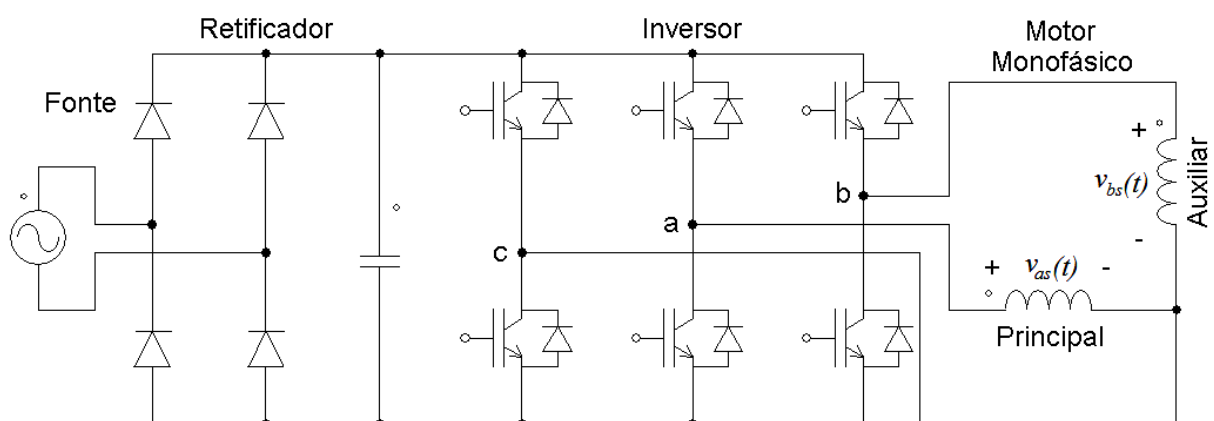


Figura 3. 1 - Configuração do Circuito Conversor Trifásico.

Para o emprego desse método de acionamento, é estabelecida uma estratégia de controle, do tipo V/f (relação tensão/frequência constante). A relação V/f é ajustada de forma a limitar a corrente máxima e obter máximo conjugado eletromagnético (REGGIANI et al, 1983). A grande limitação dessa estratégia é que o fluxo não se mantém constante em baixas frequências, tornando necessário o uso de uma relação V/f ajustável. Como o inversor utilizado é acionado por três pares PWM complementares e os enrolamentos são alimentados em tensão, o ajuste da relação V/f é feito através de um algoritmo que determina o índice de modulação em função da frequência. Dessa forma, a cada variação na frequência modulante - que é a frequência de alimentação do estator - é feita a devida correção, no índice de modulação, e a relação V/f é ajustada.

A Figura 3.2 mostra a rampa característica da estratégia de controle adotada.

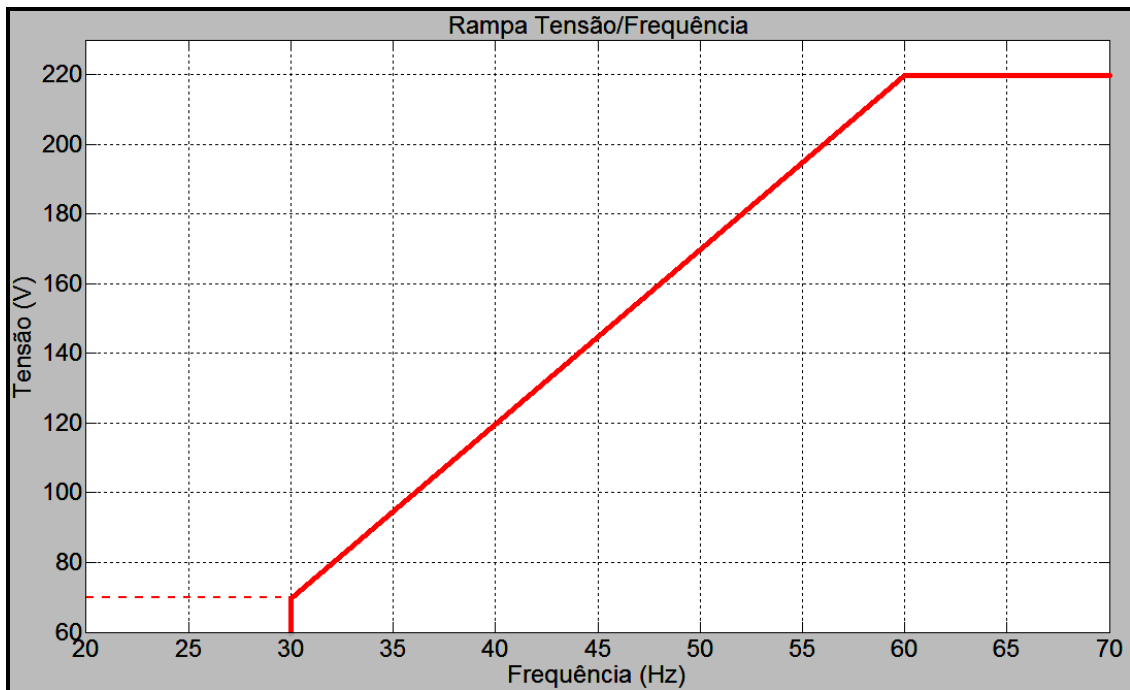


Figura 3. 2 - Rampa Tensão/Frequência.

Na topologia de inversor trifásico, utilizada para esse acionamento, as tensões V_a , V_b e V_c devem ser controladas para se conseguir, entre as tensões efetivas nos enrolamentos principal e auxiliar, uma defasagem de 90° (YEDAMALE, 2005) na partida. Dessa forma, produz-se o campo girante e obtém-se um conjugado não nulo.

Define-se a relação de espiras a entre os enrolamentos principal e auxiliar:

$$a = \frac{N_{as}}{N_{bs}} \quad (15)$$

na qual N_{as} e N_{bs} são, respectivamente, o número de espiras nos enrolamentos principal e auxiliar.

Admitindo uma representação em regime permanente senoidal, propõe-se utilizar uma análise fasorial para determinar a forma de operação do conversor da Figura 3.1.

De modo a obter tensões iguais em módulo em todos os pontos de conexão de saída do inversor, busca-se:

$$\left| \dot{V}_a \right| = \left| \dot{V}_b \right| = \left| \dot{V}_c \right| = V_1 \quad (16)$$

na qual \dot{V}_a , \dot{V}_b e \dot{V}_c são os fasores associados às tensões nos pontos a, b e c da Figura 3.1.

As tensões fasoriais nos enrolamentos de estator são:

$$\dot{V}_{as} = \dot{V}_a - \dot{V}_c \quad (17)$$

$$\dot{V}_{bs} = \dot{V}_b - \dot{V}_c \quad (18)$$

Nas quais V_{as} (V) e V_{bs} (V) são as tensões fasoriais nos enrolamentos principal e auxiliar de estator, respectivamente.

O diagrama fasorial das tensões, no instante da partida, é mostrado na Figura 3.3.

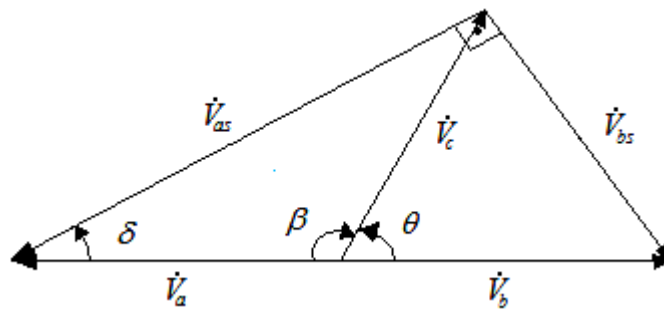


Figura 3.3 - Diagrama Fasorial das Tensões.

Os ângulos δ e β são fixos em todo o processo de acionamento. Da Figura 3.3:

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{bs}}{V_{as}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{N_{bs}}{N_{as}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{a} \right) \quad (19)$$

e

$$\beta = \pi - 2\delta \quad (20)$$

Da mesma forma, demonstra-se a partir de Figura 3.3 que:

$$V_1 = \frac{V_N}{2a} \times \sqrt{(1+a^2)} \quad (21)$$

Onde V_N (V) é a tensão a ser aplicada ao motor.

Para a geração das ondas de PWM na síntese das tensões fasoriais visando o uso do conversor trifásico no acionamento do motor de indução monofásico, através da estratégia de controle proposta, pode ser utilizado um microcontrolador de uso geral em instrumentação e controle digital.

Para tanto, como a razão entre as espiras dos enrolamentos para um dado motor permanece constante, a pode ser considerada como uma opção de compilação definida pelo usuário durante a programação do referido microcontrolador digital. Com isso, β pode ser pré-computado para um dado motor. Isso simplifica a ação desse microcontrolador. Baseado no ângulo de fase, as tensões de fase $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$ podem, assim, ser calculadas como:

$$v_a(t) = V_1 \times \cos(\omega t) + \frac{V_{cc}}{2} \quad (22)$$

$$v_b(t) = V_1 \times \cos(\omega t - \beta - \theta) + \frac{V_{cc}}{2} \quad (23)$$

$$v_c(t) = V_1 \times \cos(\omega t - \beta) + \frac{V_{cc}}{2} \quad (24)$$

Nas quais V_{cc} é a tensão no barramento CC, ω é a frequência angular elétrica e θ é o ângulo que determina a tensão no enrolamento auxiliar.

As equações (19), (23) e (24) representam formas diferentes de “enxergar” a estratégia de comando do inversor (YEDAMALE, 2006).

No presente trabalho, opta-se por variar V_1 através do ajuste do índice de modulação, no intuito de se manter a relação V/f constante e variar o ângulo θ entre os limites 2δ (partida) e 0 (zero) (regime). Esta última medida, associada ao uso de um relé de estado sólido, visa garantir que a tensão e a corrente no enrolamento auxiliar sejam nulas em regime.

O uso do inversor trifásico também possibilita o uso de motores de indução trifásicos no acionamento de compressores, sobretudo, nos casos em que são empregados compressores semi-herméticos em unidades de refrigeração (DOSSAT, 2004). Nessa flexibilidade está o motivo da adoção dessa configuração e, certamente, ocorreu antes da escolha do compressor hermético monofásico.

3.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

O conversor trifásico apresentado na Figura 3.1 é utilizado para o acionamento do motor de indução monofásico. Para tanto, a simulação da operação desses dois dispositivos é realizada através do programa computacional PSIM.

As diferenças, em termos de circuito equivalente, em relação à simulação do método convencional de partida foram a retirada do capacitor e a substituição da chave centrífuga por um modelo de TRIAC.

A Figura 3.4 apresenta a forma de onda da corrente no enrolamento principal $i_{as}(t)$.

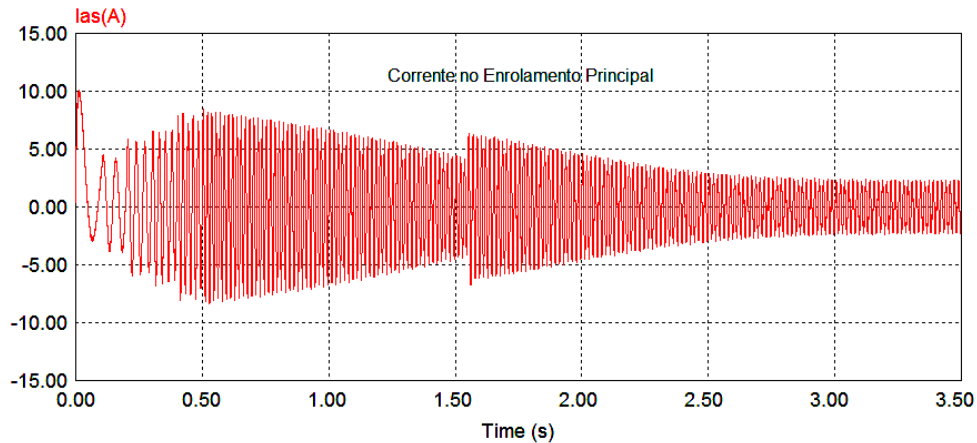


Figura 3. 4 - Transitório de Corrente no Enrolamento Principal.

Pode ser notado, na Figura 3.4, que a corrente no enrolamento principal, atinge 10 amperes no transitório de partida, somente nos primeiros milissegundos. Depois não ultrapassa 8 A, ou seja, o pico máximo fica abaixo da metade do que atingiria utilizando-se o capacitor de partida, em comparação com o resultado apresentado na Figura 2.9.

A Figura 3.5 mostra a corrente no enrolamento auxiliar e o desligamento, através de um TRIAC, quando a velocidade atinge 1350 rpm.

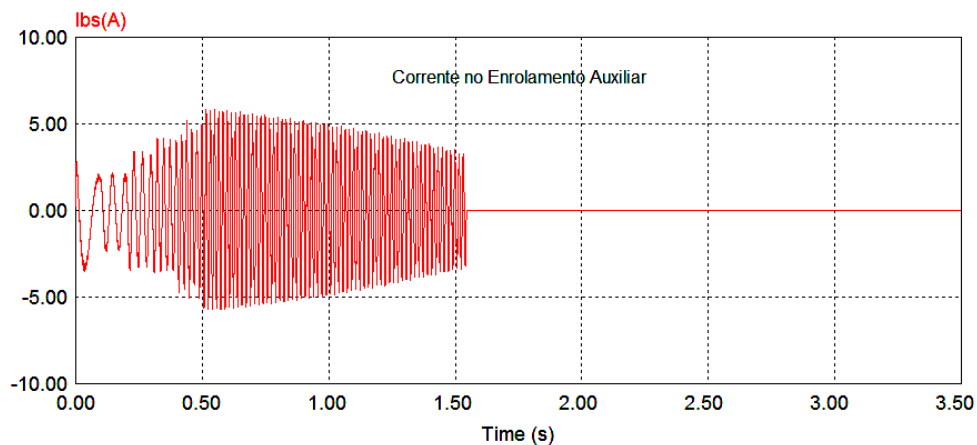


Figura 3. 5 - Transitório de Corrente no Enrolamento Auxiliar.

A corrente no enrolamento auxiliar é de menor amplitude, como mostrado na Figura 3.5, e atinge algo em torno de 6 A de pico no transitório de partida. Compare-se com a Figura 2.10.

A Figura 3.6 apresenta o torque eletromagnético. Pode ser notada a suavização do conjugado eletromagnético, tanto no transitório que não ultrapassa 4 N.m, quanto em regime em que a pulsação não chega a 1 N.m. Compare-se com a Figura 2.11.

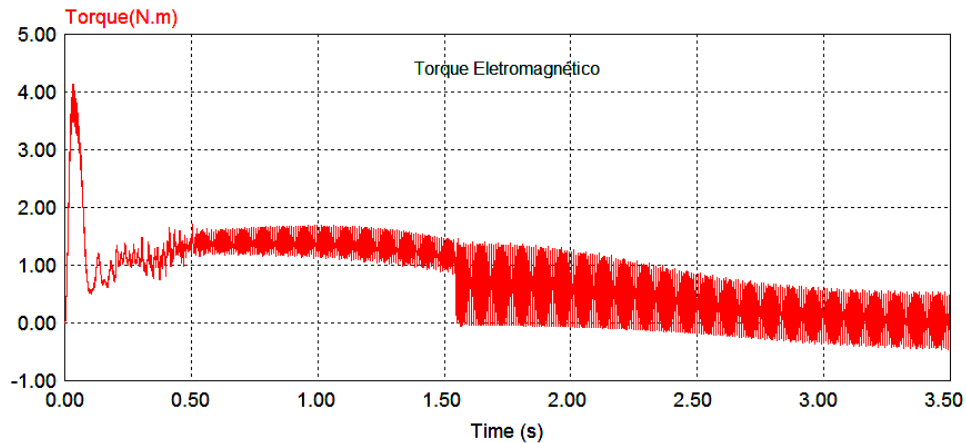


Figura 3. 6 - Torque Eletromagnético.

Finalmente, a Figura 3.7 mostra a velocidade do rotor no transitório de partida. Comparando com a Figura 2.12, as mudanças na inclinação da rampa de velocidade se devem à estratégia de acionamento suave, através de uma rampa de frequências e correspondentes índices de modulação.

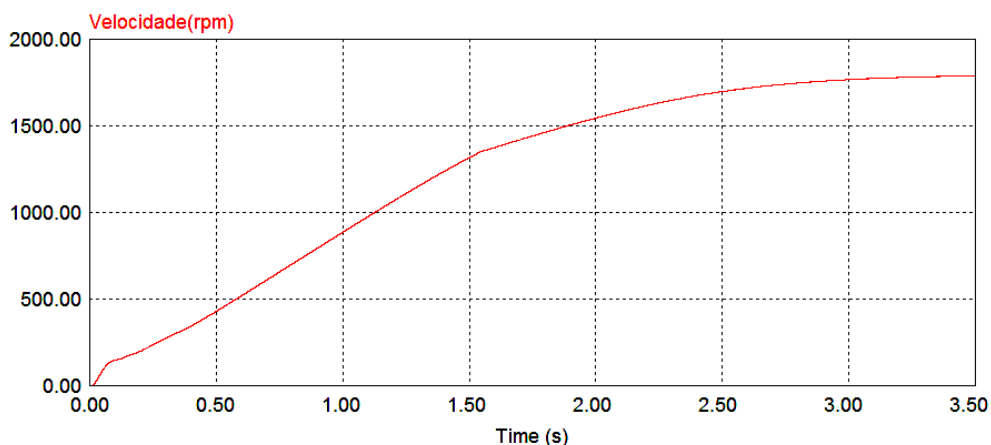


Figura 3. 7 - Velocidade do Rotor.

Nota-se, nas simulações, que a suavização das correntes e, conseqüentemente, do conjugado custa o preço de um transitório de partida mais lento.

É importante salientar que todas as simulações, inclusive no método de partida com capacitor, são feitas para um modelo de motor monofásico operando a vazio.

3.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PRELIMINARES

O teste de partida é efetuado com o mesmo motor, cujos parâmetros são utilizados nas simulações. Trata-se, portanto, de um motor monofásico aberto com partida a capacitor, da marca WEG de 0,25 cv/220 V.

Para o teste do acionamento eletrônico, foram retirados do motor o capacitor e a chave centrífuga.

É mostrado aqui apenas o teste de partida e funcionamento do motor de indução monofásico acionado com o conversor trifásico, através da estratégia descrita.

A Figura 3.8 mostra o transitório de corrente no enrolamento principal, em detalhes. Na imagem pode ser notada a variação na frequência durante a partida.

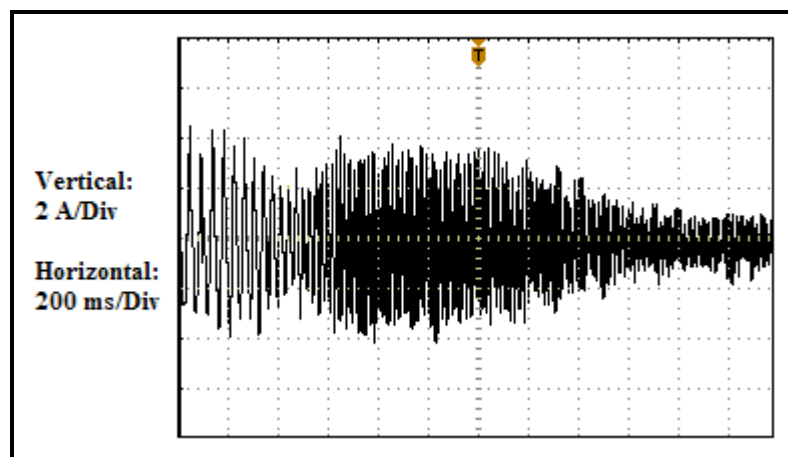


Figura 3. 8 - Transitório de Corrente no Enrolamento Principal.

Da Figura 3.8, observa-se que a corrente alcançou o pico de 4 A, no momento da partida.

A Figura 3.9 mostra a corrente no enrolamento auxiliar, durante o transitório de partida.

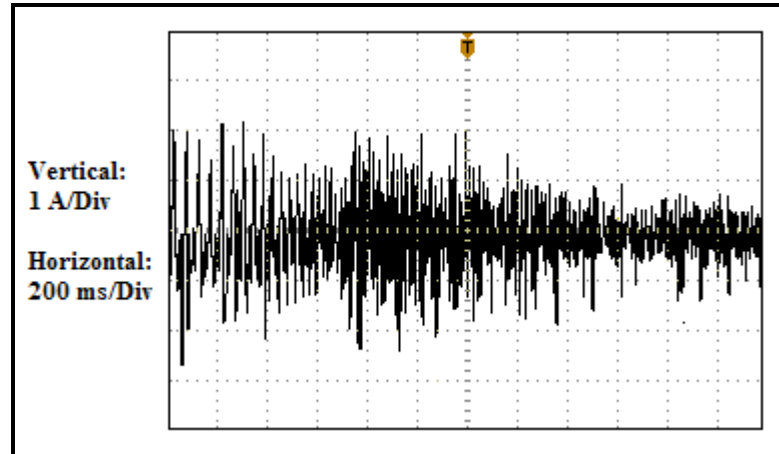


Figura 3. 9 - Transitório de Partida no Enrolamento Auxiliar.

A corrente no enrolamento auxiliar atingiu o pico de 2 A, durante a partida.

É notório, em ambos os enrolamentos, uma suavização ainda maior, nas correntes de partida, com o motor operando a vazio. Comparem-se os resultados experimentais obtidos, ilustrados nas figuras 3.8 e 3.9, com os resultados das simulações computacionais, ilustrados nas figuras 3.4 e 3.5. Nos testes preliminares, o enrolamento auxiliar não foi desligado, a fim de se obter uma melhor visualização e, conseqüentemente um melhor estudo do comportamento das correntes, durante a partida. Porém, no acionamento do compressor hermético monofásico, o enrolamento auxiliar será desligado, quando em regime.

A Figura 3.10 mostra a corrente no enrolamento principal, em parte do transitório de partida.

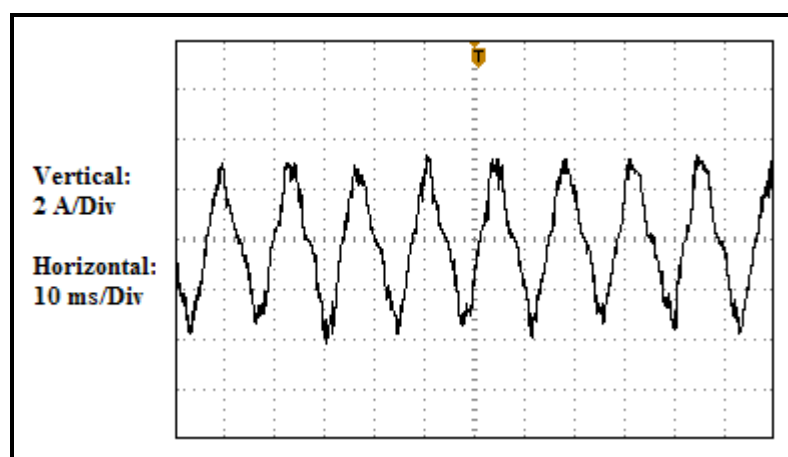


Figura 3. 10 - Corrente no Enrolamento Principal.

A Figura 3.11 também mostra a corrente no enrolamento principal, porém, já em regime permanente.

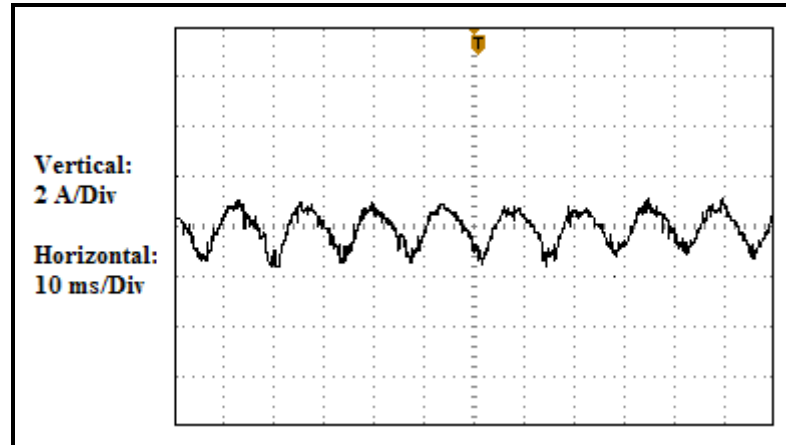


Figura 3. 11 - Corrente no Enrolamento Principal.

Apesar de a máquina operar a vazio, percebe-se, nas Figuras 3.10 e 3.11, a filtragem exercida pela indutância dos enrolamentos. Esse efeito de filtragem é mais contundente no caso da máquina estar operando com a carga nominal.

4 – CONTROLADOR FUZZY

A Lógica Fuzzy foi criada em meados da década de 1960, pelo professor Lotfi A. Zadeh, da Universidade de Berkeley.

Baseada na teoria de conjuntos Fuzzy, surgiu como um meio de lidar com expressões que envolvem grandezas descritas de forma não exata, tratando variáveis numéricas como variáveis lingüísticas, aproximando-se do raciocínio humano (VAS, 1999; AZEVEDO, 1999).

Por conseguinte, uma variável lingüística é a tradução em palavras, executada pela razão humana, de variáveis numéricas que podem, por exemplo, descrever condições físicas do tipo: muito quente, frio, morno, longe, perto, muito distante, etc.

A lógica Fuzzy é especialmente adequada em sistemas não lineares e sistemas nos quais as variáveis envolvidas em sua descrição não estiverem relacionadas por equações diferenciais, impedindo assim seu tratamento por métodos tradicionais e numéricos de análise.

O início da aplicação desses conceitos, envolvendo os conjuntos e a lógica nebulosa, veio em 1974 com controladores desenvolvidos por Assilian e Mandani, embora restritos a montagens em laboratórios ou simulações computacionais (AZEVEDO, 1999).

Aplicações práticas em maior escala tiveram seu início em meados da década de 1980, sobretudo no Japão. Hoje, vão de máquinas de lavar roupa que detectam o grau de sujeira das roupas, controle de velocidade de trens de metrô, aparelhos de ar condicionado, aspiradores de pó robotizados que evitam obstáculos até modelos para previsão meteorológica. Isso citando apenas algumas aplicações (AZEVEDO, 1999).

O presente capítulo trata a base teórica dos controladores Fuzzy, fazendo uma breve introdução a conjuntos e lógica Fuzzy para daí derivar a descrição dos controladores propriamente ditos.

Em seguida, é deduzida a função de transferência para o sistema de refrigeração. Embora não seja necessário na aplicação com lógica Fuzzy, esse modelo matemático é utilizado em uma simulação computacional envolvendo o controlador e a planta a ser controlada. O resultado dessa simulação é apresentado no final deste capítulo.

4.1 PRINCÍPIOS DA LÓGICA FUZZY OU NEBULOSA

A lógica Fuzzy ou Nebulosa permite o tratamento de expressões que envolvem grandezas descritas de forma não exata (NASCIMENTO e YONEYAMA, 2008).

As implementações da lógica Fuzzy permitem, portanto, que estados indeterminados possam ser tratados por dispositivos de controle. Desse modo, é possível avaliar conceitos não-quantificáveis (variáveis linguísticas), como o caso prático de se avaliar a temperatura no sistema de refrigeração (*quente, morno, frio, muito frio* etc.).

A lógica Fuzzy é uma extensão da lógica booleana que admite valores lógicos intermediários entre o *FALSO* (0) e o *VERDADEIRO* (1), como, por exemplo, o valor médio “*TALVEZ*” (0,5). Isto significa que um valor lógico difuso é um valor qualquer no intervalo de valores entre 0 e 1. A isso se dá o nome de grau de pertinência, que designa o quanto um elemento pertence a determinado grupo ou conjunto que o qualifica.

4.1.1 CONJUNTOS NEBULOSOS

O conceito de conjunto nebuloso é o principal pilar da teoria da lógica Fuzzy.

Na teoria clássica, há uma clara distinção entre os elementos que pertencem e os que não fazem parte de um determinado conjunto.

Um conjunto nebuloso, por sua vez, estende o conceito de conjunto, permitindo que um elemento possa ter um grau de pertinência variando entre 0 e 1, ao invés de pertencer ou não ao conjunto, como na teoria de conjuntos tradicional.

Para cada conjunto, então, é criada uma função de pertinência, que indica o grau de pertinência de seus elementos. Normalmente, essa função é criada de forma a representar algum conceito impreciso, como “morno” ou “muito quente”.

Um conjunto Fuzzy é representado pelo conjunto de pares ordenados, grau de pertinência/elemento, e pode ser expresso ou caracterizado pela função de pertinência, desse conjunto em questão.

Por exemplo, os conjuntos “*MORNO*”, “*FRIO*” e “*MUITO FRIO*” podem ser representados como:

$$\text{MORNO} = \{1/20; 0,5/15; 0,1/10; 0/5; 0/0; 0/-5; 0/-10\}$$

$$\text{FRIO} = \{0/20; 0,1/15; 0,5/10; 1/5; 0,5/0; 0,1/-5; 0/-10\}$$

$$\text{MUITO FRIO} = \{0/20; 0/15; 0/10; 0/5; 0,1/0; 0,5/-5; 1/-10\}$$

Em cada conjunto, os números localizados ao lado direito das barras são os elementos do universo, sendo, neste caso, as temperaturas em graus Celsius. Os números do lado esquerdo da barra correspondem ao grau de pertinência de cada elemento do universo de temperaturas. Os termos “*MORNO*”, “*FRIO*” são os predicados que caracterizam o universo das entradas e o termo “*MUITO*” um agente intensificador.

A Figura 4.1 mostra o diagrama para representação Fuzzy do universo de temperaturas.

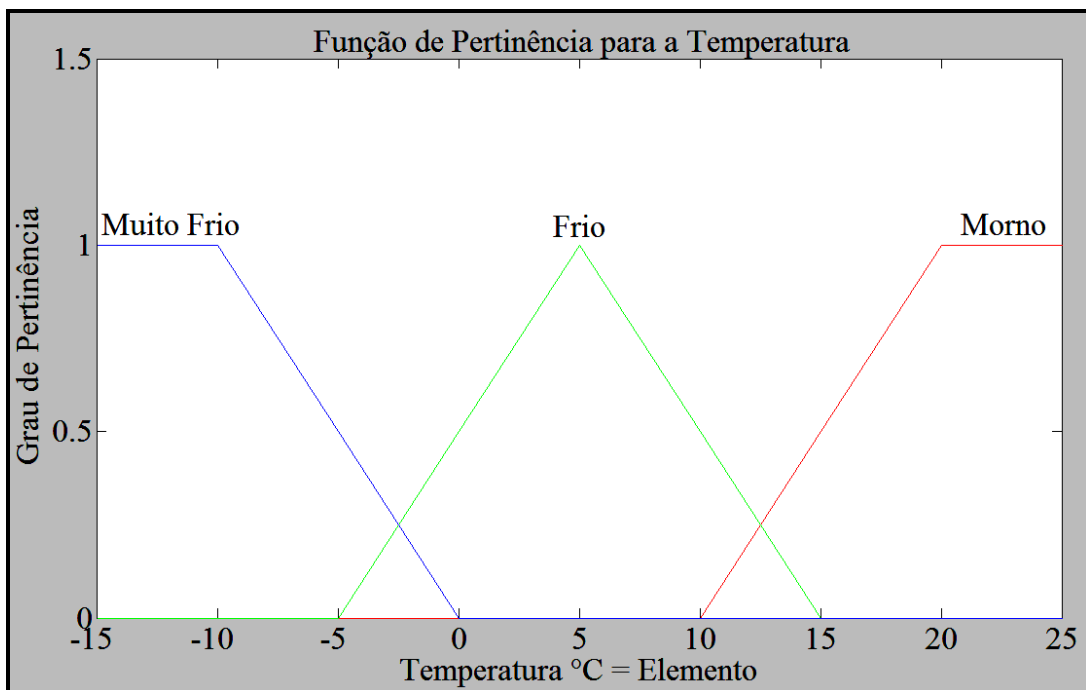


Figura 4. 1 - Funções de Pertinência para Temperatura.

É perceptível, na Figura 4.1, a forma que as funções de pertinência assumem no gráfico e ilustram a maneira com que os conjuntos nebulosos possibilitam tratar, de forma sistemática, conceitos vagos e imprecisos, convertendo variáveis numéricas (temperaturas em °C) em variáveis linguísticas (“*MORNO*”, “*FRIO*”, “*MUITO FRIO*” etc.).

No presente trabalho, a forma das funções de pertinência será triangular. Porém, dependendo do projeto do controlador, elas podem ser trapezoidais ou em forma de sino no caso das gaussianas.

4.1.2 LÓGICA NEBULOSA

A lógica nebulosa relaciona variáveis Fuzzy, ainda que provenientes de universos de entrada distintos, cada uma delas associada a um dos seus predicados.

Essa relação é feita pela conexão dessas variáveis Fuzzy, através de operadores lógicos como: *e*, *ou*, *então*.

A esse processo dá-se o nome de regras Fuzzy ou processo de inferência Fuzzy e consiste em uma maneira de relacionar as variáveis linguísticas em uma sequência lógica que imita o raciocínio humano.

Por exemplo, em um sistema que utiliza um controlador baseado em lógica Fuzzy com duas entradas e uma saída, as regras de controle Fuzzy são do tipo:

- *Se temperatura é morno e motor é desligado então ligar motor.*

As variáveis Fuzzy *temperatura* e *motor*, associadas, respectivamente, aos predicados *morno* e *desligado*, estão relacionadas através dos conectivos **e** e **então**.

Um conjunto de regras pode, então, ser deduzido para descrever os estados possíveis e operações de controle do sistema que se pretende controlar. O comportamento do sistema como um todo será, dessa forma, caracterizado por esse conjunto de regras ou relações de inferência Fuzzy.

Quando se dispõe de várias regras envolvendo a mesma variável, necessita-se de uma forma de combinar as conclusões implicadas por cada regra. Esse processo, denominado composição, consiste em heurísticas que sintetizam o equivalente do raciocínio humano, referente à ponderação.

Portanto, o encadeamento inferência/composição baseado no conjunto de regras que, por sua vez, relacionam as variáveis de entrada, compõe a base do raciocínio Fuzzy e núcleo dos controladores Fuzzy.

4.2 CONTROLADOR FUZZY OU NEBULOSO

O controlador baseado em lógica Fuzzy, inicialmente proposto por Mamdani em 1974, e hoje tema de muitos estudos no tocante à aplicação, é composto de: *fuzificação*, base de conhecimentos, máquina de inferência e *defuzificação* (AZEVEDO, 1999).

O processo de *fuzificação* envolve as seguintes funções:

- a) Toma valores numéricos (não Fuzzy) das variáveis de entrada.
- b) Faz um mapeamento para condicionar os valores de entrada a universos normalizados.
- c) *Fuzifica* os valores, convertendo-os em conjuntos Fuzzy, de modo que possam se tornar instâncias de variáveis lingüísticas, associando-os a graus de pertinência.

A base de conhecimento compreende a base de regras e a base de dados, sendo:

- a) A base de regras é formada por um conjunto de regras lingüísticas que definem a estratégia de controle do sistema.
- b) A base de dados é formada pelas definições dos conjuntos Fuzzy que descrevem os predicados de cada variável de entrada e saída, com suas respectivas funções de pertinência.

A máquina de inferência por sua vez:

- a) Infere ações de controle, empregando implicações Fuzzy e as regras de inferência da lógica Fuzzy.
- b) Simula tomada de decisões baseadas nos conceitos Fuzzy.

O processo de *defuzificação* finalmente:

- a) Efetua um levantamento, no qual compatibiliza os valores normalizados das variáveis de saída com os valores dos universos de discurso reais, dessas mesmas variáveis.
- b) Transforma as ações de controle Fuzzy inferidas em ações de controle não fuzzy ou, em outras palavras, atua no sistema que se pretende controlar.

A Figura 4.2 ilustra a configuração de um sistema de controle baseado em lógica Fuzzy (AZEVEDO, 1999).

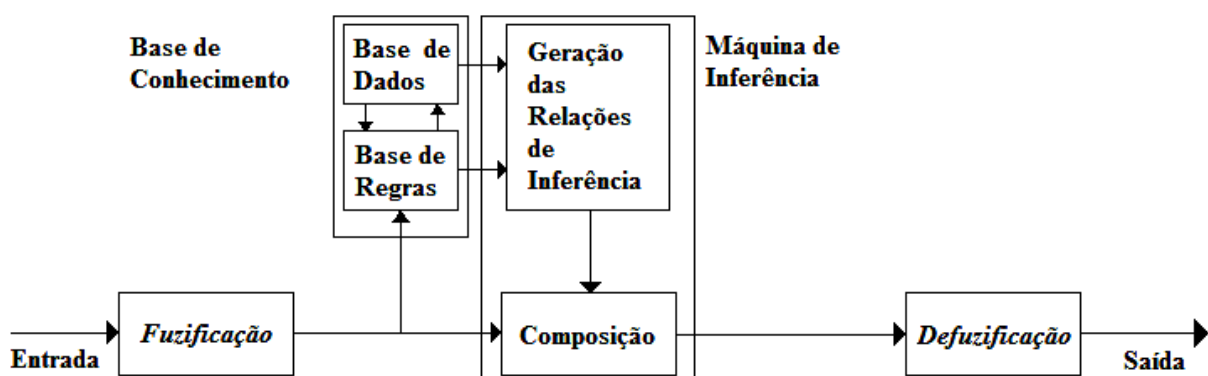


Figura 4. 2 - Configuração de um Controlador Fuzzy.

4.2.1 ESCOLHA DO CONTROLADOR FUZZY

A escolha pelo controlador baseado em Lógica Fuzzy foi devido à não linearidade de sistemas de refrigeração, pois, de acordo com Vendrusculo e Pomílio (2008), as propriedades intrínsecas de sistemas de refrigeração impedem que a resposta dinâmica, devido, por exemplo, a alterações na entrada, seja independente de condições de operação iniciais específicas.

Quando, a princípio, não existe um modelo matemático do sistema e/ou o modelamento da planta a ser controlada exibe sua não linearidade intrínseca, a escolha pelo controlador Fuzzy se sobressai sobre outras técnicas de controle (NASCIMENTO e YONEYAMA, 2008).

Outra vantagem é o fato de ser fácil verbalizar regras linguísticas que descrevem o sistema de refrigeração e possam ser usadas nas ações de controle.

4.2.2 SÍNTESE DO CONTROLADOR FUZZY

Foi então sintetizado um controlador Fuzzy do tipo Mamdani, segundo Vas (1999) e Azevedo (1999), com duas variáveis de entrada: erro ε (°C) e taxa de variação do erro $\Delta\varepsilon$ (°C/s) – e uma variável de saída: variação incremental da saída Δs (Hz).

Dado o erro de temperatura na forma:

$$\varepsilon = T_{ref} - T_{Tanque} \quad (25)$$

Na qual T_{ref} (°C) é a temperatura de referência e T_{Tanque} (°C) a temperatura dentro do tanque de refrigeração.

A taxa de variação do erro é definida por:

$$\Delta\varepsilon = d\varepsilon/dt \quad (26)$$

A variação incremental da saída é dada por:

$$\Delta s(n) = s(n) - s(n-1) \quad (27)$$

Onde $n = 1, 2, 3, \dots$ é o passo de amostragem.

O controlador proposto usa conjuntos singulares (*singleton*), no processo de *fuzificação*, onde as entradas quantizadas têm grau de pertinência igual a um.

A Base de Regras e a Máquina de Inferência, ambos responsáveis pela composição do raciocínio Fuzzy, são do tipo Mamdani e as funções de pertinência, tanto da entrada quanto da saída, são triangulares simétricas.

O processo de *defuzificação* utiliza o método do centro de área (VAS, 1999; AZEVEDO, 1999).

A Figura 4.3 mostra o diagrama de blocos que compõe o sistema como um todo. M representa o compressor da unidade de refrigeração.

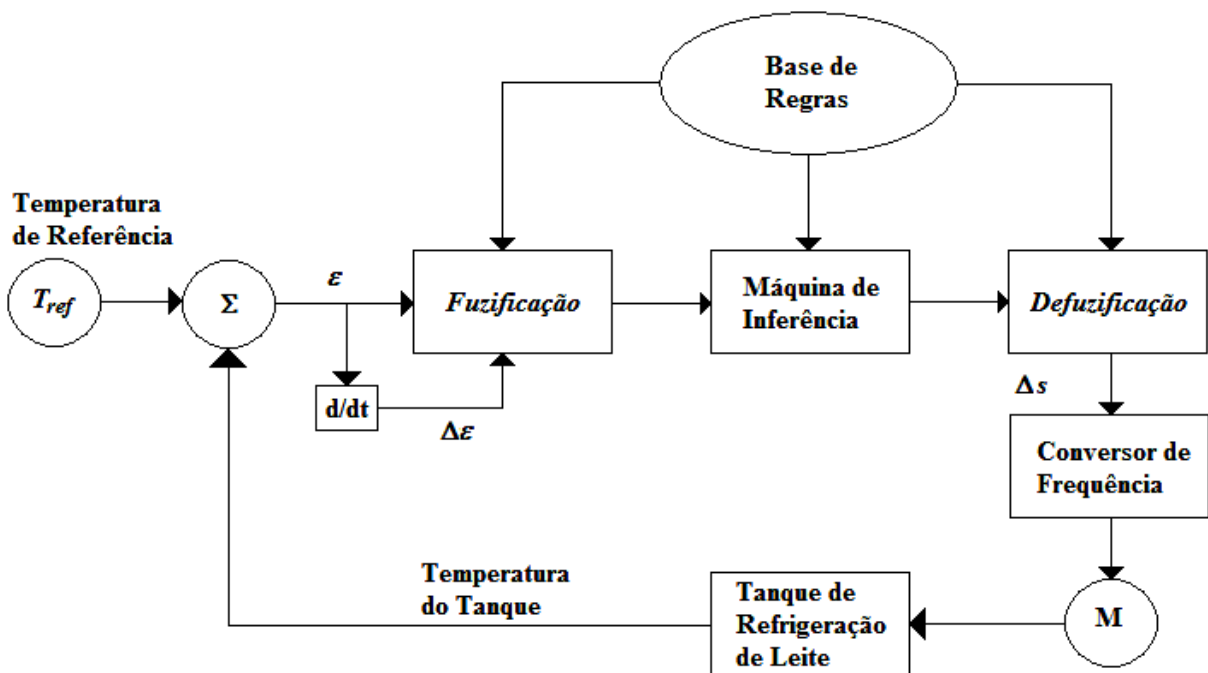


Figura 4. 3 - Diagrama de Blocos do Sistema.

A partir das funções de pertinência, são definidos os predicados para os valores *fuzificados*, provenientes das variáveis de entrada, ou seja, nesse ponto variáveis numéricas são convertidas em variáveis linguísticas.

Os predicados são:

- NG – Negativo Grande;
- NM – Negativo Médio;
- ZR – Zero;
- PM – Positivo Médio e
- PG – Positivo Grande.

Para melhor definir as variáveis em seus respectivos universos de discurso e suavizar as ações de controle, foram adotados cinco predicados para cada variável.

A Figura 4.4 ilustra as funções membro ou de pertinência para a variável de entrada ε .

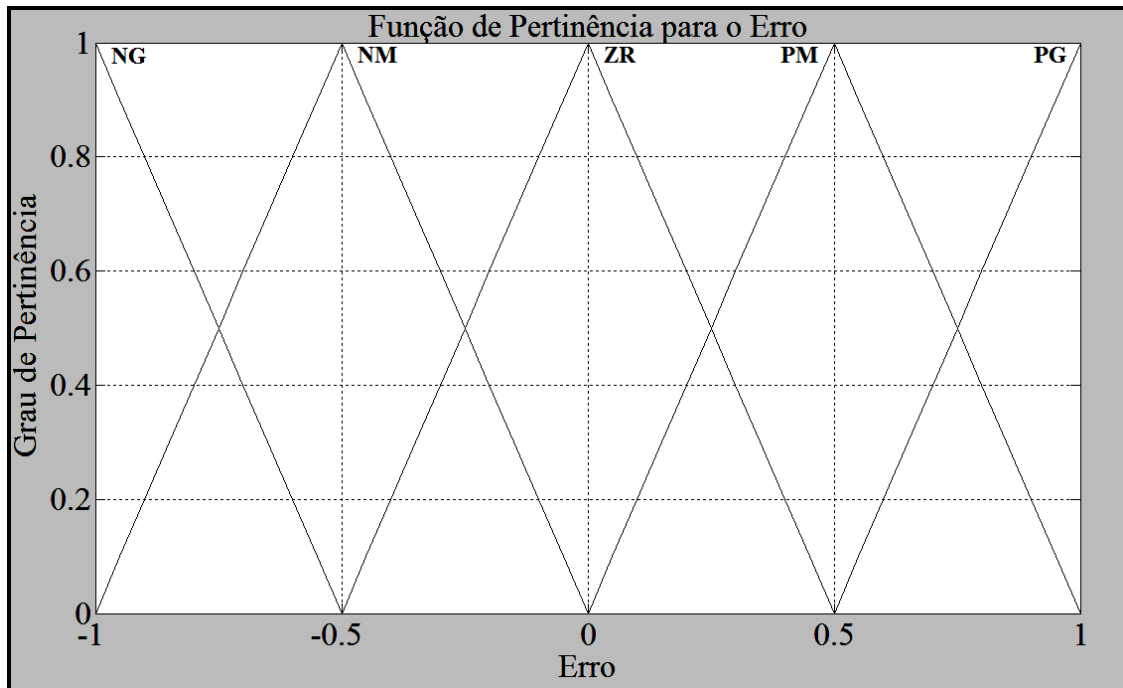


Figura 4. 4 - Funções de Pertinência.

As funções de pertinência para a variável ε estão centradas em $-1,0^{\circ}\text{C}$; $-0,5^{\circ}\text{C}$; 0°C ; $+0,5^{\circ}\text{C}$ e $+1,0^{\circ}\text{C}$.

No caso de $\Delta\varepsilon$ as funções foram centradas em $-1,5^{\circ}\text{C/s}$; $-0,75^{\circ}\text{C/s}$; 0°C/s ; $+0,75^{\circ}\text{C/s}$ e $+1,5^{\circ}\text{C/s}$.

Para a saída, elas foram centradas em 30 Hz, 40 Hz, 50 Hz, 60 Hz e 70 Hz, respectivamente, correspondendo à faixa de velocidades que vai de, aproximadamente, 2000 RPM a 4200 RPM.

As funções de pertinência que compõem a base de dados são usadas pela base de regras em um processo seqüencial de disparo das regras, mediante laços condicionais do tipo IF – THEN (SE – ENTÃO).

Como exemplo as duas primeiras regras são definidas a seguir:

-Regra 1: IF ($\varepsilon = \text{NG}$) e ($\Delta\varepsilon = \text{NG}$) THEN ($\Delta s = \text{PG}$);

-Regra 2: IF ($\varepsilon = \text{NM}$) e ($\Delta\varepsilon = \text{ZR}$) THEN ($\Delta s = \text{ZR}$).

As demais regras são definidas pelo projetista, conforme o conhecimento de que dispõe do sistema que pretende controlar.

A Figura 4.5 lista a base de regras usada para o sistema de refrigeração, alvo dessa proposta de controle (VENDRUSCULO e POMÍLIO, 2008).

		$\Delta\varepsilon$				
		NG	NM	ZR	PM	PG
ε	NG	PG	PG	PG	PM	ZR
	NM	PG	PG	PM	ZR	NM
	ZR	PG	PM	ZR	NM	NM
	PM	PM	ZR	NM	NG	NG
	PG	ZR	NM	NG	NG	NG

Figura 4. 5 - Base de Regras do Sistema de Refrigeração.

Após o disparo das regras e o processo de inferência, que combina os efeitos de cada regra disparada, é feita a *defuzificação* pelo método definido em Azevedo (1999), que consiste em calcular a média ponderada entre os valores do universo de saída, considerando-se os graus de pertinência como pesos.

O chamado método do centro de área definido por:

$$\Delta s = \frac{\sum_i b_i \mu_i}{\sum_i \mu_i} \quad (28)$$

Onde μ_i é um grau de pertinência e b_i um elemento do universo de saída. O índice i enumera os elementos e seus respectivos graus de pertinência.

4.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Embora o modelo matemático não seja previamente necessário ao projeto do controlador Fuzzy, torna-se útil a obtenção do mesmo para utilizá-lo em simulações computacionais. Dessa forma, é possível avaliar, através da análise do desempenho do controlador, a viabilidade da base de regras em determinar o comportamento do sistema e as formas das funções de pertinência em cobrir todo o universo de discurso das variáveis de entrada e saída.

Após ensaios laboratoriais, com o sistema de refrigeração sendo controlado pelo modo tradicional *Liga/Desliga*, baixando a temperatura interna do tanque desde a temperatura ambiente de aproximadamente 26 °C até o valor de referência de 4 °C, o perfil de temperatura pôde ser documentado e está ilustrado na Figura 4.6.

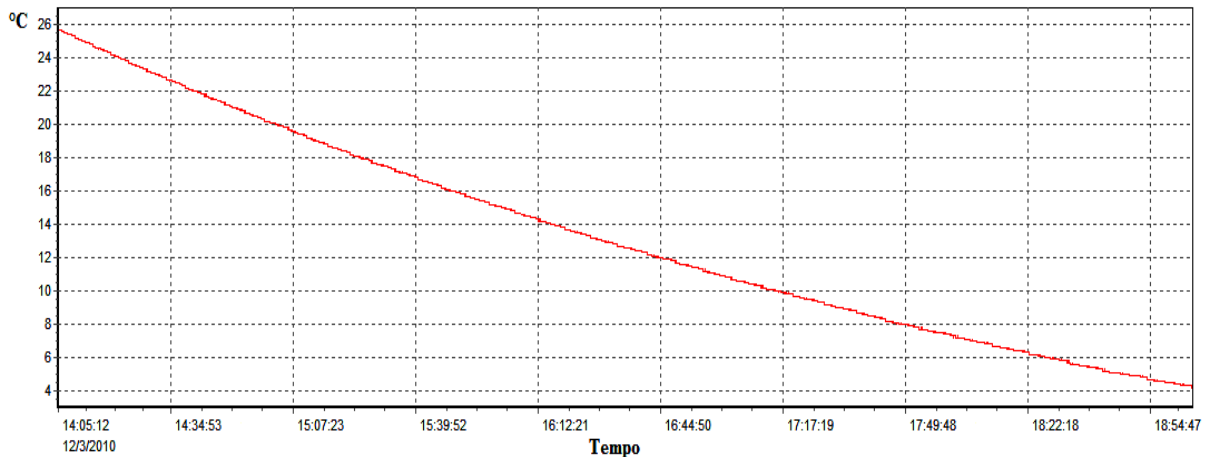


Figura 4. 6 - Perfil de Temperatura do Sistema de Refrigeração de Leite.

Os dados foram coletados com a utilização da placa de aquisição de dados *MyPCLab*, da marca NOVUS, e o controlador de temperatura *Liga/Desliga*, modelo MT517, da FULLGAUGE.

Baseando-se nos dados do gráfico, sobretudo na região em que o controlador irá atuar, correspondente ao intervalo entre 5 °C e 4 °C (1 °C de variação de temperatura em relação à referência), é possível deduzir uma função que descreva o comportamento da temperatura para a entrada em degrau do funcionamento do compressor, na unidade de refrigeração.

Através de um método de ajuste da curva exponencial, na região de interesse para o controlador, realizado com a ajuda do software MATLAB e seguindo a metodologia descrita por Vendrusculo e Pomílio (2008), chega-se à função que caracteriza o comportamento dinâmico da temperatura para a entrada em degrau do compressor, descrita por:

$$\hat{T}(t) = 5e^{-0,000192t} \quad (29)$$

Essa função apresenta uma constante de tempo de, aproximadamente, 5208 s.

Para obter a resposta ao impulso, deriva-se (29) em relação ao tempo. A função de transferência $G(s)$ do sistema é obtida pela transformada de Laplace da derivada de (29). Portanto:

$$G(s) = \frac{5s}{s + 0,000192} \quad (30)$$

4.4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

A partir da função de transferência no domínio da frequência e utilizando o software MATLAB/SIMULINK, são realizadas as simulações que permitem visualizar a viabilidade do controlador proposto.

Para tanto, foi construído, no ambiente do software SIMULINK, o sistema composto pelo controlador Fuzzy e pela planta a ser controlada, caracterizada pela função de transferência do sistema de refrigeração e descrita por (30).

A Figura 4.7 mostra o diagrama de blocos do sistema. São representados o bloco contendo a função de transferência do sistema de refrigeração e os blocos pertinentes ao controlador de temperatura Fuzzy.

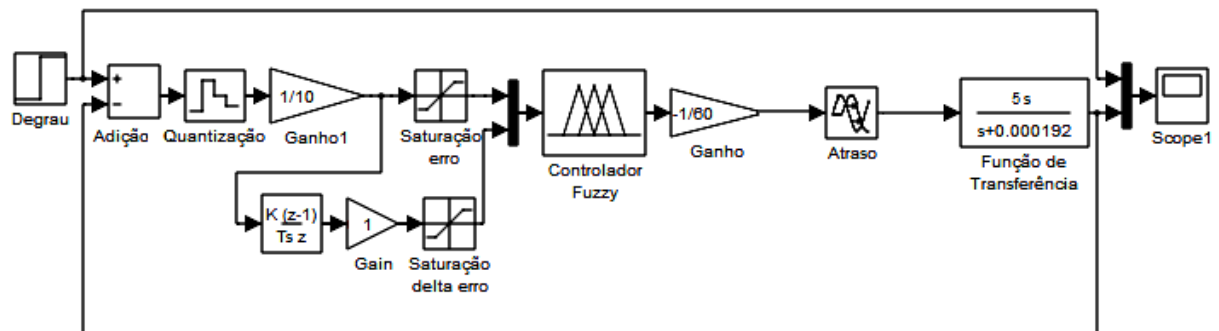


Figura 4. 7 - Diagrama de Blocos SIMULINK.

Na Figura 4.7, foi acrescentado o bloco *Atraso*, necessário apenas na simulação. Esse bloco não representa atraso no sistema de refrigeração, pois não existe tempo morto entre o acionamento do compressor e a variação da temperatura no tanque.

O bloco *Integral* também foi necessário apenas na simulação, para integrar os valores incrementais da saída do controlador Fuzzy, entregando um valor de saída absoluto, para atuar no sistema caracterizado pela função de transferência.

O bloco *Ganho* representa a ação do controlador em resfriar o tanque de leite, através do acionamento em frequência/velocidade variável do compressor monofásico.

Os blocos *Saturação erro* e *Saturação delta erro* foram utilizados para adequar as variáveis de entrada ε e $\Delta\varepsilon$, dentro das faixas que delimitam as funções de pertinência.

O bloco *Ganho1* reflete o ganho do sensor de temperatura, após a quantização (bloco *Quantização*), e o bloco *Degrau* é a referência de temperatura.

Os blocos *Adição* e *Derivada* são os operadores matemáticos descritos por seus próprios nomes e atuam no cálculo do erro e no cálculo da taxa de variação do erro, respectivamente.

O desempenho do controlador Fuzzy, cujo bloco também está presente no diagrama da Figura 4.7, pode ser observado pela seleção do bloco *Scope1* e o resultado está mostrado na Figura 4.8.

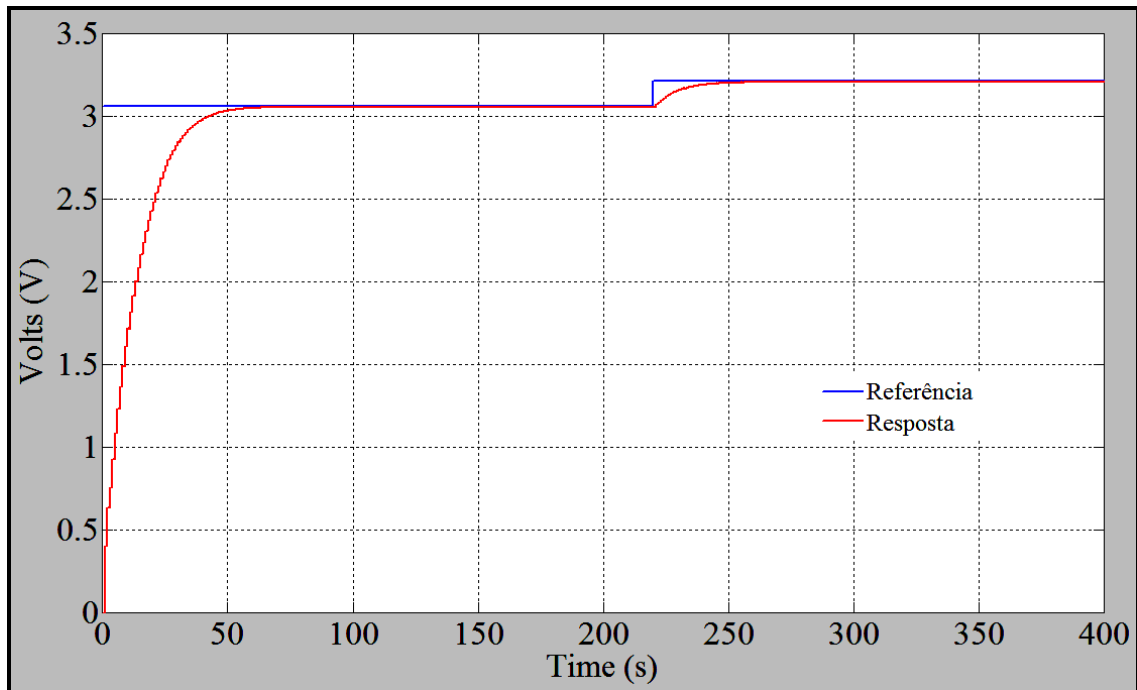


Figura 4. 8 - Desempenho do Controlador Fuzzy.

Inicialmente, a referência de temperatura foi selecionada em 3,06 volts que correspondem a 5°C. Em 220 segundos do início da simulação a referência variou para 3,21 volts que correspondem a 4°C.

5 – ASPECTOS DA MONTAGEM

O presente capítulo trata da montagem do sistema de refrigeração de leite, descrevendo aspectos importantes envolvidos na sua construção e detalhando as partes relevantes dos seus respectivos subsistemas.

Para tanto, inicialmente é descrito o conversor de frequência, com enfoque no circuito inversor, no sistema microcontrolado e no *interfaceamento* entre ambos.

Na sequência é tratado o subsistema abrangendo o controlador de temperatura Fuzzy, onde são descritos alguns subcircuitos que compõem esse subsistema.

Para a descrição dos componentes do sistema de refrigeração propriamente dito, é passada uma breve revisão contendo a teoria que embasa os conceitos de refrigeração. Todavia, esses conceitos serão abordados de forma superficial, obedecendo ao critério de se manter o foco do presente trabalho.

5.1 ASPECTOS DA MONTAGEM DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

5.1.1 CIRCUITO INVERSOR

O circuito do inversor é implementado pelo circuito integrado de 20A/600V IRAMX20UP60A (INTERNATIONAL RECTIFIER INC, 2005).

Esse módulo inclui os circuitos de disparo e de potência num mesmo invólucro e consiste em seis transistores (IGBTs) configurados como uma ponte inversora trifásica, os circuitos de disparo desses transistores e um circuito de proteção térmica baseado em um termistor (NTC).

A escolha pelo módulo foi devido, basicamente, às suas características de tensão e corrente (600V, 10Arms em $T=100\text{ }^{\circ}\text{C}$), que o habilitam a acionar motores trifásicos de até 2 cv, e ao encapsulamento que, se de um lado minimiza a complexidade da placa de circuito impresso facilitando o projeto da mesma, de outro aumenta a confiabilidade do circuito com a diminuição dos componentes que o compõem.

Outras características importantes desse integrado são:

- Monitoramento da temperatura da pastilha;
- Proteção contra sobre corrente;
- Proteção contra sub tensão em todas as portas;
- Encapsulamento totalmente isolado;
- Baixo VCE(on) minimizando perdas por condução;
- Entradas lógicas padrão TTL;
- Baixo di/dt no circuito de disparo melhorando a imunidade a ruído;
- Tempo morto para prevenir curto-circuito através dos IGBTs.

A Figura 5.1 mostra o módulo IRAMX20UP60A, montado no conversor de frequência, construído para este projeto.

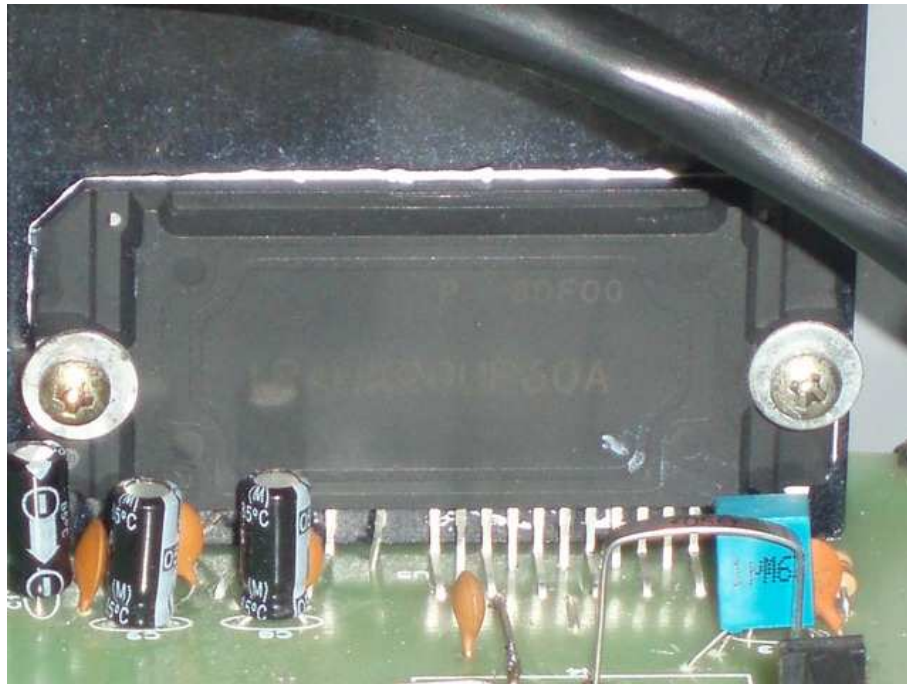


Figura 5. 1 - Módulo de Potência IRAMX20UP60A.

5.1.2 MICROCONTROLADOR E INTERFACE COM O MÓDULO DE POTÊNCIA

O microcontrolador adotado para este projeto foi o PIC 18F452 (MICROCHIP TECHNOLOGY INC, 2005).

Trata-se de um microcontrolador de uso geral em instrumentação e controle, porém de baixo custo, visando minimizar o custo global do sistema, o que o torna uma opção

viável, tanto do ponto de vista do controle do processo em si mesmo, quanto do ponto de vista econômico.

O PIC 18F452 é um modelo de microcontrolador PIC da família de 16 bits de núcleo de processamento, apesar de ainda lidar com dados de 8 bits. A vantagem dessa família de PIC's é que eles possuem mais instruções em código de máquina (75 contra 35 da série 16F) que é melhorada para ser usada com compiladores de linguagem C e memória linear, ao contrário dos irmãos menores que possuem memória dividida em bancos.

A sua velocidade de processamento também é maior, até 10 MIPS (a 40MHz de clock que consiste em clock de 10MHz com PLL interno que multiplica o clock por 4) com alimentação entre 2 e 5,5V.

O seu encapsulamento DIP de 40 pinos está ilustrado na Figura 5.2.

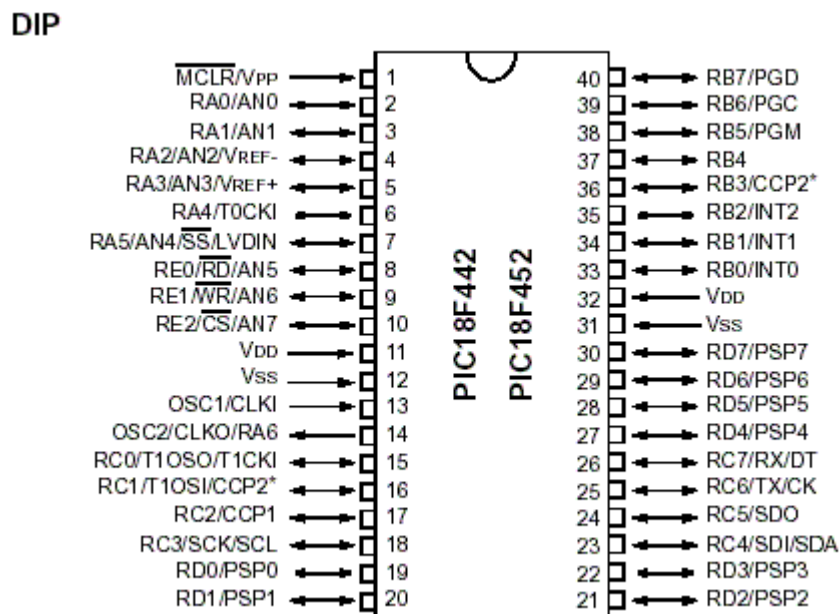


Figura 5.2 - PIC 18F452 Encapsulamento DIP.

Esse modelo de microcontrolador possui 32k bytes (16k instruções) de memória de programa flash (ROM), 1536 bytes de memória RAM e 256 bytes de memória EEPROM.

Os principais periféricos internos de interesse para o projeto do conversor de frequência são:

- 8 canais para conversão A/D a 10 bits;
- 4 relógios internos (3 de 16 bits e 1 de 8 bits);
- 2 módulos CCP (capture compare PWM, embora não tenham sido usados).

O *interfaceamento* entre o microcontrolador e o módulo de potência é feito de forma direta, através da ligação das saídas da porta C do primeiro com as entradas lógicas do segundo.

A Figura 5.3 ilustra os circuitos integrados do microcontrolador e do módulo de potência, conectados através de suas portas específicas.

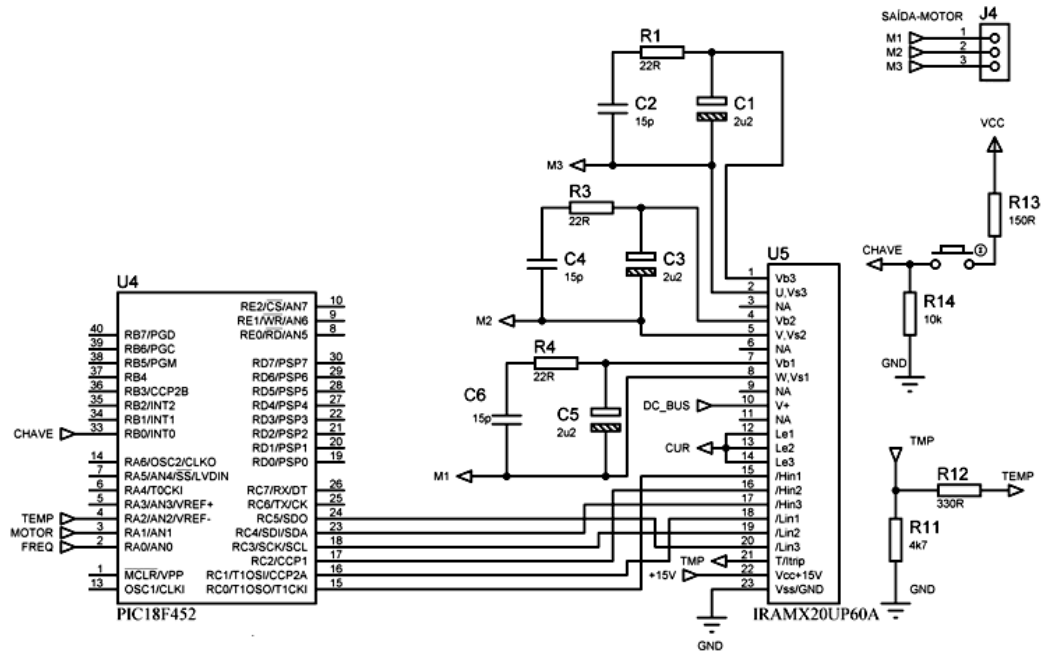


Figura 5. 3 - Microcontrolador e Módulo de Potência.

São usadas seis saídas da porta C do microcontrolador (RC0 a RC5) conectados às entradas lógicas do módulo de potência, obedecendo ao critério de que cada par de portas aciona um ramo do inversor trifásico, através das ondas PWM, porém com lógica invertida (/Hin1,2,3 e /Lin1,2,3). /Hin comanda os IGBTs superiores e /Lin comanda os IGBTs inferiores, nos ramos do inversor trifásico.

Existe ainda a conexão (*TMP*), do módulo ao microcontrolador (*TEMP*), através do resistor R12, que tem uma função bidirecional. Do microcontrolador para o módulo, parte o comando para o acionamento do segundo com lógica invertida (entrada /Itrip do módulo de potência). No sentido contrário, a porta RA2/AN2 (*TEMP*) do microcontrolador poderia ser usada como entrada analógica e monitorar a temperatura do módulo de potência.

Na Figura 5.3, C1 a C6, juntamente com R1, R3 e R4, compõem o circuito de *bootstrap*; M1 a M3, através de J4, são as conexões de saída do conversor para alimentar os enrolamentos do motor; *DC_BUS* é a entrada no módulo para a tensão que vem do retificador

de entrada do barramento CC; e *CUR* é a saída de corrente proveniente dos emissores dos IGBTs inferiores, nos ramos do circuito inversor.

Ainda na Figura 5.3, *CHAVE*, na porta RB0/INT0, interrompe o microcontrolador com a função de ligar/desligar o motor. *FREQ* e *MOTOR* são entradas analógicas do microcontrolador (RA0/AN0 e RA1/AN1) e serão detalhadas na descrição dos subcircuitos responsáveis pela seleção da frequência de acionamento do motor e o monitoramento da corrente no inversor.

A tabela 5.1 mostra os principais pontos de contato externo do circuito da Figura 5.3.

Tabela 5.1 - Conexões Externas do Circuito da Figura 5.3

Nome	Função
<i>CHAVE</i>	Acionamento de interrupção externa para ligar/desligar o motor.
<i>TEMP</i>	Saída de comando para habilitar o módulo de potência.
<i>MOTOR</i>	Entrada para monitoramento da corrente no circuito inversor.
<i>FREQ</i>	Entrada para seleção da frequência de acionamento do motor.
<i>TMP</i>	Entrada de habilitação do módulo de potência.
<i>DC_BUS</i>	Entrada, no módulo, para a tensão do barramento CC.
<i>CUR</i>	Saída de corrente do circuito inversor.
<i>M1,M2,M3</i>	Conexões de saída do conversor para o motor.

5.1.3 SELEÇÃO DA FREQUÊNCIA DE ACIONAMENTO DO MOTOR

A seleção da frequência de acionamento do motor é feita através da entrada RA0/AN0 do microcontrolador. Essa seleção se baseia no nível da tensão que aparece na referida porta do microcontrolador, proveniente da saída *FREQ* do circuito mostrado na Figura 5.4.

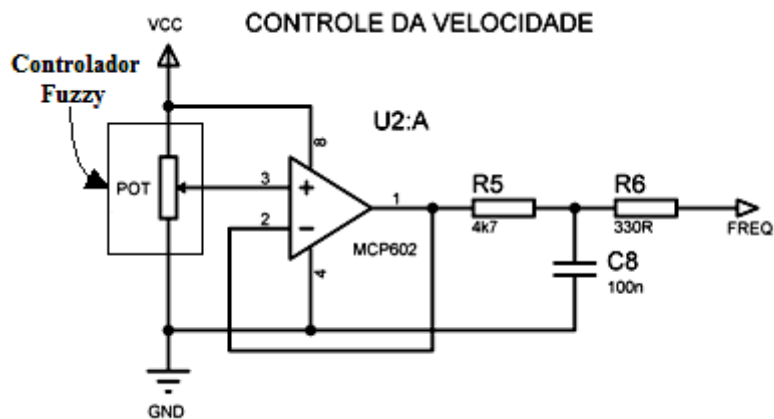


Figura 5. 4 - Circuito de Seleção da Frequência de Acionamento do Motor.

O circuito da Figura 5.4 consiste, basicamente, em um amplificador operacional com ganho de tensão unitário, cuja entrada pode ser um potenciômetro ou, como é o caso, a saída do controlador de temperatura Fuzzy, através de uma interface específica que será mencionada posteriormente.

Nesse circuito, a rede formada pelo resistor R5 e pelo capacitor C8 compõe um filtro passa-baixas, com frequência de corte de aproximadamente 340 Hz, que corresponde a pouco mais que uma década abaixo da frequência portadora das ondas PWM que comandam o inversor. O intuito é fornecer em *FREQ* um sinal de tensão contínuo e livre de ruídos, pois, como já foi mencionado anteriormente, a frequência de acionamento do motor é proporcional ao nível de tensão lido na porta do microcontrolador, dentro da faixa que vai de *GND* até *VCC*, correspondendo à faixa de 30 a 70 Hz nas frequências fundamentais que alimentam os enrolamentos de estator.

5.1.4 MONITORAMENTO DA CORRENTE NO INVERSOR

Para o monitoramento da corrente no inversor - embora o módulo de potência venha com uma proteção interna contra sobre-corrente - foi instalado um resistor de desvio (*Shunt*) na saída *CUR* (LE1, LE2 e LE3 do módulo de potência). A intenção aqui é a proteção do referido módulo, através da limitação da corrente que passa pelos ramos do inversor, quando o motor estiver em funcionamento.

A Figura 5.5 ilustra o resistor de desvio (*Shunt*) e o circuito amplificador, responsável por fornecer ao microcontrolador um nível de tensão proporcional à corrente que passa por esse resistor.

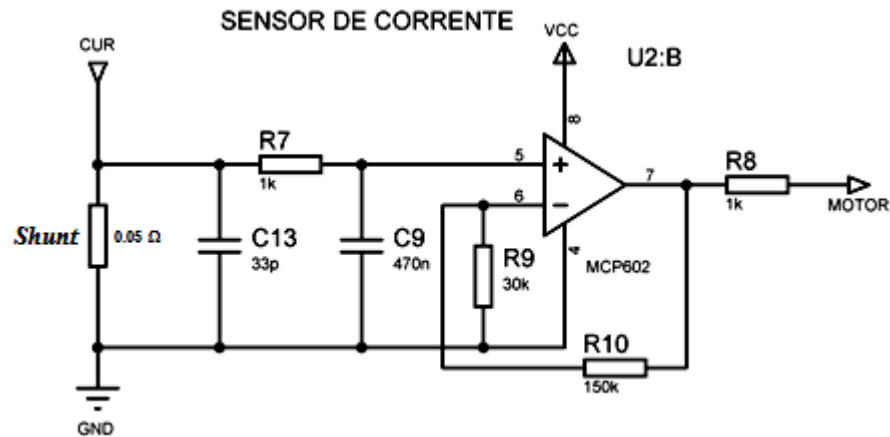


Figura 5. 5 - Circuito Sensor de Corrente via Resistor "Shunt".

A malha de realimentação, formada pelos resistores $R9$ e $R10$, fixa o ganho do circuito amplificador em cinco, fazendo com que o mesmo seja capaz de monitorar uma corrente de até 20A, levando-se em conta o valor do resistor *shunt* de 0,05 ohms e a referência utilizada no A/D do microcontrolador fixada em VCC . O capacitor $C13$ é utilizado para desacoplar ruídos espúrios provenientes do circuito inversor, sobretudo no transitório de partida do circuito do microcontrolador. A rede composta pelo resistor $R7$ e pelo capacitor $C9$ forma um filtro passa-baixas com frequência de corte de, aproximadamente, 340 Hz, para filtrar as altas frequências provenientes da portadora das ondas PWM e/ou barrar a presença de possíveis harmônicas da frequência portadora.

O objetivo é, portanto, fornecer em *MOTOR* um sinal de tensão contínuo e livre de ruídos, na faixa de GND até VCC , proporcional à corrente, fluindo através do resistor de desvio.

5.1.5 ASPECTOS DA PROGRAMAÇÃO DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

O programa foi desenvolvido utilizando a linguagem ANSI C e consiste basicamente no emprego de dois relógios internos do microcontrolador. Um deles, de 16 bits de resolução, foi usado para gerar a frequência portadora das ondas de PWM, fixada em 5 KHz. Para tanto, a cada interrupção gerada por este relógio, as saídas diretas das ondas de PWM são ligadas e seus pares complementares desligados.

O outro relógio interno de 16 bits foi usado para gerar as razões cíclicas. A cada interrupção desse relógio, o canal A/D destinado ao controle da velocidade do motor ($RA0/AN0$) é lido para se atualizar a frequência de acionamento do mesmo. Essa frequência

dita a velocidade de varredura das tabelas locais de seno, gravadas na ROM do microcontrolador. A partir da leitura das tabelas - cada uma correspondendo a uma faixa de frequência de acionamento do motor de forma a se manter a relação V/f constante - as razões cíclicas são atualizadas.

O programa fica, então, em um laço onde a execução é interrompida, ora pelo relógio responsável pela geração da frequência portadora, ora pela atualização do relógio responsável pela frequência modulante. No retorno das interrupções, o programa, já com as razões cíclicas atualizadas, atua de forma a compará-las ao andamento do relógio da frequência portadora e desligar as saídas diretas (ligadas na interrupção) e ligar os pares complementares, assim que o valor instantâneo do relógio for igual ou maior que o valor atual das respectivas razões cíclicas. Gera-se, assim, uma onda portadora modulada na largura de pulso. Isso é feito para os três pares complementares, de forma a gerar as seis saídas PWM, necessárias ao acionamento do inversor de frequência trifásico.

Ainda dentro da interrupção responsável pela geração da portadora, o canal A/D ligado em *MOTOR* (RA1/AN1) é lido para se monitorar as correntes no circuito inversor, interrompendo-se o funcionamento do mesmo, caso ultrapassem um valor limite pré-determinado para segurança das chaves e, também, do próprio motor.

Para a geração da defasagem entre as ondas de PWM, correspondentes a V_a , V_b e V_c , e ao ângulo β , previamente calculado (20), o acesso às tabelas locais é feito em pontos diferentes e a varredura dessas tabelas é feita a partir desses pontos iniciais, determinados antes da compilação do programa.

Foi criado um tempo morto de cinco microssegundos entre as mudanças de estado das saídas de PWM diretas e seus respectivos pares complementares. O tempo morto evita um curto-circuito, no barramento CC.

No Anexo B encontra-se a listagem do programa para a implementação das rotinas do conversor de frequência.

5.2 ASPECTOS DA MOTAGEM DO CONTROLADOR FUZZY

Para a construção do controlador de temperatura Fuzzy, também foi utilizado, como núcleo de processamento, o microcontrolador PIC 18F452, cujas características relevantes já foram listadas anteriormente.

Porém, aqui, o microcontrolador executa a dupla tarefa de controlador de temperatura Fuzzy e interface com o mundo externo. Essa interface serve para que um utilizador humano veja e selecione a temperatura desejada, dentro do tanque resfriador de leite, o que pode ser feito por meio de um botão do tipo *push button* e um display de LCD (16x2).

A Figura 5.6 ilustra o *interfaceamento* entre o microcontrolador e o mundo externo. Mostra também as portas utilizadas para a construção do controlador de temperatura propriamente dito e sua ligação com o conversor de frequência.

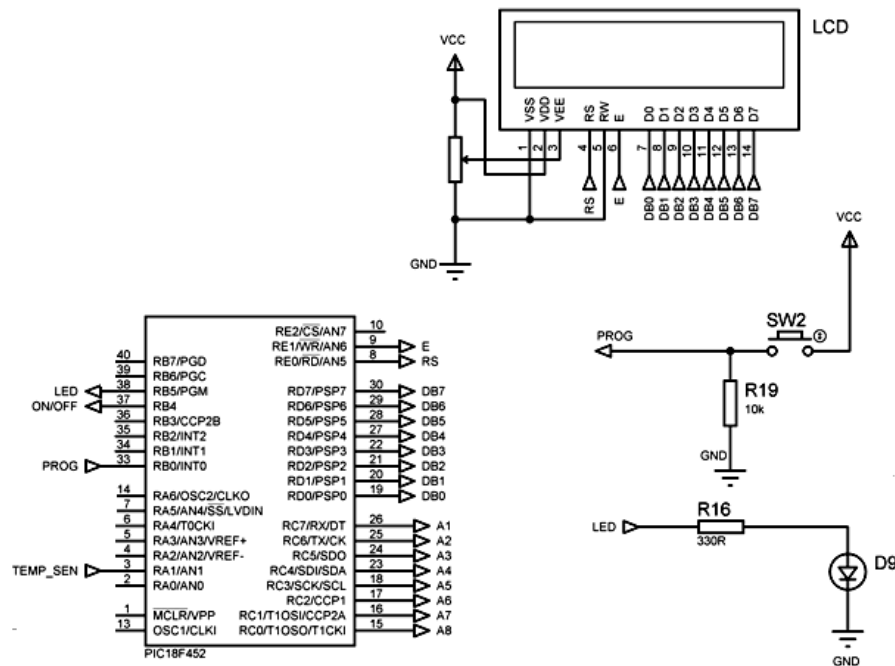


Figura 5. 6 - Microcontrolador, Controle e Interface.

Pode ser notado, na Figura 5.6, a conexão entre o microcontrolador e o display de LCD, através de oito vias de dados (*DB0* a *DB7*) e duas vias de controle (*E* e *RS*). A seleção da temperatura de referência pode ser feita atuando-se através da chave *SW2* (*PROG/RB0/INT0*); a saída *LED* - *RB5* do microcontrolador - aciona um led (*D9*), indicando a ação do controlador de temperatura, no funcionamento do compressor, na unidade de refrigeração.

A porta de entrada analógica *RA1/AN1* (*TEMP_SEN*) do microcontrolador recebe o sinal correspondente à temperatura lida, dentro do tanque de refrigeração, a partir de um sensor de temperatura NTC e do circuito condicionador de sinais, sendo que ambos serão detalhados posteriormente.

Por sua vez, a porta C do microcontrolador (RC0 a RC7/A1 a A8), juntamente com a porta B4 (*ON/OFF*), são utilizadas na comunicação entre o controlador de temperatura e o conversor de frequência; os circuitos que provêm essa comunicação também serão descritos.

A tabela 5.2 resume as conexões externas do circuito da Figura 5.6.

Tabela 5.2 - Conexões Externas do Circuito da Figura 5.6.

Nome	Função
<i>LED</i>	Saída para ativar led indicativo de acionamento do compressor.
<i>ON/OFF</i>	Saída para ativação do conversor de frequência.
<i>PROG</i>	Entrada para seleção da temperatura de referência.
<i>TEMP_SEN</i>	Entrada para leitura da temperatura do tanque via sensor NTC.
<i>E</i>	Via de habilitação do LCD para recepção de dado e/ou instrução.
<i>RS</i>	Via de seleção entre dado ou instrução a ser enviado ao LCD.
<i>DB0 a DB7</i>	Barramento de dados e/ou instruções a serem enviados ao LCD.
<i>A1 a A8</i>	Barramento de saída de valor binário a ser convertido no DAC0808.

5.2.1 MEDIÇÃO DA TEMPERATURA

A temperatura é a variável de interesse no processo executado pelo resfriador de leite, cuja estratégia de controle está sendo analisada. Para o trabalho em questão, existem duas visões em torno do controle dessa variável.

A primeira visão envolve o processo em si mesmo, onde o fator preponderante é a temperatura diretamente colhida no líquido que está sendo resfriado. Essa visão beneficia, sobretudo, o aspecto do desempenho do sistema de controle em manter a temperatura o mais próximo possível da temperatura de referência que foi previamente selecionada.

A segunda visão envolve a variação de temperatura nos elementos que trocam calor. A idéia é o controle indireto da temperatura da massa líquida, através da diminuição na variação de temperatura nos elementos trocadores de calor, dentro de faixas específicas. Isso permite que o processo, em si, permaneça dentro dos padrões estabelecidos pelas instruções normativas, cujos critérios já foram elucidados (IN 51, 2002). Essa visão permite o estudo do sistema de controle do ponto de vista da eficiência energética, pois, conforme Vendrusculo e

Pomílio 2008, uma elevada variação de temperatura experimentada pelos elementos trocadores de calor diminui o coeficiente de desempenho em sistemas de refrigeração.

Neste trabalho dá-se enfoque somente à primeira visão da análise de desempenho do controlador Fuzzy.

Em virtude do exposto, a temperatura do leite para o sistema em questão é colhida diretamente da massa líquida, dentro do tanque de refrigeração, com o auxílio de um sensor de temperaturas, do tipo termistor NTC, especialmente projetado para imersão.

5.2.1.1 SENSOR DE TEMPERATURA

Nos termistores NTC, a resistência elétrica diminui com o aumento da temperatura, tornando-os especialmente úteis em medições em processos de refrigeração, devido ao fato de apresentarem alta resistência elétrica, em baixas temperaturas. A alta resistência elétrica limita a corrente que passa pelo sensor, reduzindo, conseqüentemente, o fenômeno de auto-aquecimento, que por si só gera erros, no processo de medição.

O grande problema do termistor NTC, como sensor de temperatura, é a sua calibração, isto é, estabelecer uma relação entre resistência elétrica e temperatura. A variação de sua resistência elétrica em função da temperatura não é linear e pode ser vista como uma função exponencial decrescente, conforme função aproximada, dada por (FERREIRA, 2000):

$$R = R_0(T_0) \cdot e^{\left[\beta_k \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right]} \quad (31)$$

Onde R é a resistência calculada na temperatura absoluta em Kelvin, R_0 é a resistência de referência a T_0 em Kelvin e β_k é o fator Beta, que é uma constante específica para cada termistor.

Necessita-se, portanto, de alguma técnica de linearização para utilização de sensores de temperatura, do tipo termistores NTC, em processos de medição.

O sensor de temperatura adotado para o projeto do controlador Fuzzy foi o NTC de 10 k Ω a 25 °C, do tipo haste em inox, hermeticamente selado contra penetração de líquidos, da marca ADD-THERM.

As características elétricas para esse sensor são:

- Resistência de 10 k Ω a 25 °C;
- Tolerância de 1% a 3% (máximo);
- Beta de 3435 entre 25 a 85 °C;

- Tempo de resposta > 10 segundos (67% do tempo total);
- Fator de dissipação de 2.0 mW/Kelvin;
- Isolação elétrica de 100 MΩ em 500 VAC.

A Figura 5.7 mostra a curva característica para esse sensor baseado nos dados fornecidos pelo próprio fabricante.

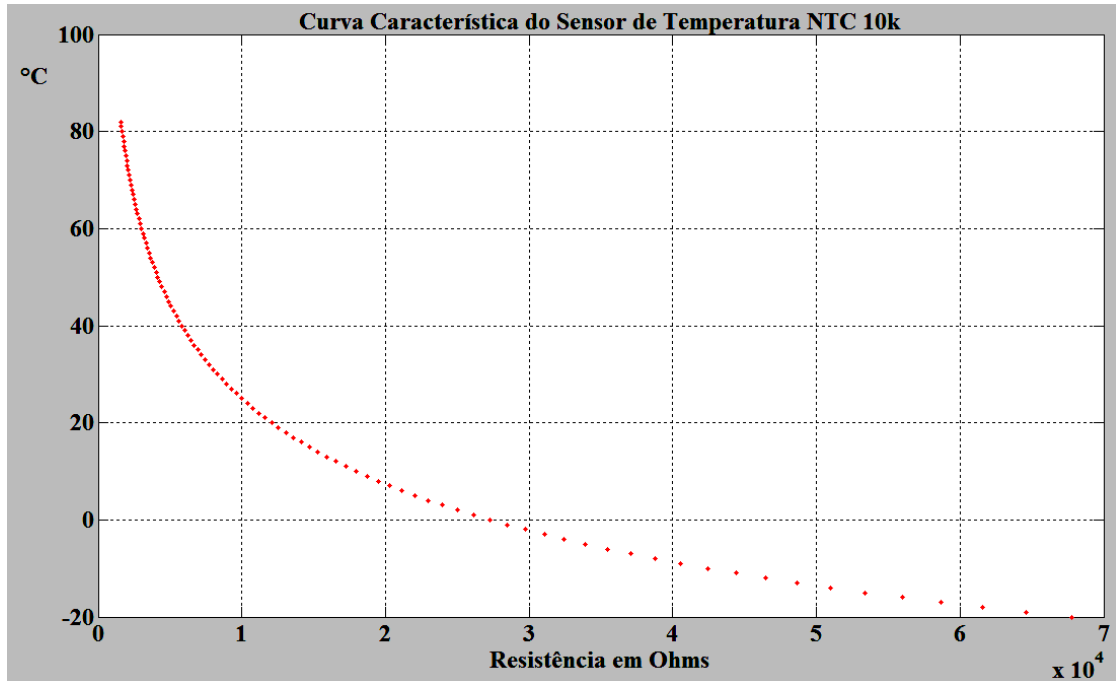


Figura 5. 7 - Curva Característica do Sensor de Temperatura NTC 10k Ohms.

Nota-se, claramente, na curva mostrada na Figura 5.7, a não linearidade e diferenças na sensibilidade exibidas pelas diferentes inclinações.

5.2.1.2 CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAIS

Como foi dito, o sensor de temperatura, baseado no termistor NTC, transforma a temperatura do ambiente ao qual ele está submetido em um valor de resistência elétrica, dentro de certo grau de proporcionalidade, que pode ser visto através de sua função de transferência ou de sua curva característica.

Entretanto, essa resistência que varia conforme a temperatura deve estar inserida em um circuito, configurado de tal forma que possa aproveitar essa condição intrínseca, produzindo um sinal de tensão analógico - também proporcional à temperatura - que possa ser lido, convertido e, portanto, utilizado pelo laço de realimentação, no processo que se pretende medir e/ou controlar.

Para se atingir esse objetivo, faz-se necessário uma operação de condicionamento de sinais analógicos, sendo que o circuito responsável por tal operação está ilustrado na Figura 5.8.

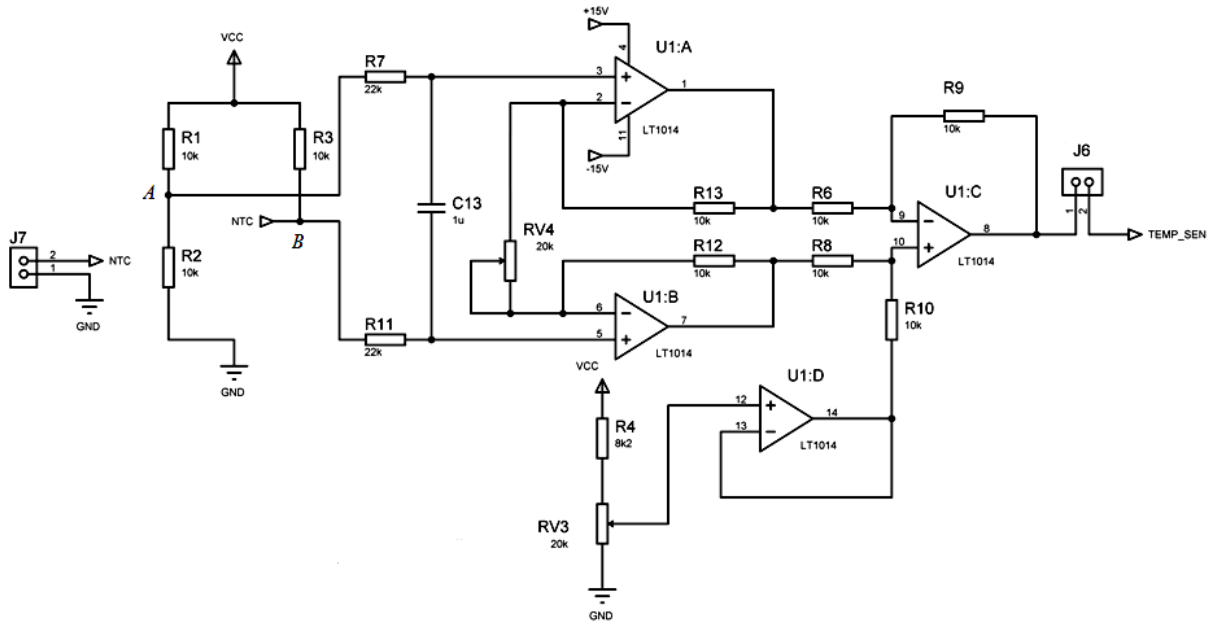


Figura 5. 8 - Circuito Condicionador de Sinais Analógicos.

Na saída AB da ponte de Wheatstone, configurada pelos resistores $R1$, $R2$, $R3$ e o próprio NTC, no circuito condicionador de sinais, ilustrado pela Figura 5.8, a tensão, a partir da inspeção do referido circuito, é dada por:

$$V_{AB} = \frac{VCC}{4} \cdot \left(\frac{\Delta R_{NTC}}{R + \frac{\Delta R_{NTC}}{2}} \right) \quad (32)$$

Onde $R1=R2=R3=R$ e ΔR_{NTC} é a variação na resistência do sensor de temperatura NTC em relação ao ponto que equilibra a ponte de Wheatstone.

Após a informação sobre a temperatura, proveniente das mudanças na resistência do sensor, ser transformada em um nível de tensão que excursiona de um determinado valor negativo até um valor positivo com o zero fixado em $25\text{ }^{\circ}\text{C}/10\text{k}\ \Omega$, o sinal analógico é amplificado pelo amplificador de instrumentação, configurado com o auxílio de um amplificador operacional de precisão, cujo ganho A_V , definido por sua malha de realimentação, é dado por (SEDRA e SMITH, 2000):

$$A_V = 1 + \frac{2 \cdot R}{RV4} \quad (33)$$

Sendo que aqui R são os resistores da malha de realimentação, todos equivalentes a $R = 10\text{k}\ \Omega$.

Finalmente, para que o sinal analógico contendo a informação sobre a temperatura possa ser lido pelo microcontrolador, através de seu conversor A/D - cuja tensão de referência está fixada em VCC - o amplificador do LT1014 não utilizado na configuração do amplificador de instrumentação (U1: D), juntamente com o potenciômetro RV3, elevam o nível de referência do sinal de saída, usando o último operacional da configuração citada (U1: C), como circuito somador de tensão.

Ainda no circuito condicionador de sinais da Figura 5.8, a malha formada pelos resistores R7 e R11 e pelo capacitor C13 constitui um filtro passa-baixas com frequência de corte de 7 Hz, embora a configuração de amplificador de instrumentação, por si só, já se comporte como um filtro em virtude de sua alta rejeição a sinais que propaguem em modo comum, o que o torna especialmente útil nesse tipo de aplicação.

O resultado final é que o sinal, já filtrado, amplificado e dentro da faixa que vai de GND a VCC, contendo a informação da temperatura no tanque de refrigeração, é entregue ao microcontrolador, através do conector J6 na saída *TEMP_SEN*.

5.2.1.3 LINEARIZAÇÃO DO SENSOR DE TEMPERATURA

A técnica adotada para linearização do sensor de temperatura foi a interpolação por *spline* linear e consiste, basicamente, em traçar semi-retas interligando os pontos da curva que caracteriza o referido sensor.

A regra geral para interpolação por *spline* linear consiste, portanto, em definir a função de uma reta que se ajusta a dois pontos chamados nós de interpolação e é dada por:

$$g(x) = \frac{b_i - x}{b_i - a_i} \cdot f(a_i) + \frac{x - a_i}{b_i - a_i} \cdot f(b_i) \quad (34)$$

Onde $g(x)$ é a função que define a reta ou função interpolante, a_i e b_i são os nós de interpolação, $f(a_i)$ e $f(b_i)$ são conhecidos como valores de $f(x)$ (função interpolada) em $x=a_i$ e $x=b_i$, respectivamente.

Essa técnica de linearização digital é especialmente adequada para instrumentação envolvendo microcontroladores, pois os nós de interpolação correspondentes à curva característica do sensor são definidos na memória do microcontrolador, através do uso de

tabelas locais de conversão, sendo necessárias poucas operações algébricas para se alcançar uma conversão de temperatura adequada e com boa precisão decimal.

A Figura 5.9 mostra a referida técnica de interpolação, realizada com a ajuda do programa MATLAB, interligando os pontos que definem o comportamento do sensor NTC.

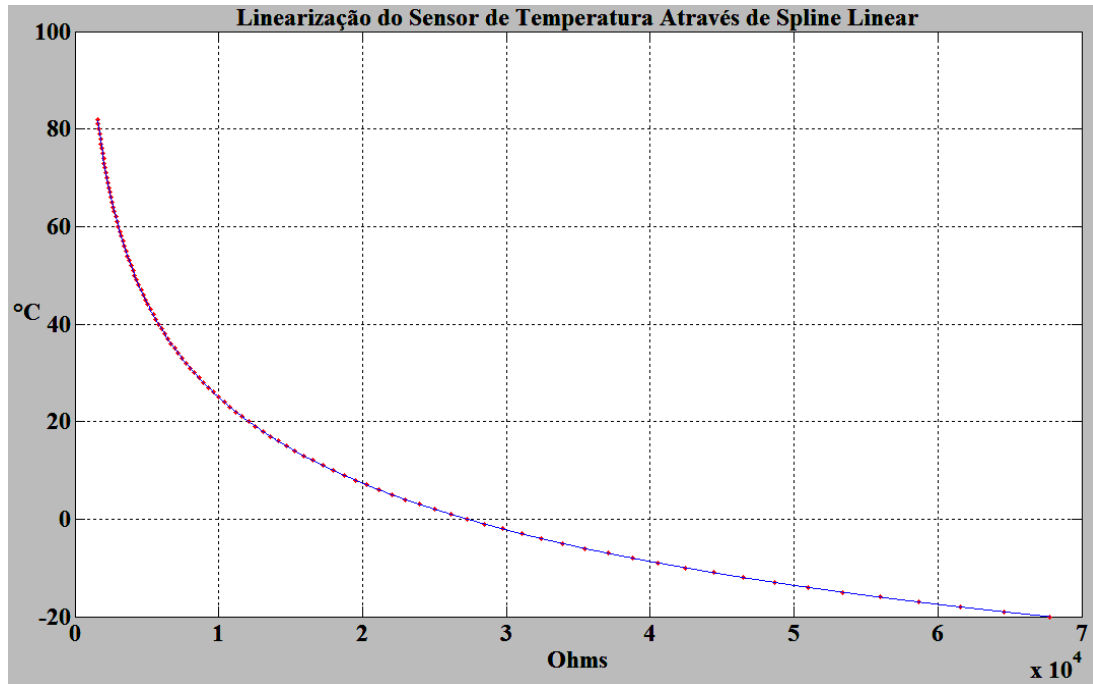


Figura 5.9 - Linearização do Sensor de Temperatura Através de Spline Linear.

5.2.2 INTERFACE CONTROLADOR/CONVERSOR

A Figura 5.10 mostra os circuitos responsáveis pela comunicação entre o controlador de temperatura Fuzzy e o conversor de frequência.

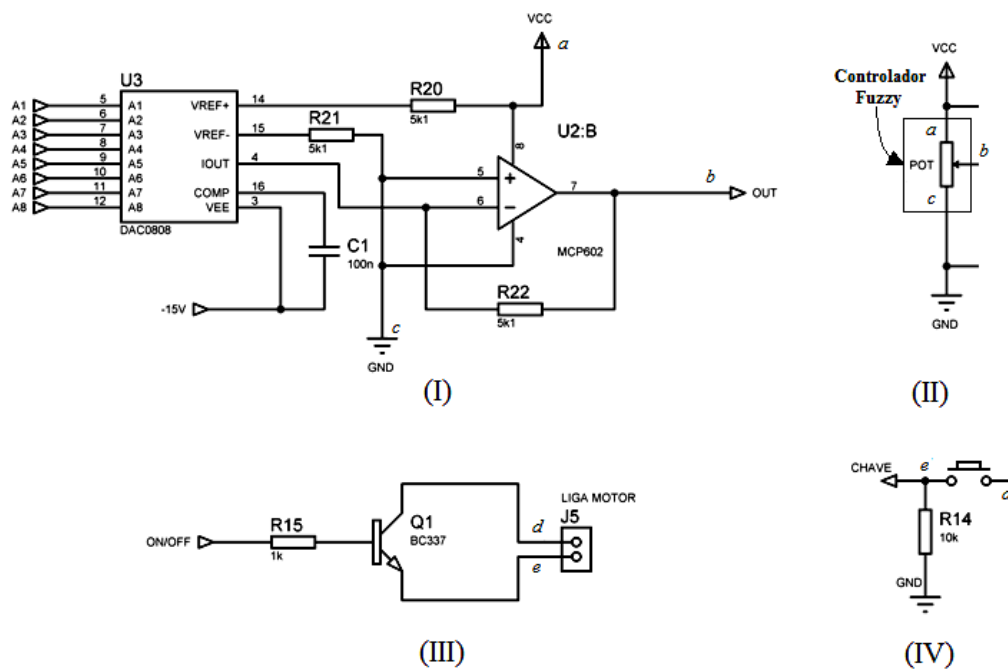


Figura 5. 10 – Interface entre Controlador de Temperatura Fuzzy/Conversor de Frequência.

A comunicação entre o controlador de temperatura Fuzzy e o conversor de frequência ocorre de duas maneiras que se complementam.

A primeira e principal ocorre através de um conversor D/A (DAC0808) de oito bits, conectado à porta C do microcontrolador (RC0 a RC7/A1 a A8) presente no controlador de temperatura.

A ação de controle da frequência de acionamento e, conseqüentemente, da velocidade do motor na unidade de refrigeração está implícita a essa primeira forma de comunicação entre controlador de temperatura Fuzzy e o conversor de frequência.

Por meio de uma malha de realimentação, composta pelos resistores R20 a R22, um amplificador operacional (U2: B) e pelo capacitor C1, o circuito do DAC0808 fornece em *out* uma tensão proporcional a VCC (conforme valor binário presente nas entradas A1 a A8), fazendo com que o controlador de temperatura Fuzzy atue no lugar do potenciômetro no circuito de seleção da frequência de acionamento do motor, do conversor de frequência.

A conexão do circuito contendo o DAC0808 e o conversor de frequência ocorre nos pontos *a*, *b* e *c*, mostrados na Figura 5.10 (I e II), sendo que o fragmento de circuito mostrado na referida figura, pertence ao conversor de frequência, cujo circuito completo já foi descrito anteriormente.

A segunda forma de comunicação está ilustrada na Figura 5.10 (III e IV).

Ela é feita através da porta B4 (*ON/OFF*) do microcontrolador presente no controlador de temperatura que opera através do transistor Q1 (também presente na placa do controlador de temperatura), atuando no lugar da chave, cujo fragmento de circuito também é mostrado na mesma figura.

Desse modo, essa interconexão entre o controlador e o conversor de frequência, nos pontos *d* e *e*, permite que o primeiro ligue e desligue o compressor na unidade de refrigeração, através da interrupção que a ação do transistor Q1 causa no segundo.

5.2.3 ASPECTOS DA PROGRAMAÇÃO DO CONTROLADOR FUZZY

A programação do microcontrolador PIC 18F452 para síntese do controlador de temperaturas Fuzzy se assenta, sobretudo, no uso de tabelas locais, tanto para a leitura e conversão da temperatura através da interpolação linear, quanto para a composição da Base de Dados pertinente ao tipo de controlador que está sendo desenvolvido.

Para melhor entendimento da organização do algoritmo de controle e operação do referido controlador, a Figura 5.11 mostra o fluxograma da programação.

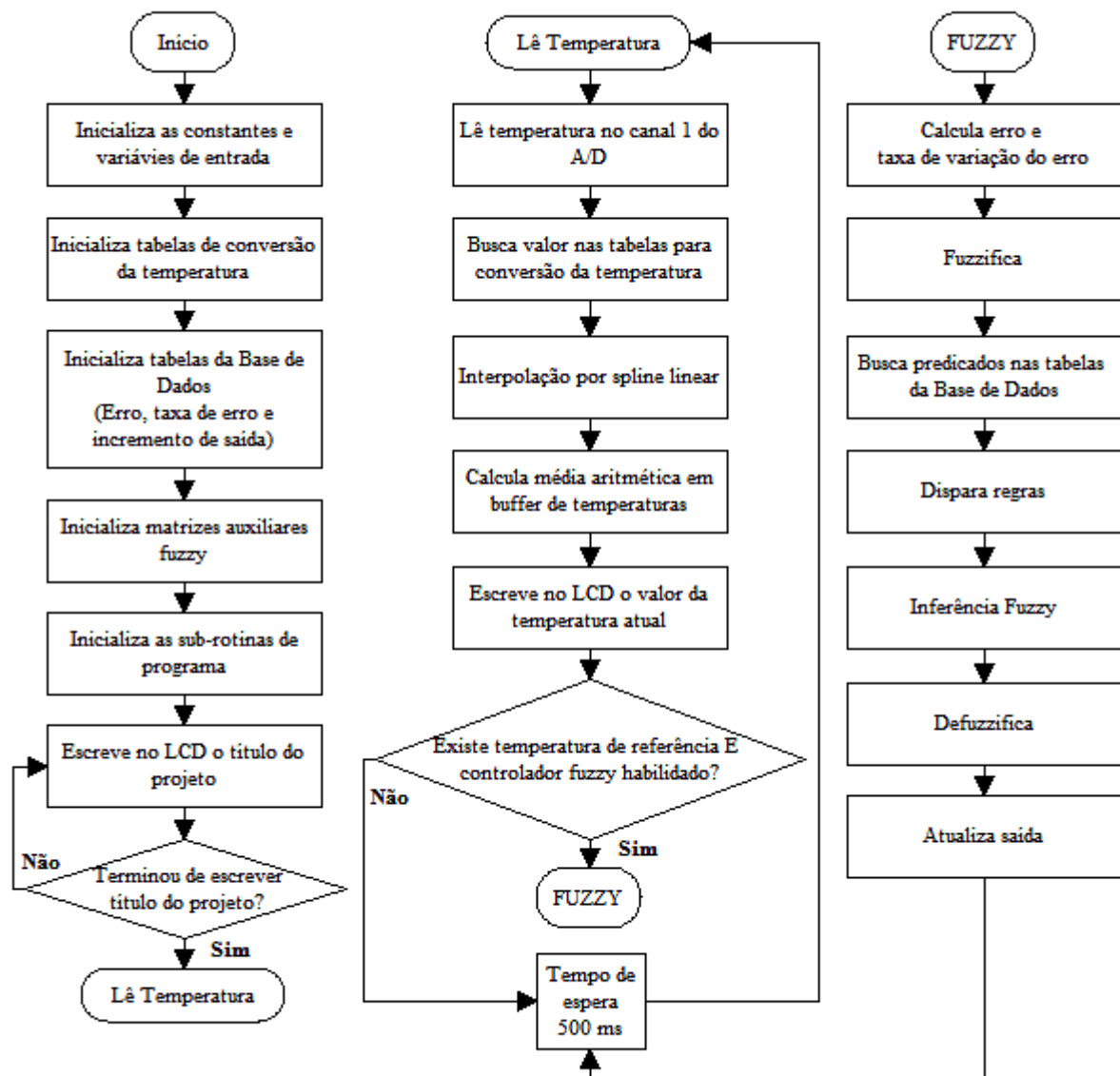


Figura 5. 11 - Fluxograma da Programação do Controlador de Temperatura Fuzzy.

Do mesmo modo como o fluxograma está apresentado na Figura 5.11, o programa do controlador é composto de três eixos ou etapas principais que englobam: a inicialização do microcontrolador e periféricos, o laço de medição da temperatura e o controle de temperatura Fuzzy.

Na inicialização do microcontrolador, são também criadas as variáveis globais e constantes do sistema.

Entre as variáveis globais, usadas na programação, estão as matrizes auxiliares especialmente criadas para tratar os dados dos conjuntos Fuzzy envolvidos nos processos que modelam as ações do controle, propriamente ditas.

Dentre as constantes, estão gravadas na ROM do microcontrolador as tabelas de conversão da temperatura e as tabelas componentes da Base de Dados, sendo que essas últimas são as tabelas do erro (ε), da taxa de variação do erro ($\Delta\varepsilon$) e do incremento da saída (Δs) com seus respectivos predicados, onde os graus de pertinência são, então, pré-definidos.

Na sequência dessas ações vem a inicialização de sub-rotinas, entre elas a inicialização do LCD, configuração dos relógios internos e configuração das interrupções previstas.

Após exibir o título do projeto no LCD, o programa do controlador entra no laço de medição da temperatura que só é interrompido caso o microcontrolador detecte o acionamento da chave SW2 (*PROG/RB0/INT0*), cuja ação corresponde à entrada do valor de referência da temperatura que, por sua vez, é um dos quesitos que habilitam o acesso à rotina do controle Fuzzy.

O bloco correspondente a essa interrupção foi suprimido, pois não tendo um local específico, ela pode acontecer a qualquer momento, após a entrada no laço de medição da temperatura.

O processo de medição de temperatura, a seu turno, se baseia na leitura do canal A/D específico, acesso às tabelas de conversão, interpolação linear, média aritmética visando à estabilidade das leituras e, por fim, apresentação da temperatura no display de cristal líquido.

O acesso à rotina do controle Fuzzy, cujos blocos são também mostrados no fluxograma da Figura 5.11, é feito dentro do laço de medição, caso haja uma temperatura de referência previamente selecionada e o próprio controlador esteja habilitado para isso.

Entretanto, o que pode desabilitar temporariamente a entrada da rotina do controle Fuzzy, mesmo havendo uma temperatura de referência, é o fato da própria ação de controle ter acabado de desligar o compressor na unidade de refrigeração. Fato esse que o desabilita por cinco minutos, em atendimento a um requisito dos fabricantes dos compressores herméticos quanto ao tempo mínimo entre partidas.

Os blocos correspondentes às ações da rotina do controle Fuzzy seguem a sequência e o funcionamento já mencionados em suas respectivas teorias.

A Figura 5.12 mostra o fluxograma que descreve a ação que desabilita a rotina do controlador Fuzzy por cinco minutos.

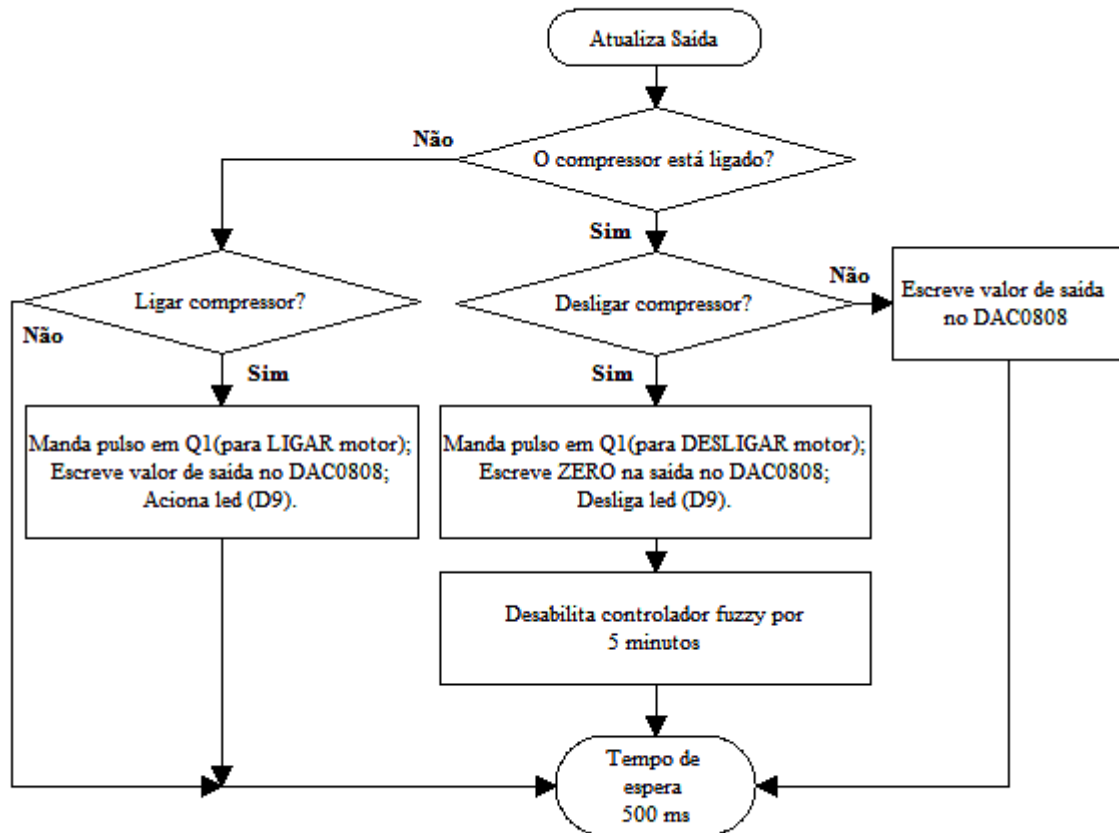


Figura 5. 12 - Fluxograma da Ação que Desabilita o Controlador Fuzzy.

Tanto na Figura 5.11 quanto na Figura 5.12, está presente o bloco referente ao tempo de espera entre as interações do laço de medição, englobando ou não a rotina do controle Fuzzy.

Pode parecer, em uma primeira instância, um tempo demasiadamente longo, porém vale lembrar que o tempo de resposta do sistema é lento, como se pôde observar a partir de sua função de transferência (30).

Também deve ser mencionado que o tempo de resposta do próprio sensor de temperatura é maior do que dez segundos.

Portanto, esse tempo de espera de 500 milissegundos é inócua em relação à dinâmica do sistema de refrigeração e muito adequado ao cálculo da taxa de variação do erro e à própria estabilização na medição de temperatura.

No Anexo C encontra-se a listagem completa do programa em ANSI C, que executa as tarefas do controlador de temperatura Fuzzy.

5.3 ASPECTOS DA MOTAGEM DO SISTEMA DE REGRIGERAÇÃO

Geralmente, define-se a refrigeração como qualquer processo de remoção de calor. Para se conseguir esse intento, o calor deve ser removido do corpo que está sendo refrigerado e transferido para outro, cuja temperatura esteja abaixo da do primeiro.

Nesse processo, a substância empregada como absorvente de calor ou agente de esfriamento é chamada de refrigerante, sendo que a base do sistema moderno de refrigeração mecânica consiste na capacidade dos líquidos em absorver grandes quantidades de calor, quando se vaporizam (DOSSAT, 2004).

A essa mistura líquido-vapor refrigerante dá-se o nome de fluido refrigerante, conseqüentemente, a refrigeração por compressão ou refrigeração por compressão de vapor consiste em forçar mecanicamente a circulação desse fluido refrigerante em um circuito fechado, criando zonas de alta e baixa pressão com o propósito de que o fluido absorva o calor em um lugar e o dissipe em outro, realizando a tarefa de refrigeração em si.

5.3.1 ELEMENTOS E CICLO TÍPICO DO SISTEMA DE COMPRESSÃO DE VAPOR

A Figura 5.13 mostra o diagrama de fluxo de um sistema simples de compressão de vapor (DOSSAT, 2004).

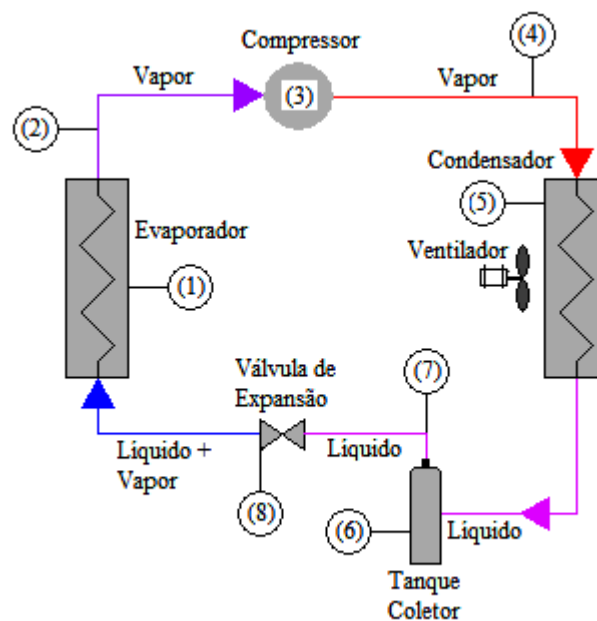


Figura 5. 13 - Diagrama de Fluxo de um Sistema de Compressão de Vapor.

Em relação à Figura 5.13, as principais partes do sistema são: (1) evaporador, cuja função é garantir uma superfície de transmissão de calor, através da qual o calor possa passar do produto ou câmara de refrigeração para o refrigerante em vaporização; (2) tubo de admissão que conduz o vapor a baixa pressão do evaporador para a admissão do compressor; (3) compressor de vapor (compressor hermético), cuja função é eliminar o vapor do evaporador e elevar a pressão e temperatura a tal ponto que ele possa ser condensado com o agente de condensação normalmente disponível; (4) um tubo de escape que fornece o vapor a alta pressão e alta temperatura, proveniente da exaustão do compressor diretamente ao condensador; (5) condensador que, com o auxílio de um ventilador, garante uma superfície de transmissão de calor, através da qual esse passe do vapor refrigerante para fora do sistema de refrigeração; (6) tanque coletor que assegura o armazenamento do líquido condensado, para que um suprimento constante de líquido esteja à disposição do evaporador, quando necessário; (7) linha de líquido, que carrega o refrigerante líquido do tanque coletor para o controle de fluxo do refrigerante; e (8) o controle de fluxo do refrigerante - que pode ser um tubo capilar ou, como é o caso, uma válvula de expansão - cuja função é regular a quantidade e reduzir a pressão do fluido refrigerante entrando no evaporador, de modo que esse vaporizará em uma baixa temperatura, convenientemente.

Na Figura 5.13, o ciclo típico de compressão do vapor pode ser descrito no sentido horário, arbitrariamente começando pelo tanque coletor, onde em pressão e temperatura elevadas, o líquido refrigerante flui do referido tanque, através da linha de líquido para a válvula de expansão.

A pressão do líquido é então reduzida para a pressão do evaporador ao passar pela válvula de expansão, de modo que a temperatura de saturação do refrigerante que entra no evaporador será inferior à temperatura da câmara de refrigeração.

No evaporador, o líquido vaporiza a uma temperatura e pressão constantes, quando o calor para suprir o calor latente de vaporização passa da câmara refrigerante, através das paredes do evaporador para o líquido em vaporização.

Pela ação do compressor hermético, o vapor resultante da vaporização é retirado do evaporador, pela linha de admissão, para a entrada do compressor. O vapor que deixa o evaporador é saturado e sua temperatura e pressão são iguais às do líquido em vaporização. O vapor, enquanto está fluindo pela linha de admissão do evaporador para o compressor, absorve normalmente o calor do ar que circunda a linha de admissão e fica superaquecido. Embora a temperatura do vapor se eleve um pouco na linha de admissão, sua pressão não

muda, de modo que a pressão do vapor que entra no compressor é igual à pressão de vaporização.

A temperatura e pressão do vapor, no compressor, são elevadas por compressão e então o vapor é descarregado para o tubo de escape em direção ao condensador, onde o calor é transferido ao ar relativamente resfriado que está sendo puxado, através do mesmo, pelo ventilador. Quando o vapor quente cede calor para o ar resfriado, sua temperatura é reduzida para a temperatura de saturação correspondente à sua nova pressão mais elevada e o vapor condensa de volta ao estado líquido, quando o calor adicional é removido.

No momento em que o refrigerante alcança a base do condensador, todo o vapor é condensado e o líquido retorna para o tanque coletor, pronto para ser novamente recirculado, dando início a novo ciclo de refrigeração.

A Figura 5.14 mostra alguns itens da unidade de refrigeração, montada para o resfriador de leite, pertinentes ao ciclo de compressão do vapor refrigerante.



Figura 5. 14 - Unidade de Refrigeração - Itens do Ciclo de Compressão.

Na Figura 5.14, tem-se: (1) o compressor hermético; (2) o tanque coletor; (3) o ventilador; (4) o condensador; (5) um filtro secador à base de sílica, instalado diretamente na linha de líquido, que tem a dupla função de reter a umidade e partículas sólidas que poderiam danificar o sistema.

A Figura 5.15 mostra a válvula de expansão montada na entrada do evaporador que, para o resfriador em questão, é uma serpentina de cobre, em formato helicoidal, inserida no tanque de refrigeração.



Figura 5. 15 - Válvula de Expansão e Evaporador.

5.3.2 CAPACIDADE DE REFRIGERAÇÃO EM COMPRESSORES HERMÉTICOS

A capacidade de refrigeração de qualquer compressor depende das condições de operação do sistema e, da mesma forma como a capacidade de refrigeração do sistema, é determinada pela massa de refrigerante circulada por unidade de tempo e pelo efeito decorrente dessa ação (DOSSAT, 2004).

A taxa de fluxo de massa produzida pelo compressor é igual à massa do vapor de sucção que o compressor recebe na tubulação de admissão por unidade de tempo. Considerando que o cilindro do compressor se enche completamente com o vapor de sucção proveniente da admissão em cada curso descendente do pistão, o volume de vapor arrastado no interior do cilindro do compressor e comprimido por unidade de tempo, será igual ao deslocamento do pistão do compressor, cujo cálculo (DOSSAT, 2004) é feito através da equação:

$$V_p = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot L_{cil} \cdot N \cdot n \quad (35)$$

na qual:

V_p é a vazão causada pelo deslocamento do pistão (m^3/s);

d é o diâmetro interno do cilindro (m);

L_{CIL} é o curso de cilindro (m);

N é o número de rotações do eixo da manivela (conectado ao eixo do motor) (1/s);

n é o número de cilindros que, para o caso do compressor que está sendo utilizado no sistema de refrigeração de leite, é igual a um.

A massa equivalente da taxa de volume de fluxo é a massa de refrigerante circulado pelo compressor por unidade de tempo, podendo ser calculada multiplicando a vazão causada pelo deslocamento do pistão V_p (35) pela densidade do vapor de admissão na entrada do compressor hermético.

Uma vez que a taxa de fluxo de massa é estabelecida, a capacidade teórica de refrigeração do compressor é determinada multiplicando esse valor pelo coeficiente de refrigeração por unidade de massa, que é um dado do fabricante.

No entanto, dado que a velocidade de rotação é um dos fatores que determinam a frequência de deslocamento do pistão, a capacidade de refrigeração do compressor muda consideravelmente, quando sua velocidade é alterada.

Conclui-se, portanto, que quando a velocidade do motor é aumentada, o deslocamento do pistão é aumentado e movimenta um volume maior de vapor refrigerante por unidade de tempo, interferindo diretamente na dinâmica do sistema.

Dessa forma, atuando sobre a velocidade do motor de acionamento, através do conversor de frequência desenvolvido, é possível fazer com que o compressor trabalhe em regime de capacidade variável (VCC).

5.4 VISÃO GERAL DO SISTEMA DE REFRIGERAÇÃO

A Figura 5.16 mostra uma visão geral do sistema na bancada de testes.



Figura 5. 16 - Visão Geral do Sistema de Refrigeração.

Na Figura 5.16, são mostrados: (1) o controlador de temperatura Fuzzy e o conversor de frequência; (2) o tanque de refrigeração com capacidade interna de 150 litros; (3) a unidade de refrigeração.

6 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais levantados são especialmente direcionados ao desempenho do controlador de temperatura Fuzzy, voltados ao controle direto do processo, com a temperatura sendo medida diretamente no líquido e o sensor NTC mergulhado dentro do tanque de refrigeração.

São mostrados os resultados da manutenção da temperatura dentro da referência selecionada para 4 °C, atendendo à IN 51 do Ministério da Agricultura, Pecuária e Abastecimento (MAPA IN51), no que diz respeito ao tanque de refrigeração de leite por expansão direta.

São também mostradas as correntes nos enrolamentos do motor do compressor hermético, sendo acionado pelo método tradicional com capacitor de partida na estratégia de controle de temperatura *Liga/Desliga* em comparação com as correntes quando o motor do compressor é acionado através do conversor de frequências na estratégia de controle proposta.

Até o presente momento, foi apenas dado início à investigação do desempenho comparativo do sistema, no tocante às estratégias de controle, dentro do quesito eficiência energética. Contudo, em virtude de contratempos que serão mencionados na conclusão, poucos resultados experimentais foram colhidos e, portanto, não são apresentados neste trabalho.

6.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – CONTROLE DA TEMPERATURA

A ação do controlador de temperatura tradicional *Liga/Desliga*, utilizando-se, para tanto, o controlador eletrônico da marca FULLGAUGE, é mostrada na Figura 6.1, onde pode ser observado a variação da temperatura de cerca de 12 °C para a referência fixada em 4 °C.

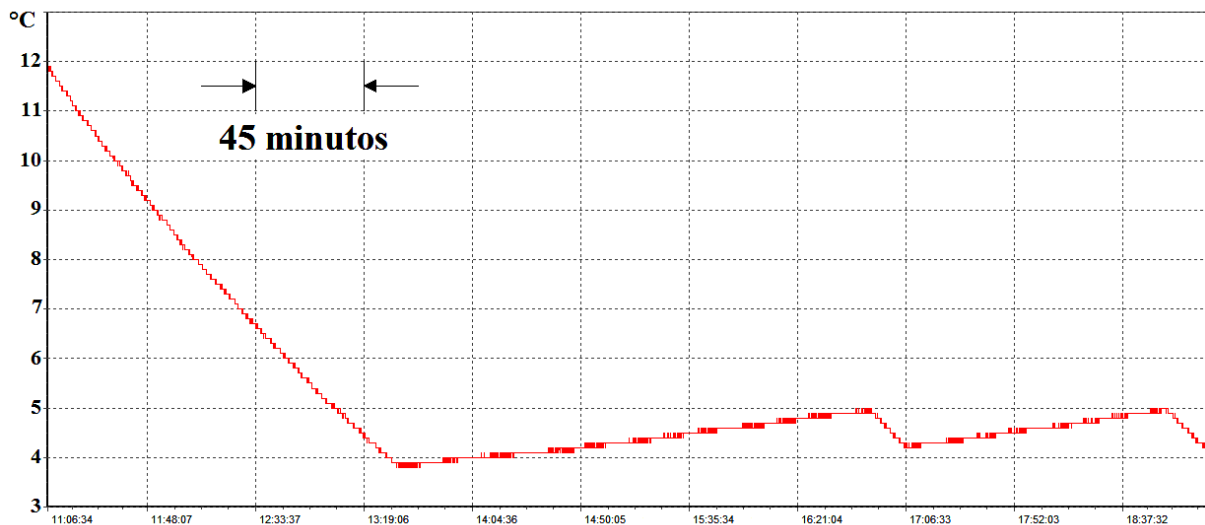


Figura 6. 1 - Ação do Controlador Tradicional *Liga/Desliga*.

Pode ser observado na Figura 6.1 que, a partir da temperatura inicial, em duas horas o sistema alcançou a temperatura selecionada para o líquido dentro do tanque de refrigeração, com uma ligeira ultrapassagem percentual. A partir de então, a temperatura foi mantida dentro da faixa de variação de 1 °C, sendo que um erro em regime permanente, em torno da referência, também pode ser observado na mesma figura.

A ação do controlador de temperatura fuzzy é mostrada na Figura 6.2, onde pode ser observado a variação da temperatura de cerca de 12 °C para a referência fixada em 4 °C.

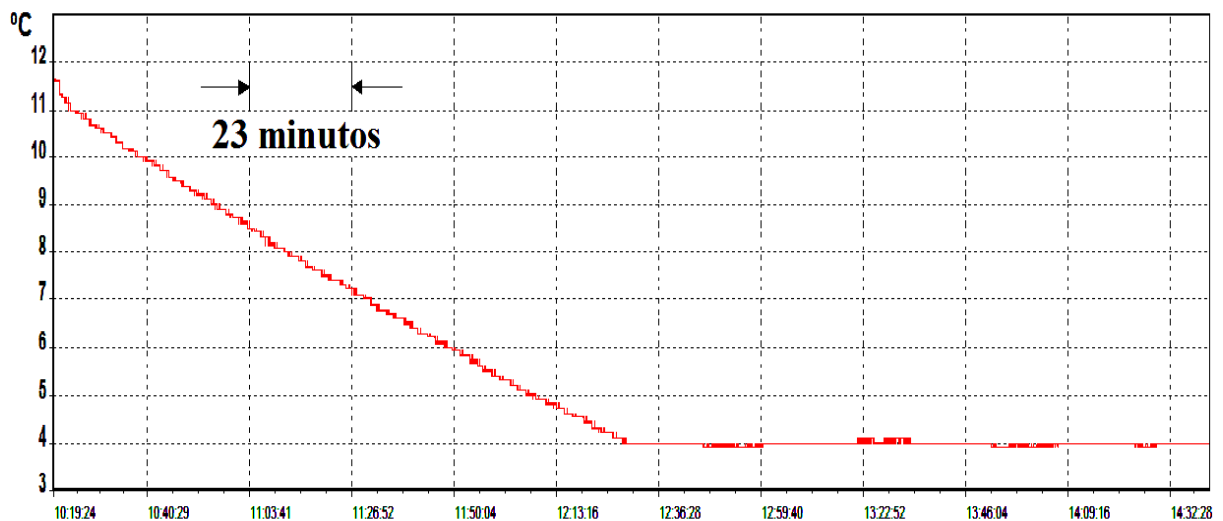


Figura 6. 2 - Ação do Controlador Fuzzy.

Na Figura 6.2, pode ser notado que a temperatura do líquido dentro do tanque de resfriamento levou cerca de duas horas para baixar de 11 °C para a temperatura de referência,

o que pode levar à conclusão de que o comportamento desse sistema de refrigeração se choca contra as normas preconizadas nas instruções normativas, citadas na introdução.

Entretanto, vale salientar que o sistema apenas simula um tanque de resfriamento de leite e foi desenvolvido com o intuito de verificar e validar as estratégias de controle propostas, avaliando-as sob os diversos pontos de vista de desempenho que lhes são pertinentes.

Ademais, a deficiência em torno da lentidão do sistema se deve à montagem da câmara de refrigeração e/ou elementos componentes da mesma e não das propostas de acionamento do compressor ou mesmo do controlador de temperatura, como os próprios resultados atestam.

O controlador de temperatura Fuzzy, por exemplo, busca manter a temperatura dentro da faixa de erro igual a zero, em torno da temperatura de referência. A Figura 6.3 mostra esta ação.

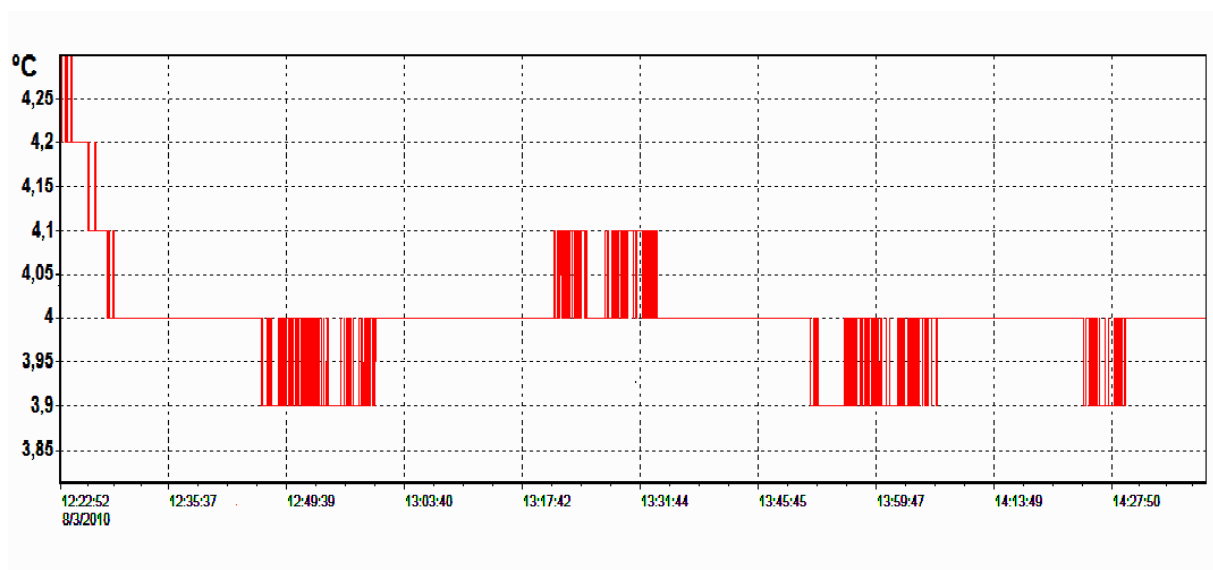


Figura 6. 3 - Detalhes da Ação do Controlador Fuzzy.

Na Figura 6.3, pode ser notada a variação de 0,1 °C em torno da temperatura de referência de 4 °C.

Como o controlador age de forma a acionar o compressor em uma frequência e velocidade proporcional ao erro da temperatura e à tendência de variação desse erro, para o sistema compreendendo o controlador/conversor e o tanque resfriador de leite, o compressor é acionado em baixa velocidade entre intervalos de aproximadamente 30 minutos.

Esse intervalo pode variar em função de fatores como temperatura ambiente e abertura da porta do tanque refrigerador, porém nunca é menor que 5 minutos, em função da

necessidade de atender às exigências do fabricante do compressor, quanto ao intervalo mínimo entre as partidas.

Conclui-se, portanto, que o controlador de temperatura Fuzzy, atuando diretamente no processo, melhora significativamente o desempenho de um sistema inerentemente lento, cujo controle tradicional *Liga/Desliga* - embora eletrônico - permite uma variação de 1 °C em torno da referência.

O que significa que a estratégia de controle proposta leva a um significativo ganho qualitativo, no que diz respeito ao processo em si mesmo, com ampla margem em relação às instruções normativas.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS – CORRENTES NOS ENROLAMENTOS

A Figura 6.4 mostra o transitório de corrente no enrolamento principal com o motor partindo pelo método convencional, utilizando-se capacitor de partida e controle de temperatura *Liga/Desliga*.

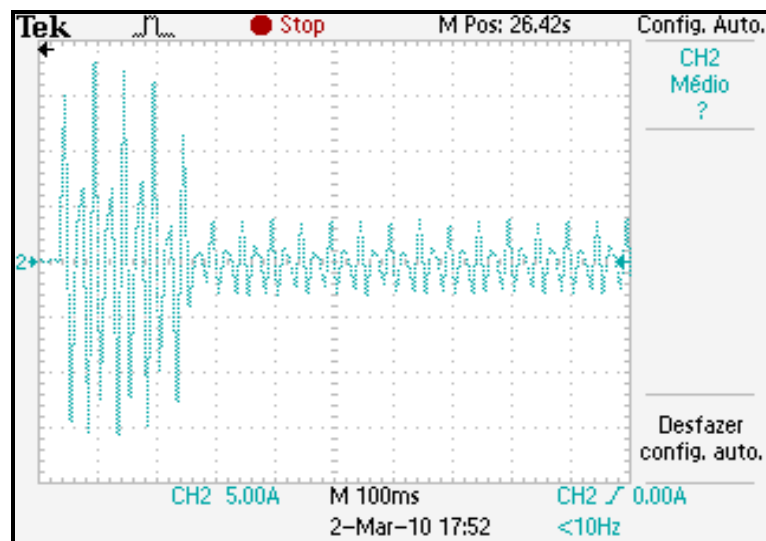


Figura 6. 4 - Transitório de corrente no enrolamento principal.

A Figura 6.5 mostra o transitório de corrente no enrolamento auxiliar com o motor partindo pelo método convencional, utilizando-se capacitor de partida e controle de temperatura *Liga/Desliga*.

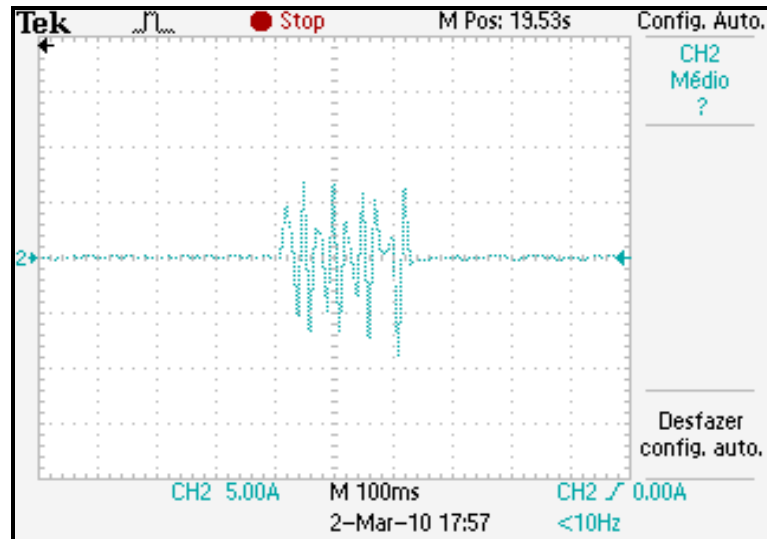


Figura 6. 5 - Transitório de corrente no enrolamento auxiliar.

É mostrado, na Figura 6.6, o transitório de corrente no enrolamento principal, utilizando-se o conversor de frequência e a estratégia de controle proposta. Pode ser observada a suavização da amplitude da corrente de partida.

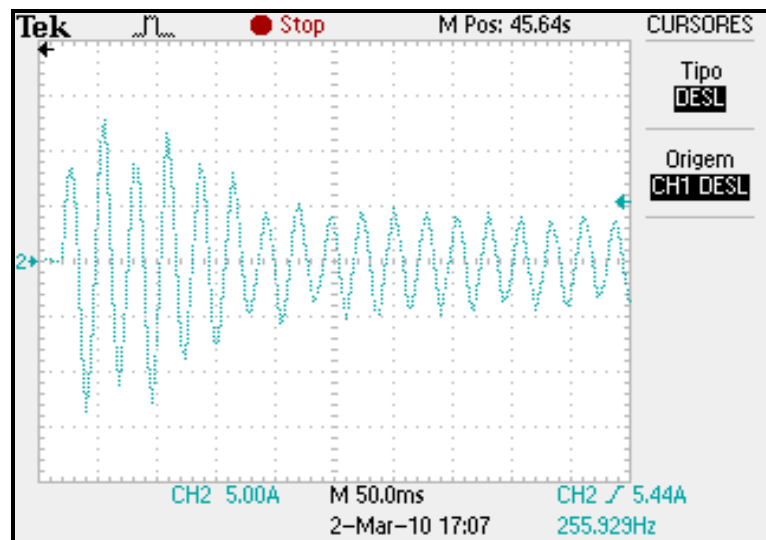


Figura 6. 6 - Transitório de corrente no enrolamento principal/conversor de frequência.

A corrente no enrolamento auxiliar é desligada, assim que a frequência de acionamento atinge 60 Hz. A Figura 6.7 mostra o momento em que o enrolamento auxiliar é desligado pelo relé de estado sólido, conectado ao microcontrolador do conversor de frequências.

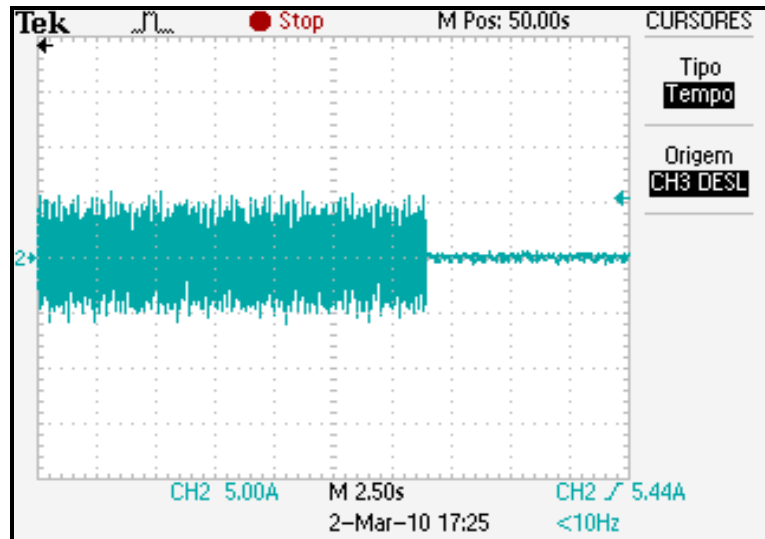


Figura 6. 7 - Corrente no enrolamento auxiliar sendo desligada.

Na Figura 6.8 é salientada, através dos cursores, a frequência de acionamento do compressor no momento da partida.

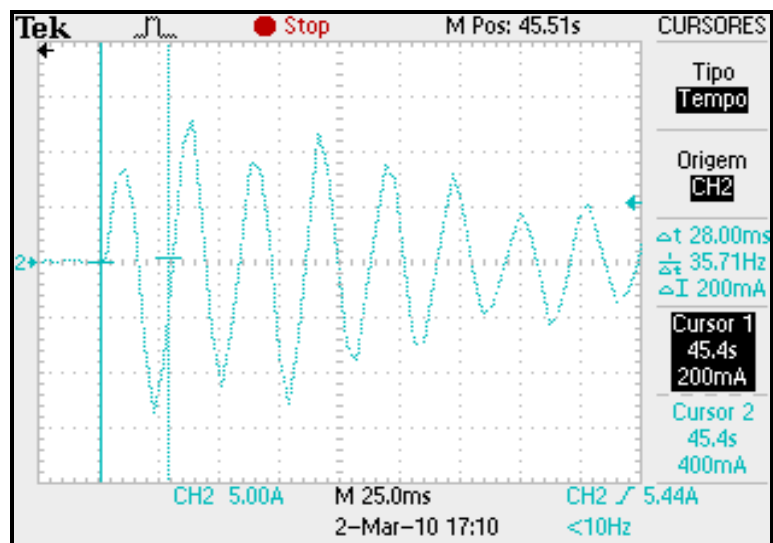


Figura 6. 8 - Transitório de corrente no enrolamento principal/conversor de frequência.

Durante o transitório de partida, a frequência da corrente no enrolamento principal é de 35 Hz em função da ação do controlador de temperaturas Fuzzy em manter a temperatura em torno da referência, através do acionamento do compressor em regime de capacidade variável (VCC).

7 – CONCLUSÃO

As primeiras conclusões são provenientes da observação dos resultados experimentais.

Pode ser claramente observado que, em contraste com os métodos tradicionais de partida do motor de indução monofásico - que no compressor hermético em questão é com capacitor de partida - cujas correntes atingem normalmente entre 5 e 10 vezes a corrente nominal (SEN, 1997), através do conversor de frequência, houve uma diminuição das mesmas, a partir de uma análise comparativa entre os resultados obtidos.

O enrolamento auxiliar, durante o acionamento utilizando o conversor de frequência, ficou mais tempo ligado. Isso se decorreu ao fato de ter sido mantido ligado até que o acionamento atingiu a frequência fundamental de 60 Hz, após o quê, é eficientemente desligado por um relé de estado sólido. Essa escolha visa, sobretudo, manter o torque, mesmo em regime de baixas rotações, impostas em certas situações pelo controlador de temperatura Fuzzy.

Outra observação relevante é obtida prontamente a partir da análise da curva de desempenho do controle direto da temperatura da massa líquida.

Sob esse ponto de vista, a proposta do controlador de temperatura Fuzzy se mostra bastante satisfatória na manutenção da temperatura no tanque em torno da referência selecionada, através do acionamento do compressor hermético em regime de capacidade variável (VCC), utilizando-se o conversor de frequência trifásico.

Contudo, ainda faltam os dados de consumo de energia do sistema de refrigeração, sob os métodos de controle em análise. Esses dados, quando comparados, servirão para fins de estudo de eficiência energética e devem ser colhidos assim que alguns problemas, envolvendo o acionamento do compressor hermético, forem sanados.

Houve alguns contratemplos na montagem do sistema de refrigeração que acarretaram no atraso do estudo da questão envolvendo a eficiência energética, dentre eles a disponibilidade, em um tempo hábil, de um profissional realmente gabaritado para a montagem desse sistema e a correta especificação de todas as peças integrantes do mesmo.

No entanto, após a montagem, a maior dificuldade foi o acionamento do compressor hermético através do conversor de frequência, já que o motor monofásico, com a tubulação da unidade de refrigeração pressurizada pelo fluido refrigerante, parte em regime de carga plena. Essa situação não impediu o funcionamento do sistema proposto a temperaturas abaixo de 26 °C, porém acima dessa temperatura - na temperatura de ordenha de 35 °C, por exemplo - como o gás se expande mais que a tubulação que o conduz, o conversor não foi capaz de manter o rotor girando por um período maior do que 15 minutos. O problema ocorre, e de fato ainda persiste, com a repentina e inesperada desaceleração e subsequente parada do rotor, mesmo com o estator ainda alimentado - talvez em função da sobrecarga no eixo com o aumento da pressão do gás refrigerante - o que leva a um aumento das correntes nos enrolamentos do motor e a um inevitável desligamento das chaves. Problema esse que se espera seja sanado assim que uma válvula que limita a pressão da tubulação e protege o compressor durante as partidas seja instalada.

Entretanto, esse problema de acionamento do compressor não ocorre quando o sistema é alimentado diretamente da rede monofásica na tensão nominal, o que suscita algumas questões quanto ao projeto proposto, especialmente no que se refere ao conversor de frequência. Questões essas que serão, por hora, abordadas superficialmente, pois uma análise profunda só pode ser feita caso sejam experimentalmente verificadas, mas que já abrem espaço para estudos futuros em torno desse tema. Essas questões envolvem, sobretudo, escolhas de projeto que, embora particularmente não pareçam relevantes, em conjunto podem fazer grande diferença.

A primeira questão se assenta no fato do conversor de frequência ter sido projetado com a modulação PWM, sendo gerada via software. Esse fato dificultou os primeiros testes de acionamento, com o motor partindo a vazio. Os problemas são causados em virtude dos tempos de latência entre os processos internos do microcontrolador, levando a uma sucessão de pequenos atrasos, cujo montante prejudica todo o sistema.

O que acontece é que, na geração das ondas via software, a execução do programa fica limitada quase que à única função de ligar e desligar as portas do microcontrolador, sendo o mesmo destinado especificamente para a geração das ondas de PWM. Desse fato surge a hipótese de que com o motor partindo a plena carga e/ou com o aumento da mesma devido à pressurização do sistema, a sucessão de pequenos atrasos na execução do programa pelo microcontrolador, acarrete na indevida parada do rotor, mencionada anteriormente.

Uma possível solução seria a substituição do microcontrolador utilizado por um modelo que disponha de saídas de PWM, com hardware interno específico e em número suficiente para o acionamento do inversor trifásico.

Outro fator limitante no quesito tempo/latência, que deve ser considerado, é o fato de que para o circuito do inversor trifásico disponibilizar a energia necessária ao acionamento do motor, foi necessário a geração das ondas de PWM, com índice de modulação de cerca de 90%, o que leva a duas outras abordagens na solução do problema:

- i. Uso de um inversor em ponte H e entrada CC com dobrador de tensão que permitem que se diminua o índice de modulação, flexibilizando os tempos.
- ii. Controle da tensão no barramento CC, através de um conversor chaveado que, além de permitir a diminuição no índice de modulação, ainda aumenta a faixa das tensões de entrada da rede monofásica.

Qualquer uma dessas soluções ou ambas, conjuntamente, serviria, em tese, para atender eficientemente o quesito do acionamento do motor monofásico e, também, solucionaria um grave problema enfrentado pelos produtores rurais que é a baixa tensão da rede monofásica, no que concerne aos problemas que esse fato acarreta.

A esse conjunto de medidas, visando à robustez, poderia se aliar o uso de um DSP que poderia agregar as funções de controle de temperatura e acionamento do motor em uma única pastilha. O uso do DSP também permitiria novas pesquisas abrangendo desde o controle da temperatura, com as novas abordagens das teorias de controle e inteligência artificial, até as próprias estratégias de acionamento de motores, com modulação e/ou controle vetorial, para citar apenas algumas.

O controlador de temperatura Fuzzy, portanto, atuando diretamente no processo por meio do acionamento do compressor no modo VCC, melhora significativamente o desempenho do sistema de refrigeração, levando a um ganho qualitativo no que diz respeito ao processo em si mesmo e com uma imensa margem em relação à norma IN 51.

Porém, para uma análise completa de desempenho do sistema, sob todos os aspectos, faz-se necessário algumas modificações ou melhorias, cujos resultados experimentais podem ser temas para trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AZEVEDO, H. R. “Conjuntos Fuzzy Aplicados ao Controle de Processos”. UFU, pp 1 a 53, 1999.

CANESIN, C. A.; GONÇALVES, F. A. S.; LEANDRO, E.; PINTO, J. O. P. “Sistema de Refrigeração com Velocidade Variável e Estágio de Entrada de Elevado Fator de Potência”. Revista: Eletrônica de Potência, vol. 14, nº 1, 2009.

CORRÊA, M. B. R.; JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da. “A Three-leg Voltage Source Inverter for Two Phase AC Motor Drive Systems”. IEEE Trans. Power Electron, 2002.

DOSSAT, R. J. “Princípios de Refrigeração”. Hemus Livraria, Distribuidora e Editora, 2004.

EMBRAPA. “Produção de leite, vacas ordenhadas e produtividade em países selecionados”. Disponível em: www.cnpqgl.embrapa.br/produção/tabela219.php, 2002, acesso: 15/04/2010.

FERREIRA, E. C. “Sensores e Condicionamento de Sinais”. Departamento de Eletrônica e Microeletrônica – Demic, UNICAMP, pp 13, 2000.

FITZGERALD, A. E., KINGSLEY Jr., C., KUSKO, A. “Máquinas Elétricas: Conversão Eletromecânica de Energia, Processos, Dispositivos e Sistemas”. McGraw-Hill do Brasil, 2006.

IEA. “Leite: Novas Idéias Para O Velho Problema Do Marketing”. Instituto de Economia Agrícola (IEA), Agência Paulista de Tecnologia do Agronegócio, Secretaria da Agricultura e Abastecimento. Disponível em: ww.iea.sp.gov.br/out/verTexto.php?codTexto=5654, 2006, acesso: 15/04/2010.

INTERNATIONAL RECTIFIER INC. “IRAMX20UP60A – Folha de Dados (Datasheet)”. Disponível em: www.irf.com/product-info/datasheets/data/iramx20up60a.pdf, 2005, acesso: 10/03/2010.

KRAUSE, P. C., WASYNCZUK, O., SUDHOFF, S. D. “Analysis of Electric Machinery and Drive Systems”. Second edition. IEEE Press, pp361 a 393 2002.

MAPA IN 51. “Instrução Normativa nº 51”. Ministério da Agricultura, Pecuária e Abastecimento, 2002.

MAPA IN 53. “Instrução Normativa nº 53”. Ministério da Agricultura, Pecuária e Abastecimento, 2002.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC. “PIC 18F452 – Folha de Dados (Datasheet)”. Disponível em: ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39564c.pdf, 2005, acesso: 10/03/2010.

NASCIMENTO JR, C. L.; YONEYAMA, T. “Inteligência Artificial em Controle e Automação”. Fapesp. Editora Edgar Blucher Ltda., pp 68 a 91, 2008.

- NBR 5383-2 “Máquinas elétricas girantes - Motores de indução monofásicos - Ensaio”. Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, 2007.
- NERI JR, A. L. “Acionamento Suave do Motor de Indução Bifásico através de Eletrônica de Potência”. Dissertação de Mestrado, Unicamp, 2002.
- ONG, C. M. “Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using Matlab/Simulink”. 1st ed. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1998. ISBN 0-13-723785-5.
- REGGIANI, U., TASSONI, C., FIGALLI, G. “Analysis of an Inverter-Fed Single-Phase Induction Motor Drive”. Switzerland, IFAC, 1983.
- SEDRA, A. S., SMITH, K.C. “Microeletrônica”. Pearson Education do Brasil, pp 87, 2000.
- SEN, P.C. “Principles of Electric Machines and Power Electronics”. Ed. John Wiley & Sons, New York, 1997.
- TORO, V. del. “Fundamentos de Máquinas Elétricas”. Ed. Livros Técnicos e Científicos – LTC, pp 348 a 377, 1999.
- VAS, P. “Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines And Drives”. Oxford Science Publications, pp 173 a 234, 2008.
- VEINOTT, C. G. “Theory and Design of Small Induction Motors”. McGraw - Hill Book Company. E.U.A. 1959. 477p.
- VENDRUSCULO, E. A.; POMÍLIO, J. A. “Melhoria da Eficiência Energética de Refrigeradores Domésticos”. Revista: Eletrônica de Potência, vol. 13, nº 4, 2008.
- YEDAMALE, P. “Bidirectional VF Control of Single and 3-Phase Induction Motors Using the PIC16F72”. AN967, Microchip Technology Inc, 2005.

ANEXO A – MODELAMENTO MATEMÁTICO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

A.1 O MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

A modelagem do motor de indução monofásico tem como fundamento a teoria da máquina de indução bifásica assimétrica onde um dos enrolamentos pode ser conectado a capacitores em série, para a produção de um torque adequado à partida do motor.

A representação de uma máquina de indução bifásica assimétrica de dois pólos é mostrada na Figura A.1 (KRAUSE et al, 2002). Os enrolamentos das fases do estator estão identificados como $as-as'$ (principal) e $bs-bs'$ (auxiliar). Considera-se que estes enrolamentos possuem número de espiras diferentes, respectivamente N_{as} e N_{bs} , e, portanto, diferentes resistências, respectivamente r_{as} e r_{bs} .

Os enrolamentos de rotor, identificados como $ar-ar'$ e $br-br'$, são constituídos por duas fases equilibradas com mesma resistência, como na máquina de indução bifásica simétrica.

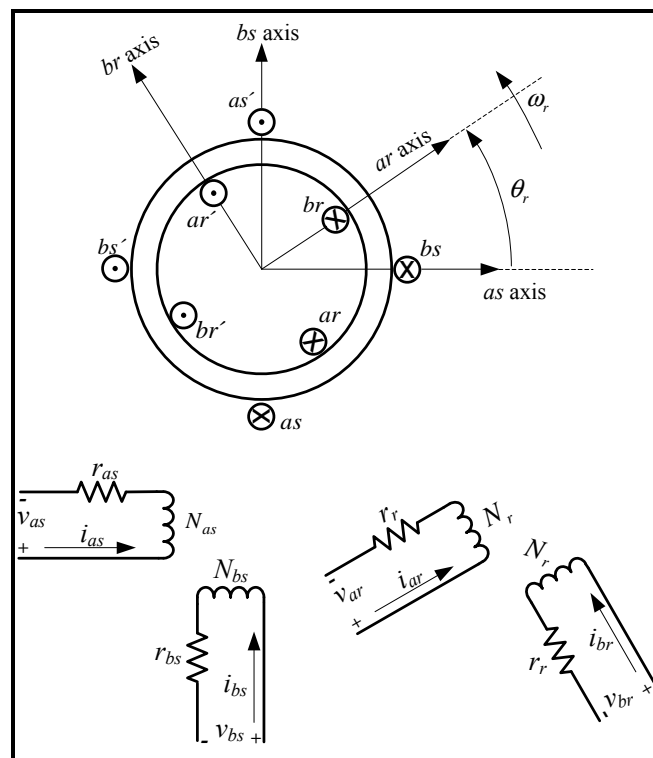


Figura A. 1 - Modelo da Máquina de Indução Bifásica.

Na Figura A.1 têm-se as seguintes grandezas:

v_{as} - Tensão da fase as do estator (V);

v_{bs} - Tensão da fase bs do estator (V);

v_{ar} - Tensão da fase ar do rotor (V);

v_{br} - Tensão da fase br do rotor (V);

r_{as} - Resistência do enrolamento principal do estator (Ω);

r_{bs} - Resistência do enrolamento auxiliar do estator (Ω);

r_r - Resistência do enrolamento do rotor (Ω);

i_{as} - Corrente da fase as do estator (A);

i_{bs} - Corrente da fase bs do estator (A);

i_{ar} - Corrente da fase ar do rotor (A);

i_{br} - Corrente da fase br do rotor (A);

N_{as} - Número de espiras do enrolamento principal do estator;

N_{bs} - Número de espiras do enrolamento auxiliar do estator;

N_r - Número de espiras do enrolamento rotor;

ω_r - Velocidade do rotor em radianos elétricos por segundo (rad/s);

θ_r - Posição espacial entre o eixo as e o eixo ar .

A.1.1 EQUAÇÕES NAS VARIÁVEIS DA MÁQUINA

As equações das tensões nas variáveis de máquina do modelo da Figura A.1 podem ser apresentadas pelas as equações (A.1) e (A.2).

$$\mathbf{V}_{abs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abs} + p \dot{\lambda}_{abs} \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{V}_{abr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abr} + p \dot{\lambda}_{abr} \quad (\text{A.2})$$

Nas quais:

$$\mathbf{V}_{abs} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{V}_{abr} = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$\mathbf{i}_{abs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{i}_{abr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{abs} = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{abr} = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$\mathbf{r}_s = \begin{bmatrix} r_{as} & 0 \\ 0 & r_{bs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$\mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

A equação linear que relaciona fluxos concatenados e correntes é apresentada na expressão a seguir:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abs} \\ \lambda_{abr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abs} \\ \mathbf{i}_{abr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Na qual:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{las} + L_{mas} & 0 \\ 0 & L_{lbs} + L_{mbs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ass} & 0 \\ 0 & L_{bss} \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & 0 \\ 0 & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rr} & 0 \\ 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{asr} \cos(\theta_r) & -L_{asr} \text{sen}(\theta_r) \\ L_{bsr} \text{sen}(\theta_r) & L_{bsr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Nas quais:

L_{las} - Indutância de dispersão do enrolamento principal do estator (H);

L_{lbs} - Indutância de dispersão do enrolamento auxiliar do estator (H);

L_{mas} - Indutância de magnetização do enrolamento principal do estator (H);

L_{mbs} - Indutância de magnetização do enrolamento auxiliar do estator (H);

$L_{ass} = L_{las} + L_{mas}$ - Indutância própria enrolamento principal do estator (H);

$L_{bss} = L_{lbs} + L_{mbs}$ - Indutância própria enrolamento auxiliar do estator (H);

L_{asr} - Valor máximo da indutância mútua entre o enrolamento as e o enrolamento do rotor (H);

L_{bsr} - Valor máximo da indutância mútua entre o enrolamento bs e o enrolamento do rotor (H);

$L_{rr} = L_{lr} + L_{mr}$ - Indutância própria enrolamento do rotor (H);

L_{lr} - Indutância de dispersão do enrolamento do rotor (H);

L_{mr} - Indutância de magnetização do enrolamento rotor (H);

θ_r - Posição espacial entre o eixo as e o eixo ar ;

p - Operador diferencial.

A equação do torque eletromagnético (N.m) é dada por:

$$T_e = -\left(\frac{2P}{2}\right) \left[(L_{asr}i_{as} + L_{bsr}i_{bs}) \cdot i_{ar} \sin(\theta_r) + (L_{asr}i_{as} - L_{bsr}i_{bs}) \cdot i_{br} \cos(\theta_r) \right] \quad (\text{A.15})$$

Na qual $2P$ é o número de pólos do motor.

A.1.2 MUDANÇAS DE EIXOS DE REFERÊNCIA

Pelo fato dos coeficientes da equação de fluxos (A.11) não serem constantes no tempo, é necessário transformar as equações escritas em variáveis de máquina para o eixo de referência estacionário ($\omega = 0$) e assim obter equações com coeficientes constantes (KRAUSE et al, 2002). Para realizar esta mudança de eixos de referência, faz-se o uso das matrizes de transformação \mathbf{K}_{2s} e \mathbf{K}_{2r} descritas a seguir.

Dado um vetor de tensões ou correntes bifásicos \mathbf{f}_{abs} , definido nos eixos de referência estacionários as e bs , é possível projetar este vetor nos eixos de referência ortogonais qs e ds que giram a uma velocidade ω . A relação entre os eixos abs e qds é ilustrada na Figura A.2.

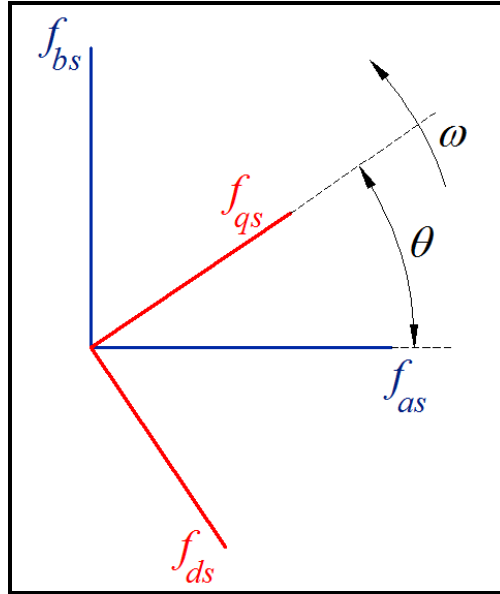


Figura A. 2 - Diagrama com os vetores de tensões: f_{abs} e f_{qds} .

A projeção do vetor \mathbf{f}_{abs} no eixo qds é realizada pela matriz de transformação \mathbf{K}_{2s} , desta forma:

$$\mathbf{f}_{qds} = \mathbf{K}_{2s} \cdot \mathbf{f}_{abs} \quad (\text{A.16})$$

Na qual:

$$\mathbf{K}_{2s} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & -\cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

$$\mathbf{f}_{abs} = \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

$$\mathbf{f}_{qds} = \begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t') dt' + \theta(0) \quad (\text{A.20})$$

A transformação inversa é dada por:

$$\mathbf{f}_{abs} = (\mathbf{K}_{2s})^{-1} \cdot \mathbf{f}_{qds} \quad (\text{A.21})$$

Na qual:

$$(\mathbf{K}_{2s})^{-1} = \mathbf{K}_{2s} \quad (\text{A.22})$$

Seja um vetor de tensões ou correntes \mathbf{f}'_{abr} , definido nos eixos de referência do rotor ar e br , que giram com velocidade ω_r , conforme Figura A.3. Para transformar o vetor dado \mathbf{f}'_{abr} no vetor \mathbf{f}'_{qdr} , utiliza-se a matriz de transformação \mathbf{K}_{2r} , apresentada na equação A.23:

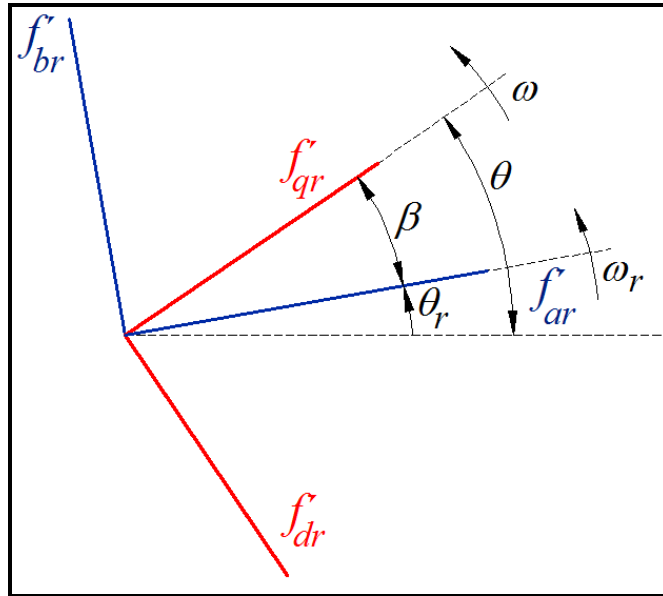


Figura A. 3 - Diagrama com os vetores de tensões: f'_{abr} e f'_{qdr} .

$$\mathbf{f}'_{qdr} = \mathbf{K}_{2r} \cdot \mathbf{f}'_{abr} \quad (\text{A.23})$$

Na qual:

$$\mathbf{K}_{2r} = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \text{sen}(\beta) \\ \text{sen}(\beta) & -\cos(\beta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (\text{A.25})$$

$$\mathbf{f}'_{abr} = \begin{bmatrix} f'_{ar} \\ f'_{br} \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

$$\mathbf{f}'_{qdr} = \begin{bmatrix} f'_{qr} \\ f'_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(t') dt' + \theta_r(0) \quad (\text{A.28})$$

A transformação inversa é dada por:

$$\mathbf{f}'_{abr} = (\mathbf{K}_{2r})^{-1} \cdot \mathbf{f}'_{qdr} \quad (\text{A.29})$$

Na qual:

$$(\mathbf{K}_{2r})^{-1} = \mathbf{K}_{2r} \quad (\text{A.30})$$

Verifica-se que a velocidade do eixo de referência $\omega(t)$ aparece nas transformações \mathbf{K}_{2s} e \mathbf{K}_{2r} . Esta velocidade pode ser escolhida de forma arbitrária, sendo que para dedução do circuito equivalente utilizado nas simulações, foi escolhido o eixo de referência estacionário com ω igual a zero, pelos motivos já citados anteriormente.

A.1.3 EQUAÇÕES NO EIXO DE REFERÊNCIA

Aplicando as matrizes de transformação \mathbf{K}_{2s} e \mathbf{K}_{2r} nas equações de tensão (A.1) e (A.2), têm-se:

$$\mathbf{V}_{qds} = \mathbf{K}_{2s} \cdot \mathbf{r}_s \cdot (\mathbf{K}_{2s})^{-1} \cdot \mathbf{i}_{qds} + \mathbf{K}_{2s} \cdot p [(\mathbf{K}_{2s})^{-1} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{qds}] \quad (\text{A.31})$$

$$\mathbf{V}_{qds} = \mathbf{K}_{2s} \cdot \mathbf{r}_s \cdot (\mathbf{K}_{2s})^{-1} \cdot \mathbf{i}_{qds} + \mathbf{K}_{2s} \cdot p [(\mathbf{K}_{2s})^{-1}] \cdot \boldsymbol{\lambda}_{qds} + \mathbf{K}_{2s} \cdot (\mathbf{K}_{2s})^{-1} \cdot p \boldsymbol{\lambda}_{qds} \quad (\text{A.32})$$

$$\mathbf{V}_{qdr} = \mathbf{K}_{2r} \cdot \mathbf{r}_r \cdot (\mathbf{K}_{2r})^{-1} \cdot \mathbf{i}_{qdr} + \mathbf{K}_{2r} \cdot p [(\mathbf{K}_{2r})^{-1} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{qdr}] \quad (\text{A.33})$$

$$\mathbf{V}_{qdr} = \mathbf{K}_{2r} \cdot \mathbf{r}_r \cdot (\mathbf{K}_{2r})^{-1} \cdot \mathbf{i}_{qdr} + \mathbf{K}_{2r} \cdot p [(\mathbf{K}_{2r})^{-1}] \cdot \boldsymbol{\lambda}_{qdr} + \mathbf{K}_{2r} \cdot (\mathbf{K}_{2r})^{-1} \cdot p \boldsymbol{\lambda}_{qdr} \quad (\text{A.34})$$

Os coeficientes nas equações (A.31) e (A.33) se reduzem a:

$$\mathbf{K}_{2s} \cdot \mathbf{r}_s \cdot (\mathbf{K}_{2s})^{-1} = \mathbf{r}_s \quad (\text{A.35})$$

$$\mathbf{K}_{2r} \cdot \mathbf{r}_r \cdot (\mathbf{K}_{2r})^{-1} = \mathbf{r}_r \quad (\text{A.36})$$

$$\mathbf{K}_{2s} \cdot p [(\mathbf{K}_{2s})^{-1}] = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.37})$$

$$\mathbf{K}_{2r} \cdot p [(\mathbf{K}_{2r})^{-1}] = (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.38})$$

Então, reescrevendo as equações (A.32) e (A.34) a partir das equações (A.35) a (A.38) obtêm-se as expressões a seguir:

$$\mathbf{V}_{qds} = \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{qds} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{qds} + p \boldsymbol{\lambda}_{qds} \quad (\text{A.39})$$

$$\mathbf{V}_{qdr} = \mathbf{r}_r \cdot \mathbf{i}_{qdr} + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{qdr} + p \boldsymbol{\lambda}_{qdr} \quad (\text{A.40})$$

Escrevendo cada linha das equações matriciais (A.39) e (A.40) têm-se as equações de tensão dos enrolamentos de estator e rotor em eixo direto e de quadratura:

$$v_{qs} = r_{as} i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (\text{A.41})$$

$$v_{ds} = r_{bs} i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (\text{A.42})$$

$$v_{qr} = r_{ar} i_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} + p \lambda_{qr} \quad (\text{A.43})$$

$$v_{dr} = r_{ar} i_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} + p \lambda_{dr} \quad (\text{A.44})$$

Aplicando as matrizes de transformação \mathbf{K}_{2s} e \mathbf{K}_{2r} nas equações de fluxos concatenados (A.11) têm-se:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abs} \\ \lambda_{abr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{2s} \cdot \mathbf{L}_s & \mathbf{K}_{2s} \cdot \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{K}_{2r} \cdot (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{K}_{2r} \cdot \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (\mathbf{K}_{2s})^{-1} \cdot \mathbf{i}_{qds} \\ (\mathbf{K}_{2r})^{-1} \cdot \mathbf{i}_{qdr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.45})$$

Nas quais:

$$\mathbf{K}_{2s} \cdot \mathbf{L}_s \cdot (\mathbf{K}_{2s})^{-1} = \mathbf{L}_s \quad (\text{A.46})$$

$$\mathbf{K}_{2r} \cdot \mathbf{L}_r \cdot (\mathbf{K}_{2r})^{-1} = \mathbf{L}_r \quad (\text{A.47})$$

$$\mathbf{K}_{2s} \cdot \mathbf{L}_{sr} \cdot (\mathbf{K}_{2r})^{-1} = \begin{bmatrix} L_{asr} & 0 \\ 0 & L_{bsr} \end{bmatrix} = \mathbf{K}_{2r} \cdot (\mathbf{L}_{sr})^T \cdot (\mathbf{K}_{2s})^{-1} \quad (\text{A.48})$$

Assim, reescrevendo (A.45) a partir das expressões (A.46) a (A.48) obtêm-se na forma expandida as seguintes equações de fluxos concatenados:

$$\lambda_{qs} = L_{ass}i_{qs} + L_{asr}i_{qr} \quad (\text{A.49})$$

$$\lambda_{ds} = L_{bss}i_{ds} + L_{bsr}i_{dr} \quad (\text{A.50})$$

$$\lambda_{qr} = L_{asr}i_{qs} + L_{rr}i_{qr} \quad (\text{A.51})$$

$$\lambda_{dr} = L_{bsr}i_{ds} + L_{rr}i_{dr} \quad (\text{A.52})$$

Verifica-se pela análise das equações A.41 a A.44 e A.49 a A.52 que o enrolamento principal está associado ao eixo qs e o enrolamento auxiliar está associado ao eixo ds .

Para o desenvolvimento do circuito equivalente da máquina monofásica, refere-se as variáveis de eixo “ q ” ao enrolamento de N_{as} espiras e as variáveis de eixo “ d ” ao enrolamento de N_{bs} espiras. As grandezas de eixo direto e de eixo de quadratura do rotor são referidas ao estator da seguinte forma:

$$v'_{qr} = \frac{N_{as}}{N_r} v_{qr} \quad (\text{A.53})$$

$$v'_{dr} = \frac{N_{bs}}{N_r} v_{dr} \quad (\text{A.54})$$

$$i'_{dr} = \frac{N_r}{N_{bs}} i_{dr} \quad (\text{A.55})$$

$$i'_{qr} = \frac{N_r}{N_{as}} i_{qr} \quad (\text{A.56})$$

$$r'_{ar} = \left(\frac{N_{as}}{N_r} \right)^2 r_r \quad (\text{A.57})$$

$$r'_{br} = \left(\frac{N_{bs}}{N_r} \right)^2 r_r \quad (\text{A.58})$$

$$L'_{lar} = \left(\frac{N_{as}}{N_r} \right)^2 L_{lr} \quad (\text{A.59})$$

$$L'_{lbr} = \left(\frac{N_{bs}}{N_r} \right)^2 L_{lr} \quad (\text{A.60})$$

$$L_{mas} = \left(\frac{N_{as}}{N_r} \right)^2 L_{mr} \quad (\text{A.61})$$

$$L_{mbs} = \left(\frac{N_{bs}}{N_r} \right)^2 L_{mr} \quad (\text{A.62})$$

Nas equações acima o subscrito “*q*” denota o enrolamento principal e o subscrito “*d*” o enrolamento auxiliar. O subscrito “*r*” denota as grandezas do rotor referidas ao estator.

A partir da Tabela A.1, utiliza-se daqui por diante o eixo de referência estacionário. Dessa forma as equações A.41 a A.44 se reduzem a:

$$v_{qs}^s = r_{as} i_{qs}^s + p \lambda_{qs}^s \quad (\text{A.63})$$

$$v_{ds}^s = r_{bs} i_{ds}^s + p \lambda_{ds}^s \quad (\text{A.64})$$

$$v_{qr}^s = r'_{ar} i_{qr}^s - \frac{N_{as}}{N_{bs}} \omega_r \lambda_{dr}^s + p \lambda_{qr}^s \quad (\text{A.65})$$

$$v_{dr}^s = r'_{br} i_{dr}^s - \frac{N_{bs}}{N_{as}} \omega_r \lambda_{qr}^s + p \lambda_{dr}^s \quad (\text{A.66})$$

Nas quais:

$$\lambda_{qs}^s = L_{las} i_{qs}^s + L_{mas} (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (\text{A.67})$$

$$\lambda_{ds}^s = L_{lbs} i_{ds}^s + L_{mbs} (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (\text{A.68})$$

$$\lambda_{qr}^s = L'_{lar} i_{qr}^s + L_{mas} (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (\text{A.69})$$

$$\lambda_{dr}^s = L'_{lbr} i_{dr}^s + L_{mbs} (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (\text{A.70})$$

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) \frac{N_{bs}}{N_{as}} L_{mas} (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad (\text{A.71})$$

Nas quais o subscrito “*s*” se refere às grandezas observadas no eixo de referência estacionário ($\omega=0$).

As equações de tensão e fluxo concatenado das expressões (A.63) a (A.70) podem ser representado na forma de circuito equivalente conforme a Figura A.4.

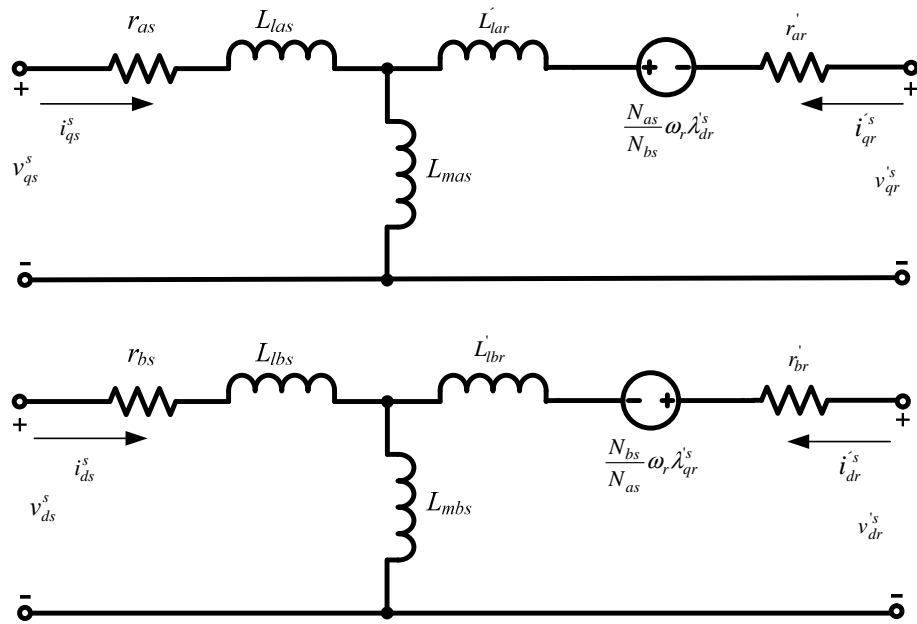


Figura A. 4 - Circuito equivalente para o motor de indução bifásico assimétrico.

Observa-se que as variáveis de eixo q se relacionam com as resistências e indutâncias das fases as e ar e as variáveis de eixo d se relacionam com as resistências e indutâncias das fases bs e br .

É conveniente expressar as equações de tensão e fluxo concatenado em termos de reatâncias e fluxos com dimensão em volts. Para tanto, adota-se (A.72) como a velocidade angular de base para o cálculo das reatâncias indutivas.

$$\omega_b = 2\pi \cdot f_{elétrica} \quad (A.72)$$

Dessa forma multiplicando-se (A.63) a (A.71) por ω_b resulta nos fluxos com dimensão em volts “ ψ ” e nas reatâncias indutivas “ X ”.

Descrevem-se assim, as equações (A.63) a (A.71) na forma das expressões:

$$v_{qs}^s = r_{as} i_{qs}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{qs}^s \quad (A.73)$$

$$v_{ds}^s = r_{bs} i_{ds}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{ds}^s \quad (A.74)$$

$$v'_{qr}{}^s = r'_{ar} i'_{qr}{}^s - \frac{N_{as}}{N_{bs}} \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{dr}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{qr}^s \quad (A.75)$$

$$v'_{dr}{}^s = r'_{br} i'_{dr}{}^s - \frac{N_{bs}}{N_{as}} \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{qr}^s + \frac{p}{\omega_b} \psi_{dr}^s \quad (A.76)$$

$$\psi_{qs}^s = X_{las} i_{qs}^s + X_{mas} (i_{qs}^s + i'_{qr}{}^s) \quad (A.77)$$

$$\psi_{ds}^s = X_{lbs} i_{ds}^s + X_{mbs} (i_{ds}^s + i'_{dr}{}^s) \quad (A.78)$$

$$\psi_{qr}^s = X'_{lar} i_{qr}^s + X_{mas} (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (\text{A.79})$$

$$\psi_{dr}^s = X'_{lbr} i_{dr}^s + X_{mbs} (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (\text{A.80})$$

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) \frac{N_{bs}}{N_{as}} X_{mas} (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad (\text{A.81})$$

Escrevendo na forma matricial as equações de tensão (A.73) a (A.76) obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{qr}^s \\ v_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{as} + \frac{X_{ass}}{\omega_b} p & 0 & \frac{X_{mas}}{\omega_b} p & 0 \\ 0 & r_{bs} + \frac{X_{bss}}{\omega_b} p & 0 & \frac{X_{mbs}}{\omega_b} p \\ \frac{X_{mas}}{\omega_b} p & -\frac{N_{as}}{N_{bs}} \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{mbs} & r'_{ar} + \frac{X'_{arr}}{\omega_b} p & -\frac{N_{as}}{N_{bs}} \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{brr} \\ \frac{N_{bs}}{N_{as}} \frac{\omega_r}{\omega_b} X_{mas} & \frac{X_{mbs}}{\omega_b} p & \frac{N_{bs}}{N_{as}} \frac{\omega_r}{\omega_b} X'_{arr} & r'_{br} + \frac{X'_{brr}}{\omega_b} p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A.82})$$

Por conveniência, coloca-se a expressão (A.82) em função dos fluxos concatenados, obtendo assim a seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{qr}^s \\ v_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{as} X'_{arr}}{D_a} & 0 & -\frac{r_{as} X_{mas}}{D_a} & 0 \\ 0 & \frac{r_{bs} X'_{brr}}{D_b} & 0 & -\frac{r_{bs} X_{mbs}}{D_b} \\ -\frac{r'_{ar} X_{mas}}{D_a} & 0 & \frac{r'_{ar} X_{ass}}{D_a} & -\frac{N_{as}}{N_{bs}} \frac{\omega_r}{\omega_b} \\ 0 & -\frac{r'_{br} X_{mbs}}{D_b} & \frac{N_{bs}}{N_{as}} \frac{\omega_r}{\omega_b} & \frac{r'_{br} X_{bss}}{D_b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{qs}^s \\ \psi_{ds}^s \\ \psi_{qr}^s \\ \psi_{dr}^s \end{bmatrix} + \frac{p}{\omega_b} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^s \\ \psi_{ds}^s \\ \psi_{qr}^s \\ \psi_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A.83})$$

Nas quais:

$$D_a = X_{ass} X'_{arr} - X_{mas}^2 \quad D_b = X_{bss} X'_{brr} - X_{mbs}^2$$

$$X_{ass} = X_{las} + X_{mas} \quad X_{bss} = X_{lbs} + X_{mbs}$$

$$X'_{arr} = X'_{lar} + X_{mas} \quad X'_{brr} = X'_{lbr} + X_{mbs}$$

Caso seja inserido um capacitor no circuito do enrolamento auxiliar bs , o mesmo pode ser modelado como uma capacitância em série com uma resistência. Desta forma, escreve-se:

$$\begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} + v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.84})$$

Na qual:

e_{as} e e_{bs} - Tensões aplicadas nos terminais da máquina (V);

v_c - Tensão no capacitor do enrolamento auxiliar (V);

v_{as} - Tensão na bobina do enrolamento da fase as (V);

v_{bs} - Tensão na bobina do enrolamento da fase bs (V).

A tensão no capacitor se relaciona com a corrente da fase auxiliar i_{bs} pela expressão:

$$\frac{d}{dt} v_c = \frac{1}{C} i_{bs} \quad (\text{A.85})$$

Na qual C é o valor do capacitor em farad em série com o enrolamento auxiliar.

Após a aplicação da transformação de eixo de referência na equação (A.85), a mesma é adicionada ao modelo. A resistência em série do capacitor pode ser incorporada à resistência do enrolamento r_{bs} .

Na forma matricial já inclusa as tensões nos capacitores de partida e/ou regime, representam-se as equações do motor conforme (A.86) a seguir:

$$\begin{bmatrix} e_{qs} \\ e_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{as} X'_{arr}}{D_a} & 0 & -\frac{r_{as} X_{mas}}{D_a} & 0 \\ 0 & \frac{r_{bs} X'_{brr}}{D_b} & 0 & -\frac{r_{bs} X_{mbs}}{D_b} \\ -\frac{r'_{ar} X_{mas}}{D_a} & 0 & \frac{r'_{ar} X_{ass}}{D_a} & -\frac{N_{as} \omega_r}{N_{bs} \omega_b} \\ 0 & -\frac{r'_{br} X_{mbs}}{D_b} & \frac{N_{bs} \omega_r}{N_{as} \omega_b} & \frac{r'_{br} X_{bss}}{D_b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{qs}^s \\ \psi_{ds}^s \\ \psi_{qr}^s \\ \psi_{dr}^s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ v_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{p}{\omega_b} \begin{bmatrix} \psi_{qs}^s \\ \psi_{ds}^s \\ \psi_{qr}^s \\ \psi_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A.86})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}'_{qr} \\ \dot{i}'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{ass} & 0 & X_{mas} & 0 \\ 0 & X_{bss} & 0 & X_{mbs} \\ X_{mas} & 0 & X'_{arr} & 0 \\ 0 & X_{mbs} & 0 & X'_{brr} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{qs}^s \\ \psi_{ds}^s \\ \psi_{qr}^s \\ \psi_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A.87})$$

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_{ds}(t) dt + v_c(0) \quad (\text{A.88})$$

Nas quais:

$e_{qs} = e_{ds}$ - Tensões da fonte no eixo de referência estacionário;

$v_c(t)$ - Tensão no capacitor do enrolamento auxiliar.

O circuito da Figura A.5 representa as equações A.1 a A.88. É o modelo dinâmico do motor monofásico utilizado nas simulações.

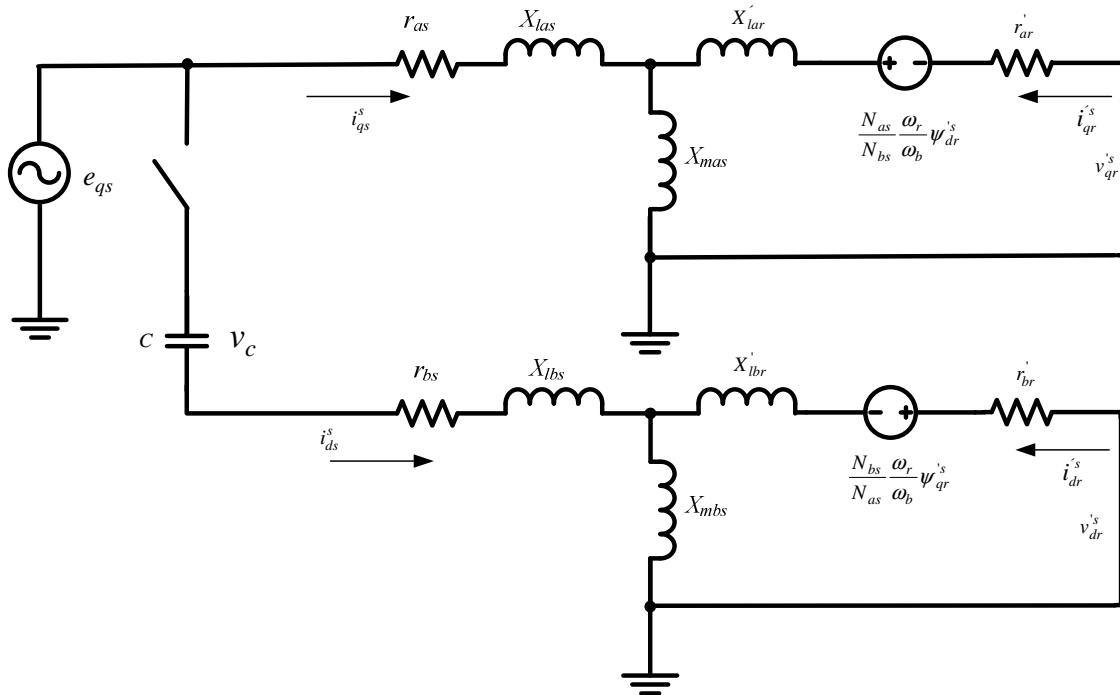


Figura A. 5 - Modelo do motor monofásico representado por circuito elétrico.

Para completar o modelo dinâmico linear do motor, escreve-se a seguir a equação de balanço para o movimento rotativo:

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \right) p \omega_r + T_L \quad (\text{A.89})$$

Nas quais:

ω_r - Velocidade do rotor em radianos elétricos por segundo

(rad/s);

J - Inércia do rotor (Kg.m^2);

P - Número de pólos do motor;

T_L - Torque de carga (N.m).

Utilizando as reatâncias obtidas no modelo, a expressão de torque eletromagnético é dada por:

$$T_e = \left(\frac{2P}{2} \right) \left(\frac{N_{bs}}{N_{as}} \right) \left(\frac{X_{mas}}{\omega_b} \right) \left(i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s \right) \quad (\text{A.90})$$

ANEXO B – LISTAGEM DO PROGRAMA DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

```

#include "C:\Arquivos de programas\PICC\projects\inv_4k8_II_2010.h"
#include <math.h>
#zero_ram
#define Hin_1          pin_c0 //dut1 = va
#define Lin_1          pin_c1
#define Hin_2          pin_c2 //dut2 = n = vb
#define Lin_2          pin_c3
#define Hin_3          pin_c4 //dut3 = m = vc
#define Lin_3          pin_c5
#define I_trip         pin_a2 //liga-desliga
#define enr_auxiliar   pin_d0
#define ventilador     pin_d1

const long int
seno1[4][36]={ 364,427,488,545,596,640,675,700,714,717,709,689,659,619,572,517,458,395,
332,269,210,155,108,68,38,18,10,13,27,52,87,131,182,239,300,363, //30
376,441,504,563,616,662,698,724,738,741,732,712,681,640,591,534,473,408,343,278,217,16
0,111,70,39,19,10,13,27,53,89,135,188,247,310,375, //50
388,455,520,581,636,683,720,747,762,765,756,735,703,661,610,552,488,421,354,287,223,16
5,114,72,40,19,10,13,28,55,92,139,194,255,320,388, //52
496,582,666,745,815,875,923,958,977,980,969,942,901,847,781,706,625,539,452,366,285,21
0,144,90,49,22,10,14,33,68,116,176,246,325,409,495}; //70

long int pwm = 64475; //64285<-8KHz 63452;//<--4800Hz_pwm//64535;
int m = 14; //12; //para vc = dut3 10 p/n=1.45
int n = 18; //para vb = dut2
int DT =12;
int flag_1=0;
int flag_2=0;
int flag_a=0;
int flag_b=0;
int flag_c=0;
int flag_d=0;
int flag_e=0;
int flag_f=0;
int indice=0;
int seno=0;
long int conta=0;
int flag_g=0;
long int le_timer3=0;
long int dut1=0;
long int dut2=0;
long int dut3=0;

```



```

long int valor=0;
long int valor1=0;

void flutua(void)
{
    output_low (pin_b1);
    output_low (pin_b2);
    output_low (pin_b3);
    output_low (pin_b4);
    output_low (pin_b5);
    output_low (pin_a3);
    output_low (pin_a5);
    output_low (pin_c6);
    output_low (pin_c7);
    output_low (pin_e0);
    output_low (pin_e1);
    output_low (pin_e2);
    output_low (pin_d2);
    output_low (pin_d3);
    output_low (pin_d4);
    output_low (pin_d5);
    output_low (pin_d6);
    output_low (pin_d7);
    output_low(pin_a4);
}

void desliga_tudo(void)
{
    disable_interrupts(INT_TIMER3);
    disable_interrupts(INT_TIMER1);
    output_high (I_trip);
    output_high (Hin_1);
    output_high (Hin_2);
    output_high (Hin_3);
    output_high (Lin_1);
    output_high (Lin_2);
    output_high (Lin_3);
    output_low(ventilador);
    output_low(enr_auxiliar);
    flag_g=0;
    conta=0;
}

#inline
void carrega_duts()          //varredura da tabela
{
    if (valor>=0 && valor<120){
        seno = 0;}else if (valor>=120 && valor<132){
        seno = 1;}else if (valor>=132 && valor<144){
        seno = 2;}else seno = 3;
}

```

```

dut1 = seno1[seno][indice];
if (indice>17 && indice<36){ //dut1=va dut2=vb dut3=vc
dut2 = seno1[seno][indice-18];
}else{
dut2 = seno1[seno][indice+n];
}
if (indice>21 && indice<36){
dut3 = seno1[seno][indice-22];
}else{
dut3 = seno1[seno][indice+m];
}
indice++;
if (indice==36){
indice = 0;
}
}

```

```

#inline
void prioriza_duts(void)
{
flag_a=flag_b=flag_c=flag_d=flag_e=flag_f=0;
if (dut1>dut2){
if (dut2>dut3){
flag_a=1;}else if (dut1>dut3){
flag_b=1;}else{
flag_c=1;}
}else if (dut2>dut3){
if (dut1>dut3){
flag_d=1;}else{
flag_e=1;}
}else{
flag_f=1;}
}

```

```

#inline
void carrega_timer1(void)
{
set_adc_channel(0);
carrega_duts();
prioriza_duts();
valor = read_adc();
valor1 = 1030 - valor*2;
set_timer1(65535 - valor1);//1025 para 60hz
}

```

```

#inline
void erro()
{
desliga_tudo();
}

```

```

loop:
    output_low(pin_a4);
    delay_ms(1000);
    output_high(pin_a4);
    delay_ms(500);
    goto loop;
}

#int_TIMER3
void TIMER3_isr(void)                //frequência pwm
{
    set_adc_channel(1);
    output_high(Lin_1);                //com mudança das saídas
    output_high(Lin_2);
    output_high(Lin_3);
    conta++;
    if (conta>60000 && flag_g==0)output_low(enr_auxiliar),flag_g=1;
    delay_us(12);
    output_low(Hin_1);
    output_low(Hin_2);
    output_low(Hin_3);
    if (read_adc())>230)erro();
    set_timer3(pwm);
}

#int_EXT                               //liga/desliga motor
void EXT_isr()
{
    disable_interrupts(INT_TIMER3);
    disable_interrupts(INT_TIMER1);
    disable_interrupts(INT_EXT);
    if (flag_2==0){
        output_low(I_trip);
        output_high(ventilador);
        output_high(enr_auxiliar);
        delay_ms(50);
        carrega_timer1();
        set_timer3(pwm);
        flag_2 = 1;
        enable_interrupts(INT_TIMER1);
        enable_interrupts(INT_TIMER3);
    }else if (flag_2==1){
        desliga_tudo();
        flag_2 = 0;
    }
    enable_interrupts(INT_EXT);
}

#int_TIMER1                               //varredura da tabela
void TIMER1_isr(void)

```

```

{
  carrega_timer1();
}

void main()
{
  desliga_tudo();
  flutua();
  port_b_pullups(true);
  ext_int_edge (0, H_TO_L);
  setup_adc_ports(AN0_AN1_AN3);
  setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);
  setup_psp(PSP_DISABLED);
  setup_spi(SPI_SS_DISABLED);
  setup_wdt(WDT_OFF);
  setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_8); //varre tabela seno para duty cycle
  setup_timer_3(T3_INTERNAL|T3_DIV_BY_4); //Dita a frequência da portadora PWM
  enable_interrupts(GLOBAL);

  while (true){

    while (flag_1==0)
    {
      disable_interrupts(GLOBAL);
      delay_ms(2500);
      flag_1++;
      enable_interrupts(INT_EXT);
      enable_interrupts(GLOBAL);
    }

    while (flag_2==1){
      if (flag_a==1){
        disable_interrupts(INT_TIMER3);
        disable_interrupts(INT_TIMER1);
        le_timer3 = get_timer3()-pwm;
        if (le_timer3>=dut1){
          output_high(Hin_1);          //com mudança das saídas
          delay_us(DT);
          output_low(Lin_1);
        }
        if (le_timer3>=dut2){
          output_high(Hin_2);
          delay_us(DT);
          output_low(Lin_2);
        }
        if (le_timer3>=dut3){
          output_high(Hin_3);
          delay_us(DT);
          output_low(Lin_3);
        }
      }
    }
  }
}

```

```

    }
enable_interrups(INT_TIMER1);
enable_interrups(INT_TIMER3);
}
if (flag_b==1){
disable_interrups(INT_TIMER3);
disable_interrups(INT_TIMER1);
le_timer3 = get_timer3()-pwm;
if (le_timer3>=dut1){
output_high(Hin_1);           //com mudança das saídas
delay_us(DT);
output_low(Lin_1);
}
if (le_timer3>=dut3){
output_high(Hin_3);
delay_us(DT);
output_low(Lin_3);
}
if (le_timer3>=dut2){
output_high(Hin_2);
delay_us(DT);
output_low(Lin_2);

}
enable_interrups(INT_TIMER1);
enable_interrups(INT_TIMER3);
}
if (flag_c==1){
disable_interrups(INT_TIMER3);
disable_interrups(INT_TIMER1);
le_timer3 = get_timer3()-pwm;
if (le_timer3>=dut3){
output_high(Hin_3);           //com mudança das saídas
delay_us(DT);
output_low(Lin_3);
}
if (le_timer3>=dut1){
output_high(Hin_1);
delay_us(DT);
output_low(Lin_1);
}
if (le_timer3>=dut2){
output_high(Hin_2);
delay_us(DT);
output_low(Lin_2);

}
enable_interrups(INT_TIMER1);
enable_interrups(INT_TIMER3);
}

```

```

if (flag_d==1){
disable_interrups(INT_TIMER3);
disable_interrups(INT_TIMER1);
le_timer3 = get_timer3()-pwm;
if (le_timer3>=dut2){
output_high(Hin_2);           //com mudança das saídas
delay_us(DT);
output_low(Lin_2);
}
if (le_timer3>=dut1){
output_high(Hin_1);
delay_us(DT);
output_low(Lin_1);
}
if (le_timer3>=dut3){
output_high(Hin_3);
delay_us(DT);
output_low(Lin_3);
}
}
enable_interrups(INT_TIMER1);
enable_interrups(INT_TIMER3);
}
if (flag_e==1){
disable_interrups(INT_TIMER3);
disable_interrups(INT_TIMER1);
le_timer3 = get_timer3()-pwm;
if (le_timer3>=dut2){
output_high(Hin_2);           //com mudança das saídas
delay_us(DT);
output_low(Lin_2);
}
if (le_timer3>=dut3){
output_high(Hin_3);
delay_us(DT);
output_low(Lin_3);
}
if (le_timer3>=dut1){
output_high(Hin_1);
delay_us(DT);
output_low(Lin_1);
}
}
enable_interrups(INT_TIMER1);
enable_interrups(INT_TIMER3);
}
if (flag_f==1){
disable_interrups(INT_TIMER3);
disable_interrups(INT_TIMER1);
le_timer3 = get_timer3()-pwm;

```

```
if (le_timer3>=dut3){
output_high(Hin_3);           //com mudança das saídas
delay_us(DT);
output_low(Lin_3);
}
  if (le_timer3>=dut2){
    output_high(Hin_2);
    delay_us(DT);
    output_low(Lin_2);
  }
    if (le_timer3>=dut1){
      output_high(Hin_1);
      delay_us(DT);
      output_low(Lin_1);
    }
  enable_interrupts(INT_TIMER1);
  enable_interrupts(INT_TIMER3);
}
}
}
```

ANEXO C – LISTAGEM DO PROGRAMA DO CONTROLADOR DE TEMPERATURA FUZZY

```

#include "C:\Arquivos de programas\PICC\Projects\ct_fuzzy_3.h"
#include <lcd8_eric.c>
#include <math.h>
#include <float.h>
#zero_ram
const signed long tpt[11][10]={-200,-190,-180,-170,-160,-150,-140,-130,-120,-110,
    -100, -90, -80, -70, -60, -50, -40, -30, -20, -10,
    0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90,
    100, 110, 120, 130, 140, 150, 160, 170, 180, 190,
    200, 210, 220, 230, 240, 250, 260, 270, 280, 290,
    300, 310, 320, 330, 340, 350, 360, 370, 380, 390,
    400, 410, 420, 430, 440, 450, 460, 470, 480, 490,
    500, 510, 520, 530, 540, 550, 560, 570, 580, 590,
    600, 610, 620, 630, 640, 650, 660, 670, 680, 690,
    700, 710, 720, 730, 740, 750, 760, 770, 780, 790,
    800, 810, 820, 830, 840, 850, 860, 870, 880, 890};
const signed long cvt [11][10]={ 1021,1007,995,980,965,951,936,922,907,893,
    878, 864,847,833,816,802,785,771,754,740,
    723, 706,692,675,661,644,630,615,599,584,
    570, 555,541,526,512,497,483,470,455,443,
    429, 417,404,392,379,367,356,344,334,321,
    311, 301,290,280,269,259,251,240,232,224,
    216, 207,199,191,182,176,168,162,153,147,
    141, 135,129,122,116,110,106,100, 93, 89,
    85, 79, 75, 71, 66, 62, 58, 54, 50, 46,
    42, 37, 35, 31, 27, 25, 21, 17, 15, 12,
    8, 6, 4, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0};
const signed long error [6][21] = {-100,-90,-80,-70,-60,-50,-40,-30,-20,-10,0,10,20,30,40,50,
60,70,80,90,100,
    100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
    0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
    0,0,0,0,0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
    0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,
    0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,25,50,75,100};
const signed long d_error [6][21] = {-50,-45,-40,-35,-30,-25,-20,-15,-10,-5,0,5,10,15,20,25,
30,35,40,45,50,
    100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
    0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
    0,0,0,0,0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
    0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,
    0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,25,50,75,100};
const signed long saida [6][21] = {-50,-45,-40,-35,-30,-25,-20,-15,-10,-5,0,5,10,15,20,25,30,
35,40,45,50,

```



```
100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
0,0,0,0,0,0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,25,50,75,100,75,50,25,0,0,0,0,0,0,
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,25,50,75,100};
int NGe; // predicados do erro
int NMe;
int ZRe;
int PMe;
int PGe;
int NGde; //ídem para predicados da taxa de erro
int NMde;
int ZRde;
int PMde;
int PGde;
int P_NGe; //pertinência dos predicados do erro
int P_NMe;
int P_ZRe;
int P_PMe;
int P_PGe;
int P_NGde; //ídem para predicados da taxa de erro
int P_NMde;
int P_ZRde;
int P_PMde;
int P_PGde;
int h = 10;
int flag_1=0;
int flag_2=0;
int flag_3=0;
int flag_4=0;
int conta_titulo=0;
int conta_media=0;
int cont_regressiva=0;
unsigned long conta_segundos=0;
signed long erro_passado=0; //variável para cálculo da taxa de erro
signed long err=0;
signed long d_err=0;
signed long out=0; //saída defuzzyficada
signed long ciclo = 0;
signed long temp_ref=250;
signed long temp_lido=0;
signed int offset = -5;
signed long Bn=0;
signed long temp_a=0;
signed long temp_b=0;
signed long temp_d=0;
signed long temp_f=0;
signed long mediaT [34]= {};
signed long temp_m=0;
float temp_ref_guarda=0;
```

```

float temp_g=0;
float temp=0;
float temp_ref_mostra=0;
int Pos[4][9] = {0,0,0,0,0,0,0,0,0, //matriz de possibilidades(pertinências)
                0,0,0,0,0,0,0,0,0,
                0,0,0,0,0,0,0,0,0,
                0,0,0,0,0,0,0,0,0};
signed long S[4][7] = {0,0,0,0,0,0,0, //matriz de saídas possíveis
                      0,0,0,0,0,0,0,
                      0,0,0,0,0,0,0,
                      0,0,0,0,0,0,0};
int R[5] = {0,0,0,0,0}; //matriz de resultantes pré-inferência(mínimos)
signed long SS[2][20] = {0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,
                        0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0};
/*****
/*   Protótipos de funções do Fuzzy   */
*****/
void predicado_erro();
void predicado_derro();
void regras();
void inferencia();
void centroide();
void atualiza_saida();

void limpa(){
int i,j;
for (i=0;i<4;i++){
  for(j=0;j<9;j++){
    Pos[i][j] = 0;}
  } //limpeza
for (i=0;i<4;i++){
  for(j=0;j<7;j++){
    S[i][j] = 0;}
  }
for (i=0;i<5;i++){
  R[i] = 0;}
for (i=0;i<2;i++){
  for(j=0;j<20;j++){ //era 28
    SS[i][j] = 0;}
  }
}

void corrige_derro(){
int i;
if (d_err<=0){
  if (d_err<=d_error[0][0]){
    d_err = d_error[0][0];
  }else{
    for (i=10;i>0;i--) if((d_err<=d_error[0][i]) && (d_err>d_error[0][i-1]))break;
    d_err = d_error[0][i];
  }
}
}

```

```

    }
} else if (d_err >= d_error[0][20]){
    d_err = d_error[0][20];
} else{
    for (i=10;i<20;i++) if((d_err >= d_error[0][i]) && (d_err < d_error[0][i+1]))break;
    d_err = d_error[0][i];
}
}

void corrige_erro(){
int i;
if (err <= 0){
    if (err <= error[0][0]){
        err = error[0][0];
    } else{
        for (i=10;i>0;i--) if((err <= error[0][i]) && (err > error[0][i-1]))break;
        err = error[0][i];
    }
} else if (err >= error[0][20]){
    err = error[0][20];
} else{
    for (i=10;i<20;i++) if((err >= error[0][i]) && (err < error[0][i+1]))break;
    err = error[0][i];
}
}

/*****
/*   Função Lê Temperatura
*****/
#inline
void le_temp(){
int i,j,k,l,t,u = 0;
conta_media++;
/*****
/*   Busca nas tabelas
*****/
for (i=0;i<11;i++){
    for (j=0;j<9;j++){
        if (Bn <= cvt[i][9] && Bn > cvt[i+1][0]){
            k = i;           //linha x0
            l = 9;          //coluna x0
            t = i+1;        //linha x1
            u = 0;          //coluna x1
        } else if (Bn <= cvt[i][j] && Bn > cvt[i][j+1]){
            k = i;           //linha x0
            l = j;          //coluna x0
            t = i;          //linha x1
            u = j+1;        //coluna x1
        }
    }
}

```

```

}
/*****
/*   Interpolação
*****/
temp_a = tpt[k][l]*(cvt[t][u] - Bn);
temp_b = cvt[t][u] - cvt[k][l];
temp_d = tpt[t][u]*(Bn - cvt[k][l]);
temp_f = ((temp_a + temp_d)/temp_b) + offset;
/*****
/*   Média Aritmética para suavização da variação de temperatura
*****/
    mediaT[conta_media-1] = temp_f; //temp_g/h;
    for (i=0;i<34;i++){
        temp_m += mediaT[i];
    }
    temp_m = temp_m/35;
    temp_lido = temp_m*h;
    temp_g = temp_m;
    temp = temp_g/h;
    //if(temp!=temp_pass){          //reescreve se for diferente do anterior
    lcd_escreve('\z');
    printf (lcd_escreve,"%2.1f ",temp);
    //}
    //temp_pass = temp; //guarda valor para comparar com o próximo
    if(conta_media == 34){
        conta_media = 0;
    }
}

#inline
void le_temperatura()
{
    set_adc_channel(1);
    delay_us(100);
    Bn = read_adc();
    le_temp();
}

void programa()
{
    if (input(pin_b0)){
        delay_ms(70);
        if (input(pin_b0)){
            temp_ref += 10;          // = incremento;
            if (temp_ref > 8200){
                temp_ref = -2000;
            }
            cont_regressiva++;
        }
    }
}

```

```

temp_ref_guarda = temp_ref;
temp_ref_mostra = (temp_ref_guarda-50)/100;
lcd_escreve('x');
printf (lcd_escreve,"T(C) %2.1f ",temp_ref_mostra);
cont_regressiva = cont_regressiva - 1;
}

void lcd_titulo()
{
  lcd_escreve('\f');
  printf (lcd_escreve,"PEQ - EEEEC - UFG");
  lcd_escreve('\n');
  printf (lcd_escreve,"INV. FREQUENCIA");
  delay_ms(500);
  lcd_escreve('\f');
  printf (lcd_escreve,"PROF.DR.BERNARDO");
  lcd_escreve('\n');
  printf (lcd_escreve,"ALVARENGA");
  delay_ms(500);
  lcd_escreve('\f');
  printf (lcd_escreve,"MESTRANDO:");
  lcd_escreve('\n');
  printf (lcd_escreve,"ERIC NERY CHAVES");
}

#int_EXT
void EXT_isr(void)
{
  flag_2++;          //desabilita chamada obrigatória programação
  cont_regressiva = 10;
  while (cont_regressiva!=0){
  delay_ms(10);
  programa();
  }
  //temp_pass += 0.1;
}

#int_TIMER2
void TIMER2_isr(void)
{
  conta_segundos++;
  if (conta_segundos>=3000){
  disable_interrupts(INT_TIMER2);
  conta_segundos = 0;
  flag_4 = 0;
  }
}

void main()
{

```

```

lcd_ini();
port_b_pullups(TRUE);
setup_adc_ports(AN0_AN1_AN3);
setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_8);
setup_psp(PSP_DISABLED);
setup_spi(SPI_SS_DISABLED);
setup_wdt(WDT_OFF);
setup_timer_0(RTCC_OFF);
setup_timer_1(T1_DISABLED);
setup_timer_2(T2_DIV_BY_16,156,10);
setup_timer_3(T3_DISABLED|T3_DIV_BY_1);
enable_interrupts(GLOBAL);
output_c (ciclo);
output_low(pin_b4);
output_low(pin_b5);
while (flag_1==0)
{
conta_titulo++;
if (conta_titulo>1){
flag_1++;
}
lcd_titulo();
delay_ms(500);
}
lcd_escreve("\f");
enable_interrupts(INT_EXT);

while (true){
le_temperatura(); //leitura e conversão do valor de temperatura
if(flag_2!=0 && flag_4==0){
err = (temp_ref-temp_lido);
d_err = err-erro_passado;//Atualiza taxa de variação do erro
erro_passado = err; //Armazena último erro
corrige_erro(); //Adequação da faixa ao controlador fuzzy
corrige_derro();
/*****FUZZY*****/
predicado_erro();
predicado_derro();
regras();
inferencia();
centroide();
atualiza_saida();
output_c (ciclo);
}
if (input(pin_b0)){
delay_ms(70);
if (input(pin_b0)){
temp_ref += 10; // = incremento;
if (temp_ref > 8200){
temp_ref = -2000;

```

```

    }
    temp_ref_guarda = temp_ref;
    temp_ref_mostra = (temp_ref_guarda-50)/100;
    lcd_escreve('\x');
    printf (lcd_escreve,"T(C) %2.1f ",temp_ref_mostra);
    //temp_pass += 0.1;
    }
}
delay_ms(480);
}

}

void predicado_erro(){
int i,j;
NGe=NMe=ZRe=PMe=PGe=0;           //limpeza dos predicados
P_NGe=P_NMe=P_ZRe=P_PMe=P_PGe=0; //limpeza das pertinências
for (j=0; j<21; j++) if (error[0][j]==err)break;
for (i=1; i<6; i++){
    if (error[i][j]>0){
        switch (i){
            case 1 : NGe = 1;
                P_NGe = error[i][j];
                break;
            case 2 : NMe = 1;
                P_NMe = error[i][j];
                break;
            case 3 : ZRe = 1;
                P_ZRe = error[i][j];
                break;
            case 4 : PMe = 1;
                P_PMe = error[i][j];
                break;
            case 5 : PGe = 1;
                P_PGe = error[i][j];
                break;
            default: NGe=NMe=ZRe=PMe=PGe=0;
                P_NGe=P_NMe=P_ZRe=P_PMe=P_PGe=0;
                break;
        }
    }
}
}

void predicado_derro(){
int k,w;
NGde=NMde=ZRde=PMde=PGde=0;           //limpeza dos predicados
P_NGde=P_NMde=P_ZRde=P_PMde=P_PGde=0; //limpeza das pertinências
for (w=0; w<21; w++) if (d_error[0][w]==d_err)break;
for (k=1; k<6; k++){

```

```

if (error[k][w]>0){
    switch (k){
        case 1 : NGde = 1;
            P_NGde = d_error[k][w];
            break;
        case 2 : NMde = 1;
            P_NMde = d_error[k][w];
            break;
        case 3 : ZRde = 1;
            P_ZRde = d_error[k][w];
            break;
        case 4 : PMde = 1;
            P_PMde = d_error[k][w];
            break;
        case 5 : PGde = 1;
            P_PGde = d_error[k][w];
            break;
        default: NGde=NMde=ZRde=PMde=PGde=0;
            P_NGde=P_NMde=P_ZRde=P_PMde=P_PGde=0;
            break;
    }
}
}
}
}

```

```

void regras(){
int a = 0;
int i;
limpa(); //limpeza geral
/*1*/if (NGe==1 && NGde==1){
Pos[a][0] = P_NGe;
Pos[a][1] = P_NGde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[5][i+15];
S[a][i-2] = saida[0][i+15];}
a++;}
/*2*/if (NGe==1 && NMde==1){
Pos[a][0] = P_NGe;
Pos[a][1] = P_NMde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[5][i+15];
S[a][i-2] = saida[0][i+15];}
a++;}
/*3*/if (NGe==1 && ZRde==1){
Pos[a][0] = P_NGe;
Pos[a][1] = P_ZRde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[5][i+15];
S[a][i-2] = saida[0][i+15];}
a++;}
}
}
}
}

```



```

/*4*/if (NGe==1 && PMde==1){
Pos[a][0] = P_NGe;
Pos[a][1] = P_PMde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[4][i+10];
S[a][i-2] = saida[0][i+10];}
a++;}
/*5*/if (NGe==1 && PGde==1){
Pos[a][0] = P_NGe;
Pos[a][1] = P_PGde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[3][i+5];
S[a][i-2] = saida[0][i+5];}
a++;}
/*6*/if (NMe==1 && NGde==1){
Pos[a][0] = P_NMe;
Pos[a][1] = P_NGde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[5][i+15];
S[a][i-2] = saida[0][i+15];}
a++;}
/*7*/if (NMe==1 && NMde==1){
Pos[a][0] = P_NMe;
Pos[a][1] = P_NMde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[5][i+15];
S[a][i-2] = saida[0][i+15];}
a++;}
/*8*/if (NMe==1 && ZRde==1){
Pos[a][0] = P_NMe;
Pos[a][1] = P_ZRde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[4][i+10];
S[a][i-2] = saida[0][i+10];}
a++;}
/*9*/if (NMe==1 && PMde==1){
Pos[a][0] = P_NMe;
Pos[a][1] = P_PMde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[3][i+5];
S[a][i-2] = saida[0][i+5];}
a++;}
/*10*/if (NMe==1 && PGde==1){
Pos[a][0] = P_NMe;
Pos[a][1] = P_PGde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[2][i];
S[a][i-2] = saida[0][i];}
a++;}
/*11*/if (ZRe==1 && NGde==1){

```

```

Pos[a][0] = P_ZRe;
Pos[a][1] = P_NGde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[5][i+15];
S[a][i-2] = saida[0][i+15];}
a++;}
/*12*/if (ZRe==1 && NMde==1){
Pos[a][0] = P_ZRe;
Pos[a][1] = P_NMde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[4][i+10];
S[a][i-2] = saida[0][i+10];}
a++;}
/*13*/if (ZRe==1 && ZRde==1){
Pos[a][0] = P_ZRe;
Pos[a][1] = P_ZRde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[3][i+5];
S[a][i-2] = saida[0][i+5];}
a++;}
/*14*/if (ZRe==1 && PMde==1){
Pos[a][0] = P_ZRe;
Pos[a][1] = P_PMde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[2][i];
S[a][i-2] = saida[0][i];}
a++;}
/*15*/if (ZRe==1 && PGde==1){
Pos[a][0] = P_ZRe;
Pos[a][1] = P_PGde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[1][i-2];
S[a][i-2] = saida[0][i-2];}
a++;}
/*16*/if (PMe==1 && NGde==1){
Pos[a][0] = P_PMe;
Pos[a][1] = P_NGde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[4][i+10];
S[a][i-2] = saida[0][i+10];}
a++;}
/*17*/if (PMe==1 && NMde==1){
Pos[a][0] = P_PMe;
Pos[a][1] = P_NMde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[3][i+5];
S[a][i-2] = saida[0][i+5];}
a++;}
/*18*/if (PMe==1 && ZRde==1){
Pos[a][0] = P_PMe;

```

```

Pos[a][1] = P_ZRde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[2][i];
S[a][i-2] = saida[0][i];}
a++;}
/*19*/if (PMe==1 && PMde==1){
Pos[a][0] = P_PMe;
Pos[a][1] = P_PMde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[1][i-2];
S[a][i-2] = saida[0][i-2];}
a++;}
/*20*/if (PMe==1 && PGde==1){
Pos[a][0] = P_PMe;
Pos[a][1] = P_PGde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[1][i-2];
S[a][i-2] = saida[0][i-2];}
a++;}
/*21*/if (PGe==1 && NGde==1){
Pos[a][0] = P_PGe;
Pos[a][1] = P_NGde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[3][i+5];
S[a][i-2] = saida[0][i+5];}
a++;}
/*22*/if (PGe==1 && NMde==1){
Pos[a][0] = P_PGe;
Pos[a][1] = P_NMde;
for (i=2; i<9; i++){
Pos[a][i] = saida[2][i];
S[a][i-2] = saida[0][i];}
a++;}
/*23*/if (PGe==1 && ZRde==1){
Pos[a][0] = P_PGe;
Pos[a][1] = P_ZRde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[1][i-2];
S[a][i-2] = saida[0][i-2];}
a++;}
/*24*/if (PGe==1 && PMde==1){
Pos[a][0] = P_PGe;
Pos[a][1] = P_PMde;
for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[1][i-2];
S[a][i-2] = saida[0][i-2];}
a++;}
/*25*/if (PGe==1 && PGde==1){
Pos[a][0] = P_PGe;
Pos[a][1] = P_PGde;

```

```

for (i=2; i<6; i++){
Pos[a][i] = saida[1][i-2];
S[a][i-2] = saida[0][i-2];}
}
}

void inferencia(){
int i,j,z;
int k = 0;
int n = 0;
int dif = 0;
int ju = 0;
for (i=0 ; i<4 ; i++){          //matriz linha de mínimos
    R[i] = Pos [i][0];
    for (j=0 ; j<9 ; j++){
        if (Pos[i][j]!=0){
            R[i] = (R[i] < Pos[i][j])? R[i] : Pos[i][j];}
        }
    }
}
for (i=0 ; i<4 ; i++){          //obtenho o máximo dos mínimos e o índice k
    if(R[i+1]>R[i]){
        if(R[i+1]>ju){
            ju = R[i+1];
            k = i+1;}else ju = R[k];
        }else ju = R[k];
    }
}
for (i=0; i<7; i++){           //relação de inferência resultante = união
    SS[0][i] = S[k][i];
    SS[1][i] = ju;
}
}
for(i=0;i<4;i++){              //relação de inferência resultante = união
    for(j=0;j<7;j++){
        for(z=0;z<7;z++){
            dif = (S[i][j] == SS[0][z])? dif : dif++;
        }
        if (dif==7){
            dif = 0;
            n++;
            SS[0][n+6] = S[i][j];
            SS[1][n+6] = R[i];
        }else dif = 0;
        }
    }
}

void centroide(){
signed int32 outnum = 0;
signed int32 outden = 0;
signed int32 outt = 0;
int i=0;

```

```

for (i=0;i<20;i++){          //era 28
outnum = outnum + (SS[0][i]*SS[1][i]);
outden += SS[1][i];
}
outt = outnum/outden;
out = outt;
}

```

```

void atualiza_saida()
{
    ciclo += out;
    if (flag_3==0){
        if (ciclo>=5 && out>0){
            disable_interrupts(GLOBAL);
            flag_3++;
            output_high(pin_b4);
            delay_us(50);
            output_low(pin_b4);
            output_high(pin_b5);
        }
    }
    if (flag_3>0){
        if (ciclo<=0 && out<=0){
            flag_3 = 0;
            output_high(pin_b4);
            delay_us(150);
            output_low(pin_b4);
            output_low(pin_b5);
            flag_4++;
            set_timer2 (0);
            enable_interrupts(INT_TIMER2);
            enable_interrupts(GLOBAL);
        }
    }
    if (ciclo>=255)ciclo = 255;
    if (ciclo<=0) ciclo = 0;
}

```

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)