



UNIVERSIDADE LUTERANA DO BRASIL
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA



Clenio José Kazanowski

**SISTEMA DE CONTROLE DE PRESSÃO DIGITAL, UTILIZANDO
DSPIC30F**



Canoas, Julho de 2008



Clenio José Kazanowski

Controle de pressão digital, utilizando dspic30f

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da ULBRA como um dos requisitos obrigatórios para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

Departamento:

Engenharia Elétrica

Área de Concentração

Sistema de Controle

Professor Orientador:

Me. Eng. Eletr. Paulo César Cardoso Godoy – CREA-RS: 11682-2

Canoas

2008



FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome do Autor: Clenio José Kazanowski

Matrícula: 992101481-1

Título: Controle de pressão digital, utilizando dspic30f

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da ULBRA como um dos requisitos obrigatórios para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

Professor Orientador:

Me. Eng. Eletr. Paulo César Cardoso Godoy

CREA-RS: 11682-2

Banca Avaliadora:

Dr. Eng. Eletr. Valner João Brusamarello

CREA-RS: 78158-D

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

Me. Eng. Eletr. Dalton Luiz Rech Vidor

CREA-RS: 79005-D

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

Assinaturas:

Autor

Clenio José Kazanowski

Orientador

Paulo César Cardoso Godoy

Avaliador

Valner João Brusamarello

Avaliador

Dalton Luiz Rech Vidor

Relatório Aprovado em: 15/07/2008.



DEDICATÓRIA

Dedico a aos meus pais...



AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, pela vida.

A meus pais, meus primeiros mestres, pelo incentivo e apoio que sempre dedicaram.

A minha esposa e meus filhos pela compreensão nos momentos em que estive ausente.

Ao Professor Paulo Godoy orientador deste trabalho de conclusão pelo estímulo, dedicação e esforço pessoal proporcionado.

A todos os professores deste curso de engenharia pelas valiosas contribuições durante esses anos de convivência e a todos os colegas que de alguma forma contribuíram para o nosso aprendizado.

A meus amigos e colegas de trabalho que sempre me apoiaram, e a todos que colaboraram direta ou indiretamente na elaboração deste trabalho, o meu reconhecimento.



EPÍGRAFE

*“Se dinheiro for a sua esperança de
independência, você jamais a terá.
A única segurança verdadeira consiste
numa reserva de sabedoria, de
experiência e de competência.”*

Henry Ford



RESUMO

Kazanowski, Clenio Jose. **Controle de pressão digital, utilizando dspic30f**. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica – Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Luterana do Brasil. Canoas, RS. 2008.

O presente trabalho apresenta um sistema de controle digital, utilizado para o controle de pressão de um protótipo, simulando um sistema de bombeamento de água para reforço tipo booster, onde há a necessidade da monitoração do nível de sucção da bomba e controle da pressão de descarga da mesma. Para implementação do sistema de controle foi utilizado um motor de indução trifásico, acionado por uma placa eletrônica comandada por um microcontrolador dspic. O sistema foi eficiente para a finalidade proposta, conforme testes realizados.

Palavras chave: Controle digital, microcontrolador,



ABSTRACT

Kazanowski, Clenio José. Control of Digital Pressure, using dspic30f. Work of Conclusion of Course in Electrical Engineering – Electrical Engineering Department Lutheran University of Brasil. Canoas, RS. 2008.

This paper presents a digital control system, used to control the pressure of a prototype. This prototype simulates a system of pumping water for strengthening type booster, where there is the need of monitoring the level of suction of the pump and control the discharge pressure of the same. To implement the control system was used an induction motor three-phase, controlled by an electronic card with a microcontroller dspic. The system was efficient for the purpose proposed, as tests.

Keywords: Digital control, microcontroller.



LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 - DIAGRAMA EM BLOCOS DE UM SISTEMA PÚBLICO DE ABASTECIMENTO DE ÁGUA.....	2
FIGURA 2 - VARIAÇÃO DA VAZÃO EM FUNÇÃO DA ROTAÇÃO.....	8
FIGURA 3 - MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.....	13
FIGURA 4 - ENROLAMENTO MONOFÁSICO.....	15
FIGURA 5 - GRÁFICO DA TENSÃO E CORRENTE EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	15
FIGURA 6 - ENROLAMENTO TRIFÁSICO.....	16
FIGURA 7 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DA TENSÃO TRIFÁSICA EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	16
FIGURA 8 - SOMA GRÁFICA.....	17
FIGURA 9 - LIGAÇÕES DAHLANDER.....	20
FIGURA 10 - ESTRUTURA BÁSICA DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA.....	23
FIGURA 11 - SISTEMA DE MODULAÇÃO PWM. FONTE: TSUTIYA, (2006).....	26
FIGURA 12 - CURVA REPRESENTATIVA DA TENSÃO V EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA F.....	28
FIGURA 13 - CONSUMO DE ENERGIA EM FUNÇÃO DOS MÉTODOS DE CONTROLE DE VAZÃO.....	31
FIGURA 14 - CONTROLE EM MALHA FECHADA.....	32
FIGURA 15 - SISTEMA ON-OFF.....	33
FIGURA 16 - DIAGRAMA EM BLOCOS E GRÁFICO DA AÇÃO PROPORCIONAL.....	34
FIGURA 17 - RESPOSTA DA AÇÃO PROPORCIONAL PARA: $K_P=1$ (___); $K_P=2$ (----); $K_P=4$ (.....).....	34
FIGURA 18 - DIAGRAMA EM BLOCOS E GRÁFICO DA ATUAÇÃO DA AÇÃO INTEGRAL.....	35
FIGURA 19 - DIAGRAMA EM BLOCOS E GRÁFICO DA ATUAÇÃO DA AÇÃO PROPORCIONAL-INTEGRAL.....	36
FIGURA 20 - DIAGRAMA EM BLOCOS E GRÁFICO DA ATUAÇÃO DA AÇÃO PROPORCIONAL-DERIVATIVA.....	37
FIGURA 21 - DIAGRAMA EM BLOCOS E GRÁFICO DA ATUAÇÃO DA AÇÃO PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO. FONTE: HEY, (1997).....	37
FIGURA 22 - DIAGRAMA EM BLOCOS DO CONTROLADOR DIGITAL.....	38
FIGURA 23 - DIAGRAMA EM BLOCOS DO PROTÓTIPO PROPOSTO.....	40
FIGURA 24 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA.....	42
FIGURA 25 - POTÊNCIA EIXO.....	43
FIGURA 26 - DIAGRAMA DE APLICAÇÃO DO MÓDULO FFSAM15SH60A.....	45
FIGURA 27 - VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA.....	46
FIGURA 28 - PROTEÇÃO CONTRA CUTO-CIRCUITO.....	47
FIGURA 29 - PROTEÇÃO CONTRA BAIXA TENSÃO.....	48
FIGURA 30 - MÓDULO DE POTÊNCIA.....	50
FIGURA 31 - KIT DE DESENVOLVIMENTO.....	52
FIGURA 32 - CIRCUITO DE RESET.....	53
FIGURA 33 - CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO MPX 4250DP E MPX5010DP.....	55
FIGURA 34 - TELA INICIAL DO MPLAB.....	56
FIGURA 35 - GRAVADOR CERNE USB.....	57
FIGURA 36 - BARRA DE FERRAMENTAS DO ICD 2.....	58
FIGURA 37 - SISTEMA DE CONTROLE E POTÊNCIA CONECTADOS.....	59
FIGURA 38 - GERAÇÃO DO SINAL PWM PARA OS CANAIS PWM0 E PWM1.....	67
FIGURA 39 - FORMA DE ONDA DA CORRENTE EM INVERSOR COMERCIAL.....	68
FIGURA 40 - FORMA DE ONDA DA CORRENTE PARA O INVERSOR DESENVOLVIDO.....	68
FIGURA 41 - GRÁFICO DOS TESTES DE CONTROLE DE PRESSÃO REALIZADOS.....	70
FIGURA 42 - CONTROLE DE PRESSÃO EM 10MCA PARA VAZÃO FIXA.....	71
FIGURA 43 - GRÁFICO DO CONTROLE DE PRESSÃO EM 15MCA E VAZÃO FIXA.....	72
FIGURA 44 - CONTROLE DE PRESSÃO PARA 20MCA VAZÃO FIXA.....	72
FIGURA 45 - GRÁFICO DA PRESSÃO PARA VAZÃO VARIÁVEL.....	73
FIGURA 46 - PRESSÃO VARIÁVEL DEVIDO AO BAIXO VOLUME DE ÁGUA NA SUCCÃO DA BOMBA.....	74



LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – MÓDULOS 10 A 75A	44
TABELA 2 - COMPARATIVO ENTRE INVERSOR COMERCIAL E INVERSOR PROJETADO.	69



LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT: Associação Brasileira de Normas Técnicas.

AMT: Altura Manométrica Total.

DSC: Digital Signal Controller.

DSP: Digital Signal Processing

GND: Ground.

ICD: In-Circuit Debugger

ICSP: In-Circuit Serial Programming

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

kPa: kilo Pascal.

mca: metros coluna de água.

MCLR: Master Clear

MIPs: Milhões de Instruções Por segundo.

PGC: Programming Clock

PGD: Programming Data

PWM: Modulação por Largura de Pulsos

RISC: Reduced Instruction Set Computer.

RPM: Rotações por minuto

V/F: Tensão/Frequência



LISTA DE SÍMBOLOS

CC – Corrente Continua [CC]

H – Campo magnético [H]

Hm – Altura [Hm]

I – Corrente elétrica [I]

I₂ – Corrente Rotórica [I₂]

n – Velocidade rotacional [n]

η – Rendimento [η]

N_s – Rotação síncrona [N_s]

p – pólos [p]

P_{j_2} - Perdas rotóricas [P_{j_2}]

Q – Vazão [Q]

Q_{mín} – Vazão mínima [Q_{mín}]

Q_{med} – Vazão média [Q_{med}]

Q_{máx} – Vazão máxima [Q_{máx}]

R₂ – Resistência rotórica [R₂]

s – escorregamento [s]

T – Torque [T]

V – Tensão [V]

W – Watt [W]

W_0 - Rotação síncrona [W_0]



SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. VISÃO GERAL DO PROBLEMA	1
1.2. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA DE ENGENHARIA	2
1.3. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA COMERCIAL	2
1.4. ESTUDOS DE MERCADO	3
1.4.1. <i>Identificação dos interessados</i>	3
1.4.2. <i>Oportunidade de negócios</i>	3
1.5. OBJETIVOS	3
1.6. UNIVERSO DAS SOLUÇÕES	4
1.6.1. <i>Construção de reservatório</i>	4
1.6.2. <i>Monitoração e controle de pressão</i>	4
1.6.3. <i>Controle digital com ajuste inicial pela pressão de entrada do sistema</i>	4
1.7. JUSTIFICATIVA TÉCNICA E ECONÔMICA PARA A SOLUÇÃO ESCOLHIDA	5
1.7.1. <i>Crítérios</i>	5
1.7.2. <i>Benchmark</i>	5
1.8. ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DA SOLUÇÃO ESCOLHIDA	6
2. REFERENCIAL TEÓRICO	7
2.1. BOMBAS CENTRÍFUGAS	7
2.2. BOMBEAMENTO PARA REFORÇO OU BOOSTER	8
2.2.1. <i>Recomendações para dimensionamento do booster</i>	9
2.3. VARIADORES DE VELOCIDADE	11
2.3.1. <i>Variador de velocidade hidrocínético</i>	11
2.3.2. <i>Variador de Velocidade com Inversor de frequência</i>	11
2.4. MOTOR ELÉTRICO	12
2.4.1. <i>Motor de indução trifásico</i>	13
2.4.2. <i>Princípio de funcionamento – campo girante</i>	14
2.4.3. <i>Velocidade síncrona (Ns)</i>	17
2.4.4. <i>Escorregamento (s)</i>	18
2.4.5. <i>Velocidade nominal</i>	19
2.5. REGULAGEM DA VELOCIDADE DE MOTORES ASSÍNCRONOS DE INDUÇÃO	19
2.6. INVERSORES DE FREQUÊNCIA	21
2.6.1. <i>Controle escalar</i>	27
2.6.2. <i>Controle vetorial</i>	28
2.7. CONTROLE DE PRESSÃO	29
2.7.1. <i>Principais sistemas de controle de pressão</i>	30
2.8. CONTROLADORES AUTOMÁTICOS	32
2.8.1. <i>Ação de controle de duas posições ou on-off</i>	33
2.8.2. <i>Ação de controle proporcional</i>	33
2.8.3. <i>Ação de controle integral</i>	35
2.8.4. <i>Ação de controle proporcional-integral</i>	35
2.8.5. <i>Ação de controle proporcional-derivativa</i>	36
2.8.6. <i>Ação de controle proporcional-integral-derivativa</i>	37
2.6. CONTROLE DIGITAL	38
3. MATERIAIS E MÉTODOS	40
3.1. O CONJUNTO MOTOR-BOMBA	41



3.2.	O INVERSOR DE FREQUÊNCIA	41
3.2.1.	O Módulo de Potência FFSAM15SH60A.....	43
3.2.2.	Circuito de Alimentação do Módulo.....	48
3.2.3.	O Circuito Intermediário.....	48
3.2.4.	O Retificador.....	49
3.2.5.	O Circuito de Potência e Fonte de Alimentação.....	49
3.3.	O MICROCONTROLADOR DSPIC30F2010	50
3.4.	SENSORES DE PRESSÃO.....	53
3.4.1.	MPX4250DP.....	54
3.4.2.	MPX5010DP.....	54
3.5.	AMBIENTE DE DESENVOLVIMENTO.....	55
3.5.1.	O Mplab.....	55
3.5.2.	O Kit Gravador Cerne USB.....	56
3.6.	DESCRIÇÃO DO HARDWARE.....	58
3.7.	DESENVOLVIMENTO DO SOFTWARE E FLUXOGRAMAS	60
4.	APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	66
4.1.	GERAÇÃO DOS SINAIS PWM	66
4.2.	COMPARAÇÃO COM INVERSOR COMERCIAL.....	67
4.3.	MEDIÇÃO DE PRESSÃO.....	70
5.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	75
5.1.	PROBLEMAS ENCONTRADOS.....	75
5.2.	CONCLUSÕES	75
5.3.	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	76
6.	REFERÊNCIAS	77
APÊNDICE A	– CÓDIGO FONTE	79
APÊNDICE B	– ESQUEMA ELÉTRICO.....	90
ANEXO A	– MANUAL DSPIC30F2010	93
ANEXO B	– MANUAL FSAM15SH60A.....	96
ANEXO C	– MANUAL MPX5010DP.....	99
ANEXO D	– MANUAL MPX4250DP.....	101
ANEXO E	– MANUAL ASP-56S	103



1. INTRODUÇÃO

O presente trabalho de conclusão buscou uma alternativa eficiente e de baixo custo para implementação de um sistema de monitoração e controle de um sistema de bombeamento de água para reforço tipo booster. O mesmo é muito utilizado em áreas distantes dos reservatórios, onde ocorre desabastecimento durante os horários de grande consumo, ou em regiões de grande desnível geográfico dificultando o abastecimento de água de forma eficiente.

1.1. *Visão Geral do Problema*

Em um sistema público de abastecimento, a quantidade de água consumida varia continuamente em função do tempo, das condições climáticas, hábitos da população, etc. Conseqüentemente apresentam variações de vazão e pressão durante o período de fornecimento. Durante o dia há um grande consumo de água, atingindo valores máximos em torno do meio-dia e por conseqüência a pressão do sistema diminui, causando desabastecimento em setores distantes do ponto de recalque de água. Por outro lado, à noite, há um baixo consumo e conseqüentemente, há um aumento de pressão no sistema ocasionando inclusive rompimento de redes de abastecimento de água (A. Netto, 1998). Há também a norma da ABNT, NBR 12218/1994 (NB594) que define as condições gerais e específicas para projeto de redes de distribuição de água para abastecimento público, que define os seguintes limites: pressão estática máxima: 500 kPa (50mca) e pressão dinâmica mínima: 100kPa (10mca) (A. Netto, 1998).

Buscando amenizar este problema as empresas de saneamento utilizam como solução a implantação de sistemas de bombeamento de reforço tipo booster, ou seja, instalação de uma bomba na rede de abastecimento, aumentando a pressão na região com problema de abastecimento. A figura 1 mostra o diagrama em blocos de um sistema de abastecimento, onde pode-se identificar o sistema de bombeamento de reforço, após uma determinada área abastecida.

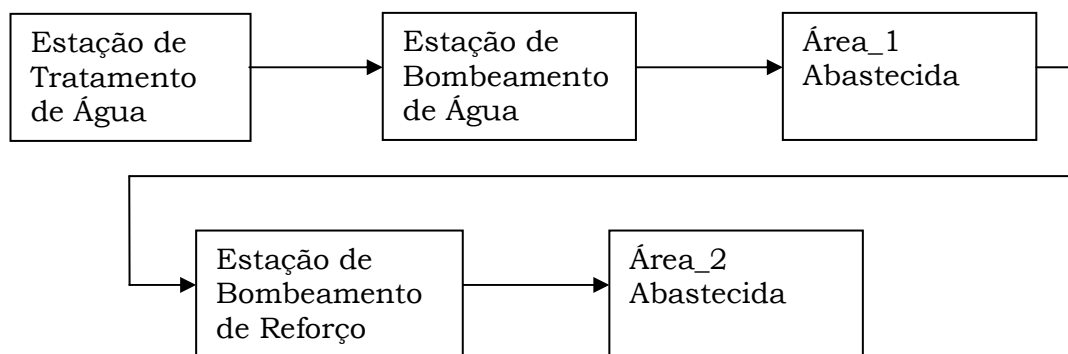


Figura 1 - Diagrama em blocos de um sistema público de abastecimento de água.

Porém, o inconveniente deste tipo de projeto, é que, quando ocorre falta de energia elétrica, ou por qualquer outro problema em que o sistema é desligado há a perda de pressão e entrada de ar nas tubulações. Depois de religado o sistema de bombeamento existe um período de tempo para normalizar o abastecimento na região denominada área_1, e religamento do bombeamento de reforço. É neste momento que geralmente ocorre o problema nos sistemas de bombeamento de reforço, pois a pressão na sucção da bomba dá condições de religamento. Porém quando o motor liga, mesmo com o uso de inversores de frequência e uma rampa de aceleração com tempo longo, ele tende a atingir a velocidade nominal para recuperar a pressão da região denominada área_2. Mas, como a vazão de chegada não é suficiente, devido ao alto consumo na região denominada área_1, o motor desliga novamente, ocorrendo várias vezes, esta ação de liga e desliga até restabelecer a pressão do sistema. A proposta é implementar um sistema de controle capaz de solucionar este problema.

1.2. Formulação do Problema de Engenharia

Monitorar e controlar de forma eficiente um sistema de bombeamento de água para reforço, durante todo o período de fornecimento.

1.3. Formulação do Problema Comercial



Um sistema de distribuição de água deficiente é um problema grave para qualquer empresa do setor, pois desgasta a imagem perante os consumidores bem como acarreta prejuízos financeiros para a organização. Os resultados esperados são: baixo custo para implantação, eficiência na distribuição de água, pouca manutenção.

1.4. Estudos de Mercado

Tratando-se de uma solução específica, este projeto não possui perspectivas de desenvolvimento em série, porém pode vir a ser utilizado em situações específicas, onde haja necessidade de monitoração e controle de um sistema.

1.4.1. Identificação dos interessados

Empresas de saneamento, bem como empresas construtoras para aplicação em condomínios e loteamentos, visando redução dos custos de implantação do sistema de distribuição de água.

1.4.2. Oportunidade de negócios

Empresas fabricantes de controladores e/ou inversores para implementação de um sistema de controle integrado ao sistema de potência.

1.5. Objetivos

Este projeto tem por objetivo, apresentar uma alternativa para implantação de um bombeamento de reforço, utilizado em um sistema público de abastecimento de água, realizando o controle de pressão de forma eficiente na região abastecida, e monitorando a pressão de entrada do bombeamento. O mesmo deverá realizar um controle inicial pela pressão de entrada do sistema, até o momento em que seja



atingido o valor de pressão de trabalho desejado, para então, realizar o controle de pressão pela variável de saída do sistema de abastecimento.

Outra meta a ser atingida é a implementação de um variador de velocidade para acionamento do motor de indução trifásico, utilizado para acionamento da bomba possibilitando, desta forma a realização do controle de pressão através da variação da velocidade do conjunto motor e bomba.

1.6. Universo das Soluções

Existem várias soluções possíveis para implantação de um sistema de distribuição de água em locais onde há baixa pressão na rede de distribuição, bem como em regiões com grandes desníveis geográficos. Existem algumas soluções possíveis que podem ser implementadas, possibilitando um sistema de controle eficiente.

1.6.1. Construção de reservatório

Construção de reservatório tipo apoiado junto ao sistema de bombeamento de reforço para acúmulo de água e funcionamento como câmara de sucção da bomba com controle de pressão na tubulação de recalque através de inversor de frequência, CLP e transdutores de pressão.

1.6.2. Monitoração e controle de pressão

Para implementação desta solução é necessário a instalação de um sensor de pressão próximo a sucção, capaz de realizar o controle do religamento. O mesmo deve ser ajustado para religamento, com um valor bem superior ao necessário para funcionamento do sistema, capaz de suprir a vazão necessária para recuperação da pressão de recalque em um curto espaço de tempo, em conjunto com inversor de frequência, transdutores de pressão de recalque e controlador de pressão ou CLP.

1.6.3. Controle digital com ajuste inicial pela pressão de entrada do sistema

Outra opção é a implementação de um bombeamento de reforço, utilizando sensores de pressão de baixo custo para monitorar a pressão de chegada de água,



realizando o ajuste pela pressão de entrada do sistema até que seja atingido o valor de pressão de saída desejado, para a partir deste, realizar o controle de pressão de saída através da variação de velocidade do motor controlado por microcontrolador.

1.7. Justificativa Técnica e Econômica para a Solução Escolhida

O projeto visa à implementação de um sistema de controle eficiente e de baixo custo, para controle e monitoração de um sistema de bombeamento de reforço para distribuição de água, buscando sempre a redução de perdas, redução de custos e redução das intervenções para manutenção no sistema.

1.7.1. Critérios

Os critérios para seleção da melhor solução incluem: baixo custo de implantação, mínima interferência no ambiente de implantação, e inovação quanto ao sistema de controle, visto que os controladores comerciais não possuem as funções necessárias para implementação de tal controle, ou seja, controle pela variável de entrada até que seja atingido o set point da variável de saída.

1.7.2. Benchmark

Analisando as soluções disponíveis conclui-se que, para a solução do problema deve-se buscar alternativas em equipamentos programáveis, como por exemplo, CLP ou controladores de processos (PID), para controle do inversor de frequência, porém neste caso haverá a utilização de dois equipamentos de custo relativamente alto para controle do sistema. Visando a redução de equipamentos e custos, será implementado um inversor de frequência com sistema de controle embutido em um único microcontrolador.



1.8. Especificações Técnicas da Solução Escolhida

O projeto deverá realizar o controle de pressão de um sistema de bombeamento de reforço. Este controle consiste em variar a velocidade da bomba de recalque de água através da variação de frequência do motor. Para tal será utilizado um microcontrolador capaz de realizar o sistema de controle do mesmo, bem como a medição da pressão de sucção e de recalque do sistema.

O sistema deverá possibilitar o controle de velocidade do motor pela pressão de entrada do sistema, até que seja atingida a pressão de saída desejada; e depois de atingida a pressão desejada, o sistema, deverá controlar a velocidade pela pressão de recalque, mantendo-a constante.



2. REFERENCIAL TEÓRICO

2.1. Bombas Centrífugas

As bombas centrífugas aceleram a massa líquida através da força centrífuga fornecida pelo giro do rotor, cedendo energia cinética a massa em movimento e transformando a energia cinética internamente em energia de pressão, ou piezométrica, na saída do rotor, através da voluta da bomba (S. B. Jardim, 1992).

A curva característica de uma bomba centrífuga é a representação gráfica do desempenho operacional onde, para certa velocidade angular de giro, de um determinado rotor, registra-se a variação da altura manométrica total (AMT) em função da vazão de bombeamento (Q) (S. B. Jardim, 1992).

Toda bomba centrífuga possui uma vazão máxima de operação que nunca é ultrapassada. É a pressão de vazão nula (*shut-off*), quando a descarga da bomba é bloqueada, situação em que o rotor segue girando e recirculando o líquido contido, sem introduzi-lo no conduto de recalque. (S. B. Jardim, 1992). A capacidade de bombeamento (vazão) aumenta quando a pressão de saída diminui e vice-versa. (S. B. Jardim, 1992).

A velocidade de rotação de uma bomba pode ser alterada, possibilitando a mudança dos parâmetros funcionais mais importantes que são a vazão, a pressão de trabalho, a potência consumida e o rendimento operacional. A velocidade de rotação de uma bomba é calculada a partir da velocidade de rotação do motor de acionamento, o eixo da bomba é acoplado diretamente ao eixo do motor (S. B. Jardim, 1992).

A figura 2 apresenta uma curva característica da variação da pressão de uma bomba em função da rotação da mesma, onde é apresentada a variação de vazão (Q) em litros por segundo e a variação de pressão (H) em metros coluna de água (m).

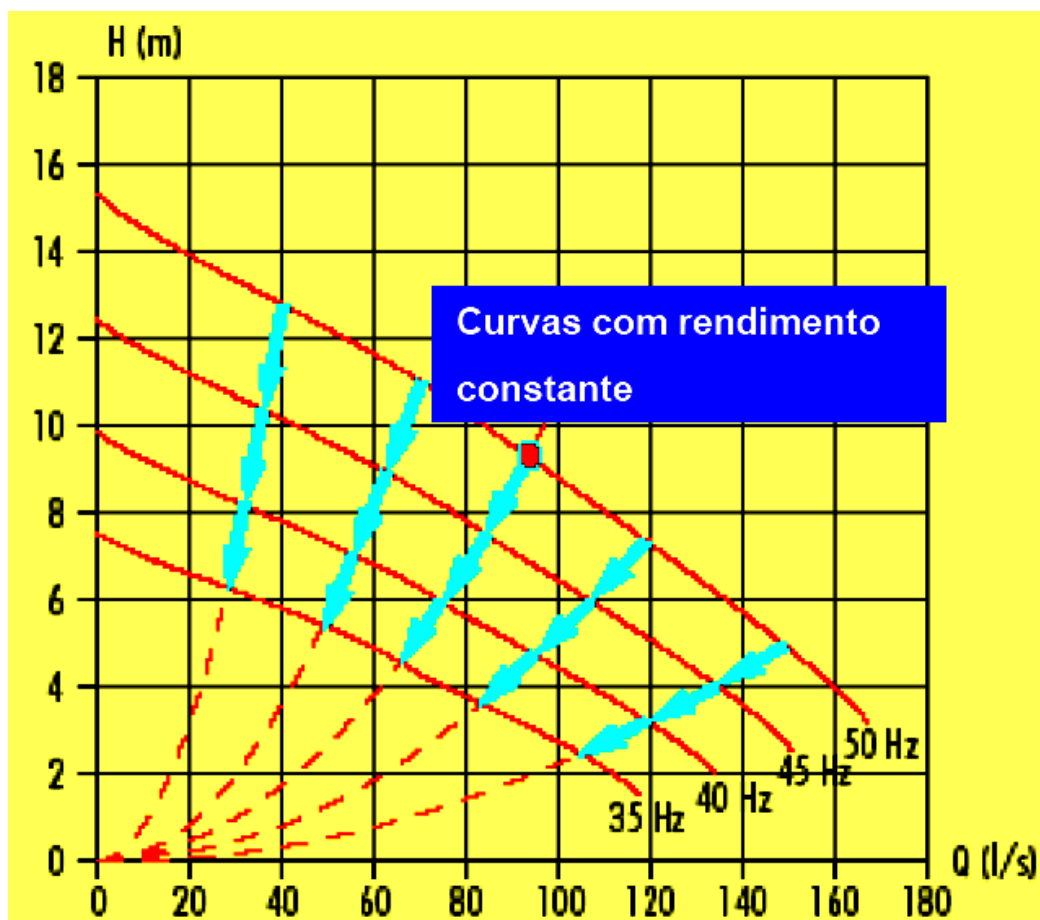


Figura 2 - Variação da vazão em função da rotação.
Fonte: Tsutiya (2006).

2.2. Bombeamento para Reforço ou Booster

O sistema de bombeamento para reforço, também conhecido como booster, é geralmente utilizado em instalações que necessitam de aumento de pressão ou de vazão. (M. T. Tsutiya, 2005). Em um sistema de distribuição de água o booster é instalado em uma tubulação, com o objetivo de aumentar à jusante, auxiliando o escoamento e procurando manter a pressão constante em toda a rede de distribuição de água, independente das variações de consumo ocorridas ao longo do dia. Para isso, normalmente se utiliza nos conjuntos motor-bomba os variadores de rotação da bomba (variador hidrocínético ou inversor de frequência). (M. T. Tsutiya, 2005).



Vários tipos de equipamentos foram utilizados em boosters para abastecimento de água ao longo dos últimos anos destacando-se:

- Booster de rotação constante ou estação pressurizadora, utilizando bombas horizontais.
- Booster com bombas in line instalada em caixas de concreto construída sob o leito carroçável.

Como alternativa foi desenvolvido um projeto mais econômico utilizando bomba submersa de rotação fixa, de custo de implantação menor, porém com alto índice de manutenção, principalmente queima de motor. Entretanto, com o uso de inversor de frequência houve uma grande melhoria operacional. (M. T. Tsutiya, 2005).

De um modo em geral, os boosters com bombas de rotação constante apresentam:

- Rendimento energético relativamente baixo;
- Pressões elevadas à jusante da bomba, principalmente no período noturno, causando aumento do número de vazamentos na rede.
- Freqüentes variações bruscas no escoamento devido às paradas das bombas.

Devido a esses problemas, e também, com a introdução no mercado nacional dos variadores de rotação da bomba, como: hidrocínético, eletromagnético, inversor estático de corrente elétrica e inversor de frequência, os boosters com bombas de rotação constante tem sido substituídos por boosters com bombas de rotação variável, tendo sido os mais utilizados, o variador de rotação hidrocínético e o inversor de frequência. (M. T. Tsutiya, 2005).

2.2.1. Recomendações para dimensionamento do booster

Para o booster utilizado na distribuição de água, são apresentadas as seguintes recomendações: (M. T. Tsutiya, 2005).

- A cota topográfica do booster deve ser tal que a pressão disponível na sucção das bombas, em final de plano, seja igual ou superior a 10 mca;



- A bomba deve ser adequada à operação em rotação variável para bombeamento de água potável sob condições de alta variação de vazão ($Q_{\min} = 0,3 \cdot Q_{\text{med}}$, $Q_{\max} = 1,8 \cdot Q_{\text{med}}$). O rendimento mínimo aceitável é de 50% para bombas de até 3,0 cv; 60% para bombas de 3,0 a 7,7 cv; e 70% para bombas maiores que 7,7 cv;

- O variador deve apresentar rotação, potência e refrigeração compatíveis com o motor e bomba acoplados, assim como rotação nominal máxima de saída, à plena carga, superior a 85% da rotação de entrada. O rendimento nominal mínimo é de 80% para cargas até 7,5 cv, 85% para cargas entre 7,5 e 15 cv e de 90% para cargas superiores a 15 cv;

- Os pressostatos de sucção devem ser dimensionados para suportar continuamente a máxima pressão estática prevista na entrada da estação, com ajuste de atuação (na descida) definido em 30% da pressão dinâmica mínima, e rearme automático (na subida) não superior a 50% da mesma pressão;

- Os pressostatos de recalque devem ser dimensionados para suportar continuamente a máxima pressão estática esperada no recalque na condição de vazão nula e rotação plena (nominal) da bomba, com ajuste de atuação (na subida) definida em 110% da pressão ajustada no controle do variador, e rearme automático (na descida) não inferior a 105% da mesma pressão;

- Em caso de defeitos temporários (falta de energia, falta de água) o sistema deve ser capaz de reentrar automaticamente assim que o problema desaparecer, sendo o motor dimensionado para suportar o subsequente carregamento de rede;

- Em caso de defeitos permanentes (no motor ou no variador) o sistema deverá sinalizar e permanecer bloqueado até que o problema seja sanado e o respectivo botão de rearme seja pressionado;

- Eventuais transitórios de pressão (partida de bombas, manobras de rede) devem ser filtrados através de temporizadores de retardo associados ao seu respectivo pressostato;

- Pode eventualmente, ser previsto abastecimento parcial do setor, pela pressão residual disponível na entrada, através de um ramal de derivação (*by-pass*) de diâmetro compatível à rede;



2.3. Variadores de Velocidade

2.3.1. Variador de velocidade hidrocínético

É um acoplamento hidráulico com nível de óleo regulável conforme um parâmetro de controle. É composto por um eixo de entrada de rotação fixa e um eixo de saída, cuja rotação pode variar linearmente desde zero até uma rotação próxima a do eixo de entrada. A variação da rotação é obtida pela atuação de um sensor incorporado, o qual pode reagir em resposta a qualquer variável escolhida como: peso, pressão, temperatura, capacidade, volume e nível. (M. T. Tsutiya, 2005).

No variador hidrocínético usa-se óleo como fluido e dois discos aletados frente a frente alojados em uma caixa fechada montada sobre dois eixos independentes. Dentro da caixa coloca-se certa quantidade de fluido (óleo hidráulico) até atingir um nível determinado. O primeiro eixo será acoplado ao motor de rotação constante, e o segundo a bomba que se deseja rotação variável. Os dois discos são montados bem próximos, porém sem se tocarem, uma peça em forma de coroa é fixada no disco de rotação constante formando um receptáculo onde o óleo é mantido. (M. T. Tsutiya, 2005).

2.3.2. Variador de Velocidade com Inversor de frequência

É um equipamento elétrico capaz de produzir uma variação nos valores da tensão e da frequência elétrica que alimenta o motor, promovendo a variação de sua rotação. (M. T. Tsutiya, 2005).

A variação da frequência é feita em um painel que recebe energia na frequência da rede, 60 Hz no Brasil, comandada por um sinal elétrico proveniente de um sensor que pode ser de pressão para o caso de redes de distribuição de água ou de nível para estações elevatórias de esgoto. Esse sinal, gerado no sensor pode ser convertido por um transdutor na faixa de 4 a 20 mA e transmitido mesmo a distância para o painel para controle da variação da frequência, de modo a provocar a mudança de rotação no conjunto motor-bomba.



Deve-se tomar cuidado com a escolha do motor, pois o motor de indução trifásico normal é projetado para trabalhar a partir da rede de alimentação senoidal. O conversor de frequência procura imitar essa alimentação senoidal através da geração de pulsos de alta frequência, onde a largura de cada pulso é controlada de forma que o valor médio resultante seja uma senóide. (M. T. Tsutiya, 2005).

Entretanto os inversores de frequência pelo seu princípio de funcionamento provocam distorções nas formas de onda de tensão e corrente da rede elétrica, as quais passam a apresentar características diferentes de uma onda senoidal pura de 60 Hz, devido a presença de harmônicos na rede. Essas características têm suas conseqüências negativas, sendo que, no motor, provoca uma elevação de temperatura e variação na eficiência devido à onda não senoidal, e na rede elétrica, há uma degeneração na qualidade do sinal causando distúrbios em instrumentos de medição e controle, interferências negativas com a vizinhança e perdas elétricas. (M. T. Tsutiya, 2005).

Atualmente a forma mais utilizada para o controle de velocidade de motores de indução é a utilização de inversores de frequência, pois possibilitam a alteração da frequência, bem como a variação de tensão aplicada ao motor, melhorando as características de torque do mesmo.

2.4. Motor Elétrico

O motor elétrico é a máquina destinada a transformar energia elétrica em energia mecânica. O motor de indução é o mais usado de todos os tipos de motores, pois combina as vantagens da utilização de energia elétrica - baixo custo, facilidade de transporte, limpeza e simplicidade de comando - com sua construção simples, grande versatilidade de adaptação às cargas dos mais diversos tipos e melhores rendimentos. Os tipos mais comuns de motores elétricos são: (Weg, 2008).

- Motores de corrente contínua: são motores de custo mais elevado e, além disso, precisam de uma fonte de corrente contínua, ou de um dispositivo que converta a corrente alternada comum em contínua. Podem funcionar com velocidade ajustável entre amplos limites e se prestam a controles de grande flexibilidade e precisão. Por isso, seu uso é restrito a casos especiais em que estas exigências compensam o custo muito mais alto da instalação.

- Motores de corrente alternada: são os mais utilizados, porque a distribuição de energia elétrica é feita normalmente em corrente alternada. Os principais tipos são:

Motor síncrono: Funciona com velocidade fixa; utilizado somente para grandes potências (devido ao seu alto custo em tamanhos menores) ou quando se necessita de velocidade invariável.

Motor de indução: Funciona normalmente com uma velocidade constante, que varia ligeiramente com a carga mecânica aplicada ao eixo. Devido a sua grande simplicidade, robustez e baixo custo, é o motor mais utilizado de todos, sendo adequado para quase todos os tipos de máquinas acionadas, encontradas na prática. Atualmente é possível controlar a velocidade dos motores de indução com o auxílio de inversores de frequência.

2.4.1. Motor de indução trifásico

O motor de indução trifásico (figura 3) é composto fundamentalmente de duas partes: estator e rotor. (Weg, 2008).

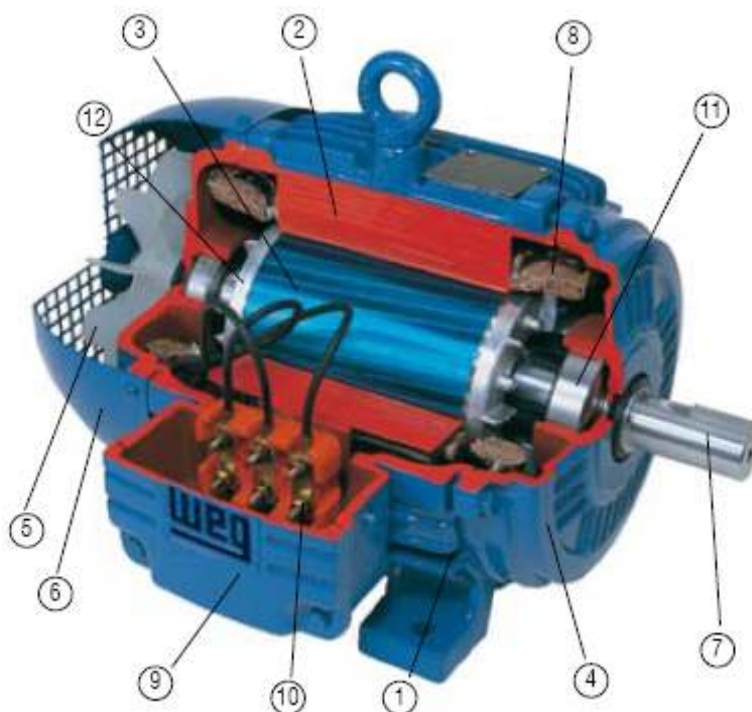


Figura 3 - Motor de Indução Trifásico.
Fonte: Weg (2008).

Estator:



- Carcaça (1) - é a estrutura suporte do conjunto; de construção robusta em ferro fundido, aço ou alumínio injetado, resistente à corrosão e com aletas.
- Núcleo de chapas (2) - as chapas são de aço ferromagnético, tratadas termicamente para reduzir ao mínimo as perdas no ferro.
- Enrolamento trifásico (8) - três conjuntos iguais de bobinas, uma para cada fase, formando um sistema trifásico ligado à rede trifásica de alimentação.

Rotor:

- Eixo (7) - transmite a potência mecânica desenvolvida pelo motor. É tratado termicamente para evitar problemas como empenamento e fadiga.
- Núcleo de chapas (3) - as chapas possuem as mesmas características das chapas do estator.
- Barras e anéis de curto-circuito (12) - são de alumínio injetado sob pressão numa única peça.

Outras partes do motor de indução trifásico:

- Tampa (4)
- Ventilador (5)
- Tampa defletora (6)
- Caixa de ligação (9)
- Terminais (10)
- Rolamentos (11)

O motor de gaiola é aquele cujo rotor é constituído de um conjunto de barras não isoladas e interligadas por anéis de curto-circuito. O que caracteriza o motor de indução é que só o estator é ligado à rede de alimentação. O rotor não é alimentado externamente e as correntes que circulam nele, são induzidas eletromagneticamente pelo estator.

2.4.2. Princípio de funcionamento – campo girante

Quando uma bobina é percorrida por uma corrente elétrica, é criado um campo magnético dirigido conforme o eixo da bobina e de valor proporcional à corrente.

Na figura 4 é indicado um enrolamento monofásico atravessado por uma corrente I , e o campo H criado por ela; o enrolamento é constituído de um par de pólos (um pólo norte e um pólo sul), cujos efeitos se somam para estabelecer o campo H . O fluxo magnético atravessa o rotor entre os dois pólos e se fecha através do núcleo do estator.

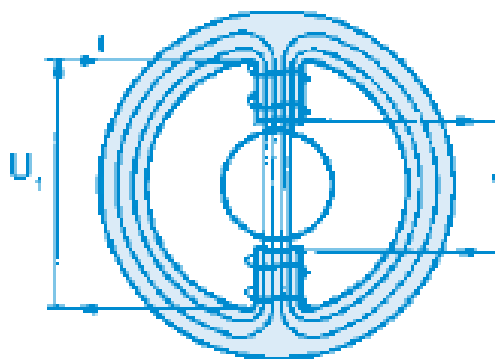


Figura 4 – Enrolamento monofásico.
Fonte: Weg (2008).

Se a corrente I é alternada, o campo H também é, e o seu valor a cada instante será representando pelo mesmo gráfico da figura 5, inclusive invertendo o sentido em cada semiciclo. O campo H é pulsante, pois, sua intensidade varia proporcionalmente à corrente, sempre na mesma direção norte-sul.

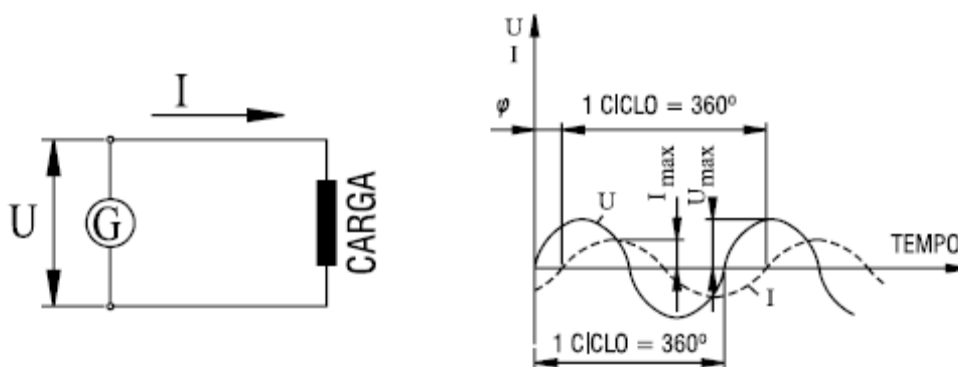


Figura 5 – Gráfico da tensão e corrente em função do tempo.
Fonte: Weg (2008)

Na figura 6 é indicado um enrolamento trifásico, que é composto por três monofásicos espaçados entre si de 120° .

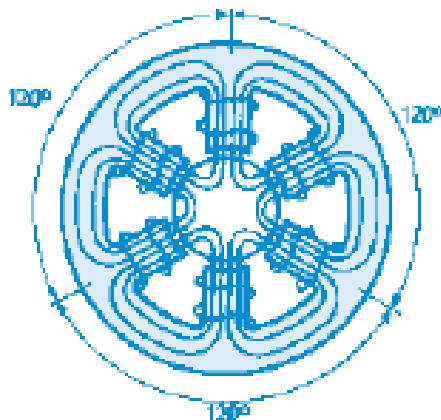


Figura 6 – Enrolamento Trifásico.
Fonte: Weg (2008).

Se este enrolamento for alimentado por um sistema trifásico, as correntes I_1 , I_2 e I_3 criarão, do mesmo modo, os seus próprios campos magnéticos H_1 , H_2 e H_3 . Estes campos são espaçados entre si de 120° . Além disso, como são proporcionais às respectivas correntes, serão defasados no tempo, também de 120° entre si e podem ser representados por um gráfico igual ao da figura 7. O campo total H resultante, a cada instante, será igual à soma gráfica dos três campos H_1 , H_2 e H_3 naquele instante.

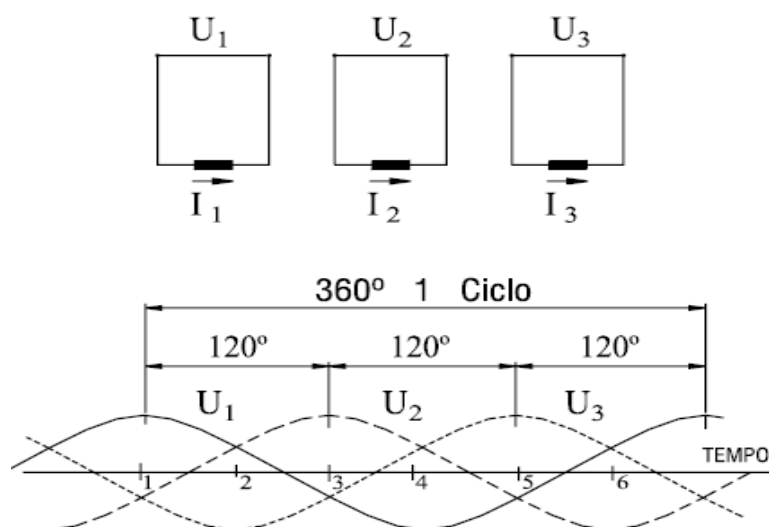


Figura 7 – Representação gráfica da tensão trifásica em função do tempo.
Fonte: Weg (2008)

Na figura 8, está representada a soma gráfica para seis instantes sucessivos.

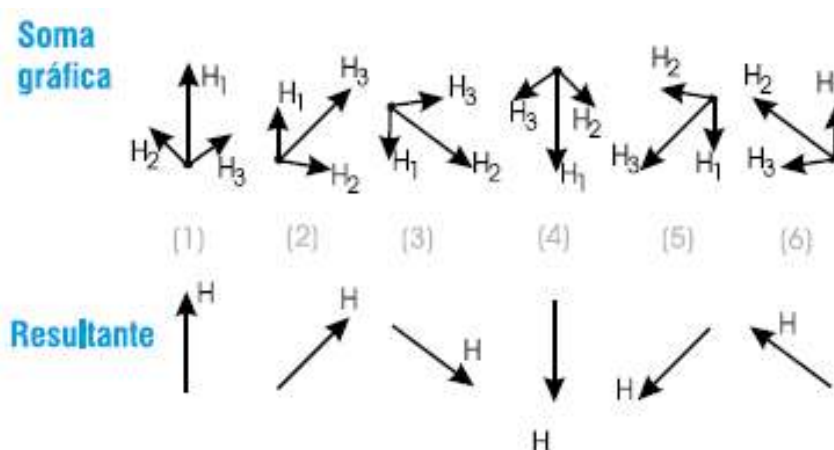


Figura 8 – Soma gráfica.
Fonte: Weg (2008).

No instante (1), a figura 8, mostra que o campo H_1 é máximo e os campos H_2 e H_3 são negativos e de mesmo valor, iguais a 0,5. Os três campos são representados na figura 8 (1), parte superior, levando em conta que o campo negativo é representado por uma seta de sentido oposto ao que seria normal; o campo resultante (soma gráfica) é mostrado na parte inferior da figura 8 (1), tendo a mesma direção do enrolamento da fase 1. Repetindo a construção para os pontos 2, 3, 4, 5 e 6 da figura 8, observa-se que o campo resultante H tem intensidade constante, porém sua direção vai girando, completando uma volta no fim de um ciclo. Assim, quando um enrolamento trifásico é alimentado por correntes trifásicas, cria-se um campo girante, como se houvesse um único par de pólos girantes, de intensidade constante. Este campo girante, criado pelo enrolamento trifásico do estator, induz tensões nas barras do rotor (linhas de fluxo cortam as barras do rotor) as quais geram correntes, e conseqüentemente, um campo no rotor, de polaridade oposta à do campo girante. Como campos opostos se atraem e como o campo do estator (campo girante) é rotativo, o rotor tende a acompanhar a rotação deste campo. Desenvolve-se então, no rotor, um conjugado motor que faz com que ele gire, acionando a carga.

2.4.3. Velocidade síncrona (N_s)

A velocidade síncrona do motor é definida pela velocidade de rotação do campo girante, a qual depende do número de pólos ($2p$) do motor e da freqüência (f) da rede, em hertz. Os enrolamentos podem ser construídos com um ou mais pares



de pólos, que se distribuem alternadamente (um norte e um sul) ao longo da periferia do núcleo magnético. O campo girante percorre um par de pólos (p) a cada ciclo. Assim, como o enrolamento tem pólos ou p pares de pólos, a velocidade do campo será: (Weg, 2008).

$$N_s = \frac{60 * f}{p} = \frac{120 * f}{2 * p} \quad (\text{rpm}) \quad (\text{Eq.1})$$

Para motores de dois pólos, o campo percorre uma volta a cada ciclo. Assim, os graus elétricos equivalem aos graus mecânicos. Para motores com mais de dois pólos obtém-se, um giro geométrico menor. Por exemplo: Para um motor de seis pólos teremos, em um ciclo completo, um giro do campo de $360^\circ \times 2/6 = 120^\circ$ geométricos. Isto equivale, logicamente, a $1/3$ da velocidade em dois pólos. Conclui-se, assim, que: Graus geométricos = Graus mecânicos $\times p$

2.4.4. Escorregamento (s)

Se o motor gira a uma velocidade diferente da velocidade síncrona, ou seja, diferente da velocidade do campo girante, o enrolamento do rotor corta as linhas de força magnética do campo e, pelas leis do eletromagnetismo, circularão nele correntes induzidas. Quanto maior a carga, maior terá que ser o conjugado necessário para acioná-la. Para obter o conjugado, terá que ser maior a diferença de velocidade para que as correntes induzidas e os campos produzidos sejam maiores. Portanto, a medida que a carga aumenta cai a rotação do motor. Quando a carga é zero (motor em vazio) o rotor girará praticamente com a rotação síncrona. A diferença entre a velocidade do motor n e a velocidade síncrona N_s chama-se escorregamento s , que pode ser expresso em rpm, como fração da velocidade síncrona, ou como porcentagem desta: (Weg, 2008).

$$s(\text{rpm}) = N_s - n; \quad s = \frac{N_s - n}{N_s}; \quad s(\%) = \frac{N_s - n}{N_s} * 100; \quad (\text{Eq.2})$$

Para um dado escorregamento $s(\%)$, a velocidade do motor será, portanto:

$$n = N_s * \left(1 - \frac{s(\%)}{100}\right) \quad (\text{Eq. 3})$$

2.4.5. Velocidade nominal

É a velocidade (rpm) do motor funcionando à potência nominal, sob tensão e frequência nominais. Conforme foi visto no item 2.2.4, depende do escorregamento e da velocidade síncrona. (Weg, 2008).

$$n = N_s * \left(1 - \frac{s\%}{100}\right) \quad (\text{rpm})$$

2.5. Regulagem da Velocidade de Motores Assíncronos de Indução

A relação entre velocidade, frequência, número de pólos e escorregamento é expressa por: (Weg, 2008).

$$n = \frac{2}{2 * p} * f * 60 * (1 - s) \quad (\text{Eq. 4})$$

Onde, n = rpm;

f = frequência da tensão (Hz);

2p = número de pólos;

s = escorregamento;

Analisando a fórmula, verifica-se que para regular a velocidade de um motor assíncrono, pode-se atuar nos seguintes parâmetros: 2p = número de pólos; s = escorregamento; e f = frequência da tensão (Hz).

- **Variação do Número de Pólos:** existem três modos de variar o número de pólos de um motor assíncrono, os quais são: (Weg, 2008), enrolamentos separados no estator; um enrolamento com comutação de pólos; combinação dos dois anteriores.

Em todos esses casos, a regulação de velocidade será discreta, sem perdas, porém, a carcaça será maior do que a de um motor de velocidade única.

- Motores de duas velocidades com enrolamentos separados: esta versão apresenta a vantagem de se combinar enrolamentos com qualquer número de pólos, porém, limitada pelo dimensionamento eletromagnético do núcleo (estator/rotor) e carcaça geralmente bem maior que o de velocidade única.

- Motores de duas velocidades com enrolamento por comutação de pólos: o sistema mais comum que se apresenta é o denominado ligação Dahlander. Esta ligação implica numa relação de pólos de 1:2 com conseqüente relação de rotação de 2:1.

Podem ser ligadas da seguinte forma (figura 9):

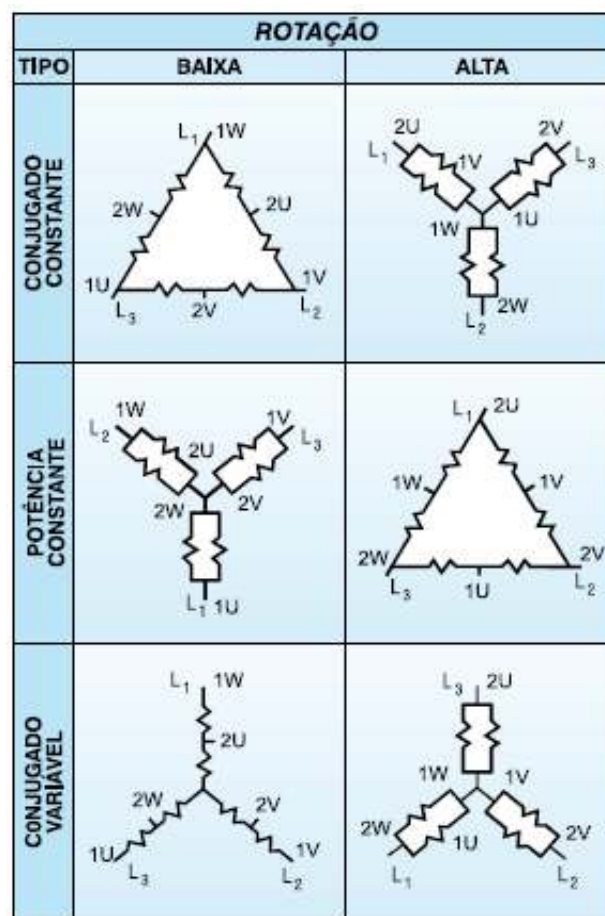


Figura 9 – Ligações Dahlander.
Fonte: Weg (2008).

Conjugado constante: o conjugado nas duas rotações é constante e a relação de potência é da ordem de 0,63:1. Este caso se presta as aplicações cuja curva de torque da carga permanece constante com a rotação.

Potência constante: neste caso, a relação de conjugado é 1:2 e a potência permanece constante.



Conjugado variável: neste caso, a relação de potência será de aproximadamente 1:4. É muito aplicado às cargas como bombas e ventiladores.

- Motores com mais de duas velocidades: é possível combinar um enrolamento Dahlander com um enrolamento simples ou mais. Entretanto, não é comum, e somente utilizado em aplicações especiais.

- Variação do escorregamento: neste caso, a velocidade do campo girante é mantida constante, e a velocidade do rotor é alterada de acordo com as condições exigidas pela carga, que podem ser: variação da resistência rotórica; variação da tensão do estator; variação de ambas, simultaneamente.

Estas variações são conseguidas através do aumento das perdas rotóricas, o que limita a utilização desse sistema.

- Variação da resistência rotórica: utilizado em motores de anéis. Baseia-se na seguinte equação:

$$s = \frac{3 * R_2 * I_2^2}{W_0 * T} ; \quad s = \frac{P_{j2}}{W_0 * T} \quad (\text{Eq. 5})$$

onde: P_{j2} = Perdas rotóricas (W)

W_0 = Rotação síncrona em rd/s

T = Torque ou conjugado do rotor

R₂ = Resistência rotórica (ohms)

I₂ = Corrente rotóricas (A)

A inserção de uma resistência externa no rotor faz com que o motor aumente o (s), provocando a variação de velocidade.

- Variação da tensão do estator: é um sistema pouco utilizado, uma vez que também gera perdas rotóricas e a faixa de variação de velocidade é pequena.

2.6. Inversores de Freqüência

O uso de motores elétricos de indução alimentados por inversores de freqüência para acionamentos de velocidade variável tem crescido significativamente nos últimos anos em virtude das vantagens inerentes



proporcionadas por esta aplicação, tais como: a facilidade de controle, a economia de energia e a redução no preço dos inversores, liderada pelo desenvolvimento de componentes eletrônicos cada vez mais baratos. Tais acionamentos são aplicados principalmente em bombas, ventiladores, centrífugas e bobinadeiras. (Weg, 2008).

As características construtivas de um motor de indução alimentado por uma rede senoidal são determinadas em função das características desta rede, das características da aplicação e das características do meio ambiente. No entanto, quando alimentado por inversor de frequência, também as características próprias do inversor exercem significativa influência sobre o comportamento do motor, determinando-lhe novas características construtivas ou de operação.

O inversor deverá ter sempre a sua corrente nominal igual ou maior que a corrente nominal do motor. Deve-se cuidar porque um mesmo inversor poderá ter várias correntes nominais diferentes em função do tipo de carga e da frequência de chaveamento. Normalmente existem dois tipos de carga: torque constante e torque variável. A carga tipo torque constante é aquela onde o torque permanece constante ao longo de toda a faixa de variação de velocidade, como por exemplo, correias transportadoras, extrusoras, bombas de deslocamento positivo, elevação e translação de cargas. A carga tipo torque variável é aquela onde o torque aumenta com o aumento da velocidade, como é o caso de bombas e ventiladores centrífugos. Os inversores especificados para cargas com torque variável não necessitam de uma grande capacidade de sobrecarga (10% a 15% é suficiente) e por isso a sua corrente nominal pode ser maior. Este mesmo inversor, se aplicado em uma carga com torque constante, necessitará de uma capacidade de sobrecarga maior (normalmente 50%) e, portanto, a sua corrente nominal será menor. (Weg, 2008)

A frequência de chaveamento também influi na corrente nominal do inversor. Quanto maior a frequência de chaveamento do inversor, mais a corrente se aproxima de uma senóide perfeita e, por isso, o ruído acústico de origem magnética gerado pelo motor é menor. Por outro lado, as perdas no inversor são maiores devido ao aumento na frequência de operação dos transistores (perdas devido ao chaveamento). Normalmente a corrente nominal é especificada para uma temperatura máxima de 40°C e uma altitude máxima de 1000m. Acima destes valores deverá ser aplicado um fator de redução na corrente nominal. (Weg, 2008).

Para altas frequências de chaveamento (acima de 9kHz), o inversor atua como gerador não intencional. Isto significa que equipamentos sensíveis às altas frequências (por exemplo, controladores de temperatura a termopar, sensores

diversos etc.) podem sofrer perturbação na sua operação devido ao inversor.(Weg, 2008).

Os inversores de frequência podem ser divididos em três componentes principais, conforme a figura 10.

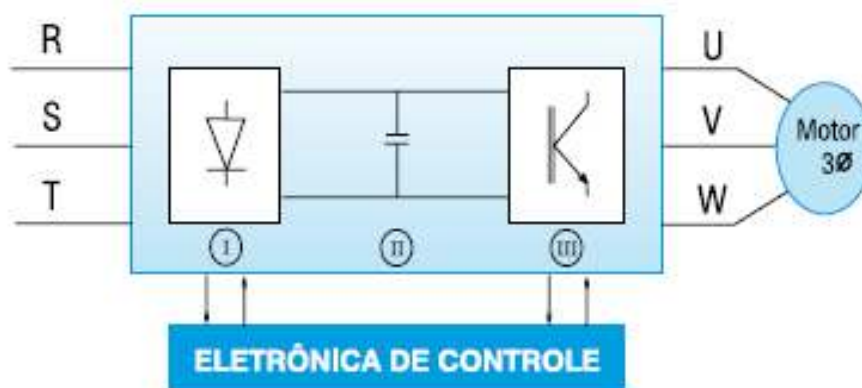


Figura 10 – Estrutura básica de um inversor de frequência.

Fonte: Weg (2008).

- O retificador: I - que é conectado a uma fonte de alimentação externa alternada monofásica ou trifásica e gera uma tensão contínua pulsante. Existem basicamente dois tipos de retificadores – controlados e não controlados.

Retificador não controlado: utiliza diodos que são componentes semicondutores que permitem a passagem da corrente em apenas uma direção: do anodo para o catodo. Não é possível, como é o caso de outros componentes semicondutores, controlar a intensidade da corrente. Uma tensão alternada sobre um diodo é convertida em uma tensão CC pulsante. Se uma fonte trifásica é utilizada junto com um retificador não controlado, a tensão CC continuará a ser pulsante. (EJM, 2008).

Retificador controlado: tem basicamente a mesma configuração do retificador não controlado, tendo os diodos substituídos por tiristores. Com exceção de que os tiristores são controlados por φ (sinal de controle, que é um atraso de tempo, expresso em graus) e começam a conduzir a partir do ponto que um diodo normal inicia até 30° de atraso em relação a passagem da tensão por zero. A regulação de φ permite a variação do valor da tensão contínua na saída do retificador. Um retificador controlado fornece uma tensão CC com um valor médio de $1,35 \times$ tensão de alimentação $\times \cos\varphi$. (EJM, 2008).



Comparado com o retificador não controlado, este causa maiores perdas e distúrbios na rede de alimentação, porque o retificador drena uma corrente reativa maior se o tiristor conduzir por um curto período de tempo. Entretanto, a vantagem dos retificadores controlados é que a energia pode ser devolvida para rede.

- O circuito intermediário: II - pode ser visto como um reservatório do qual o motor pode drenar energia através do inversor. Ele pode ser construído de acordo com três princípios diferentes, dependendo do tipo de retificador e inversor: (EJM, 2008).

Inversor fonte de corrente: o circuito intermediário consiste de um grande indutor e é combinado apenas com um retificador controlado. O indutor transforma a tensão variável do retificador em uma corrente contínua variável. A carga determina a amplitude da tensão do motor;

Inversor fonte de tensão: o circuito intermediário consiste em um filtro capacitivo e pode ser combinado com os dois tipos de retificador. O filtro alisa a tensão pulsante do retificador. Num retificador controlado, a tensão é constante numa dada frequência, e fornecida ao circuito inversor como uma tensão contínua pura com amplitude variável. Com retificadores não controlados, a tensão na entrada do inversor é uma tensão CC com amplitude constante.

Tensão variável: possui um chopper inserido na frente do filtro, que tem um transistor que funciona como uma chave para ligar ou desligar a tensão do retificador. O circuito de controle regula o chopper através da comparação da tensão variável depois do filtro com um sinal de entrada. Se existe diferença, a relação é regulada pelo tempo que o transistor conduz e o tempo que ele é bloqueado. Isso varia o valor efetivo e o tamanho da tensão contínua. Quando o transistor do chopper interrompe a corrente, a bobina do filtro faz com que a tensão através do transistor seja muito grande. Para impedir que isso aconteça, o chopper é protegido por um diodo de roda-livre. O filtro do circuito intermediário alisa a tensão quadrada que é fornecida pelo chopper. O filtro capacitivo e indutivo mantém a tensão constante para uma dada frequência.

O circuito intermediário também pode fornecer inúmeras funções adicionais dependendo do seu projeto, como: desacoplamento entre o retificador e o inversor; redução de harmônicas; e reserva de energia para suportar variações bruscas de carga.

- O inversor: III - é a última conexão do inversor de frequência antes do motor e o ponto final onde a adaptação da tensão de saída ocorre. Do circuito intermediário o conversor pode receber tanto: uma corrente contínua variável; uma tensão contínua variável; ou uma tensão contínua constante. Em todos os casos o inversor assegura que a saída para o motor se torna variável. Em outras palavras, a frequência para o motor é gerada no inversor. Se a corrente ou tensão são variáveis, o inversor gera apenas a frequência. Se a tensão é constante o inversor gera a tensão e a frequência. Mesmo que os inversores trabalhem de formas diferentes, sua estrutura básica é sempre a mesma. Os componentes principais são semicondutores controláveis, colocados em par em três ramos. Atualmente os tiristores têm sido largamente substituídos pelos transistores que podem ser chaveados de forma mais rápida. Apesar de depender do tipo de semicondutor utilizado, a frequência de chaveamento esta tipicamente entre 300Hz e 20kHz. Os semicondutores no inversor são ligados e desligados por sinais gerados no circuito de controle. Os sinais podem ser controlados de diversas formas. (EJM, 2008).

Inversores tradicionais, trabalhando principalmente com circuitos intermediários de tensão variável, consistem de seis diodos, seis tiristores e seis capacitores. Os capacitores habilitam os tiristores a chavear, de forma que a corrente esteja defasada 120° elétricos nas bobinas do motor e devem ser adaptadas ao tamanho do motor. Um campo girante intermitente com a frequência desejada é produzido quando os terminais do motor são excitados com corrente U-V, VW, W-U, U-V. Mesmo que isso faça a corrente do motor quase quadrada, a tensão do motor é quase senoidal. Entretanto, sempre existem picos de tensão quando a corrente é chaveada. Os diodos isolam os capacitores da corrente de carga do motor.

Em inversores com circuitos intermediários de tensão constante ou variável existem seis componentes chaveadores e independentemente do tipo de semicondutor utilizado. A função é basicamente a mesma, o circuito de controle chaveia os semicondutores utilizando-se das mais diversas técnicas de modulação, mudando, dessa forma, a frequência de saída do inversor.

A primeira técnica trabalha com tensão ou corrente variável no circuito intermediário. Os intervalos em que os semicondutores individualmente conduzem são colocados numa seqüência que é usada para se obter a frequência de saída desejada. Essa seqüência de chaveamento é controlada pela amplitude da tensão ou corrente do circuito intermediário. Utilizando-se um oscilador controlado por

tensão, a frequência sempre obedece a amplitude da tensão. Esse tipo de inversor é chamado de PAM (Pulse Amplitude Modulation ou Modulação por Amplitude de Pulso). (EJM, 2008).

A outra principal técnica usa um circuito intermediário de tensão constante. A tensão no motor é conseguida aplicando-se a tensão do circuito intermediário por períodos mais longos ou mais curtos. A frequência é mudada através da variação dos pulsos de tensão ao longo do eixo do tempo, positivamente para meio período e negativamente para o outro meio. Como a técnica muda a largura dos pulsos de tensão, ela é chamada de PWM (Pulse Width Modulation ou Modulação por Largura de Pulso), e é a mais utilizada no controle dos inversores. Nas técnicas PWM o circuito de controle determina os tempos de chaveamento dos semicondutores através da intersecção entre uma tensão triangular e uma tensão senoidal superposta (PWM controlada pelo seno figura 11).

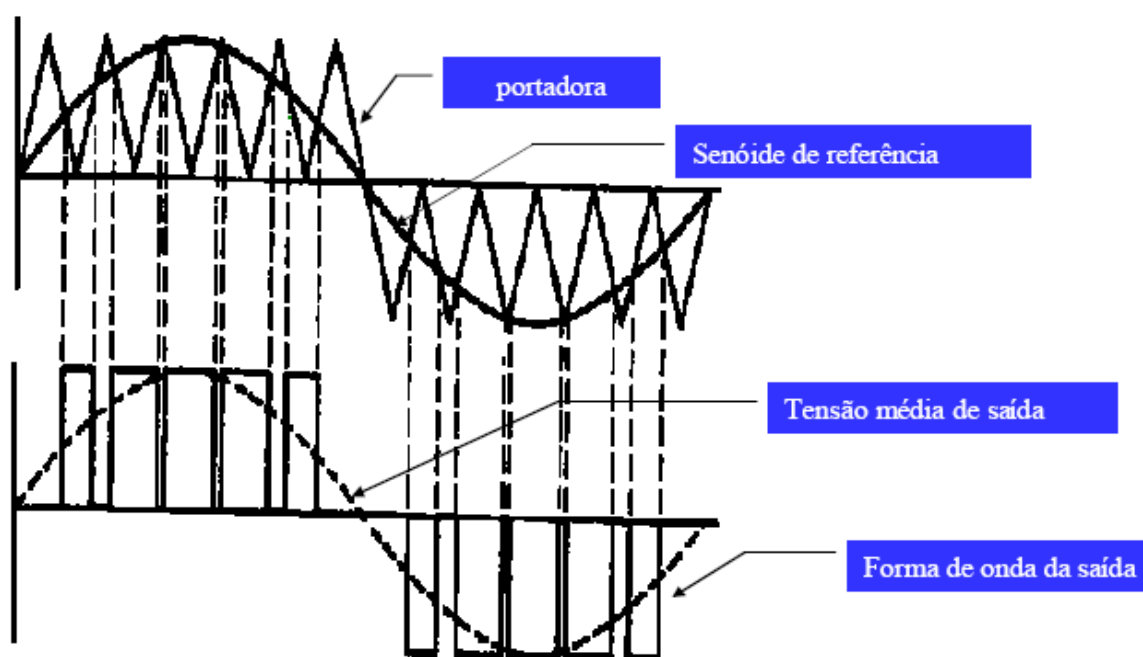


Figura 11 - Sistema de modulação PWM. Fonte: Tsutiya, (2006).

Eletrônica de controle, ou placa de controle é a quarta peça do inversor de frequência e tem quatro tarefas essenciais: controlar os semicondutores do inversor de frequência; troca de dados entre o inversor de frequência e os periféricos; verificar e reportar mensagens de falha; cuidar das funções de proteção do inversor de frequência e do motor.



Os microprocessadores têm aumentado sua capacidade de processamento e velocidade, aumentando significativamente o número de aplicações possíveis aos inversores de frequência e reduzindo o número de cálculos necessários a sua aplicação. Com os microprocessadores o processamento é integrado dentro do inversor de frequência e este está apto a determinar o melhor padrão de chaveamento para cada estado de operação, que transmite e recebe sinais do retificador, do circuito intermediário e do inversor. As partes que são controladas em detalhes dependem do projeto individual de cada inversor de frequência. O que todos os inversores de frequência têm em comum é que o circuito de controle usa sinais para chavear o inversor. Inversores de frequência são divididos de acordo com o padrão de chaveamento que controla a tensão de saída para o motor. (EJM, 2008).

Destinados inicialmente a aplicações mais simples, os inversores de frequência são atualmente encontrados nos mais diversos usos, desde o acionamento de bombas até complexos sistemas de automação industrial, grande parte das aplicações como bombas, ventiladores e máquinas simples, necessitam apenas de variação de velocidade e partidas suaves, sendo atendidos plenamente com o uso de inversores com tecnologia Escalar ou V/F.

Entretanto, algumas aplicações como: elevadores, guinchos, bobinadeiras e máquinas operatrizes necessitam além da variação de velocidade, o controle de torque, operações em baixíssimas rotações e alta velocidade de resposta, sendo atendidas por inversores com tecnologia Vetorial de Fluxo

2.6.1. Controle escalar

Baseia-se no conceito original do conversor de frequência: impõe no motor uma determinada tensão/frequência, visando manter essa relação constante, ou seja, o motor trabalha com fluxo aproximadamente constante. Seu equacionamento baseia-se no circuito equivalente do motor, ou seja, são equações de regime permanente. Com inversores escalares é necessária a queda de velocidade para aumento do torque, ou seja, o torque produzido no motor é proporcional ao escorregamento. É aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a comandos de torque e velocidade. O controle é realizado em malha aberta e a velocidade é função do escorregamento do motor, que varia em função da carga, já que a frequência no estator é imposta. (Weg, 2008). Para melhorar o desempenho

do motor nas baixas velocidades, alguns inversores possuem funções especiais como a compensação de escorregamento (que atenua a variação da velocidade em função da carga) e o boost de tensão (aumento da relação V/F para compensar o efeito da queda de tensão na resistência estatórica), de maneira que a capacidade de torque do motor seja mantida. O controle escalar é o mais utilizado devido à sua simplicidade.

Para possibilitar a operação do motor com torque constante para diferentes velocidades, deve-se variar a tensão V proporcionalmente com a variação da frequência F mantendo desta forma o fluxo constante. A variação V/F é feita linearmente até a frequência base (nominal) do motor. Acima desta, a tensão que já é a nominal permanece constante e há então apenas a variação da frequência que é aplicada ao enrolamento do estator. (Figura 12).

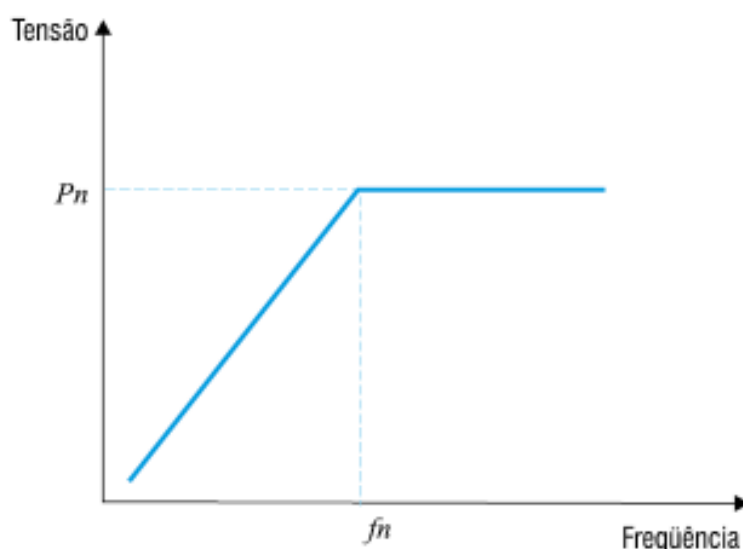


Figura 12 - Curva representativa da tensão V em função da frequência F .
Fonte: Weg (2008).

Com isto determina-se uma área acima da frequência base (nominal) chamada região de enfraquecimento de campo, ou seja, uma região onde o fluxo começa a decrescer e, portanto, o torque também começa a diminuir.

2.6.2. Controle vetorial

O controle vetorial admite a representação das grandezas elétricas instantâneas por vetores, baseando-se nas equações espaciais dinâmicas da máquina, com as grandezas referidas ao fluxo enlaçado pelo rotor. Ou seja, o motor



de indução é visto pelo controle vetorial como um motor de corrente contínua, havendo regulação independente para torque e fluxo.

O controle vetorial possibilita atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle tanto do torque quanto da velocidade do motor. O nome vetorial advém do fato que para ser possível este controle, é feita uma decomposição vetorial da corrente do motor nos vetores que representam o torque e o fluxo no motor, de forma a possibilitar a regulação independente do torque e do fluxo. O controle vetorial pode ainda ser dividido em 2 tipos: normal e *sensorless*. (Weg, 2008).

- O controle vetorial normal necessita ter no motor um sensor de velocidade (por exemplo, um encoder incremental). Este tipo de controle permite a maior precisão possível no controle da velocidade e do torque, inclusive com o motor parado.
- O controle vetorial *sensorless* não necessita de sensor de velocidade. A sua precisão é quase tão boa quanto à do controle vetorial normal, com maiores limitações principalmente em baixíssimas rotações e velocidade zero.

2.7. Controle de Pressão

A pressão de serviço na rede de distribuição de água e o parâmetro operacional mais importante na vazão dos vazamentos e na frequência de sua ocorrência. A elevação da pressão de serviço nas redes de distribuição tem efeito duplo na quantificação dos volumes perdidos, pois além de aumentar a frequência de arrebentamentos, aumenta a vazão dos vazamentos. (M. T. Tsutiya, 2005).

O controle de pressão em sistemas de abastecimento de água possibilita: reduzir o volume perdido em vazamentos, economizando recursos de água e custos associados; reduzir a frequência de arrebentamentos de tubulações e conseqüentes danos que têm reparos onerosos, minimizando também as interrupções de fornecimento e os perigos causados ao público usuário de ruas e estradas; prover um serviço com pressões mais estabilizadas ao consumidor, diminuindo a ocorrência de danos às instalações internas dos usuários até a caixa d'água (tubulações, registros e bóias); e reduzir os consumos relacionados com a pressão da rede, como por exemplo, a rega de jardins.

2.7.1. Principais sistemas de controle de pressão

Existem varias maneiras de se realizar o controle de pressão em um sistema de distribuição de água. Alguns exemplos serão abordados:

Válvulas Redutoras de Pressão (VRP's): São válvulas que funcionam automaticamente em virtude da atuação do próprio líquido em escoamento, independentemente da atuação de qualquer força exterior. Tem por finalidade regular a pressão a jusante da própria válvula, mantendo-a dentro dentro de limites preestabelecidos. (A. J. Macintyre, 1987).

A introdução de controladores eletrônicos associados às VRPs ampliou as possibilidades de controle da pressão de saída. Assim há três situações operacionais que são passíveis de utilização: (M. T. Tsutiya, 2005).

- VRP com pressão de saída fixa: é o modelo básico de válvula redutora de pressão.

- VRP com controlador eletrônico modulado pela vazão: neste caso a pressão de saída é variável e depende da vazão que passa pela VRP. Esse controle é obtido a partir de um programa inserido no controlador eletrônico, em associação a um medidor de vazão. Nos horários de pico de consumo a VRP encontra-se totalmente aberta, praticamente não oferecendo resistência ao fluxo; na madrugada, quando cai o consumo e a tendência das pressões no setor e aumentar, a VRP encontra-se com o seu máximo grau de fechamento, reduzindo a pressão a um valor estabelecido previamente. (M. T. Tsutiya, 2005).

- VRP com controlador modulado pelo tempo: a pressão de saída também é variável, porém programada no controlador eletrônico em função de intervalos de tempo ao longo do dia.

Atuação Sobre o Registro de Descarga: Atuando-se sobre o registro de descarga pode-se realizar o controle de pressão na rede de distribuição. Ou seja, com o registro todo aberto terá a máxima pressão no sistema. Atuando sobre o mesmo pode-se fechá-lo até o ponto de operação da pressão necessária. Este sistema pode ser operado de forma manual, ou através de um sistema de controle e uma válvula de abertura proporcional, porém há um grande desperdício de energia, visto que a bomba funcionará com uma pressão interna muito maior que a pressão necessária. (A. J. Macintyre, 1987).

Sistema ON-OFF com Pressostato: Este sistema atua somente sobre o comando de acionamento da bomba, desligando a mesma quando atingida a pressão estabelecida e religando quando atingida a mínima pressão estabelecida, este sistema necessita de um reservatório para suprir o abastecimento durante o período em que o sistema estiver desligado. (A. J. Macintyre, 1987).

Booster: a utilização de boosters na rede de distribuição de água mostra-se uma solução interessante para o controle de pressão nos setores de abastecimento. Atualmente contam com variadores de velocidade que mantêm estável a pressão de saída, para qualquer vazão a jusante e pressão a montante. A regulação da pressão de saída é fator importante na operação desses equipamentos, pois excessos de pressão acarretarão maiores perdas reais. (M. T. Tsutiya, 2005).

A figura 13 mostra a relação entre consumo de energia elétrica e os sistemas de controle de vazão, como pode-se observar, o método mais eficiente para vazão variável é a utilização de inversor de frequência.

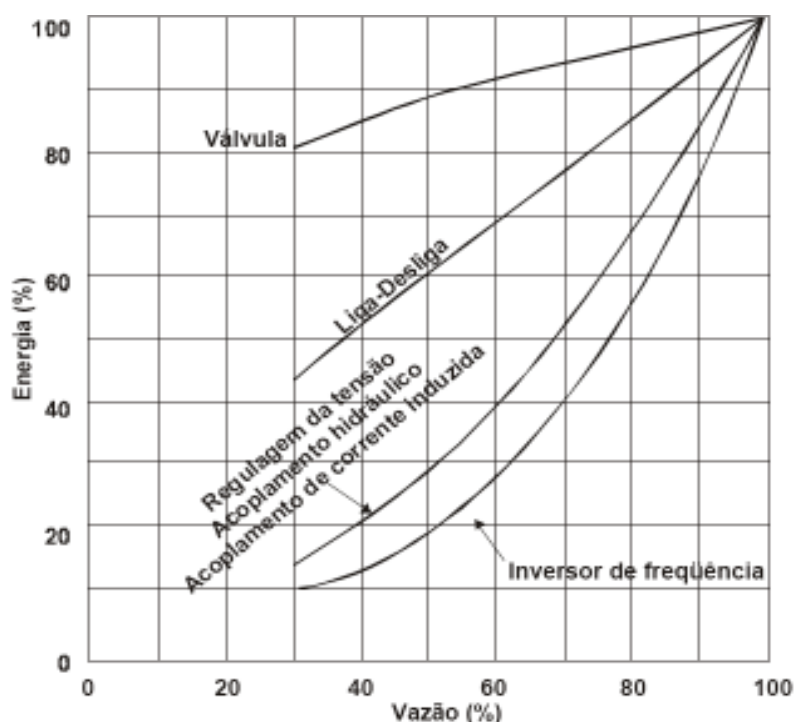


Figura 13 - Consumo de energia em função dos métodos de controle de vazão.
Fonte: Tsutiya, (2006).

2.8. Controladores Automáticos

Um controlador automático compara o valor real de saída da planta com a entrada de referência (valor desejado), determina o desvio e produz um sinal de controle que vai reduzir o valor a zero ou a um valor pequeno, figura 14. A maneira pelo qual o controlador automático produz o sinal de controle é chamada de ação de controle. (K. Ogata, 2005).

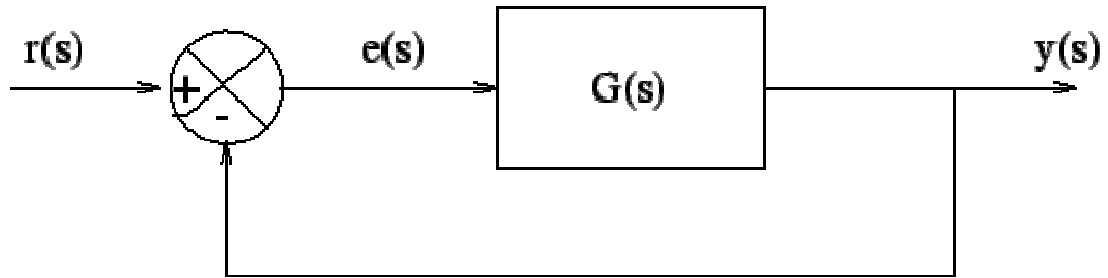


Figura 14 – Controle em malha fechada.
Fonte: Silva, (2000).

O controlador detecta o sinal de erro atuante, o qual é normalmente de muito baixa potência, e o amplifica a um nível suficientemente alto. A saída de um controlador automático alimenta um atuador, como um motor elétrico, um motor hidráulico, um motor pneumático ou uma válvula.

O sensor ou elemento de medição é um dispositivo que converte a variável de saída em outra variável conveniente, como deslocamento, pressão ou tensão, que pode ser utilizada para comparar a saída ao sinal de entrada de referência. Esse elemento está no ramo de realimentação do sistema de malha fechada. O ponto de ajuste do controlador deve ser convertido em um sinal de referência com as mesmas unidades do sinal de realimentação que vem do sensor ou elemento de medição. (K. Ogata, 2005).

Classificação dos controladores industriais: os controladores industriais podem ser classificados de acordo com as suas ações de controle: (K. Ogata, 2005).

- Controladores de duas posições ou on-off.
- Controladores proporcionais.
- Controladores integrais.
- Controladores proporcional-integrais.

- Controladores proporcional-derivativos.
- Controladores proporcional-integral-derivativos.

A escolha do tipo de controlador a ser utilizado deve ser decidida com base na natureza da planta e nas condições de operação, incluindo certas considerações, como segurança, disponibilidade, confiabilidade, precisão, peso e tamanho.

2.8.1. Ação de controle de duas posições ou on-off

Em um sistema de controle de duas posições, o elemento atuante tem somente duas posições fixas, que são, em muitos casos, simplesmente on e off, é relativamente simples e barato e, por essa razão, é bastante utilizado em sistemas de controle domésticos e industriais. (K. Ogata, 2005).

Neste tipo de ação o controlador é modelado por um relé conforme mostra a figura 15.

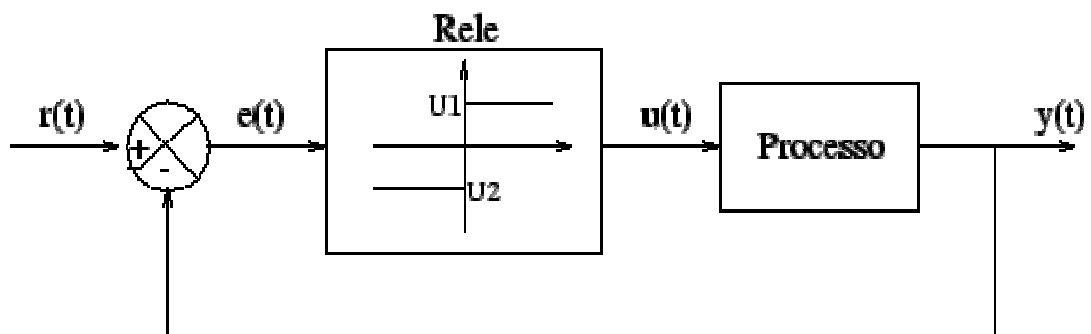


Figura 15 – Sistema on-off.
Fonte: Silva, (2000).

2.8.2. Ação de controle proporcional

A ação proporcional é representada pelo termo K_p que implementa a ação básica de realimentação (negativa) proporcional ao erro, figura 16. Desta forma, só é ativa enquanto o erro for diferente de zero. A relação entre a saída do controlador $u(t)$ e o sinal de erro atuante $e(t)$ é: (K. Ogata, 2005).

$$u(t) = K_p * e(t) \quad (\text{Eq. 6})$$

ou, transformando por Laplace,

$$K_p = \frac{U(s)}{E(s)} \quad (\text{Eq. 7})$$



Figura 16 - Diagrama em blocos e gráfico da ação proporcional.
Fonte: Hey, (1997).

A figura 17 mostra a resposta de um sistema considerando-se a aplicação de uma ação proporcional. Note que, para grande parte dos sistemas, quanto maior o ganho K_p menor o erro em regime permanente, isto é, melhor a precisão do sistema em malha fechada. Este erro pode ser diminuído com o aumento do ganho, entretanto nunca conseguiremos anular completamente o erro. Por outro lado, quanto maior o ganho, mais oscilatório tende a ficar o comportamento transitório do sistema em malha fechada. Na maioria dos processos físicos, o aumento excessivo do ganho proporcional pode levar o sistema à instabilidade. (J. M. G. Silva, 2000)

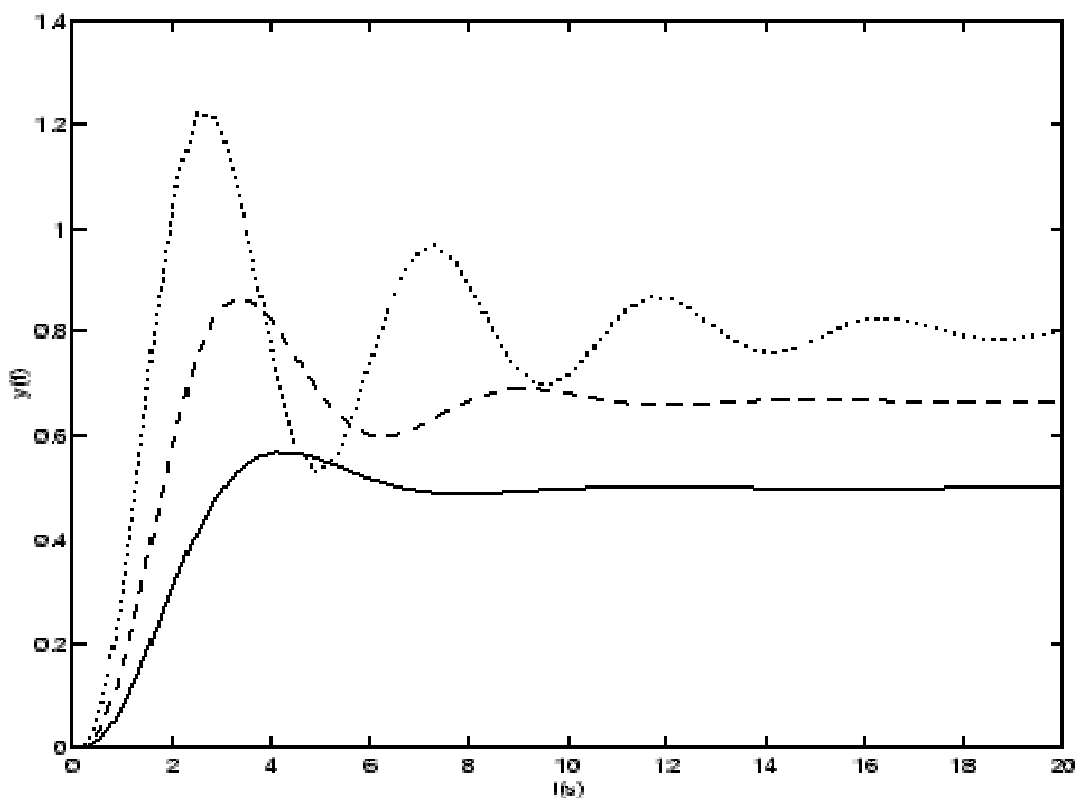


Figura 17 - Resposta da ação proporcional para: $K_p=1$ (____); $K_p=2$ (-----); $K_p=4$ (.....).
Fonte: Silva, (2000).

2.8.3. Ação de controle integral

Para o caso em que se quer rastrear um sinal tipo degrau, a função principal da ação integral é assegurar que o erro estacionário seja sempre zero. Com este termo, um valor de $e(t)$ diferente de zero, mesmo sendo muito pequeno, sempre levará a uma mudança na variável de controle $u(t)$ que se manterá constante se o erro for nulo, figura 18. Assim, se o sistema for estável, o erro em regime a um comando em degrau será necessariamente zero.

Em um controlador com ação de controle integral, o valor da saída $u(t)$ do controlador é modificado a uma taxa de variação proporcional ao sinal de erro atuante $e(t)$. Ou seja: (K. Ogata, 2005).

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i e(t) \quad (\text{Eq. 8})$$

ou;

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (\text{Eq. 9})$$

onde K_i é uma constante ajustável. A função de transferência de um controlador integral é:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (\text{Eq. 10})$$



Figura 18 - Diagrama em blocos e gráfico da atuação da ação integral.
Fonte: Hey, (1997).

2.8.4. Ação de controle proporcional-integral

Essa ação é definida por: (K. Ogata, 2005).

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (\text{Eq. 11})$$

ou, então, a função de transferência do controlador é:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (\text{Eq. 12})$$

onde T_i é chamado de tempo integrativo.

A figura 19 mostra o diagrama em blocos e o gráfico da ação de controle proporcional-integral.

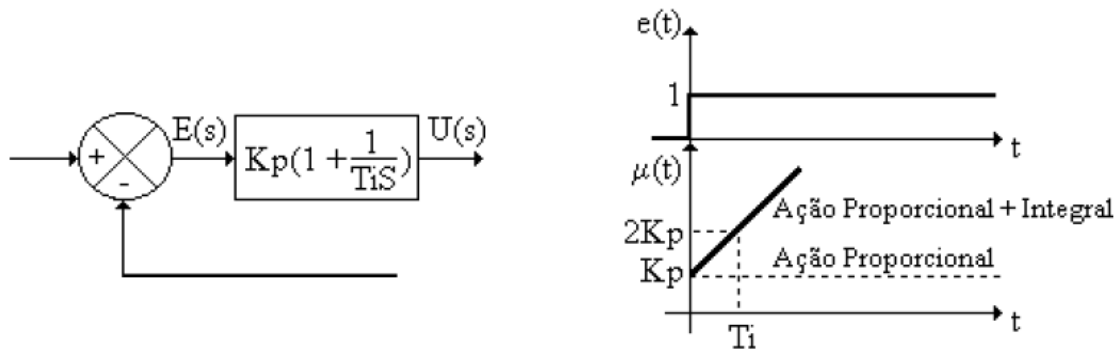


Figura 19 - Diagrama em blocos e gráfico da atuação da ação proporcional-integral.
Fonte: Hey, (1997).

2.8.5. Ação de controle proporcional-derivativa

O propósito usual da ação derivativa é melhorar a estabilidade transitória do sistema em malha fechada, agindo como um termo de amortecimento.

A ação derivativa quando combinada com a ação proporcional tem justamente a função de antecipar a ação de controle a fim de que o processo reaja mais rápido. Neste caso, o sinal de controle a ser aplicado é proporcional a uma *predição* da saída do processo. (figura 20)

A ação de é definida por: (K. Ogata, 2005).

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{Eq. 13})$$

onde T_d é chamado de tempo derivativo.

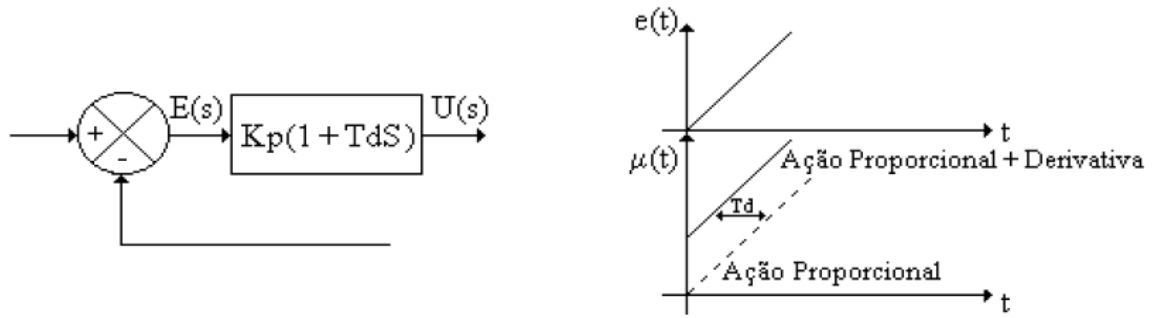


Figura 20 - Diagrama em blocos e gráfico da atuação da ação proporcional-derivativa. Fonte: Hey, (1997).

2.8.6. Ação de controle proporcional-integral-derivativa

A combinação das ações de controle proporcional, de controle integral e de controle derivativa é denominada ação de controle proporcional-integral-derivativa. Essa ação combinada tem as vantagens individuais de cada uma das três ações de controle, conforme pode ser visto na figura 21. A equação de um controlador com essas equações combinadas é dada por: (K. Ogata, 2005).

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{Eq. 14})$$

e a função de transferência é:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (\text{Eq. 15})$$

Onde K_p é o ganho proporcional, T_i é o tempo integrativo e T_d é o tempo derivativo.

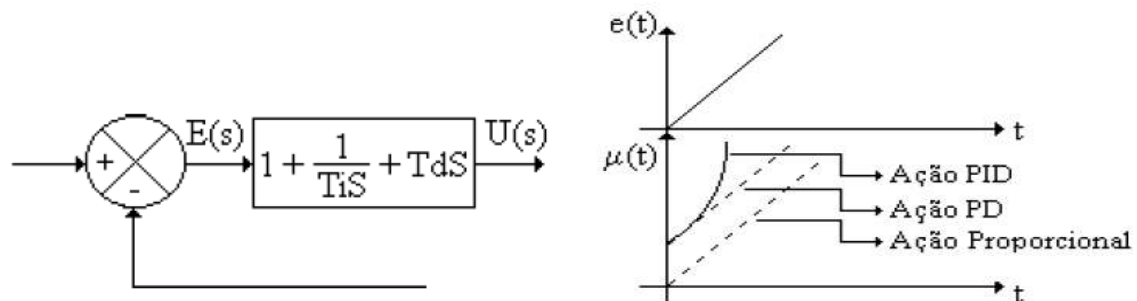


Figura 21 - Diagrama em blocos e gráfico da atuação da ação proporcional-integral-derivativa. Fonte: Hey, (1997).

2.6. Controle Digital

O controle digital caracteriza-se pelo uso de um computador, microcontrolador, ou microprocessador, que gera a lei de controle e exerce a função de controlador, conforme pode ser visto na figura 22. Controladores digitais são flexíveis e as funções de controle podem ser facilmente modificadas. Leis de controle mais complexas também podem ser implementadas sem dificuldade.

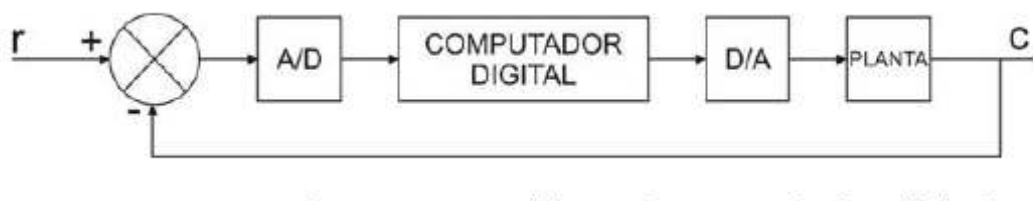


Figura 22 - Diagrama em blocos do controlador digital.

Fonte: Nise, (2002).

Em um controle digital o sinal de saída é amostrado e convertido em uma seqüência de pulsos expressos em um código numérico (código binário, por exemplo). A função de transferência do controlador é convertida em uma equação diferença implementada como um programa no computador. A saída do computador por sua vez que é expressa também no mesmo código binário, é convertida para um sinal contínuo. Esta saída é o sinal de atuação.

A implementação do controlador PID pode ser implementada com aproximações numéricas das derivadas e da integral que aparecem na lei de controle. Desta forma, é possível descrever cada uma das ações por uma equação de recorrência. As equações de recorrência descrevem as operações matemáticas a serem programadas no microcontrolador ou no microcomputador onde será implementado o PID digital. (J. M. G. Silva, 2000).

Sistemas de controle digital são utilizados quando um elevado grau de precisão é requerido. As vantagens com relação ao controle analógico são: (N. Nise, 2002).

- Redução de custos.
- Flexibilidade para realizar mudanças no projeto.
- Imunidade a ruídos.



Por outro lado algumas desvantagens também se apresentam:

- Erros são introduzidos pelos processos de amostragem e quantização, e podem degradar o desempenho do sistema.
- O projeto pode se tornar mais complexo para compensar esta degradação.

3. MATERIAIS E MÉTODOS

Para implementação do protótipo de sistema de controle de pressão digital foram utilizados materiais capazes de representar um sistema de bombeamento de água real, porém em dimensões reduzidas. O objetivo deste protótipo é possibilitar o desenvolvimento de um sistema de controle de bombeamento tipo booster real, capaz, de suprir as necessidades de monitoração e controle de forma simplificada e eficiente, tornando o sistema competitivo quanto ao custo de implantação e manutenção.

A figura 23 mostra o diagrama em blocos do protótipo proposto, foram utilizados dois reservatórios de água, para possibilitar a simulação de baixa vazão de entrada. O controle de vazão é realizado atuando-se sobre as válvulas.

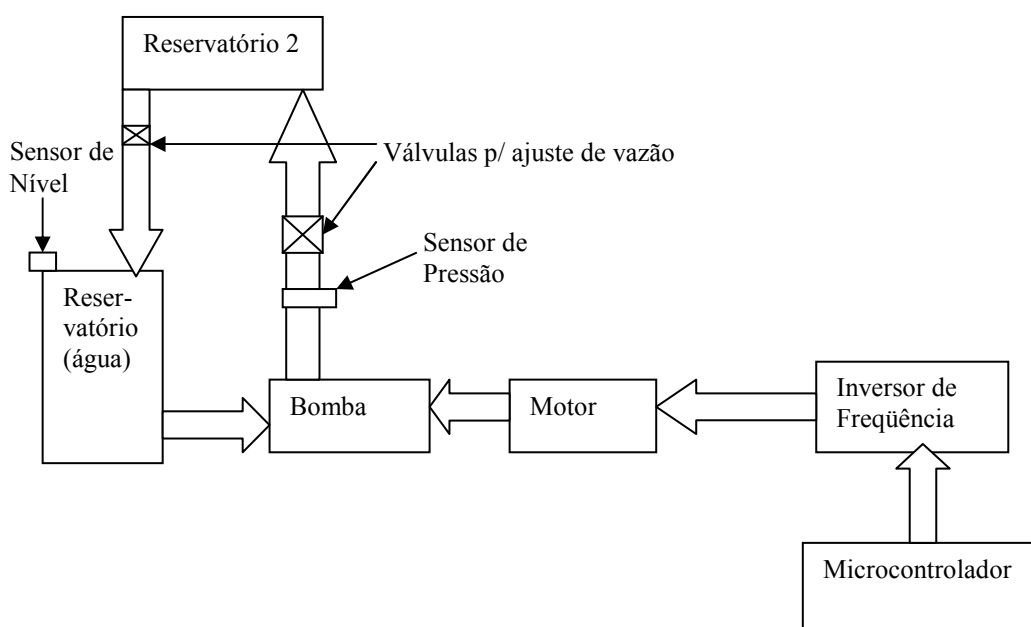


Figura 23 - Diagrama em blocos do protótipo proposto



Os equipamentos utilizados foram: uma moto bomba acoplada a um motor de indução trifásico; um inversor de frequência projetado para acionamento e controle de velocidade do motor; um microcontrolador e periféricos para controle do módulo de potência; e sensores de pressão. A seguir será apresentada a descrição dos equipamentos e componentes utilizados no protótipo.

3.1. O Conjunto Motor-Bomba

Alguns dados devem ser observados para o desenvolvimento deste projeto, buscando a eficiência do mesmo. Dados de placa da bomba: vazão máxima: 2,99 m^3 /h para 2 mca de pressão; pressão máxima sem vazão: 30 mca. Dados do motor: motor de indução trifásico 0,5 cv; tensão de trabalho: 220/380 volts; corrente nominal: 1,7/0,98 A; corrente de partida: 8,0 x corrente nominal; fator de serviço: 1,60; $\cos \varphi$: 0,75; rotação: 3460 rpm (2 pólos).

3.2. O Inversor de Frequência

A partir dos dados obtidos do motor foi possível projetar o inversor de frequência para controle do mesmo. A figura 24 mostra o circuito simplificado de um inversor de frequência.

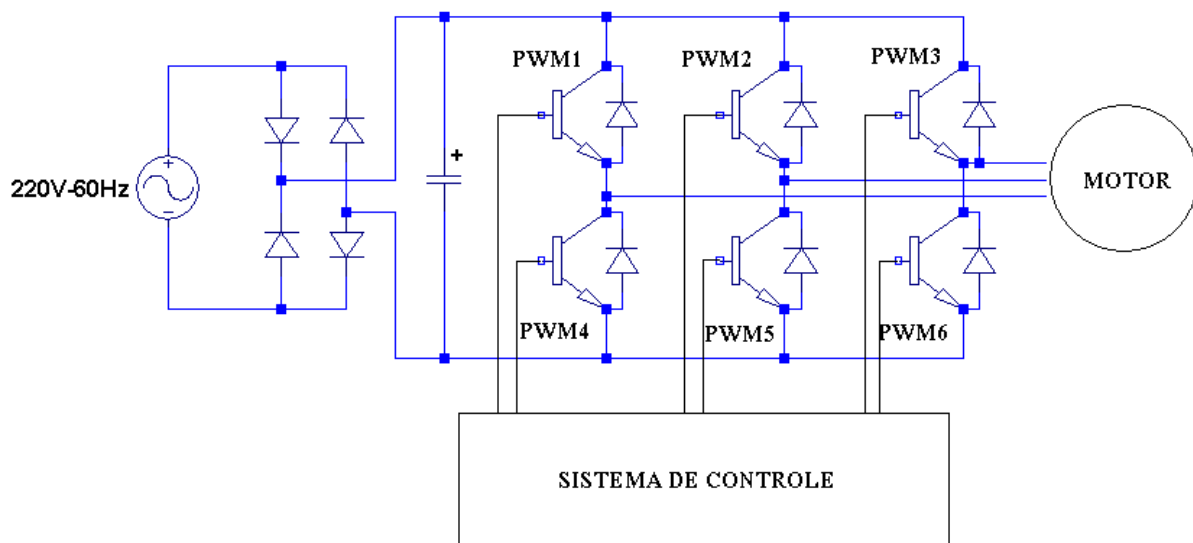


Figura 24 – Circuito simplificado de um inversor de frequência.

Com os dados obtidos do motor será calculada a potência total do inversor de frequência, possibilitando desta forma o dimensionamento dos componentes do mesmo. A potência ativa no circuito trifásico é dada pela expressão: (A. J. Macintyre, 1987).

$$P_{(w)} = V * I * \sqrt{3} * \cos f * \eta \quad (\text{Eq. 16})$$

Onde: $P_{(w)}$ = Potência em Watts;

V = Tensão (220 V);

I = Corrente do motor (1,70 A);

$\cos f$ = Fator de potência do motor (0,75);

η = Rendimento do motor (0,8);

$$P_{(w)} = 388 \text{ Watts.}$$

Com a potência total do circuito pode-se determinar a corrente de entrada monofásica para o circuito retificador a partir da equação 16. Para o circuito monofásico calcula-se a corrente media pela seguinte expressão: (A. J. Macintyre, 1987).

$$I = \frac{P_{(w)}}{V * \cos f * \eta} \quad (\text{Eq. 17})$$

$$I = 2,95 \text{ A}$$

Considerando-se apenas a corrente média pode-se, determinar o circuito retificador, porém deve-se levar em conta outros fatores, como por exemplo: corrente de partida do motor e corrente de carga dos capacitores.

3.2.1. O Módulo de Potência FFSAM15SH60A

Para acionamento do motor foi escolhido o módulo de potência FSAM15SH60A fabricado por Fairchild Semiconductor. Alguns aspectos foram determinantes para a escolha do módulo, entre os quais destacam-se os seguintes:

- Capacidade para acionamento de motores de até 0,8 kW, visto que a bomba pode requerer potência superior a 0,5 cv conforme curva de potência requerida no eixo (figura 25).

Sucção / Succión / Suction	3/4"	Potência / Potencia / Power [kW(cv)]	0,18 (1/4)	0,25 (1/3)	0,37 (1/2)	0,55 (3/4)	0,75 (1)
Recalque / Descarga / Discharge	3/4"	Rotor / Impulsor / Impeller [mm]	94	101	114	109	114

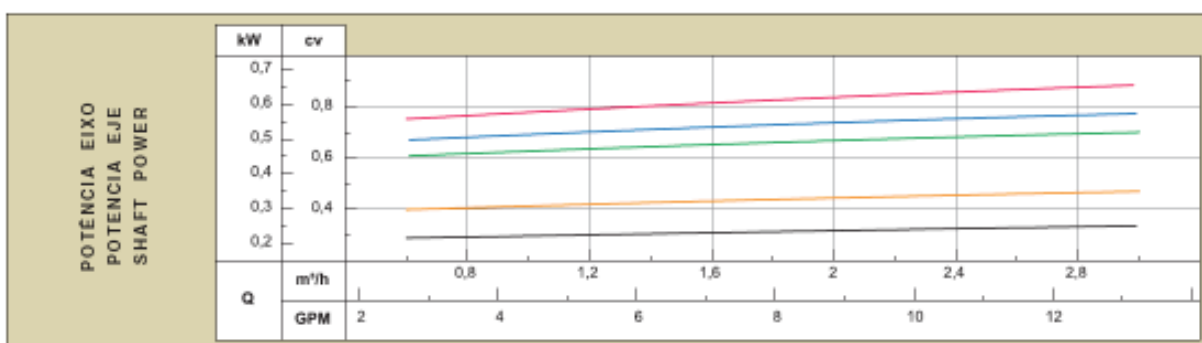


Figura 25 – Potência eixo.
Fonte: Schneider Motobombas, (2008).

- O fabricante possui módulos para potências maiores, até 75 A (Tabela 1), baseados na mesma estrutura de fabricação possibilitando a implementação de um sistema real baseado neste protótipo.



Part Number	Rating		Package	Isolation Voltage(Vrms)	Main Applications
	Current (A)	Voltage (V)			
FSAM75SM60A	75	600	DBC substrate (SPM32-DA,CA)	2500Vrms Sinusoidal, 1min	Air Conditioner Small power ac motor drives
FSAM50SM60A	50				
FSAM30SH60A	30	600	Ceramic substrate (SPM32-AA)	2500 Vrms Sinusoidal, 1min	Air-Conditioner Small power ac motor drives
FSAM30SM60A	20				
FSAM20SH60A	20				
FSAM20SM60A	20				
FSAM15SH60A	15				
FSAM15SM60A	15				
FSAM10SH60A	10				
FSAM10SM60A	10				

Tabela 1 – Módulos 10 a 75A

Fonte: Fairchild, (2008).

- Sistemas de proteção integrados ao módulo, tais como: proteção térmica, proteção contra baixa tensão, proteção contra curto-circuito, ativação em nível lógico baixo e pino de sinalização de falha, conforme figura 26.

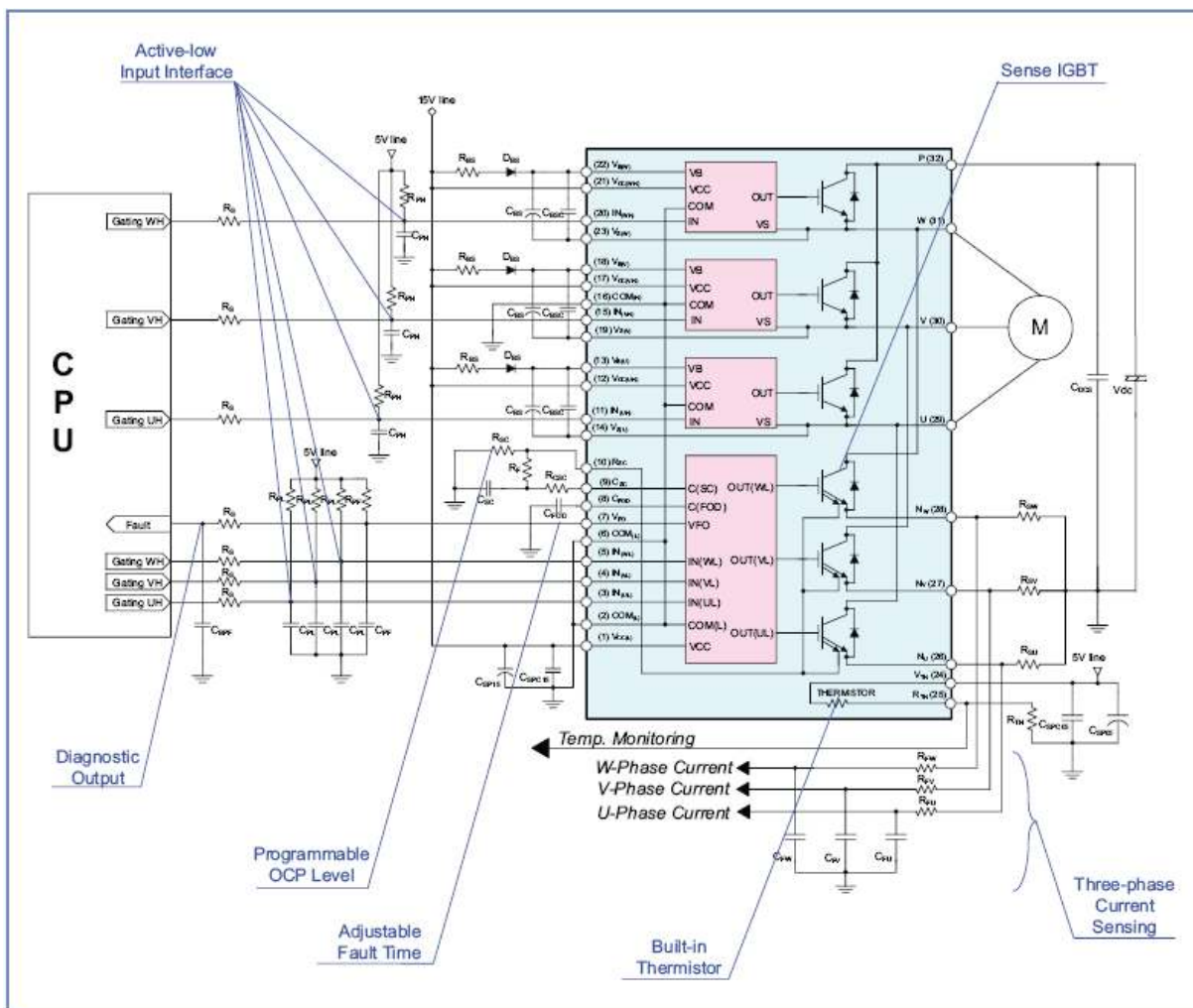


Figura 26 – Diagrama de aplicação do módulo FFSAM15SH60A.
 Fonte: Fairchild, (2008).

- Tensão CC de até 600 volts, 15 A, trifásico, frequência de operação de 15 kHz e acionamento dos transistores através de microcontrolador, não necessitando de drives de acionamento.

Para cálculo do circuito de proteção térmica do módulo de potência utiliza-se a curva de variação da resistência em função da temperatura, conforme pode ser visto na figura 27.

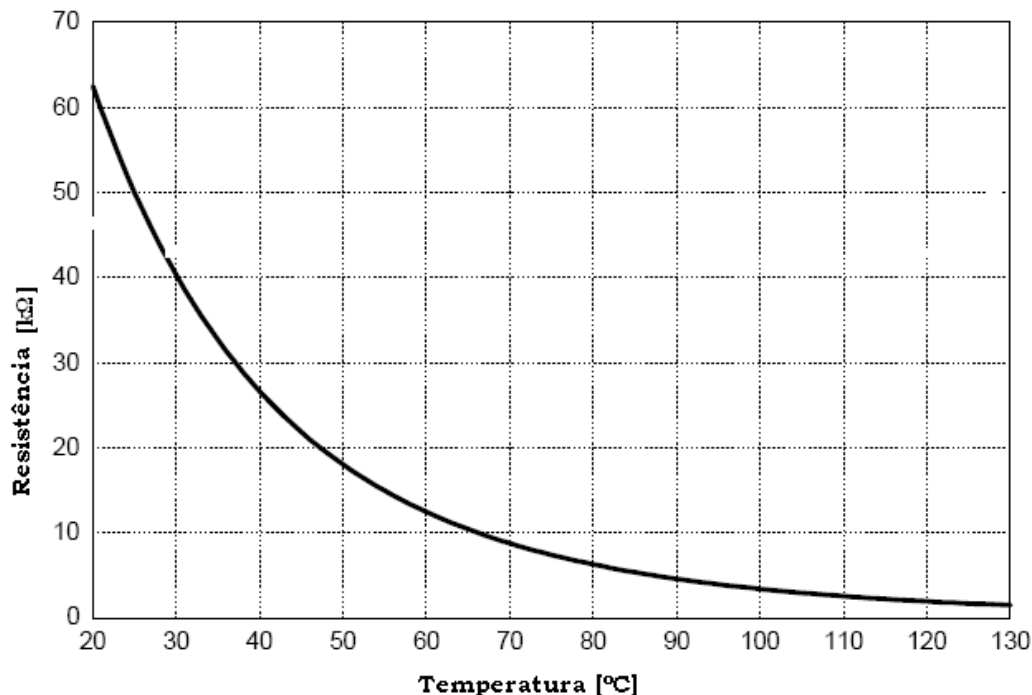


Figura 27 – Variação da resistência em função da temperatura.

Fonte: Fairchild, (2008).

Para proteção térmica do módulo de potência foi utilizado um resistor de 22 kΩ em série com o termistor, que para 100°C apresenta uma resistência aproximada de 4 kΩ. Calculando-se através do divisor de tensão (Eq.18), pode-se determinar o valor de tensão na entrada do AD de monitoração da temperatura.

$$V_{ad} = \frac{V}{R1 + R2} * R1 \quad (\text{Eq. 18})$$

Onde, V_{ad} = Tensão de saída para o AD;

V = Tensão de alimentação (5 volts);

$R1$ = 22 kΩ;

$R2$ = Termistor.

Portanto, para temperatura de 100°C obtêm-se uma tensão de 4,23 volts na entrada do AD, considerando o AD de 10 bits utilizado obtêm-se: $5 \text{ V} / 1024 = 4,88 \text{ mV}$ por bit, portanto para 4,23 V obtêm-se: $4,23 \text{ V} / 4,88 \text{ mV} = 866$ bits. Então, utilizando-se a configuração do AD como inteiro, deve-se projetar a proteção térmica para atuação para valores superiores a 865, pois a contagem em bit inicia em zero, para proteção acima de 100°C. Para proteção para 90°C obtêm-se aproximadamente o valor de 834 bits.

Conforme o manual do fabricante, este módulo possui proteção contra curto-circuito, porém, para ativação da mesma é necessário a determinação do valor do resistor interligado ao pino 10 (R_{sc}) e ao ponto de referência zero volt da placa. Outro fator a considerar, é o valor dos resistores shunt conectados aos pinos R_w , R_u e R_v , entrada negativa do barramento de corrente contínua retificada e filtrada. O fabricante recomenda a utilização do gráfico da figura 28 para determinação da proteção contra curto-circuito nos transistores. A curva (1) representa a curva de proteção para uma corrente máxima de 15 A e a curva (2) representa a curva de proteção para uma corrente máxima de 22,5 A.

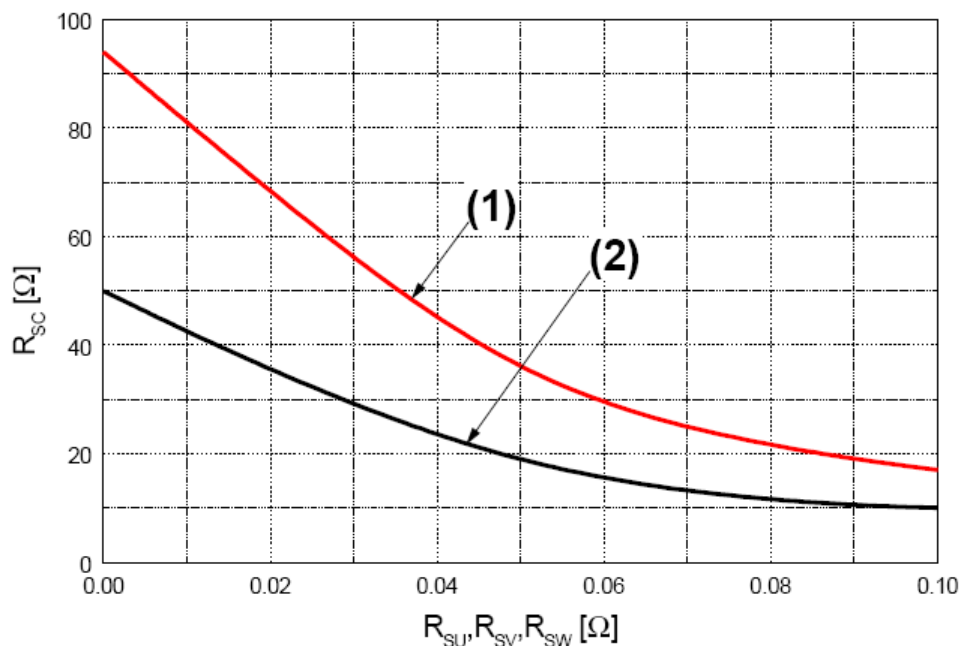


Figura 28 – Proteção contra curto-circuito.
Fonte: Fairchild, (2008).

No caso deste projeto, não foi utilizado resistor shunt, portanto deve-se considerar o valor de 0,00 do gráfico e foi adotado corrente máxima de 15A (curva 1). Portanto a curva indica um valor para R_{sc} de aproximadamente 94 Ω , porém foi utilizado um resistor de 100 Ω para proteção contra curto-circuito, pois é o valor comercial mais próximo encontrado.

Para proteção contra baixa tensão de alimentação do módulo de potência foi utilizado um divisor resistivo, um resistor de 1 M Ω e outro de 10 k Ω interligados em série, conforme pode ser visto na figura 29. Utilizando a equação Eq. 18 pode-se determinar a tensão na entrada analógica do microcontrolador para atuação em caso de baixa tensão.

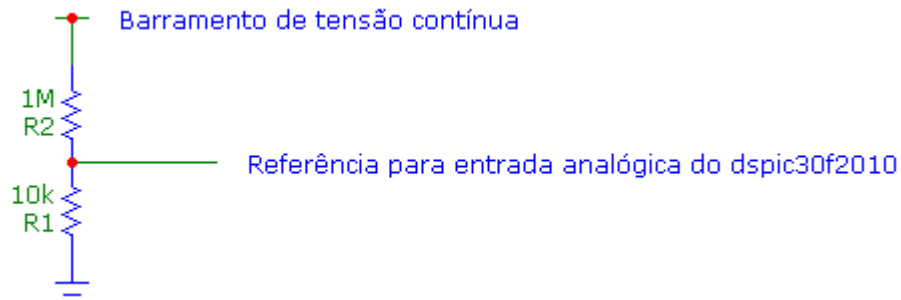


Figura 29 - Proteção contra baixa tensão.

Considerando a mínima tensão de operação como 285 V, e utilizando a equação Eq. 18 encontra-se 2,82 V na entrada analógica, portanto o microcontrolador desliga o circuito para valores menores que 2,82 V.

3.2.2. Circuito de Alimentação do Módulo

O módulo de potência necessita de uma fonte de tensão externa de 15 volts para acionamento do mesmo. Para implementação da fonte foram utilizados: um transformador de 220 volts para 24 volts, capacidade de corrente de 400 mA, um circuito retificador a diodos de onda completa, um capacitor de 220uF, um regulador 7815 e um regulador 7805 para alimentação do microcontrolador.

Os demais componentes necessários para funcionamento do módulo foram instalados conforme recomenda a nota de aplicação AN-9031 do fabricante do módulo.

3.2.3. O Circuito Intermediário

O circuito intermediário do inversor de freqüência é responsável pela filtragem da tensão CC retificada pela ponte de diodos. Para dimensionamento do banco de capacitores deve-se observar a potência acionada, como calculado anteriormente 388 watts.

Obtém-se o valor da tensão retificada a partir da seguinte equação:

$$V_{ret} = \sqrt{2} * V_{rms} \quad (\text{Eq. 19})$$

Onde, $V_{rms} = 220$;



$$V_{ret} = 311 \text{ Vdc}$$

A tensão fornecida pelo retificador será 311 volts, pulsada com frequência de 120 Hz. Considerando que o motor pode operar com tensão até 10% menor que a tensão nominal, pode-se projetar um filtro capaz de manter a tensão retificada entre 311 e 285 Vdc.

Para o cálculo do banco de capacitores foi utilizada a equação Eq.20: (A. J. G. Padilla, 1993).

$$C = \frac{I_0}{2\sqrt{2} * V_r * F} \quad (\text{Eq. 20})$$

onde, C = capacitância,

V_r = valor eficaz da ondulação ($\Delta V/2$)

F = frequência

Considerando: $I_0 = 2,95 \text{ A}$, $F = 120$ e $V_r = ((311-285)/2)$, da equação Eq.17 obtêm-se:

$$C = 668 \text{ uF.}$$

Para implementação do filtro foram utilizados 2 capacitores de 330uF ligados em paralelo totalizando 660uF e 450 Volts de isolamento.

3.2.4. O Retificador

O retificador utilizado para o inversor de frequência foi do tipo não controlado a diodo, visto que é mais eficiente que o retificador controlado a tiristor causando menores interferências na rede de alimentação. Foi utilizado o módulo retificador em ponte de diodos CM25010, capacidade de corrente de 25 A e tensão de isolamento de 1000 V, em função da praticidade de instalação e baixo custo.

3.2.5. O Circuito de Potência e Fonte de Alimentação

A figura 30 mostra o circuito de potência do inversor após a montagem, onde pode-se verificar os principais componentes: o retificador, os capacitores de filtro, o módulo de potência, o transformador para fontes de 15 e 5 volts e os reguladores de tensão.

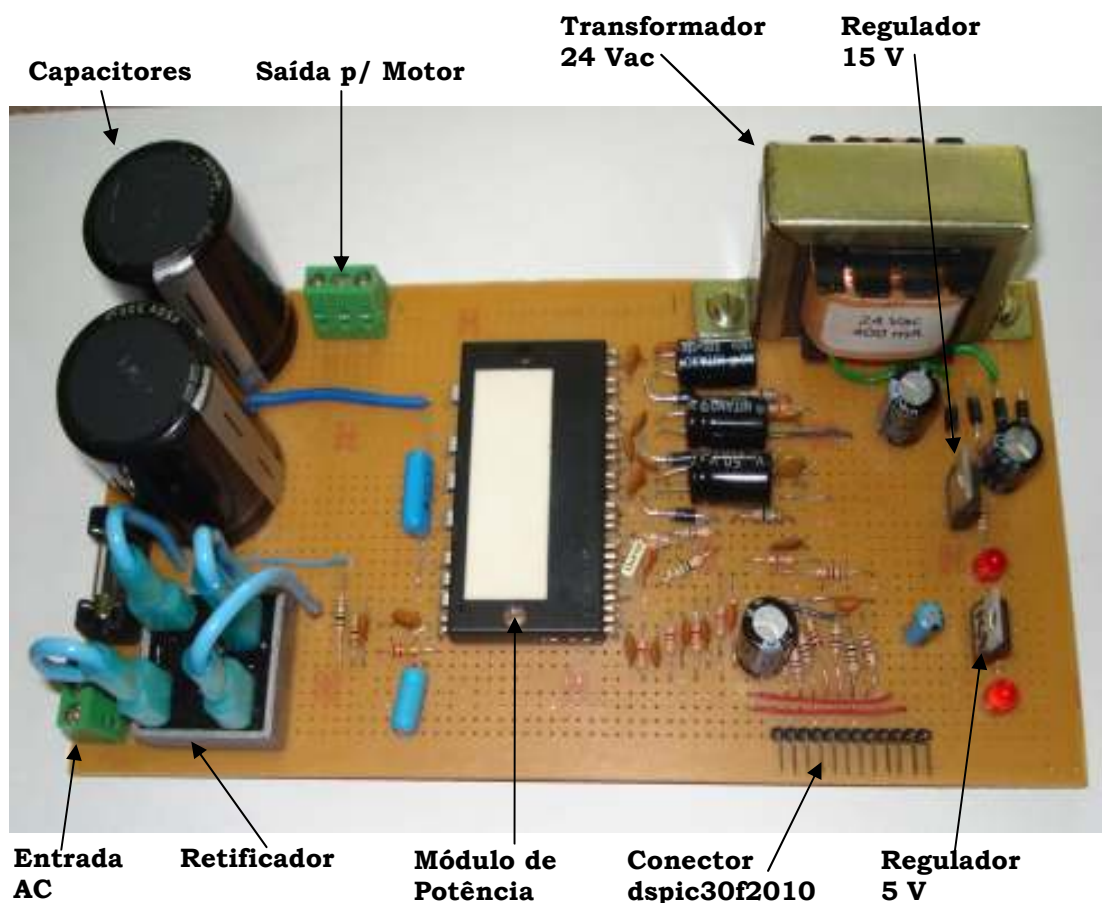


Figura 30 – Módulo de Potência.

Após foi instalado dissipadores de calor nos reguladores de tensão e no módulo de potência para proteção contra super aquecimento.

3.3. O Microcontrolador *DSPIC30F2010*

Alguns fatores foram decisivos para escolha do microcontrolador, entre os quais destacam-se:

Arquitetura de 16 bits; ADs incorporados ao microcontrolador; ferramentas de desenvolvimento disponibilizadas pelo fabricante; gravação in circuit; exemplos de aplicação disponíveis na internet; encapsulamento tipo DIP;

O microcontrolador DSPIC30F2010 fabricado pela Microchip apresenta uma arquitetura de 16 bits de alto desempenho com seis saídas PWM indicado para



controle de motores. Conforme dados do datasheet do fabricante pode-se citar as seguintes características:

- 83 instruções;
- Velocidade de processamento: 30MIPS, oscilador externo 4 a 10 Mhz com PLL de 4x, 8x ou 16x;
- Processamento em inteiro ou ponto fixo fracionário 1.15, ambos sinalizados ou não sinalizados;
- Alimentação 2,5 a 5,0V;
- 6 canais A/D de 10 bits.
- O resultado da conversão pode ser escolhido entre inteiro sinalizado ou não e ponto fixo 1.15 sinalizado ou não;
- A/D pode ser atualizado em sincronismo com o PWM;
- Memória RAM 512 bytes;
- Memória EEPROM 1k_byte;
- Memória de programa Flash de 12k_bytes.
- Barramento de programa de 24 bits e barramento de dados de 16 bits;
- Multiplicação 17 x 17 bits;
- 2 acumuladores 40 bits;
- 2 registradores status (DSP status e MCU status);
- WDT de 2ms a 16s com 1% de precisão;
- Cada interrupção tem o seu vetor de interrupção, não sendo necessário checar os bits. Interrupções de Trap (falhas no oscilador, execução de programa em região inválida para ICD, tentativa de escrita em área protegida, divisão por zero e outros);
- A gravação do componente é feita em blocos de 16 bytes e demora 2ms. O tempo total de gravação fica em torno de 5 a 15 segundos;
- 3 Timers de 16 bits, mas podem ser cascadeados para gerar timer de 32 bits;
- Corrente dos pinos I/O de 25ma;

- 6 PWM's simples ou complementares, com dead-band. Pode ser selecionado PWM tipo edge (todos os pwm's sobem ao mesmo tempo), single event (usado para correção de fator de potência) ou center (nenhum pwm sobe ao mesmo tempo, ideal para chaveamento de pontes);
- Pino de shut-down do pwm por hardware para eliminar falha de chaveamento;
- Ferramentas de desenvolvimento Mplab e Compilador C30 da Microchip.
- Modo de programação in-Circuit Debug (ICD);

Para utilização do DSPIC30F2010 foi montado um kit de desenvolvimento com os periféricos necessários para o perfeito funcionamento e conectores para programação do mesmo no circuito (ICSP). Conforme figura 31, pode-se identificar: o conector para ligação dos sensores de pressão, o conector para conexão com o módulo de potência, botões de reset e desliga (emergência), leds de sinalização, potenciômetro e o microcontrolador dspic30f2010.

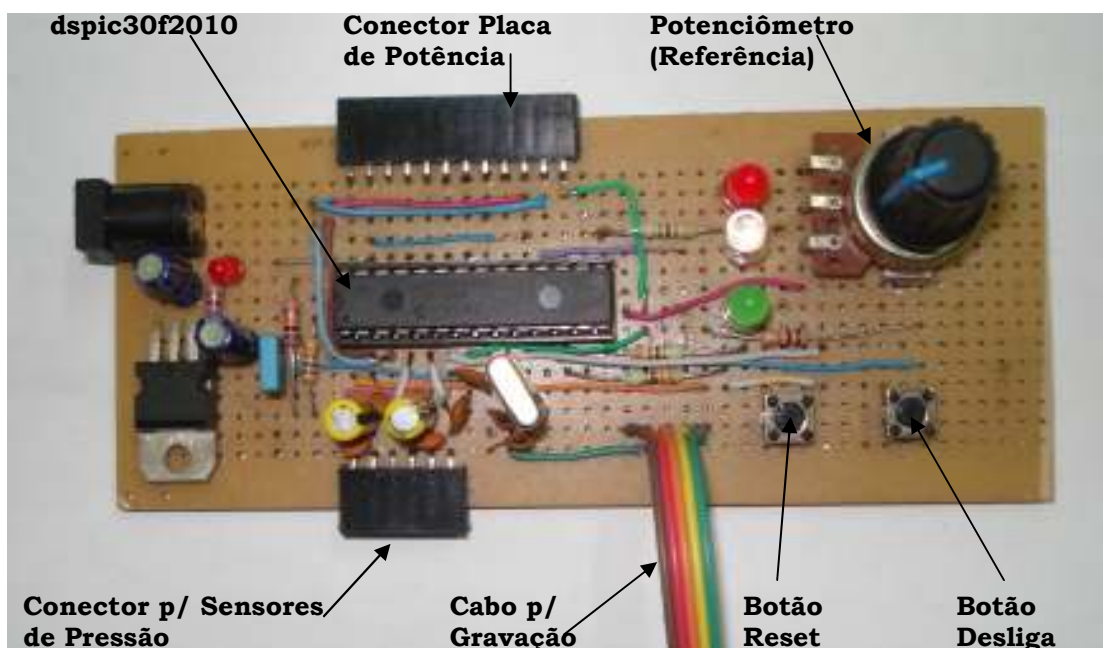


Figura 31 – Kit de desenvolvimento.

A figura 32 apresenta o circuito de reset do microcontrolador recomendado pelo fabricante, visto que durante a realimentação do chip este, necessita um pequeno retardo no pino MCLR para início do funcionamento. Para reset manual foi adicionado um botão tipo push button.

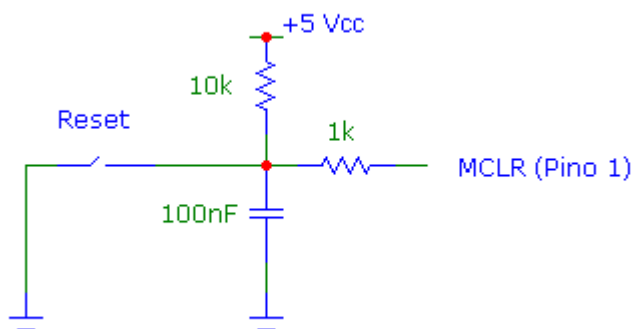


Figura 32 – Circuito de reset.

Para utilização da máxima frequência de operação do microcontrolador foi utilizado um oscilador a cristal, com frequência de oscilação de 7372820 Hz. Configurando-se a frequência de operação do microcontrolador para XT_PLL16, consegue-se uma operação a 29,49128 MIPS (Milhões de Instruções Por Segundo), bem próximo do valor máximo de operação do dspic30f2010, que é 30 MIPS.

A gravação dos microcontroladores da família dspic30fxxxx é ICSP (In Circuit Serial Programming), ou seja, o componente pode ser gravado no circuito, sem necessidade de remoção do mesmo. Para gravação utilizam-se apenas três pinos do microcontrolador e a alimentação de 5 volts do mesmo. Os pinos utilizados são: PGD (Programming Data), pino de entrada ou saída dos dados, PGC (Programming Clock), pino de clock da gravação e MCLR (Master Clear), pino de alimentação, este pino deve ser alimentado por uma tensão de 13,5 volts para que seja feita a gravação do microcontrolador.

3.4. Sensores de Pressão

Conforme dados do datasheet do fabricante os sensores de pressão série MPX, da Freescale são fabricados com silício monolítico e possuem um transdutor piezoresistivo. São projetados para uma extensa gama de aplicações, especialmente para aplicações com sistemas microprocessados ou microcontrolados, e são uma excelente alternativa para quem busca sensores de baixo custo e confiabilidade.



3.4.1. MPX4250DP

Principais características do sensor de pressão MPX4250DP:

- Tensão de saída proporcional a pressão aplicada;
- Alto nível analógico: tensão de saída de 0.2V a 4.9V;
- Escala de medição de pressão: 0 a 250 kPa;
- Compensação de temperatura de -40°C a 125°C;
- Máximo percentual de erro = 1,4% de 0 a 85°C;
- Função de transferência para correção da escala de medição:

$$V_{out} = (VS * (0,00369 * P + 0,04)) \quad (\text{Eq. 21})$$

Onde, V_{out} = Tensão de saída do sensor;
 VS = Tensão de alimentação do sensor (5 volts);
 P = pressão medida (kPa).

Reescrevendo a função de transferência, para calcular a pressão em função da tensão de saída do sensor obtém-se:

$$P = \frac{(V_{out} - 0,04 * VS)}{0,00369 * VS} \quad (\text{Eq. 22})$$

O sensor MPX4250DP foi utilizado para medição da pressão de saída de água do sistema de bombeamento.

3.4.2. MPX5010DP

Principais características do sensor de pressão MPX5010DP:

- Tensão de saída proporcional a pressão aplicada;
- Alto nível analógico: tensão de saída de 0,2 a 4,7V;
- Escala de medição de pressão de 0 a 10 kPa;
- Máximo percentual de erro = 5% de 0 a 85°C;
- Compensação de temperatura de -40 a 125°C;
- Função de transferência para correção da escala de medição:

$$V_{out} = VS * (0,09 * P + 0,04) \quad (\text{Eq. 23})$$

Reescrevendo a função de transferência para deixar a pressão em evidência, obtém-se:

$$P = \frac{V_{out} - 0,04 * VS}{0,09 * VS} \quad (\text{Eq. 24})$$

O sensor MPX5010DP foi utilizado para medição do nível de entrada de água do sistema de bombeamento. A figura 33 mostra o circuito de ligação dos sensores da série MPX.

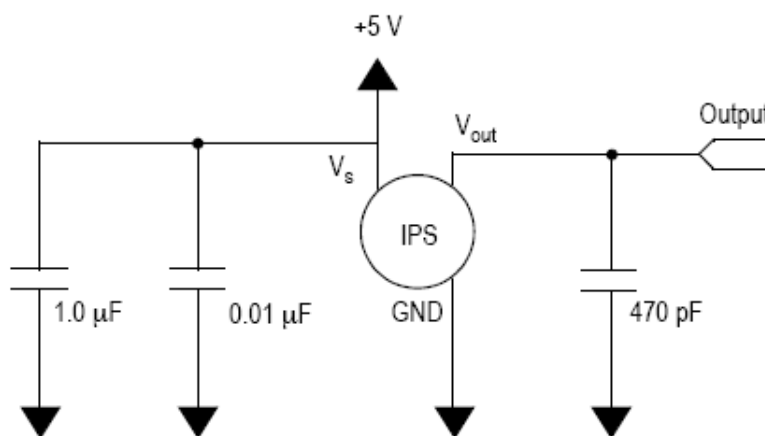


Figura 33 – Circuito de alimentação MPX 4250DP e MPX5010DP.
Fonte: Freescale.

3.5. Ambiente de Desenvolvimento

Para desenvolvimento do programa do microcontrolador dspic30f2010 foram utilizadas as ferramentas de desenvolvimento da Microchip. O Mplab 7.50 foi utilizado como ambiente de desenvolvimento, o qual está disponível para download no site www.microchip.com e o compilador C30 cortesia da Farnell Newark distribuidora de componentes eletrônicos. Para gravação do dspic30f2010 foi utilizado o gravador cerne usb, fabricado pela empresa Cerne Tecnologia que utiliza o ambiente ICD2 do Mplab para gravação do dspic.

3.5.1. O Mplab

O software de desenvolvimento Mplab da Microchip é uma excelente ferramenta para desenvolvimento de projetos com os microcontroladores pic e

dspic, oferecendo suporte free para os desenvolvedores em linguagem assembler. Também oferece a possibilidade de desenvolvimento de programas em linguagem C, disponibilizando os compiladores C18 e C30 para download no site, na versão teste com funcionalidade disponível por 30 dias, ou ainda adquirindo a licença para uso dos mesmos.

Também existe a possibilidade de utilização do Mplab para depurar o programa compilado, através do Mplab Sim, que possibilita a visualização da seqüência de execução do programa, passo a passo, possibilitando a correção durante o desenvolvimento do programa.

A figura 34 apresenta a tela inicial do Mplab 7.50:

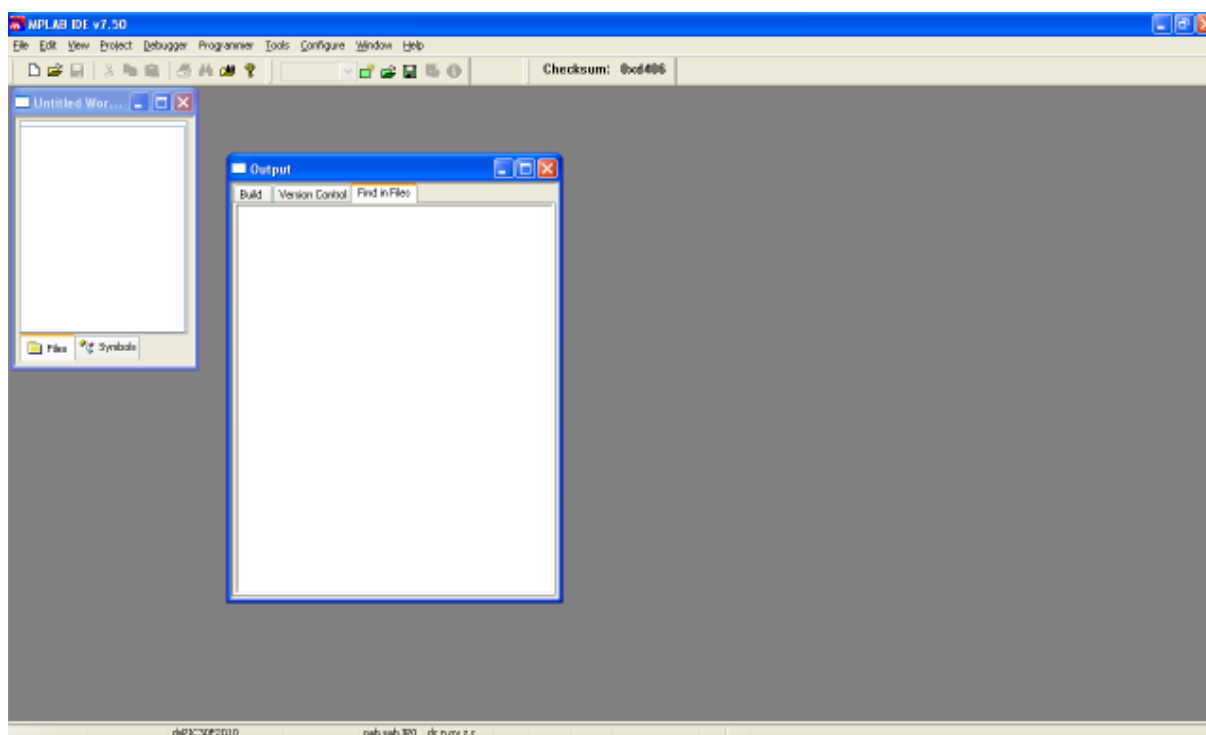


Figura 34 – Tela inicial do Mplab.

3.5.2. O Kit Gravador Cerne USB

O gravador cerne usb possibilita a gravação de microcontroladores das famílias PIC12, PIC16 e PIC18, com 8, 18, 28 e 40 pinos diretamente no soquete de gravação do mesmo, não necessitando de fonte de alimentação externa.

Para os dispositivos da serie PIC24, dspic30fxxxx e dspic33fxxxx o gravador possui um conector ICSP (in-circuit Serial programming) para conexão a placa de desenvolvimento e gravação sem a necessidade de remoção do microcontrolador.

A figura 35 apresenta o gravador cerne usb e a identificação dos seus conectores ICSP e USB.

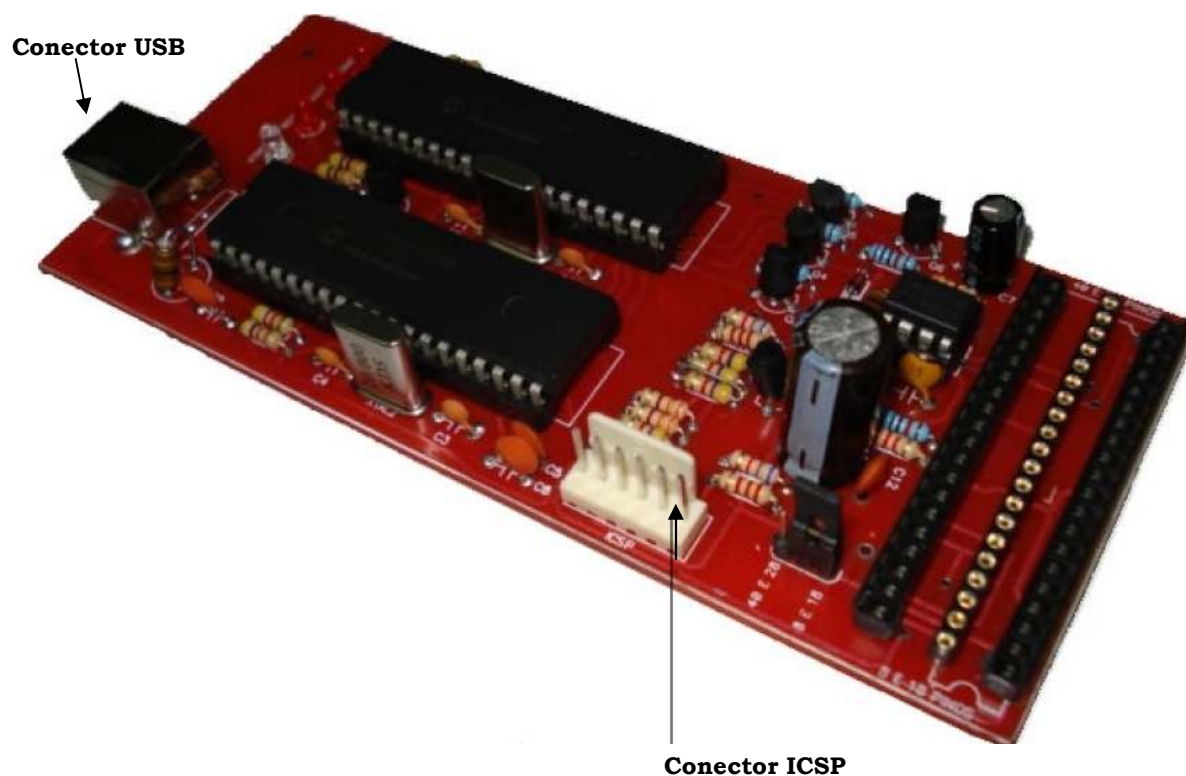


Figura 35 – Gravador cerne usb

Para utilização do mesmo deve-se primeiramente instalar o Mplab, e após, conectar o cabo usb para instalação dos drives e configuração para funcionamento como programador ICD 2.

A figura 36 apresenta a barra de ferramentas do programador ICD 2 conectado ao dspic, no ambiente de desenvolvimento do Mplab. Conforme pode ser verificado, o gravador está pronto para realizar a gravação do microcontrolador, necessitando apenas que seja criado o projeto e os arquivos necessários para gravação do microcontrolador.

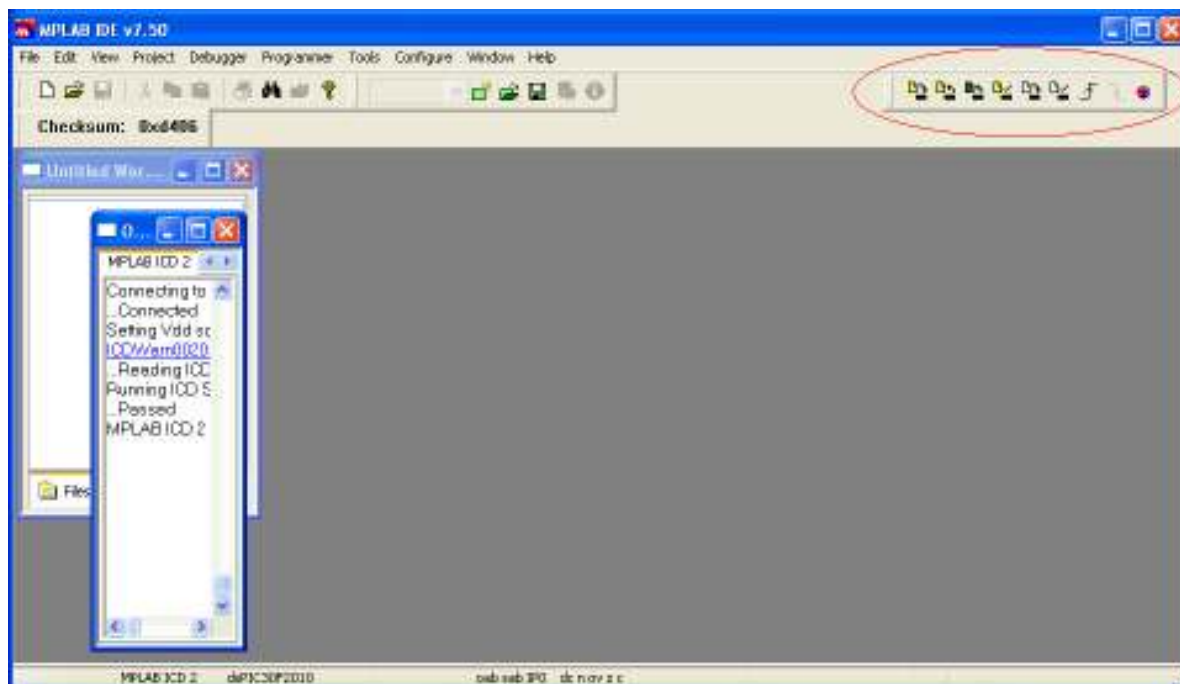


Figura 36 – Barra de ferramentas do ICD 2

3.6. Descrição do Hardware

O hardware desenvolvido tem a finalidade de controlar a velocidade do motor de indução, o qual aciona a bomba e através da variação da velocidade da mesma ocorre a variação de pressão do sistema, porém para que seja possível o controle do sistema é necessário a monitoração das variáveis do mesmo.

A monitoração do sistema foi realizada utilizando-se os canais analógicos disponíveis no dspic30f2010. A monitoração da temperatura do módulo de potência foi realizada utilizando-se a entrada analógica AN0. Para monitoração do nível mínimo foi utilizada a entrada analógica AN2, a monitoração da pressão foi realizada utilizando-se a entrada analógica AN3, para referência do valor da pressão de trabalho foi utilizado um potenciômetro de 20 k Ω conectado a entrada analógica AN4 e para monitoração da tensão do módulo de potência foi utilizada a entrada analógica AN5.

Para controle de pressão do sistema foi utilizado um potenciômetro, o qual tem a função de ligar e desligar o sistema, além de estabelecer o valor de pressão desejado. Para desligar o sistema em caso de emergência foi instalado o botão 1, o

qual quando acionado desabilita o sistema, só religando depois de pressionado o botão de reset.

O sensor de pressão MPX5010DP tem a finalidade de medir o nível de entrada de água no sistema. Através da equação Eq. 24 pode-se determinar a pressão medida, através da medição da tensão de saída do sensor.

O sensor de pressão MPX4250DP mede a pressão de bombeamento do sistema. Através da equação Eq. 22 pode-se determinar a pressão de recalque do sistema, medindo-se a tensão de saída do sensor.

O protótipo não possui interface com equipamentos externos para sinalização dos eventos ocorridos. Para tal foram utilizados três leds de sinalização: led verde sinaliza sistema operando, led amarelo sinaliza nível baixo e led vermelho sinaliza falhas e sistema desligado.

A figura 37 mostra o circuito eletrônico montado, necessitando apenas a alimentação monofásica de 220 volts e a conexão ao motor.

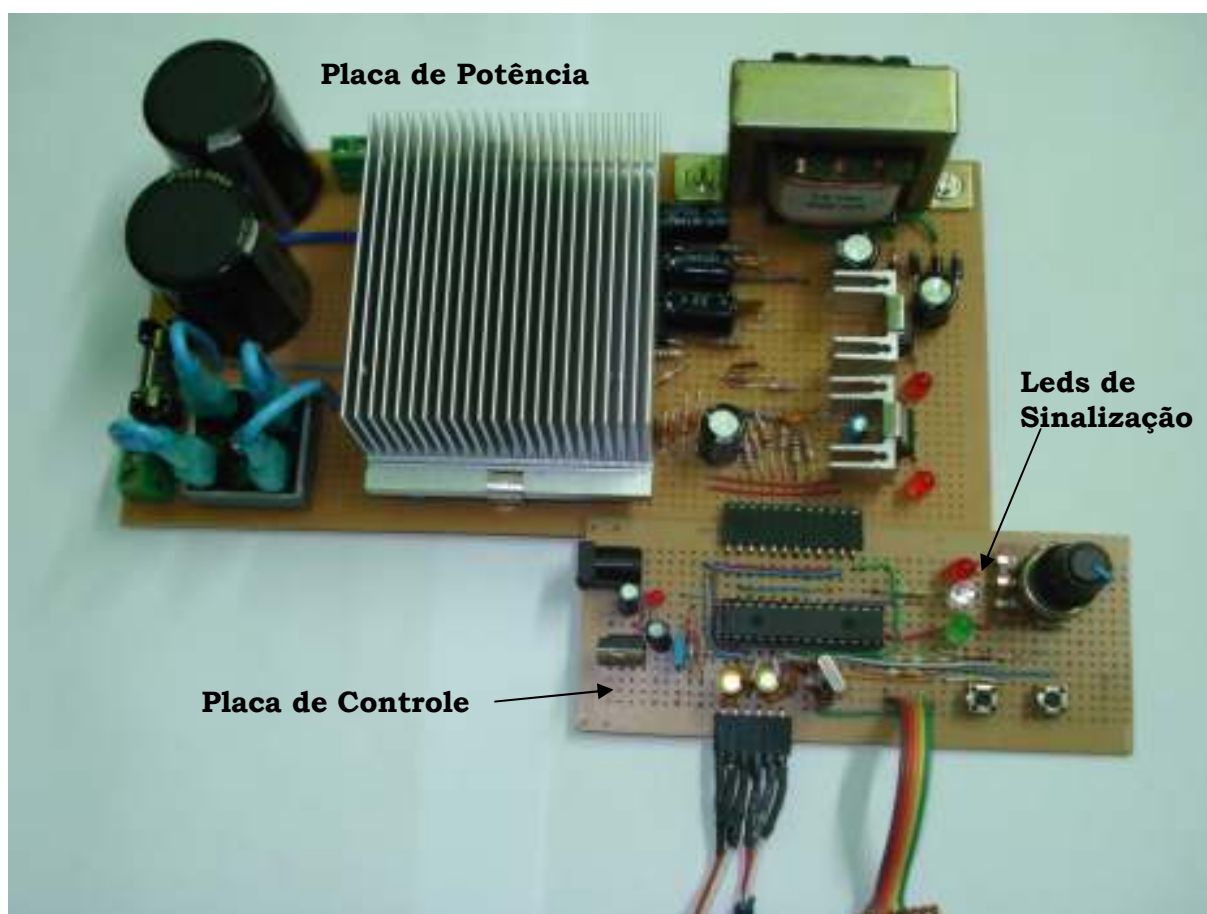


Figura 37 - Sistema de controle e potência conectados.

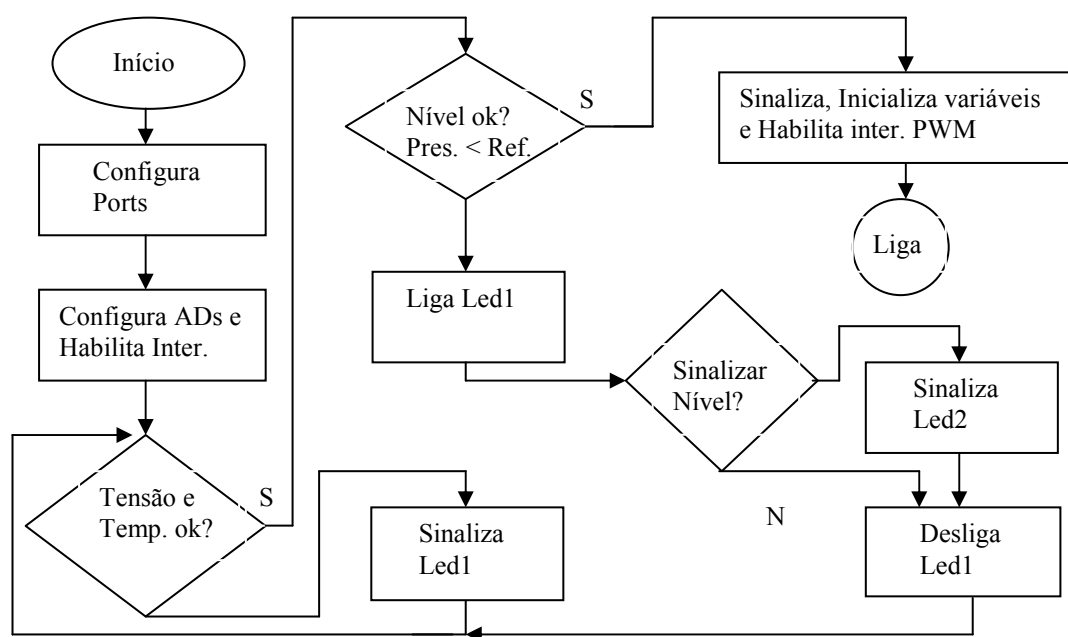
A proteção de falha do módulo de potência foi ativada utilizando-se a entrada de falha de PWM no dspic, a qual desativa todas as saídas PWM, nível lógico 1, ao receber um nível de tensão baixo em sua entrada.

3.7. Desenvolvimento do Software e Fluxogramas

O desenvolvimento do programa foi realizado utilizando-se as ferramentas de desenvolvimento da Microchip, MPLAB IDE v7.50 e a linguagem de programação utilizada foi a linguagem C conjuntamente com o compilador C30.

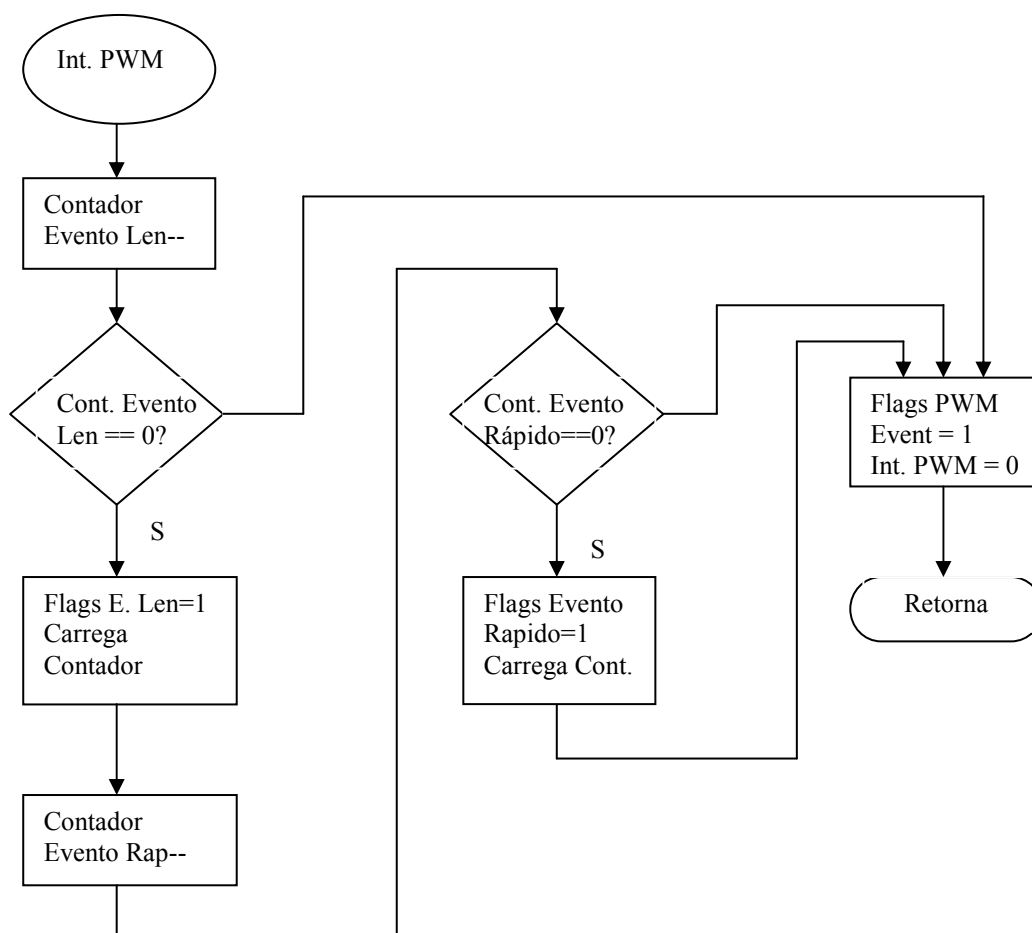
A monitoração das variáveis envolvidas no sistema de controle do inversor de frequência deve ser contínua, portanto foi habilitada a interrupção de leitura dos canais analógicos, (ADCInterrupt). A leitura dos canais analógicos é armazenada nos registradores, o canal AN0 utiliza o registrador ADCBUF0, o canal AN2 utiliza o registrador ADCBUF1, o canal AN3 utiliza o registrador ADCBUF2, o canal AN4 utiliza o registrador ADCBUF3 e o canal AN5 utiliza o registrador ADCBUF4.

O fluxograma abaixo descreve a rotina de inicialização do microcontrolador e a leitura e monitoração das variáveis.



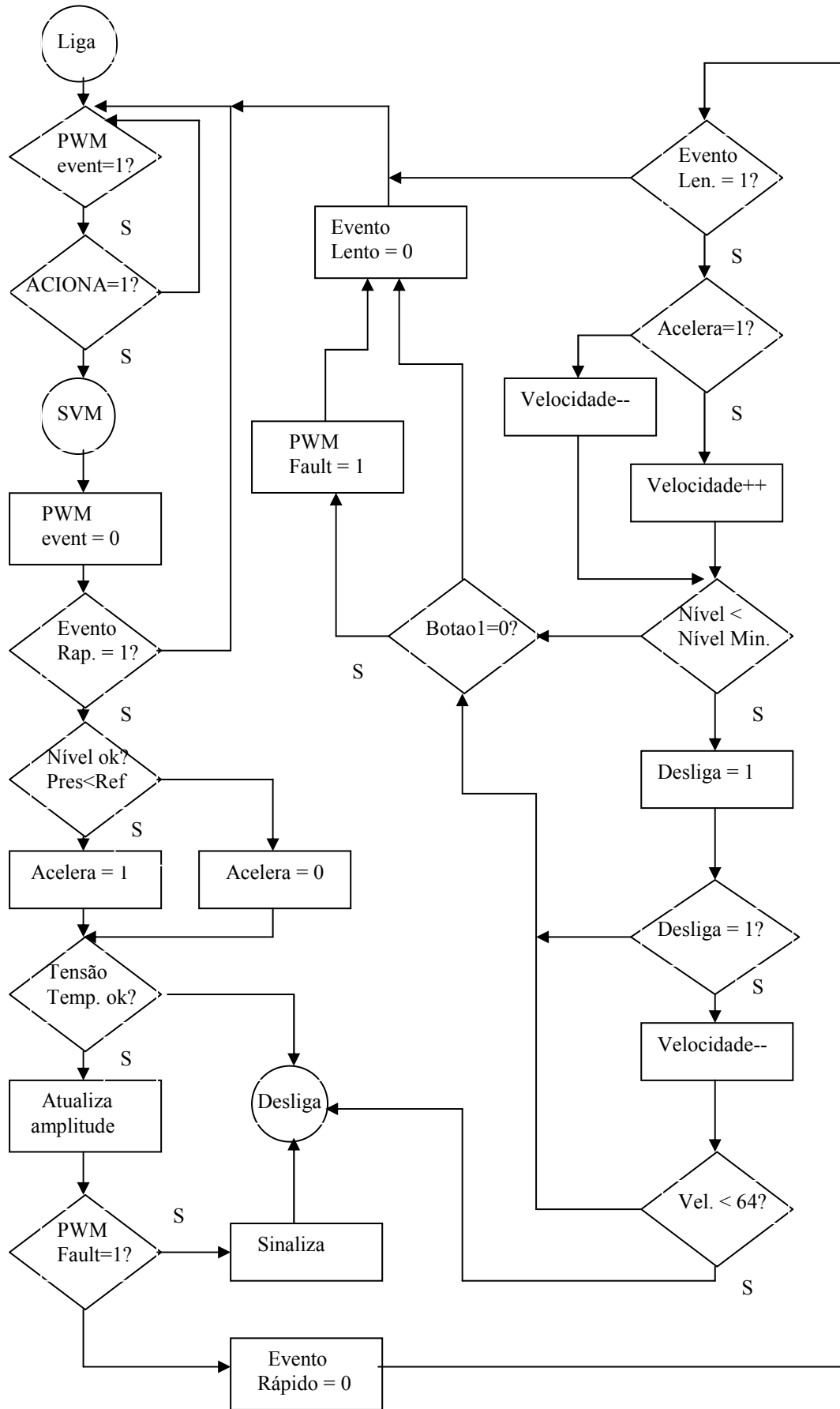
Todas as leituras dos canais analógicos foram programadas para número inteiro sem sinal, pois, não há interface externa para leitura dos parâmetros, não necessitando outras conversões.

Após a inicialização do microcontrolador e das variáveis envolvidas, quando satisfeitas todas as condições, o microcontrolador habilita as saídas PWM para acionamento do motor, para a atualização das variáveis envolvidas durante o funcionamento do motor foi habilitada a interrupção de PWM, conforme pode ser verificado no fluxograma a seguir.



A cada interrupção de PWM o software atualiza os tempos do sinal PWM, neste caso, a uma frequência de 15 kHz. O contador de evento lento está habilitado para atuação a cada 50 ms, ou seja, 750 contagens a 15 kHz e o contador de evento rápido está habilitado para atuação a cada 5 ms, ou seja, 75 contagens.

O fluxograma a seguir descreve a rotina liga e a monitoração das variáveis.





A proteção contra falha de operação dos transistores foi realizada utilizando-se a entrada digital PWMFault, e habilitando-a através do registrador FLTACON, o qual foi programado para proteção das três saídas de PWM.

Porém, no caso de falha do circuito de PWM o microcontrolador desativa as saídas PWM e apenas fica sinalizando a falha, para habilitar novamente as saídas PWM foi utilizado o pino MCLR, o qual colocado em nível baixo reinicializa o microcontrolador. Para habilitação desta função foi necessário a programação do registrador FBORPOR.

O período do sinal PWM é programado através do registrador PTPER, o qual é determinado através da equação eq. 25.

$$PTPER = \frac{FCY}{FPWM * (PTMRPr escaler) * 2} - 1 \quad (\text{Eq. 25})$$

Onde, FCY = Frequência de operação do microcontrolador (29,4912 MHz);

FPWM = Frequência de chaveamento do PWM (15 kHz);

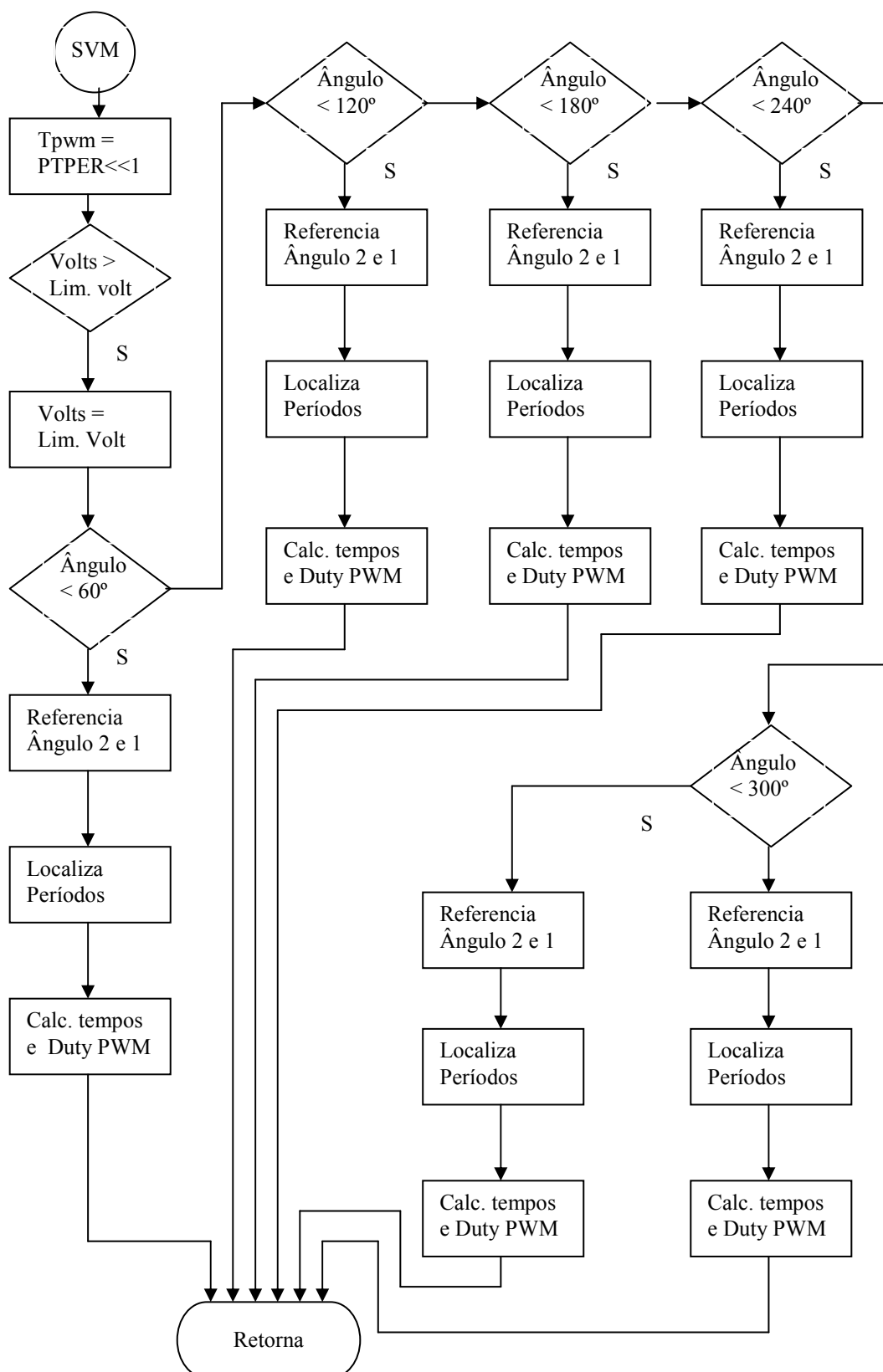
PTMRPrescaler = 1.

Portando, o registrador PTPER deve ser carregado com o valor igual a 982.

A frequência de chaveamento do PWM utilizada foi de 15 kHz, visto que torna a forma de onda da corrente mais próximo a uma senóide e diminui o ruído audível do motor. O disparo dos transistores do módulo de potência ocorre quando é aplicado nível baixo de tensão na saída PWM do microcontrolador.

A geração de tensão senoidal através das saídas de PWM é possível através da implementação de um sinal de referência. Neste caso foi implementada uma onda senoidal via software, onde foi utilizada uma tabela com valores de uma onda senoidal, e a partir desta, são geradas três senóides de referência, possibilitando desta forma, gerar uma saída trifásica do módulo de potência com defasagem de 120° entre as fases.

Para implementação da onda senoidal via software foi implementada uma rotina específica chamada SVM, a qual calcula os tempos do período de PWM e o avanço de cada fase, como pode ser verificado no fluxograma a seguir.



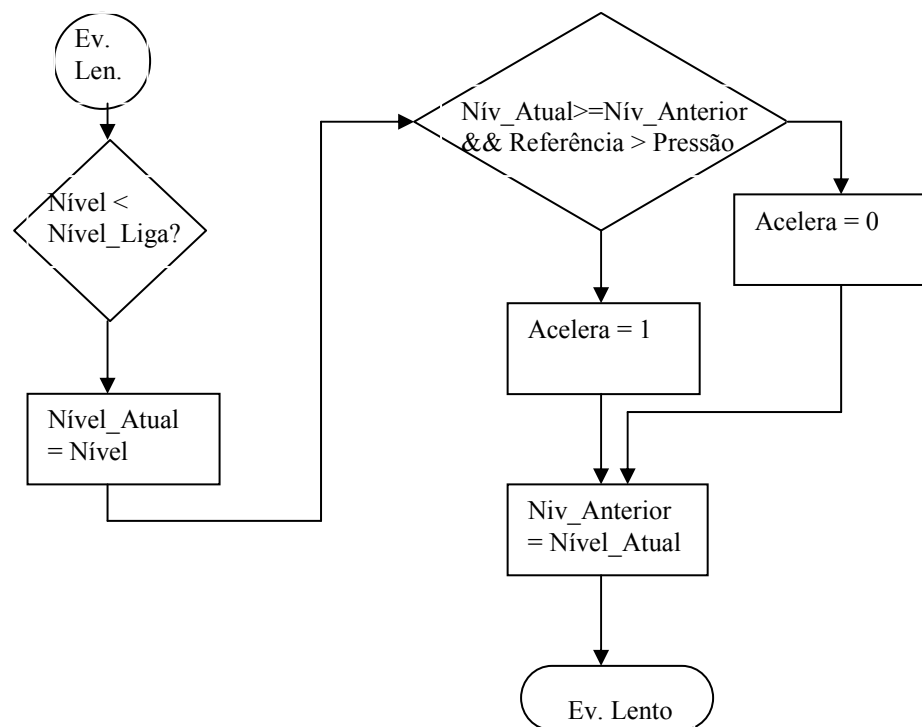
O sistema de controle digital implementado para este projeto foi a atualização da velocidade a cada 50 ms, ou seja, a velocidade é atualizada conforme



a variação da pressão do sistema, se a pressão estiver abaixo do valor de referência a velocidade é incrementada, caso contrário é decrementada.

No caso do protótipo implementado, a velocidade rotacional do motor para 60 Hz é 3450 rotações por minuto, levando em consideração que a variável utilizada para controle da velocidade é de oito bits, 255 variações, haverá um incremento na velocidade rotacional de aproximadamente 13,5 rpm por incremento da variável de controle da velocidade, variação muito pequena considerando-se uma planta hidráulica.

Com a finalidade de realizar o controle de velocidade pelo nível de entrada de água, foi implementado um sistema de controle conforme pode ser verificado no fluxograma a seguir.



A rotina consiste em verificar o nível de água, caso esteja aumento, a velocidade será incrementada, caso contrário será decrementada.



4. APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Após a montagem do protótipo e o desenvolvimento do programa para acionamento do motor, foram realizados alguns testes para verificação dos sinais PWM gerados pelo microcontrolador, os quais serão descritos a seguir.

4.1. Geração dos Sinais PWM

Os sinais dos canais PWM funcionam em modo complementar, ou seja, cada saída PWM é responsável pela geração de um semiciclo da onda senoidal. A figura 38 mostra o sinal gerado na saída PWM para os canais PWM0 e PWM1, para uma frequência de chaveamento de 15 kHz e frequência da portadora de 60 Hz. Para a realização das medições foi utilizado um osciloscópio Tektronix modelo TDS 380.

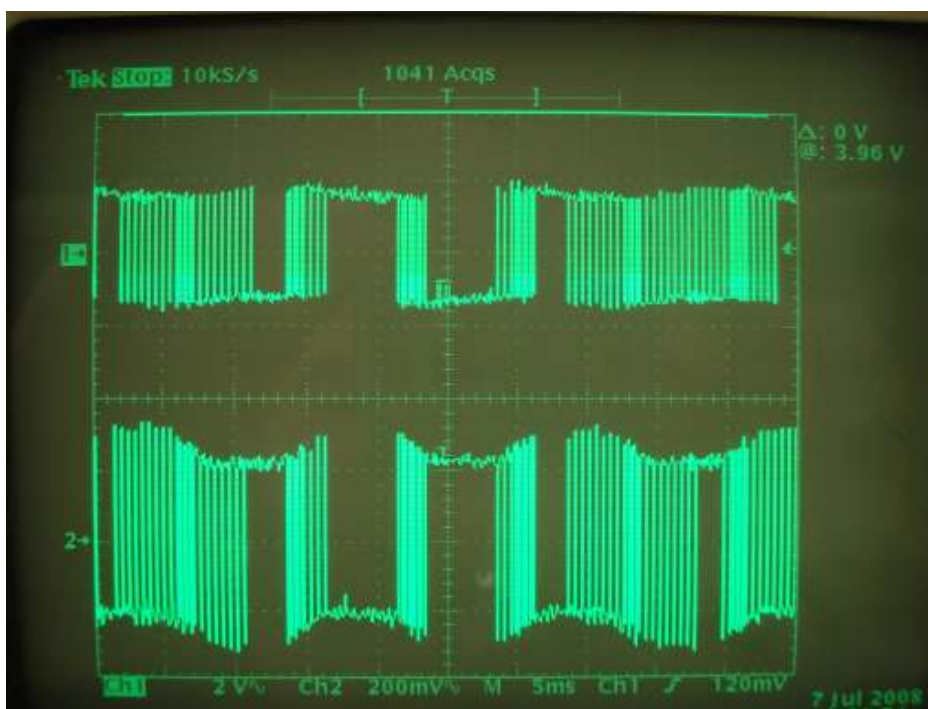


Figura 38 - Geração do sinal PWM para os canais PWM0 e PWM1

Após a realização dos testes nas saídas PWM, os quais confirmaram a geração dos sinais senoidais, a placa de controle foi acoplada a placa de potência. Foram realizados alguns testes com a alimentação do circuito de potência com tensão de 24 Volts e ligando-se uma carga resistiva na saída para o motor, ou seja, foram conectados três resistores de 120 Ω a saída do motor e interligados entre si simulando uma ligação em estrela. Os testes confirmaram a geração de tensão senoidal na saída do inversor. Após o inversor foi alimentado com tensão da rede de alimentação, ou seja, 220 V para realização dos demais testes.

4.2. Comparação com Inversor Comercial

Após alguns testes o inversor foi comparado com um inversor comercial, o inversor utilizado para testes foi um inversor Yaskawa modelo CIMR-XCBU20P7, tensão de alimentação 220 volts monofásica ou trifásica e corrente de saída de 5 A.

O primeiro teste realizado foi à medição da forma de onda da corrente no motor de 0,5 cv utilizado, as medições para ambos os casos foram realizadas com o motor funcionando a vazio e máxima frequência, ou seja, 60 Hz. Para medição da forma de onda foi instalado um resistor de 1 Ω e 10 watts, em série com o circuito

de alimentação do motor. A figura 39 mostra a forma de onda da corrente no inversor comercial.

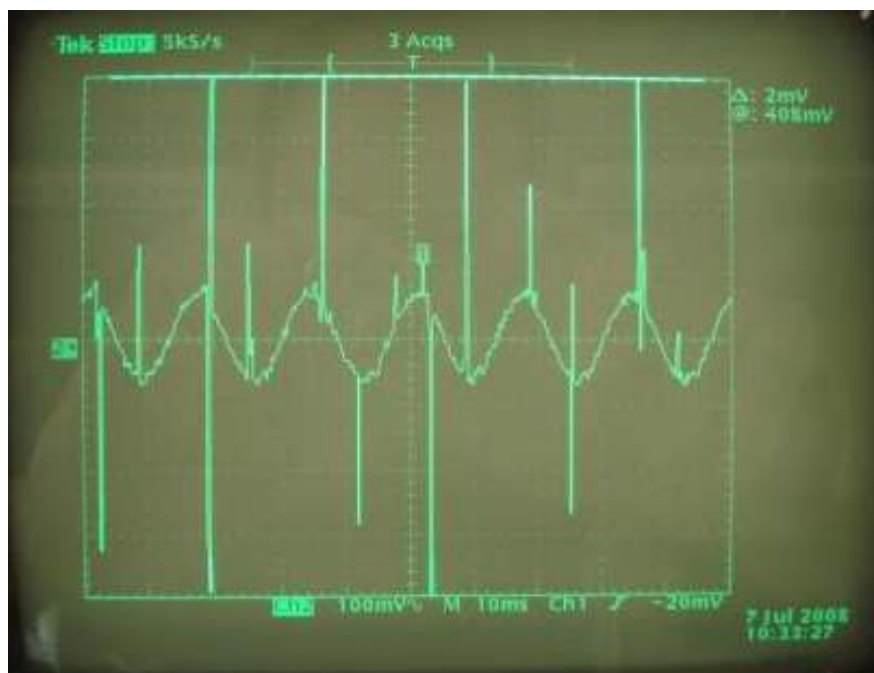


Figura 39 - Forma de onda da corrente em inversor comercial.

A figura 40 mostra a forma de onda da corrente para o inversor desenvolvido, onde foi utilizado o mesmo artifício de medição que para o inversor comercial.



Figura 40 - Forma de onda da corrente para o inversor desenvolvido.

Analisando se ambas as figuras, observa-se que a senóide gerada é semelhante em ambos inversores, os picos de tensão e que estão mais acentuados no inversor desenvolvido, necessitando talvez um circuito de filtro na saída do inversor.

Outro teste realizado foi a comparação de tensão e corrente em ambos os inversores a plena carga, ou seja, vazão máxima e frequência máxima, 60 Hz, para o sistema de controle de pressão. O multímetro utilizado para medição de corrente foi um multímetro Minipa modelo ET-3200, o hidrômetro utilizado foi um hidrômetro FAE modelo delta mtf e um manômetro Mecaltec com escala de 0 a 50 kgf/cm², ou seja, 0 a 50 mca.

Os testes foram realizados com a tubulação totalmente aberta e o funcionamento dos inversores a máxima frequência, ou seja, 60 Hz. Para tal condição obteve-se uma pressão de saída de aproximadamente 6 mca.

A tabela 2 mostra os dados obtidos através das medições efetuadas.

Inversor Comercial				Inversor Projetado		
Medições	1 ^a	2 ^a	3 ^a	1 ^a	2 ^a	3 ^a
Corrente de Entrada (A)	3,25	3,12	3,30	3,31	3,47	3,35
Tensão de Entrada (V)	218	216	216	220	218	219
Corrente do Motor (A)	2,18	2,10	2,00	2,34	2,37	2,33
	2,12	2,05	1,98	2,24	2,26	2,23
	2,08	1,98	1,97	2,20	2,23	2,18
Tensão de saída (V)	217	214	214	198	198	198
Vazão (l/s)	0,750	0,741	0,740	0,758	0,745	0,741

Tabela 2 - Comparativo entre inversor comercial e inversor projetado.

Analisando-se a tabela observa-se valores bem semelhantes, ocorrendo uma pequena diferença na corrente do inversor desenvolvido e uma tensão de saída com valor inferior ao inversor comercial.

4.3. Medição de Pressão

Para comprovação da eficiência do sistema de controle de pressão projetado foram realizados alguns testes com o mesmo. Para geração dos gráficos de controle de pressão foi utilizado um armazenador de dados digital datalogger Maxxilogger, fabricado pela empresa Compuway, modelo ML1P2001Q1AM, configurado para aquisição de dados a cada 30 segundos, conjuntamente com o software disponibilizado pela empresa. A variação de vazão foi simulada atuando-se sobre o registro de recalque e para simulação de falta de água atuou-se sobre o registro de entrada de água. Para medição de vazão foi utilizado um hidrômetro FAE modelo delta mtf.

A figura 41 mostra o gráfico dos testes realizados, onde o valor de pressão é representado em metros coluna d'água (m).

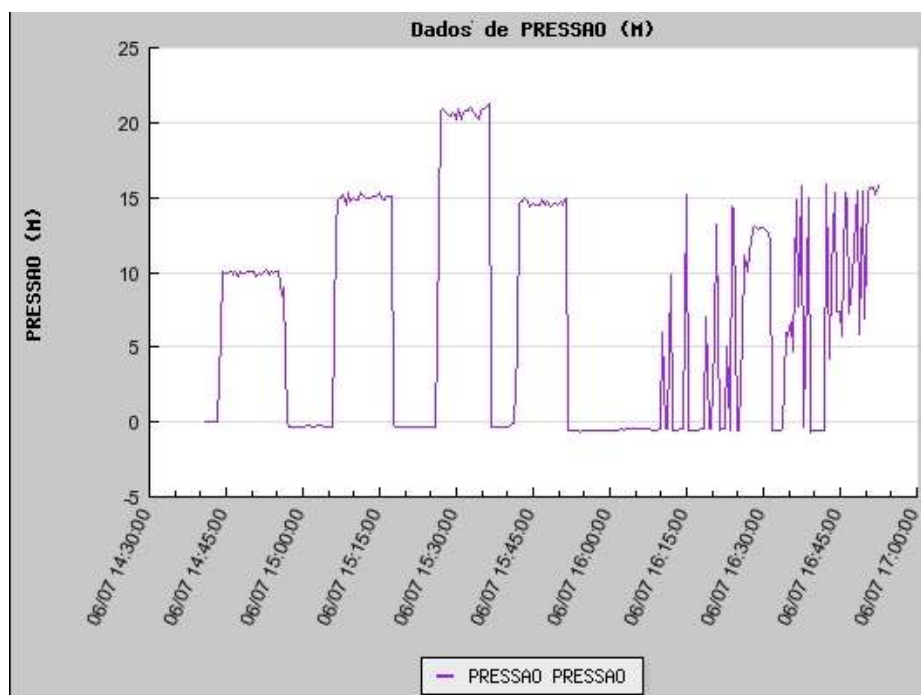


Figura 41 - Gráfico dos testes de controle de pressão realizados.

A figura 42 apresenta o gráfico do primeiro teste realizado para pressão de trabalho de 10 mca para vazão fixa de $1,3m^3/h$, bem como o momento em que o sistema foi ligado e desligado. Pode-se observar a pressão constante comprovando a eficiência do sistema.

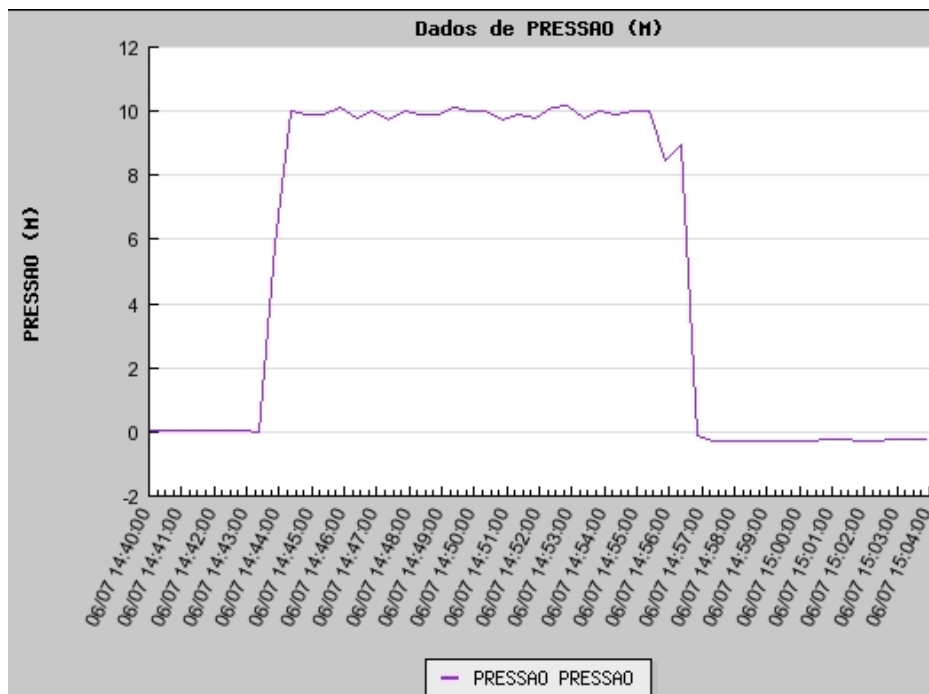


Figura 42 - Controle de pressão em 10mca para vazão fixa.

A seguir, conforme figura 43, pode-se verificar o efeito de controle de pressão para vazão fixa de $1,08m^3/h$, para pressão programada em 15 mca, para o intervalo de tempo mostrado no gráfico.

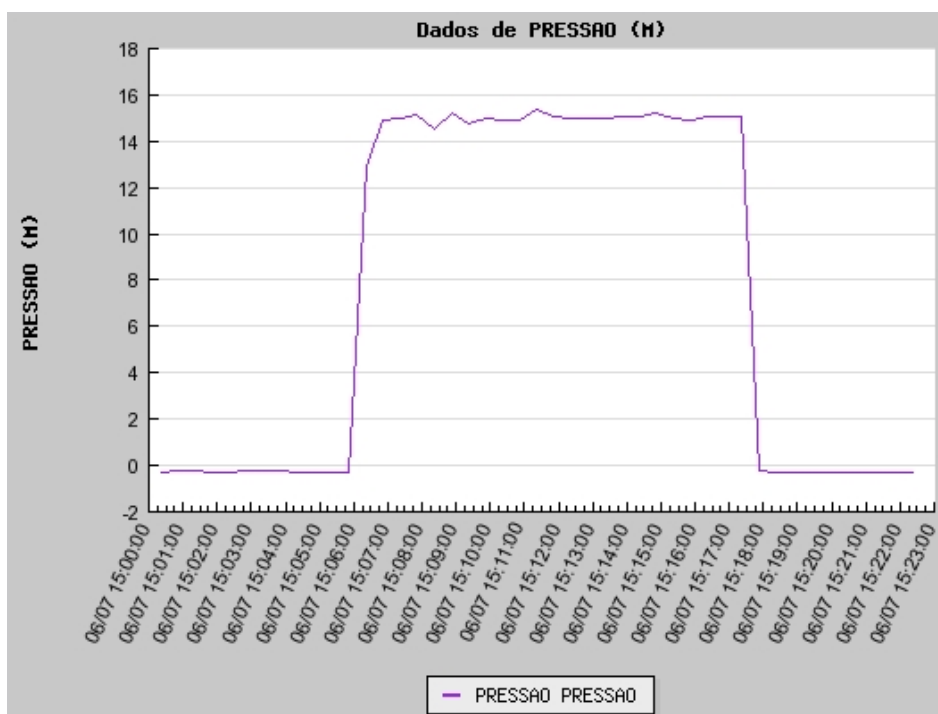


Figura 43 - Gráfico do controle de pressão em 15mca e vazão fixa.

A figura 44 apresenta o controle de pressão para vazão fixa de 704 l/h para pressão de referência de 20 mca.

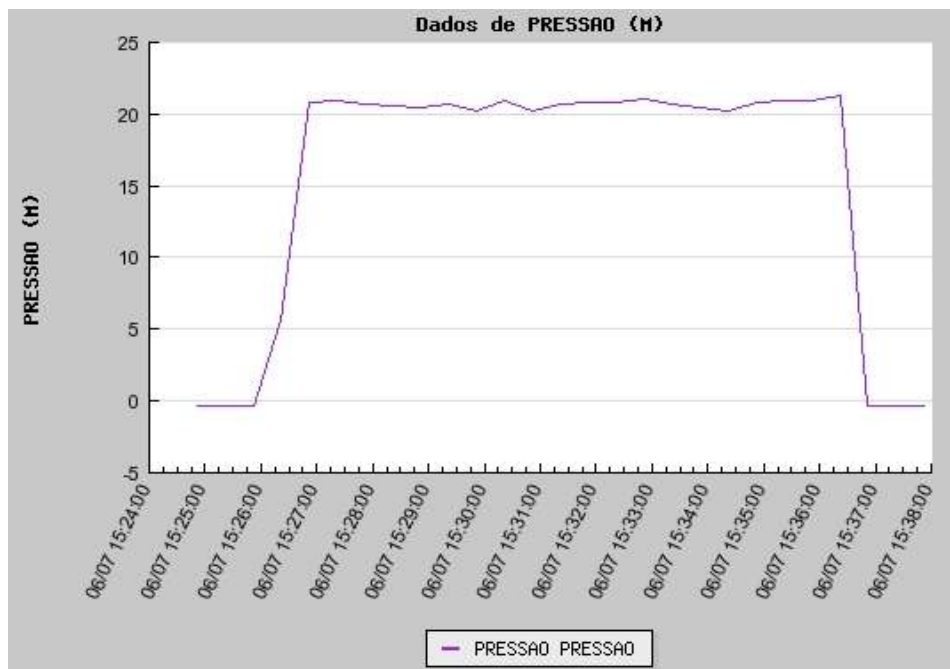


Figura 44 - Controle de pressão para 20mca vazão fixa.

A figura 45 apresenta o gráfico da pressão para vazão variável, a pressão programada foi de 15mca.

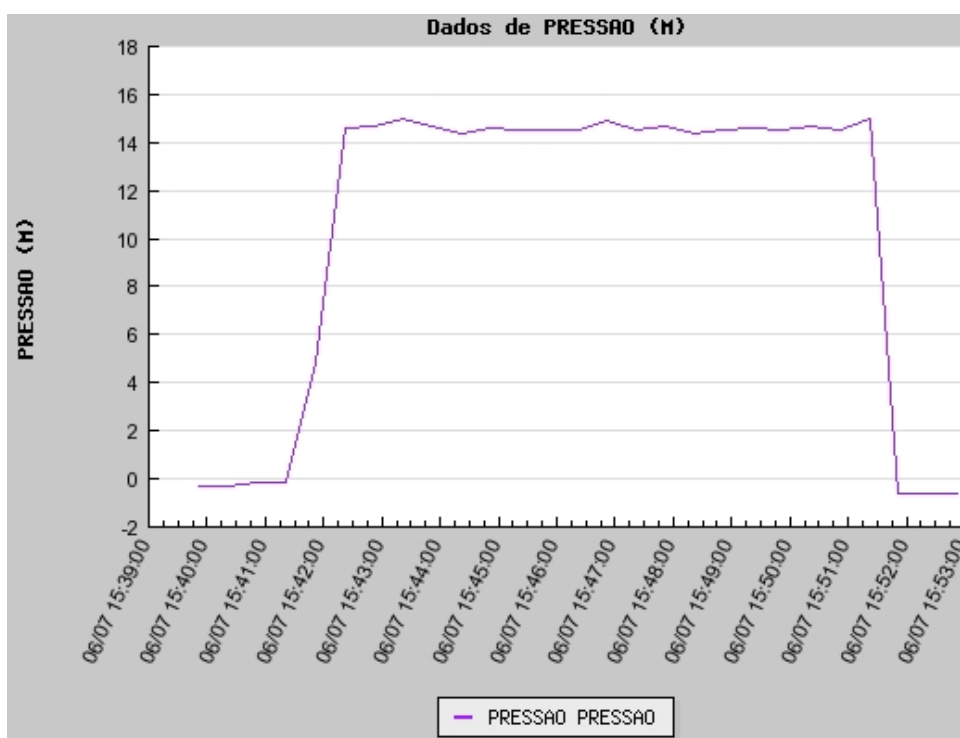


Figura 45 - Gráfico da pressão para vazão variável.

O protótipo possui controle para nível mínimo de trabalho, o gráfico da figura 46 mostra a simulação de falta de água no reservatório de sucção da bomba e o momento em que o sistema religa, provocando variação na pressão de saída em função do controle de nível baixo.

Como pode-se observar, o gráfico da pressão não estabilizou, ficando variável a pressão de saída, devido a baixa vazão de entrada, mostrando de forma clara que o sistema de controle atuou durante o religamento da bomba.

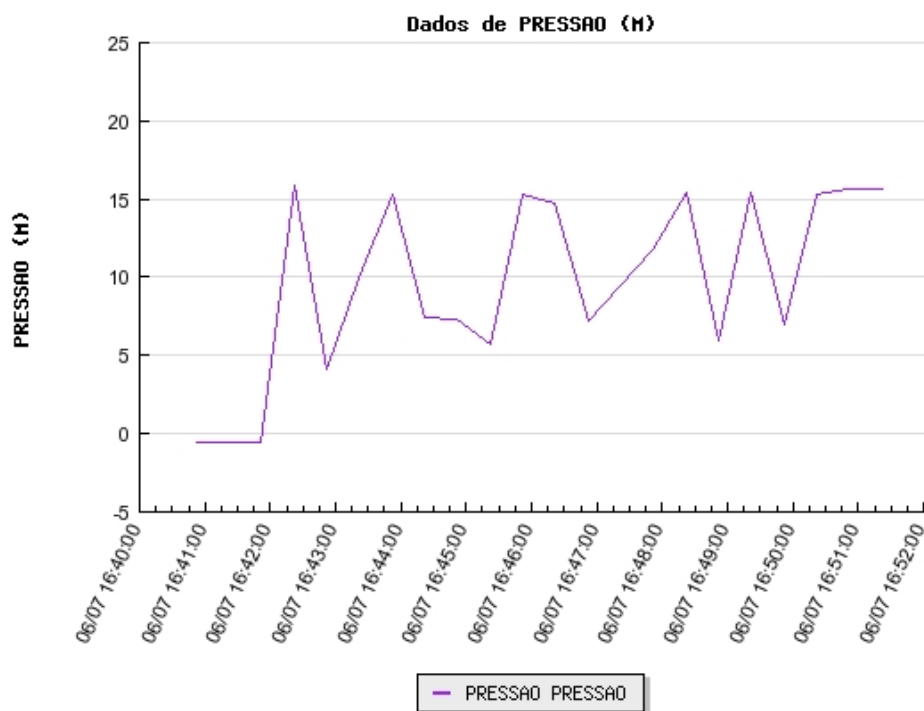


Figura 46 - Pressão variável devido ao baixo volume de água na sucção da bomba.

Conforme pode-se verificar nos gráficos de controle de pressão, pode-se dizer que o sistema de controle de pressão funcionou perfeitamente, tanto para controle de pressão com vazão fixa ou para vazão variável, o motor variou a velocidade, mantendo constante a pressão de saída, apenas com o controle proporcional implementado. Para controle através da vazão de entrada, ou seja, inicialmente pelo controle de nível o sistema apresentou um bom desempenho, conforme foi verificado. Não foi possível observar a rampa de aceleração e de desaceleração do sistema devido ao tempo de aquisição de dados, pois o sistema apresentou uma resposta rápida para início de operação, ou seja, o sistema estabiliza em menos de 30 segundos, que é o tempo de aquisição dos dados de pressão.



5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1. *Problemas Encontrados*

Durante o desenvolvimento de um projeto é considerado normal o aparecimento de problemas, porém é necessário superá-los para que os objetivos sejam atingidos. Inicialmente, um problema ocorrido foi com o gravador para dspic, o mesmo não funcionava, teve que ser remetido ao fabricante, o qual, o devolveu com a versão de software anterior à enviada visto que o mesmo não funcionava com a versão do MPLAB IDE 7.60.

Outro problema encontrado foi a falta, de componentes de potência para aquisição imediata, o que forçou a uma reavaliação do projeto e a aquisição de um módulo de potência mais robusto capaz de resistir aos testes necessários.

5.2. *Conclusões*

Para desenvolvimento deste projeto foram necessários conhecimentos em três áreas distintas da engenharia: hidráulica, eletrônica de potência e sistemas de controle e programação. Porém, apesar das dificuldades o desempenho do protótipo foi satisfatório.

A utilização de um módulo de potência com proteção contra curto-circuito e proteção contra sobreaquecimento tornou o projeto muito mais seguro para operação, possibilitando a realização dos testes e o sucesso no desenvolvimento do projeto.



Quanto ao sistema de controle, foram estudados os sistemas de controle pid e suas variantes, porém para aplicação e estudo deste protótipo, um controle por comparação de duas variáveis envolvidas, foi suficiente para realizar o controle de pressão de forma satisfatória. Para esta planta um controlador pid contribuiria muito pouco, ou talvez mantivesse o mesmo desempenho, porém, muitas vezes implementando-se soluções simples obtém-se grandes resultados.

Para uma planta real de abastecimento de água um controle deste tipo dificilmente será satisfatório, necessitará de um sistema de controle melhor elaborado, porém já existe uma base para aprofundar o assunto.

O microcontrolador dspic30f2010 apresentou excelente resultado para controle da planta, e atualmente apresenta um custo menor que os microcontroladores similares da família 16fxxx e 18fxxxx fabricados pela Microchip.

Outro fator que apresentou excelente resultado foi o baixo nível de ruído apresentado pelo motor, com o inversor operando com frequência de chaveamento dos transistores a 15 kHz, comparado ao inversor comercial, o qual apresentou ruídos de maior intensidade.

Concluindo, pode-se dizer que este projeto apresentou uma excelente alternativa para controle de velocidade de um motor de indução trifásico conjuntamente com o controle de pressão de um sistema de bombeamento de água utilizando apenas um dispositivo controlador. Podendo ser implementado em uma planta real, necessitando talvez de pequenos ajustes.

5.3. Sugestões para Trabalhos Futuros

Este projeto apresentou a aplicação de um sistema de controle de pressão através de inversor com controle integrado, a partir deste modelo pode-se implementar outras aplicações, entre as quais pode-se destacar as seguintes: climatização de ambientes utilizando velocidade variável para acionamento de ventiladores e compressores, utilização do sistema em máquina de lavar roupa, implementação de controle vetorial para o motor, entre outros.



6. REFERÊNCIAS

JARDIM, Sérgio Brião – **Sistemas de Bombeamento** – 1ª. Ed – Porto Alegre: Editora Sagra – DC Luzzato, 1992.

NETTO, Azevedo. et al. _ **Manual De Hidráulica** – 8ª. Ed. – São Paulo: Editora Edgar Blücher Ltda, 1998.

TSUTIYA, Milton Tomoyuki – **Abastecimento de Água** – 2ª. Ed. – São Paulo: Departamento de Engenharia Hidráulica e Sanitária da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2005.

MACINTYRE, Archibald Joseph. – **Bombas e Instalações de Bombeamento** – 2ª. Ed – Rio de Janeiro: Editora Guanabara, 1987.

OGATA, Katsuhiko – **Engenharia de Controle Moderno** – 4ª. Ed. – São Paulo: Editora Prentice Hall do Brasil, 2005.

NISE, Norman S. – **Engenharia de Sistemas de Controle** - 3ª. Ed. – Rio de Janeiro: Editora LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 2002.

PADILLA, António J. Gil, - **Electrónica Analógica** – Lisboa: Editora McGraw-HILL de Portugal, L.da, 1993.

BAZANELLA, Alexandre Sanfelice ; SILVA, João Manoel da. - **Ajuste de Controladores PID**. Porto Alegre, 2004. Disponível em: <www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/>. Acesso em março de 2008.

HEY, Hélio Leães. - **Caderno Didático de Sistemas de Controle I** – Disponível em: <<http://www.ufsm.br/gepoc/renes/Templates/web/elc418.htm>> Acesso maio de 2008.



TSUTIYA, Milton Tomoyuki- **Utilização de Inversores de Frequência para Diminuição do Consumo de Energia Elétrica em Sistemas de Bombeamento-VI-SEREA**-Seminário Iberoamericano sobre Sistemas de Abastecimento Urbano de Água – João Pessoa, 2006. Disponível em: <<http://www.lenhs.ct.ufpb.br/html/downloads/serea/conferencia/VI%20serea%20palestra/p05.pdf>> Acesso maio de 2008.

WEG – **Motores Elétricos** – Disponível em: <<http://catalogo.weg.com.br/files/artigos/4-1644.pdf>>. Acesso maio de 2008.

EJM Engenharia – **Conversores de Frequência e Soft Starter**- Disponível em: <www.ejm.com.br>. Acesso maio de 2008.

MICROCHIP – **dspic30f2010 Datasheet**. Disponível em: <www.microchip.com> Acesso em março de 2008.

Microchip – **AN-1017**. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/AN1017_30F2010_V1.zip>. Acesso em abril de 2008.

Freescale Semiconductor – **MPX4250D e MPX5010 Datasheet**. Disponível em: <www.freescale.com>. Acesso em março de 2008.

Fairchild Semiconductor – **FFSAM15SH60A Datasheet**. Disponível em: <www.fairchildsemi.com>. Acesso em maio de 2008.

Faichild Semiconductor – **AN-9031**. Disponível em: <<http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9031.pdf#page=1>>. Acesso maio de 2008.

Schneider Motobombas – **ASP-56S Manual**. Disponível em: <www.schneider.ind.br>. Acesso em março de 2008.



APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE

Controle.c

```
#include <p30F2010.h> // definição dos includes
#include "svm.h" // definição para modulação SVM
#include <adc10.h>

// Configuração do Micro-Controlador

_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16); // Processador a 29 MIPS
_FWDT(WDT_OFF); // Watch-dog Desligado
_FGS(CODE_PROT_OFF); // Código de Proteção Desligado
_FBORPOR(0x8000); // 8000 Reset MCLR Fault PWM bit 15

// Definições das Constantes

// AS constantes abaixo são para os períodos de atualização.
#define periodo_lento 750 // 50msec Para 15khz 0,05/(1/15000)=750
#define periodo_rapido 75 // 5msec Para 15khz
// Constantes Para o controle do motor
#define max_mod_freq 60 // frequência máxima de modulação
#define pwm_freq_mod 15000 // frequência do pwm
#define angulo_mod 65536 // Angulo de Modulação de Cada Fase
#define limite_freq_mod (max_mod_freq*angulo_mod)/pwm_freq_mod
#define v_hz_slope 200 // deslize V/hz
#define limite_baixa_amp 2000 // limite de baixa amplitude
#define limite_alta_amp 32000 // limite de alta amplitude
// a constante abaixo define o limite da amplitude
#define limite_amplitude limite_alta_amp/v_hz_slope

#define Led1 LATDbits.LATD0
#define Led2 LATDbits.LATD1
#define Led3 LATCbits.LATC14
#define Botao1 (!PORTCbits.RC13)

// Definição dos flag's de software
volatile struct {
unsigned Liga:1;
unsigned Desliga:1;
unsigned Acelera:1;
unsigned PWMFault:1;
unsigned ACIONA:1;
unsigned PWMEvent:1;
unsigned Evento_rapido:1;
unsigned Evento_lento:1;
unsigned :9;
};
```



```
} Flags;

// Definição das Variáveis
unsigned int Contador_evento_lento; // variável para contagem do evento lento
unsigned int Contador_evento_rapido; // variável para contagem do evento rápido
unsigned int Velocidade_antiga; // variável Que armazena a velocidade Antiga
unsigned int Velocidade; // variável Que armazena a velocidade Atual
unsigned int temp; // Variável Temporária
unsigned int V_Hz_Slope; // variável para controle do deslize V/Hz
unsigned int Amplitude; // Variável Para o controle da Amplitude
unsigned int Fase; // Variável Para o controle da Fase
unsigned int Tensao;
unsigned int Nivel;
unsigned int Pressao;
unsigned int Referencia;
unsigned int Temperatura;
unsigned int Vel_Inicio;
unsigned int Nivel_Atual;
unsigned int Nivel_Anterior;

#define Nivel_Min 0x00CC
#define Nivel_Liga 0x00FF
#define Tensao_Min 0x0237
#define Temperatura_Max 0x0343 //90 Graus

//Prototipagem das Funções
void inicializa(void); // Inicializa o dspic e os periféricos
void Liga(void);
void Aciona(void);
void Desliga(void);
void Controle(void);
void ADC(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt( void );
void Delay_ms(unsigned int tempo);
void Delay_us(unsigned int tempo);
void SVM(int volts, unsigned int angulo); // executa modulação
void __attribute__((__interrupt__)) _FLTAInterrupt(void);

// Interrupção de PWM
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
{
    Contador_evento_lento--; // decrementa o tempo
    if(Contador_evento_lento == 0) // Testa se é zero ?
    {
        Flags.Evento_lento = 1; // se sim seta o flag de evento lento
        Contador_evento_lento = periodo_lento; // e recarrega o contador
    }
    Contador_evento_rapido--; // decrementa o tempo
    if(Contador_evento_rapido == 0) // testa se chegou a zero
    {
        Flags.Evento_rapido = 1; // se sim seta o flag para tratamento
        Contador_evento_rapido = periodo_rapido; //e recarrega o contador de int
    }
}
```



```
}
Flags.PWMEvent = 1;           // se nenhum dos dois ativa o flag de eventos
IFS2bits.PWMIF = 0;          // e zera o flag da interrupção.
}

// Interrupção de Fault
void __attribute__((__interrupt__)) _FLTAInterrupt(void)
{
    OVDCON = 0x0000;          //0x0000 Desabilita todas saidas PWM
    Flags.PWMFault = 1;       // Seta o Flag De tratamento
    IFS2bits.FLTAIF = 0;      // limpa o flag da interrupção
}

//Programa Principal
main ( void )
{
    inicializa();             // Inicializa todos os periféricos
    Delay_ms(500);
    ADC();
    Controle();
}

void Controle(void)
{
    while(1)
    {
        if ((Tensao > Tensao_Min) && (Temperatura < Temperatura_Max))
        {
            if ((Nivel > Nivel_Liga) && (Pressao < Referencia))
            {
                Led3 = 1;
                Delay_ms(500);
                Aciona();
            }
            else
            {
                Led1 = 1;
                Delay_ms(500);
                if ((Nivel > Nivel_Min) && (Nivel < Nivel_Liga))
                {
                    Led2 = 1;
                    Delay_ms(100);
                    Led2 = 0;
                    Delay_ms(100);
                }
            }
            Led1 = 0;
            Delay_ms(500);
        }
        else
        {
            Led1 = 1;
            Delay_ms(250);
        }
    }
}
```




```
Led1 = 0;
Delay_ms(250);
}
}
}

void Liga(void)
{
while(1)
{
ClrWdt();           // Limpa o Wath-Dog .
if(Flags.PWMEvent)
{
if(Flags.ACIONA)
{
if((Flags.ACIONA) && (Flags.Liga))
Fase += Velocidade;           //+ soma a variável
else
Fase -= Velocidade;           //- subtrai a variável
SVM(Amplitude,Fase);         // rotina SVM atualiza o Duty dos PWM
}
ClrWdt();                 // reinicia o wath dog
Flags.PWMEvent = 0;        // limpa o flag
}
if(Flags.Evento_rapido)
{
if(Flags.ACIONA)
if((Nivel > Nivel_Liga) && (Referencia > Pressao))
{
Flags.Acelera = 1;
Flags.Desliga = 0;
}
else
{
Flags.Acelera = 0;
}
if ((Tensao < Tensao_Min) && (Temperatura > Temperatura_Max))
{
Desliga();
}
if(Velocidade < 65)
Velocidade++;
}
if(Flags.ACIONA)
{
// o escorregamento é definido por uma constante
V_Hz_Slope = v_hz_slope;
}
if(Flags.ACIONA)
{
// Limita a escala de frequência
if(Velocidade > limite_freq_mod)
Velocidade = limite_freq_mod
if(V_Hz_Slope == 0)
Amplitude = 0;
}
```



```
else //calcula a maxima velocidade de entrada para não exceder o
{ // limite da amplitude multiplicado pela variável V_Hz_Slope
temp = limite_alta_amp/V_Hz_Slope; // Calcula a máxima velocidade de ent.
if(Velocidade > temp) // Testa a velocidade de entrada
Amplitude = limite_alta_amp; // Se passou do limite Trava
else
Amplitude = Velocidade*V_Hz_Slope; // se não carrega a veloc. de entrada
if(Amplitude < limite_baixa_amp) // testa se o a amp é < o limite baixo
Amplitude = limite_baixa_amp; // Se sim limita no valor mínimo
}
if(Flags.PWMFault) // testa se ocorreu Fault
{
Velocidade_antiga = 0;
Velocidade = 0;
PDC1 = 0; // Zera o Dutycycle 1
PDC2 = 0; // Zera o Dutycycle 2
PDC3 = 0; // Zera o Dutycycle 3
OVDCON = 0x0000; // Desliga as Saidas do PWM
Nop();
Nop();
Nop(); // Perde 3 Cy
Flags.PWMFault = 0; // Limpa o Flag Sinalizador de Fault
while(1) // com while so resetando
{
Led1 = 1;
Delay_ms(100);
Led1 = 0;
Delay_ms(100);
}
}
Flags.Evento_rapido = 0; // zera o flag de tratamento
}
if(Flags.Evento_lento)
{
if (Nivel < Nivel_Liga)
{
Nivel_Atual = Nivel;
if ((Nivel_Atual >= Nivel_Anterior) && (Referencia > Pressao))
{
Flags.Acelera = 1;
}
}
else
{
Flags.Acelera = 0;
}
Nivel_Anterior = Nivel_Atual;
}
if(Flags.Acelera)
{
Velocidade++;
Vel_Inicio=0;
}
}
else
```



```
{
  Velocidade--;
}
if(Nivel < Nivel_Min)
{
  Flags.Desliga = 1;
}
if(Flags.Desliga)
{
  Led2=1;
  Velocidade--;
  Velocidade--;
  Flags.Acelera=0;
  Flags.Desliga=0;
}
else
{
  Led2=0;
}
if (Velocidade <= 64)
{
  Vel_Inicio++;
  if (Vel_Inicio == 2)
  {
    Vel_Inicio=0;
    Desliga();
  }
}
if (Botao1)
{
  Flags.PWMFault=1;
}
}
Flags.Evento_lento = 0;
}
}

void inicializa(void)
{
  PORTB = 0; // Inicializa os ports
  PORTC = 0;
  PORTD = 0;
  PORTE = 0;
  PORTF = 0;
  TRISB = 0xFFFF; // ADs
  TRISC = 0x2000; //RC13 Entrada RC14 Led3
  TRISD = 0x0000; // Led1 no RD0 e Led2 no RD1
  TRISF = 0X0000;
  TRISE = 0x0100; //RE8 Fault
}

void Aciona(void)
{
```



```
Nivel_Atual = 0;
Nivel_Anterior = 0;
Velocidade = 0;
Velocidade_antiga = 0;
Contador_evento_lento = periodo_lento;
Contador_evento_rapido = periodo_rapido;
Flags.ACIONA = 1;          // Seto o Flag Para Ativar o Motor
PTPER = 982;              // ((Fcy/FPWM)/2 - 1);((29491200/15khz)/2-1)= 982
PDC1 = 0;
PDC2 = 0;
PDC3 = 0;                 // => Zera todos os Duty Cycles
PWMCON1 = 0x0077;        // Habilita os 3 pares de PWM
DTCON1 = 0x000F;         // Seleciona Dead Time de 2uS
FLTACON = 0x0007;        // Fault Habilitado para os 3 Pares de PWM;
OVDCON = 0x3F00; // Habilita os pinos PWM1H,1L, 2H, 2L, 3L, H Para PWM
PTCON = 0x8002;          //Configura PWM Alinhado Pelo O centro
IFS2bits.PWMIF = 0;      // Zera o Flag da interrupção do PWM
IEC2bits.PWMIE = 1;      // Habilita As Interrupções do PWM
IFS2bits.FLTAIF = 0;     // Zera o Flag de Fault
IEC2bits.FLTAIE = 1;     // Habilita as interrupção Para o Pino de Fault
Flags.Acelera = 1;       //liga o flag Acelera
Velocidade_antiga = Velocidade; // Salva Velocidade
Flags.Liga = 1;
Liga();
}
```

```
void Desliga(void)
{
    Velocidade_antiga = Velocidade;
    Velocidade = 0;          // A Velocidade
    PDC1 = 0;                // Zera o Dutycycle 1
    PDC2 = 0;                // Zera o Dutycycle 2
    PDC3 = 0;                // Zera o Dutycycle 3
    OVDCON = 0x0000;        // Desliga as Saidas do PWM
    Nop();
    Nop();
    Nop();
    Led1=1;
    Led3=0;
    Flags.Acelera = 0;
    Flags.ACIONA = 0;
    Delay_ms(1000);
    Controle();
}
```

```
void Delay_ms(unsigned int tempo)
{
    unsigned int tempo1;
    if (!tempo) return;      //Se tempo for igual a zero retorna da função
    for (tempo1=1;tempo1<=tempo;tempo1++) Delay_us(1000); //Aguarda n 1000 us
}
```

```
void Delay_us(unsigned int tempo)
```



```
{
  if (!tempo) return;          //Se tempo for igual a zero retorna da função
  do
  {
    Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();
    Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();
    Nop();Nop();Nop();Nop();Nop();//Nop();Nop();Nop();Nop();
    tempo--;
  }
  while(tempo);
}

void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt( void )    // 81.920 kHz
{
  IFS0bits.ADIF = 0;
  Temperatura = ADCBUF0;          //AN0
  Nivel = ADCBUF1;                //AN2
  Pressao = ADCBUF2;              //AN3
  Referencia = ADCBUF3;           //AN4
  Tensao = ADCBUF4;               //AN5
  return;
}

void ADC( void )
{
  ADPCFGbits.PCFG0 = 0;          // AN0 - Temperatura
  ADPCFGbits.PCFG2 = 0;          // AN2 - Nivel
  ADPCFGbits.PCFG3 = 0;          // AN3 - Pressão
  ADPCFGbits.PCFG4 = 0;          // AN4 - Referencia
  ADPCFGbits.PCFG5 = 0;          // AN5 - Tensão
  ADCON1 = 0x00E4;
  ADCON2 = 0x0410;
  ADCON3 = 0x0C09;
  ADCSSL = 0x003D;                // escaneia 5 canais
  ADCHS = 0x0000;
  IFS0bits.ADIF = 0;
  IEC0bits.ADIE = 1;
  ADCON1bits.ADON = 1;
}
```

svm.h

```
void SVM(int volts, unsigned int angulo);
```

SVM.c

```
#include "p30f2010.h"
#include "svm.h"
#define angulo_1 0 // 0 Graus
#define angulo_2 0x2aaa // 60 Graus
#define angulo_3 0x5555 // 120 Graus
#define angulo_4 0x8000 // 180 Graus
#define angulo_5 0xaaaa // 240 Graus
```



```
#define angulo_6 Oxd555 // 300 Graus
#define ultimo_ang Oxa2aaa // Ultimo Angulo = 360 graus
#define Limite_volt 28300

// Abaixo temos os períodos de uma Onda Senoidal salva na Memória, esta tabela
contem 171 Pontos
// os Pontos são definidos pela a Equação Abaixo:
// Se: Angulo Eletrico = 1024 Pontos, Angulo para a Função SINE = 60, Angulo
total da Onda = 360
// Temos então: Angulo Eletrico*(Angulo para a Função SINE/Angulo total da
Onda)= Pontos Da Tabela
// 1024*(60/360) = 171 Pontos

int Tab_Senoidal[] =
{0,201,401,602,803,1003,1204,1404,1605,1805,2005,2206,2406,2606,2806,3006,
3205,3405,3605,3804,4003, 4202, 4401, 4600, 4799, 4997,5195,5393,5591,5789,
5986, 6183,6380,6577,6773,6970, 7166, 7361, 7557,7752, 7947,8141,8335,8529,
8723,8916,9109,9302,9494,9686,9877,10068,10259,10449,10639, 10829, 11018,
11207,11395,11583,11771,11958,12144,12331,12516,12701,12886,13070,13254,
13437,13620,13802,13984,14165,14346,14526,14706,14885,15063,15241,15419,
15595,15772,15947,16122,16297,16470,16643,16816,16988,17159,17330,17500,
17669,17838,18006,18173,18340,18506,18671,18835,18999,19162,19325,19487,
19647,19808,19967,20126,20284,20441,20598,20753,20908,21062,21216,21368,
21520,21671,21821,21970,22119,22266,22413,22559,22704,22848,22992,23134,
23276,23417,23557,23696,23834,23971,24107,24243,24377,24511,24644,24776,
24906,25036,25165,25293,25420,25547,25672,25796,25919,26042,26163,26283,
26403,26521,26638,26755,26870,26984,27098,27210,27321,27431,27541,27649,
27756,27862,27967,28071,28174,28276,28377};

void SVM(int volts, unsigned int angulo)
{
    unsigned int angulo1, angulo2;
    unsigned int calc_t0,t1,t2,tpwm;
    tpwm = PTPER << 1;
    if(volts > Limite_volt) volts = Limite_volt; // Testa se a tensão> tensão limite.
    if(angulo < angulo_2) // Verifica se o angulo é < que 60°graus
    {
        angulo2 = angulo - angulo_1; // Primeira referencia do Angulo SVM
        angulo1 = ultimo_ang - angulo2; // Segunda referencia do Angulo SVM
        t1 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo1 >> 6)]; // Localizamos O período T1
        t2 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo2 >> 6)]; // Localizamos O período T2
        t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15; // Escalamos T1 com A variável Volts
        t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T1 range do tempo do PWM
        t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15; // Escalamos a T2 com A variável Volts
        t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T2 range do tempo do PWM
        calc_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1; // Calcula o T0
        PDC1 = t1 + t2 + calc_t0;
        PDC2 = t2 + calc_t0;
        PDC3 = calc_t0;
    }
    else if(angulo < angulo_3) // Verifica se o angulo é menor que 120°graus
    {
        angulo2 = angulo - angulo_2; // Primeira referencia do Angulo SVM
```

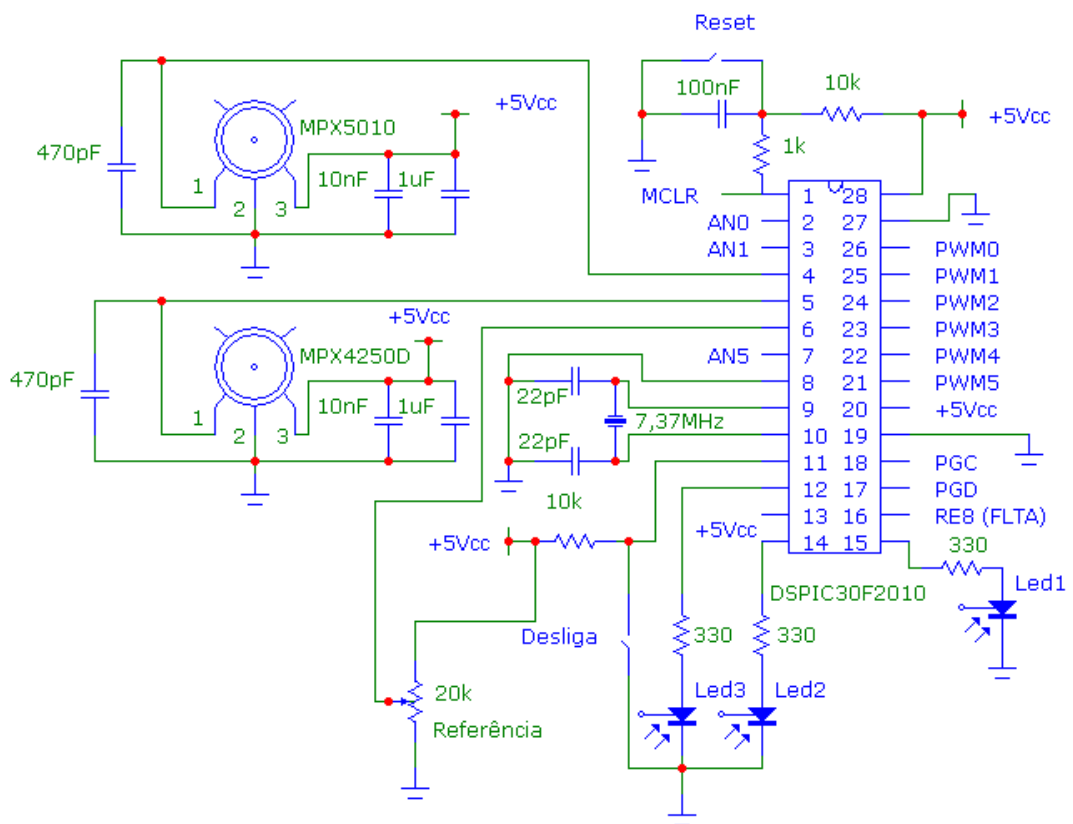


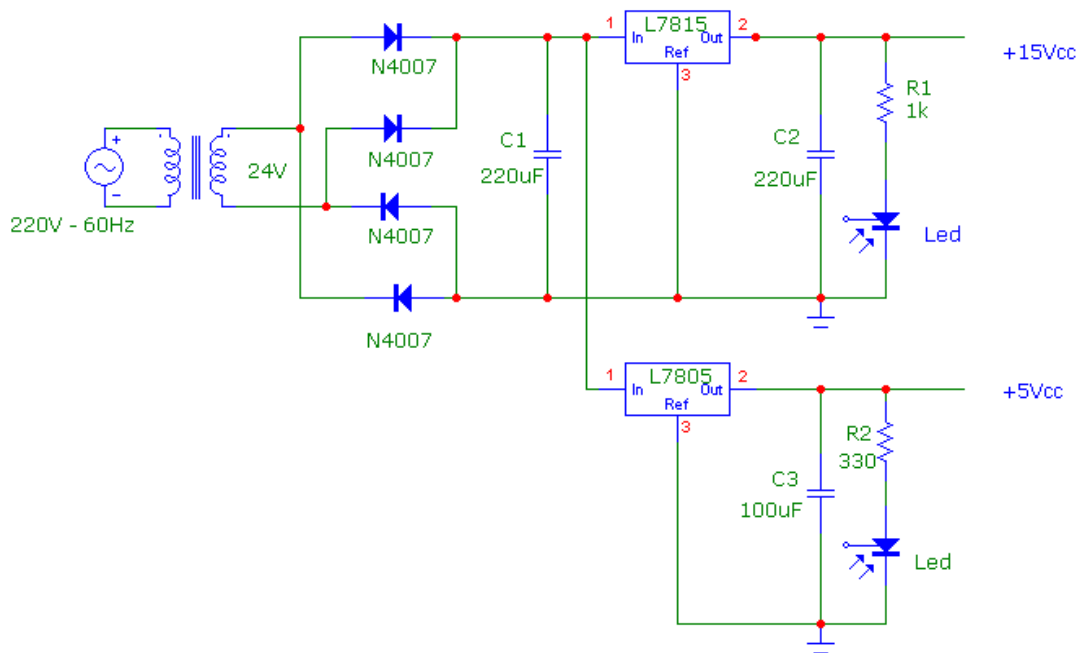
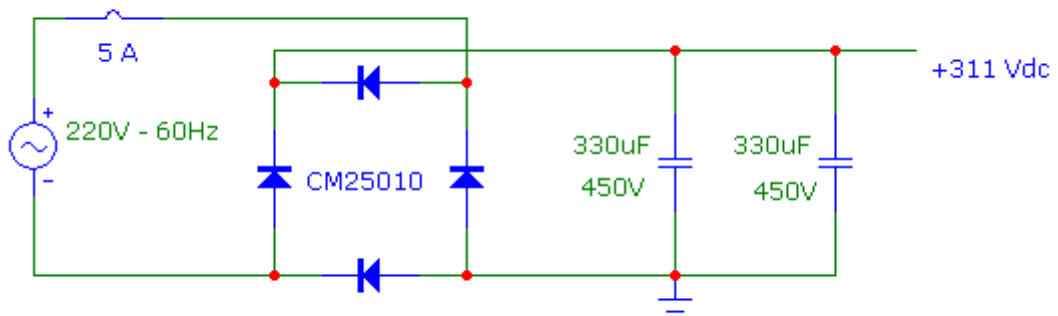
```
angulo1 = ultimo_ang - angulo2; // Segunda referencia do Angulo SVM
t1 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo1 >> 6)]; // Localizamos O período T1
t2 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo2 >> 6)]; // Localizamos O período T2
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T1 com A variável Volts
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T1 com o range do tempo do PWM
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T2 com A variável Volts
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T2 com o range do tempo do PWM
calc_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1; // Calcula o T0
PDC1 = t1 + calc_t0;
PDC2 = t1 + t2 + calc_t0;
PDC3 = calc_t0;
}
else if(angulo < angulo_4) // Verifica se o angulo é menor que 180°graus
{
angulo2 = angulo - angulo_3; // Primeira referencia do Angulo SVM
angulo1 = ultimo_ang - angulo2; // Segunda referencia do Angulo SVM
t1 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo1 >> 6)]; // Localizamos O período T1
t2 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo2 >> 6)]; // Localizamos O período T2
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T1 com A variável Volts
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T1 com o range do tempo do PWM
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T2 com A variável Volts
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos a T2 com o range do tempo PWM
calc_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1; // Calcula o T0
PDC1 = calc_t0;
PDC2 = t1 + t2 + calc_t0;
PDC3 = t2 + calc_t0;
}
else if(angulo < angulo_5) // Verifica se o angulo é menor que 240°graus
{
angulo2 = angulo - angulo_4; // Primeira referencia do Angulo SVM
angulo1 = ultimo_ang - angulo2; // Segunda referencia do Angulo SVM
t1 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo1 >> 6)]; // Localizamos O período T1
t2 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo2 >> 6)]; // Localizamos O período T2
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T1 com A variável Volts
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos a T1 com o range tempo do PWM
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T2 com A variável Volts
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T2 com o range do tempo do PWM
calc_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1; // Calcula o T0
PDC1 = calc_t0;
PDC2 = t1 + calc_t0;
PDC3 = t1 + t2 + calc_t0;
}
else if(angulo < angulo_6) // Verifica se o angulo é menor que 300°graus
{
angulo2 = angulo - angulo_5; // Primeira referencia do Angulo SVM
angulo1 = ultimo_ang - angulo2; // Segunda referencia do Angulo SVM
t1 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo1 >> 6)]; // Localizamos O período T1
t2 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo2 >> 6)]; // Localizamos O período T2
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T1 com A variável Volts
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T1 com o range do tempo do PWM
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T2 com A variável Volts
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T2 com o range do tempo do PWM
calc_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1; // Calcula o T0
```

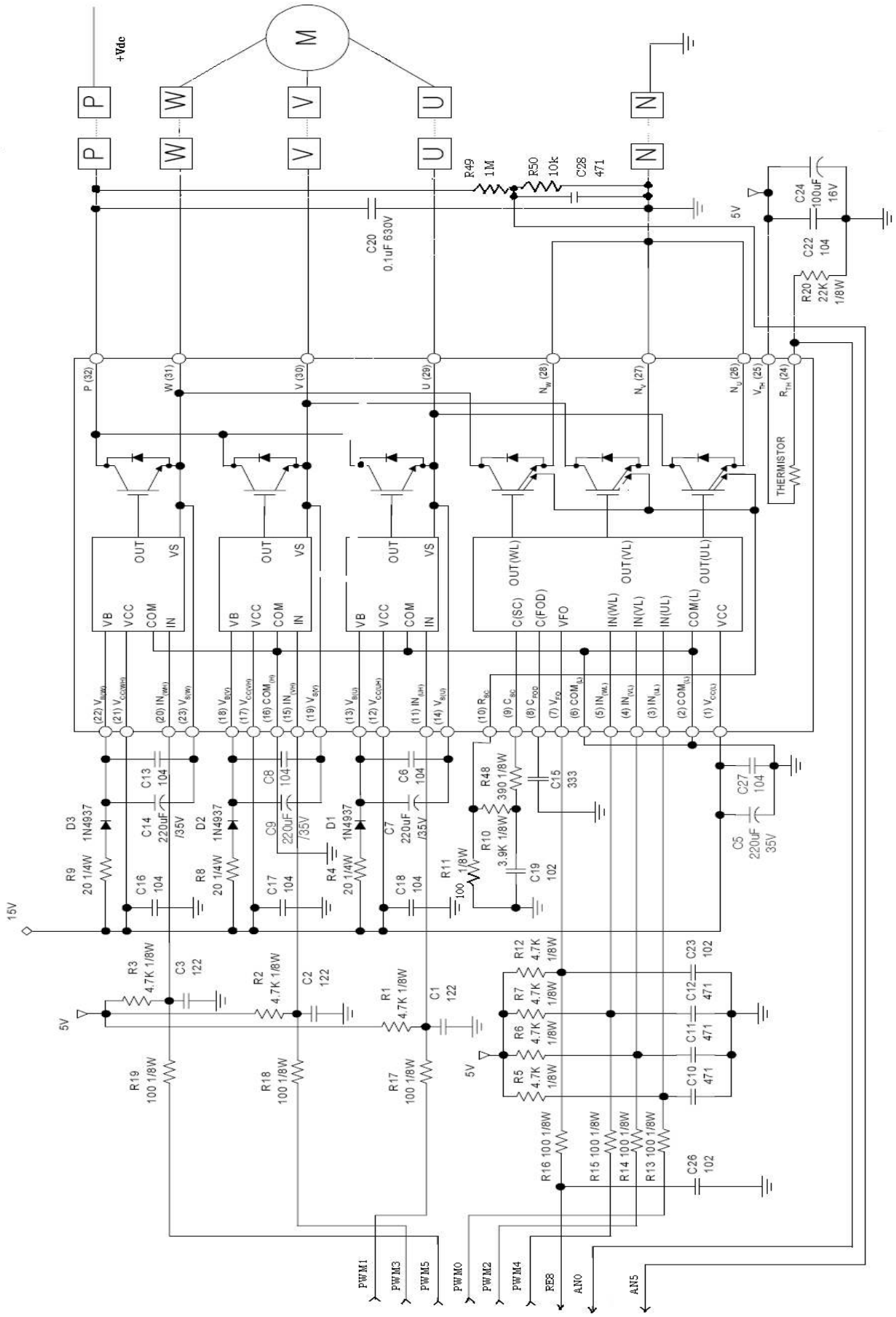


```
// Calculamos O duty cycle dos Pwms para o setor 2 ( 240 - 300 °Graus)
PDC1 = t2 + calc_t0;
PDC2 = calc_t0;
PDC3 = t1 + t2 + calc_t0;
}
else
{
    angulo2 = angulo - angulo_6; // Primeira referencia do Angulo SVM
    angulo1 = ultimo_ang - angulo2; // Segunda referencia do Angulo SVM
    t1 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo1 >> 6)]; // Localizamos O período T1
    t2 = Tab_Senoidal[(unsigned char)(angulo2 >> 6)]; // Localizamos O período T2
    t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T1 com A variável Volts
    t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T1 com o range do tempo do PWM
    t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15; // Escalamos a variável T2 com A variável Volts
    t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15; // Escalamos T2 com o range do tempo do PWM
    // Descobrimos o T0 através das variáveis tpwm,t1 e t2
    calc_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1; // Calcula o T0
    PDC1 = t1 + t2 + calc_t0;
    PDC2 = calc_t0;
    PDC3 = t1 + calc_t0;
}
}
```


Apêndice B – ESQUEMA ELÉTRICO









ANEXO A – MANUAL DSPIC30F2010



dsPIC30F2010

28-Pin dsPIC30F2010 Enhanced Flash 16-Bit Digital Signal Controller

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the "dsPIC30F Family Reference Manual" (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the "dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual" (DS70157).

High-Performance Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture
- 83 base instructions with flexible addressing modes
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 12 Kbytes on-chip Flash program space
- 512 bytes on-chip data RAM
- 1 Kbyte nonvolatile data EEPROM
- 16 x 16-bit working register array
- Up to 30 MIPS operation:
 - DC to 40 MHz external clock input
 - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- 27 interrupt sources
- Three external interrupt sources
- 8 user-selectable priority levels for each interrupt
- 4 processor exceptions and software traps

DSP Engine Features:

- Modulo and Bit-Reversed modes
- Two 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single-cycle hardware fractional/integer multiplier
- Single-cycle Multiply-Accumulate (MAC) operation
- 40-stage Barrel Shifter
- Dual data fetch

Peripheral Features:

- High current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Three 16-bit timers/counters; optionally pair up 16-bit timers into 32-bit timer modules
- Four 16-bit capture input functions
- Two 16-bit compare/PWM output functions
 - Dual Compare mode available
- 3-wire SPI modules (supports 4 Frame modes)
- I²C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- Addressable UART modules with FIFO buffers

Motor Control PWM Module Features:

- 6 PWM output channels
 - Complementary or Independent Output modes
 - Edge and Center-Aligned modes
- 4 duty cycle generators
- Dedicated time base with 4 modes
- Programmable output polarity
- Dead-time control for Complementary mode
- Manual output control
- Trigger for synchronized A/D conversions

Quadrature Encoder Interface Module Features:

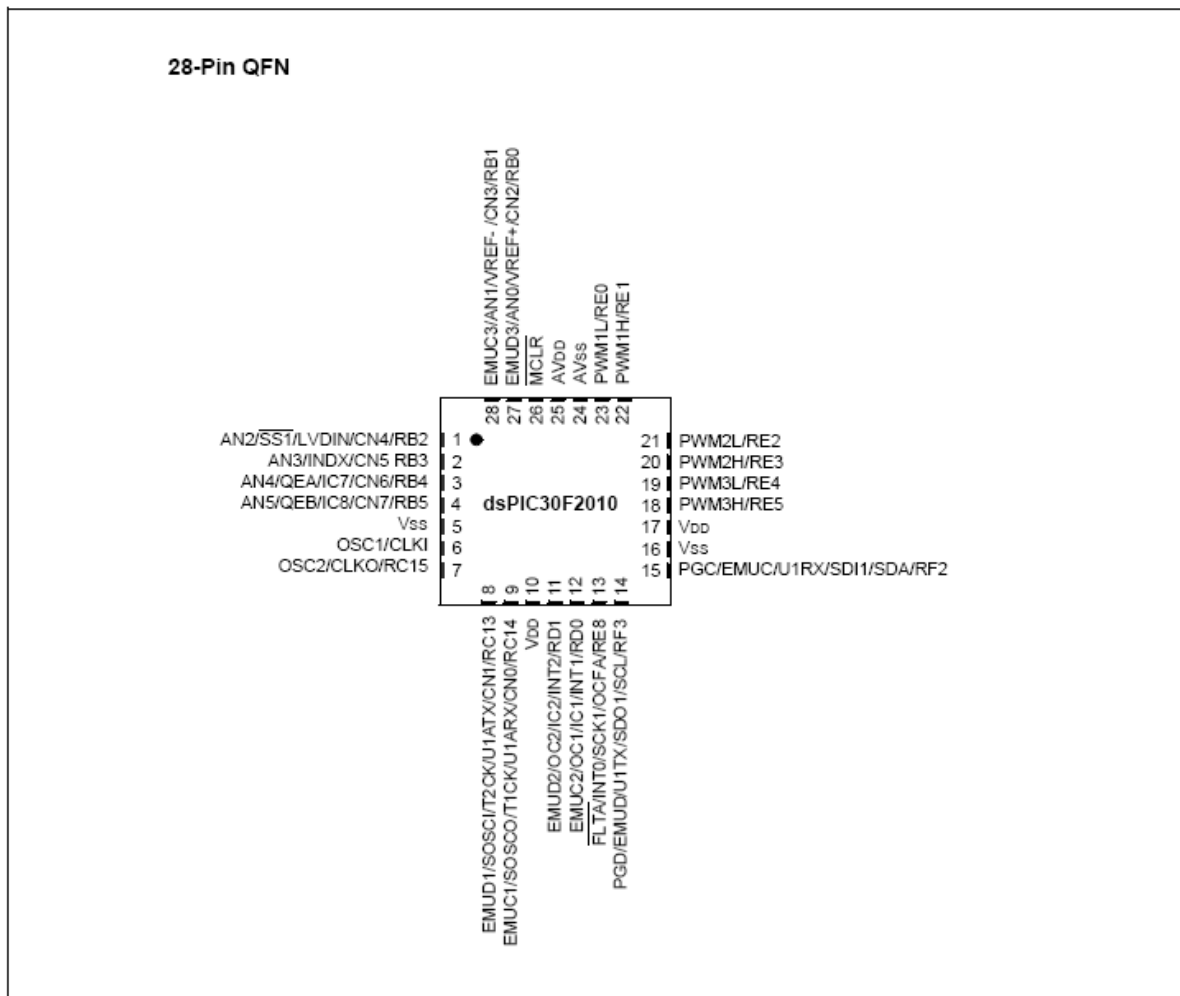
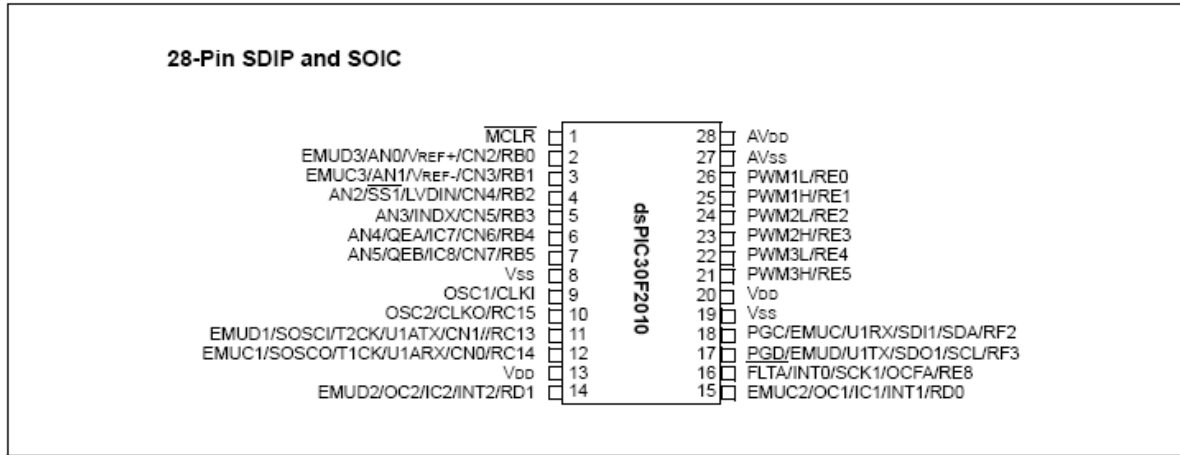
- Phase A, Phase B and Index Pulse input
- 16-bit up/down position counter
- Count direction status
- Position Measurement (x2 and x4) mode
- Programmable digital noise filters on inputs
- Alternate 16-bit Timer/Counter mode
- Interrupt on position counter rollover/underflow

Analog Features:

- 10-bit Analog-to-Digital Converter (ADC) with:
 - 1 Msps (for 10-bit A/D) conversion rate
 - Six input channels
 - Conversion available during Sleep and Idle
- Programmable Brown-out Reset

dsPIC30F2010

Pin Diagrams





ANEXO B – MANUAL FSAM15SH60A



FSAM15SH60A

SPM™ (Smart Power Module)

General Description

FSAM15SH60A is an advanced smart power module (SPM) that Fairchild has newly developed and designed to provide very compact and high performance ac motor drives mainly targeting high speed low-power inverter-driven application like washing machines. It combines optimized circuit protection and drive matched to low-loss IGBTs. Highly effective short-circuit current detection/protection is realized through the use of advanced current sensing IGBT chips that allow continuous monitoring of the IGBTs current. System reliability is further enhanced by the built-in over-temperature monitoring and integrated under-voltage lock-out protection. The high speed built-in HVIC provides opto-coupler-less IGBT gate driving capability that further reduce the overall size of the inverter system design. In addition the incorporated HVIC facilitates the use of single-supply drive topology enabling the FSAM15SH60A to be driven by only one drive supply voltage without negative bias. Inverter current sensing application can be achieved due to the divided negative dc terminals.

Features

- UL Certified No. E200204
- 600V-15A 3-phase IGBT inverter bridge including control ICs for gate driving and protection
- Divided negative dc-link terminals for inverter current sensing applications
- Single-grounded power supply due to built-in HVIC
- Typical switching frequency of 15kHz
- Built-in thermistor for over-temperature monitoring
- Inverter power rating of 0.8kW / 100–253 Vac
- Isolation rating of 2500Vrms/min.
- Very low leakage current due to using ceramic substrate
- Adjustable current protection level by varying series resistor value with sense-IGBTs

Applications

- AC 100V – 253V 3-phase inverter drive for small power (0.8kW) ac motor drives
- Home appliances applications requiring high switching frequency operation like washing machines drive system
- Application ratings:
 - Power : 0.8kW / 100–253 Vac
 - Switching frequency : Typical 15kHz (PWM Control)
 - 100% load current : 5.0A (Irms)
 - 150% load current : 7.5A (Irms) for 1 minute

External View



Fig. 1.

Integrated Power Functions

- 600V-15A IGBT inverter for 3-phase DC/AC power conversion (Please refer to Fig. 3)

Integrated Drive, Protection and System Control Functions

- For inverter high-side IGBTs: Gate drive circuit, High voltage isolated high-speed level shifting
Control circuit under-voltage (UV) protection
Note) Available bootstrap circuit example is given in Figs. 14 and 15.
- For inverter low-side IGBTs: Gate drive circuit, Short-Circuit (SC) protection
Control supply circuit under-voltage (UV) protection
- Temperature Monitoring: System over-temperature monitoring using built-in thermistor
Note) Available temperature monitoring circuit is given in Fig. 15.
- Fault signaling: Corresponding to a SC fault (Low-side IGBTs) or a UV fault (Low-side control supply circuit)
- Input interface: 5V CMOS/LSTTL compatible, Schmitt trigger input

Pin Configuration

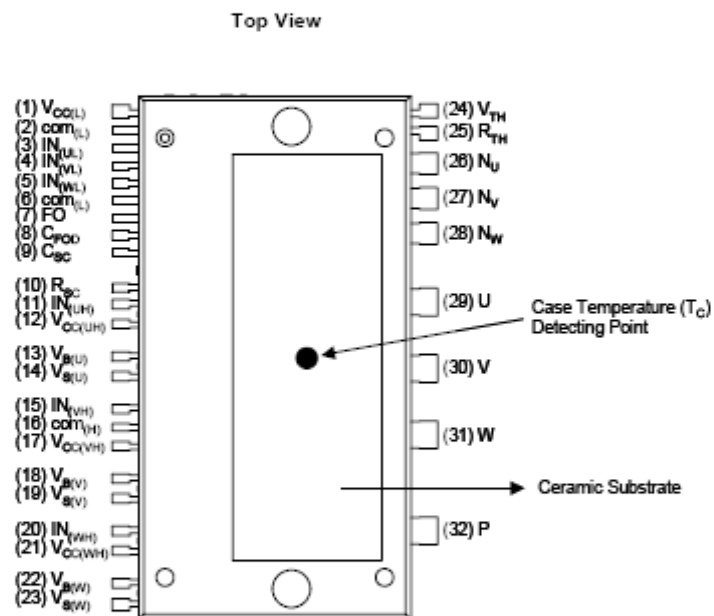


Fig. 2.



ANEXO C – MANUAL MPX5010DP

Freescale Semiconductor
 Technical Data

 MPX5010
 Rev 11, 01/2007

Integrated Silicon Pressure Sensor On-Chip Signal Conditioned, Temperature Compensated and Calibrated

The MPX5010/MPXV5010G series piezoresistive transducers are state-of-the-art monolithic silicon pressure sensors designed for a wide range of applications, but particularly those employing a microcontroller or microprocessor with A/D inputs. This transducer combines advanced micromachining techniques, thin-film metallization, and bipolar processing to provide an accurate, high level analog output signal that is proportional to the applied pressure.

Features

- 5.0% Maximum Error over 0° to 85°C
- Ideally Suited for Microprocessor or Microcontroller-Based Systems
- Durable Epoxy Unibody and Thermoplastic (PPS) Surface Mount Package
- Temperature Compensated over -40° to +125°C
- Patented Silicon Shear Stress Strain Gauge
- Available in Differential and Gauge Configurations
- Available in Surface Mount (SMT) or Through-hole (DIP) Configurations

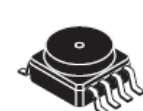
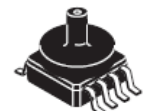
Application Examples

- Hospital Beds
- HVAC
- Respiratory Systems
- Process Control

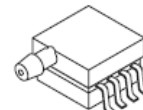
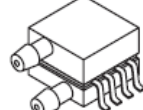
ORDERING INFORMATION

Device Type	Options	Case No.	MPX Series Order No.	Packing Options	Device Marking
SMALL OUTLINE PACKAGE (MPXV5010G SERIES)					
Basic Elements	Gauge, Element Only, SMT	482	MPXV5010G6U	Rails	MPXV5010G
	Gauge, Element Only, DIP	482B	MPXV5010G7U	Rails	MPXV5010G
Ported Elements	Gauge, Axial Port, SMT	482A	MPXV5010GC6U	Rails	MPXV5010G
	Gauge, Axial Port, DIP	482C	MPXV5010GC7U	Rails	MPXV5010G
	Gauge, Axial Port, SMT	482A	MPXV5010GC6T1	Tape & Reel	MPXV5010G
	Gauge, Side Port, SMT	1369	MPXV5010GP	Trays	MPXV5010G
	Gauge, Dual Port, SMT	1351	MPXV5010DP	Trays	MPXV5010G
UNIBODY PACKAGE (MPX2202 SERIES)					
Basic Element	Differential	867	MPX5010D	—	MPXV5010D
Ported Elements	Differential, Gauge	867C	MPX5010DP	—	MPXV5010DP
	Gauge	867B	MPX5010GP	—	MPXV5010GP
	Gauge, Axial	867E	MPX5010GS	—	MPXV5010D
	Gauge, Axial PC Mount	867F	MPX5010GSX	—	MPXV5010D

**MPX5010
 MPXV5010G
 SERIES**
**INTEGRATED
 PRESSURE SENSOR**
 0 to 10 kPa (0 to 1.45 psi)
 0.2 to 4.7 V OUTPUT

SMALL OUTLINE PACKAGE

 MPXV5010G6U
 CASE 482-01

 MPXV5010GC6U/C6T1
 CASE 482A-01

 MPXV5010G7U
 CASE 482B-03

 MPXV5010GC7U
 CASE 482C-03

 MPXV5010GP
 CASE 1369-01

 MPXV5010DP
 CASE 1351-01

UNIBODY PACKAGE PIN NUMBERS⁽¹⁾

1	V _{out}	4	N/C
2	Gnd	5	N/C
3	V _S	6	N/C

1. Pins 4, 5, and 6 are internal device connections. Do not connect to external circuitry or ground. Pin 1 is noted by the notch in the lead.

**SMALL OUTLINE PACKAGE
 PIN NUMBERS⁽¹⁾**

1	N/C	5	N/C
2	V _S	6	N/C
3	Gnd	7	N/C
4	V _{out}	8	N/C

1. Pins 1, 5, 6, 7, and 8 are internal device connections. Do not connect to external circuitry or ground. Pin 1 is noted by the notch in the lead.

UNIBODY PACKAGES




ANEXO D – MANUAL MPX4250DP

Freescale Semiconductor
 Technical Data

MPX4250D
 Rev 5, 12/2006

Integrated Silicon Pressure Sensor On-Chip Signal Conditioned, Temperature Compensated and Calibrated

The MPX4250D series piezoresistive transducer is a state-of-the-art monolithic silicon pressure sensor designed for a wide range of applications, particularly those employing a microcontroller or microprocessor with A/D inputs. This transducer combines advanced micromachining techniques, thin-film metallization, and bipolar processing to provide an accurate, high-level analog output signal that is proportional to the applied pressure. The small form factor and high reliability of on-chip integration make the Freescale sensor a logical and economical choice for the automotive system engineer.

Features

- Differential and Gauge Applications Available
- 1.4% Maximum Error Over 0° to 85°C
- Patented Silicon Shear Stress Strain Gauge
- Temperature Compensated Over -40° to +125°C
- Offers Reduction in Weight and Volume Compared to Existing Hybrid Modules
- Durable Epoxy Unibody Element

Typical Applications

- Ideally Suited for Microprocessor or Microcontroller-Based Systems

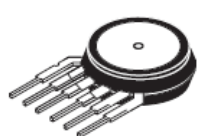
ORDERING INFORMATION ⁽¹⁾			
Device Type	Case No.	MPX Series Order No.	Device Marking
UNIBODY PACKAGE (MPX4250D SERIES)			
Basic Element	867	MPX4250D	MPX4250D
Gauge Ported Element	867B	MPX4250GP	MPX4250GP
Dual Ported Element	867C	MPX4250DP	MPX4250DP

1. The MPX4250D series silicon pressure sensors are available in the basic element package or with pressure port fittings that provide mounting ease and barbed hose connections.

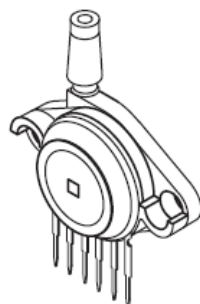
**MPX4250D
 SERIES**

**INTEGRATED
 PRESSURE SENSOR
 0 TO 250 kPa (0 TO 36.3 psi)
 0.2 TO 4.9 V OUTPUT**

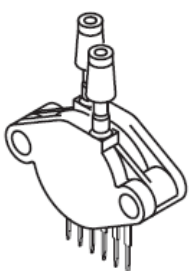
UNIBODY PACKAGES



**BASIC CHIP
 CARRIER
 ELEMENT
 CASE 867-08
 STYLE 1**



**GAUGE PORT
 OPTION
 CASE 867B-04
 STYLE 1**



**DUAL PORT
 OPTION
 CASE 867C-05
 STYLE 1**

PIN NUMBERS ⁽¹⁾			
1	V _{out}	4	N/C
2	GND	5	N/C
3	V _s	6	N/C

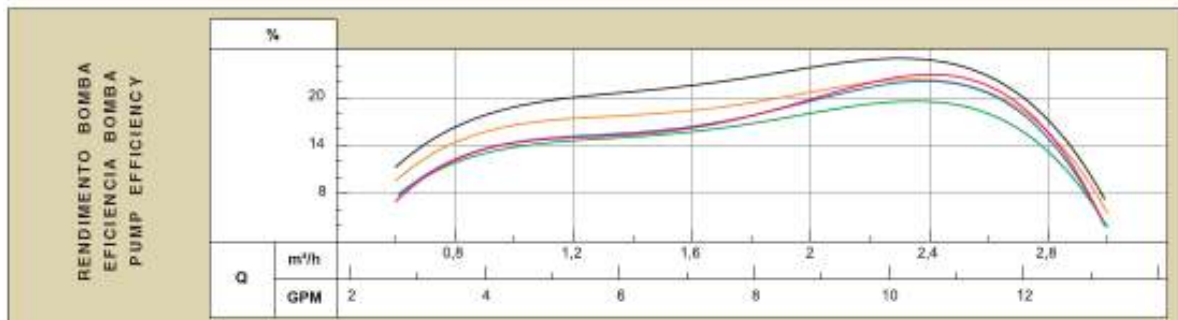
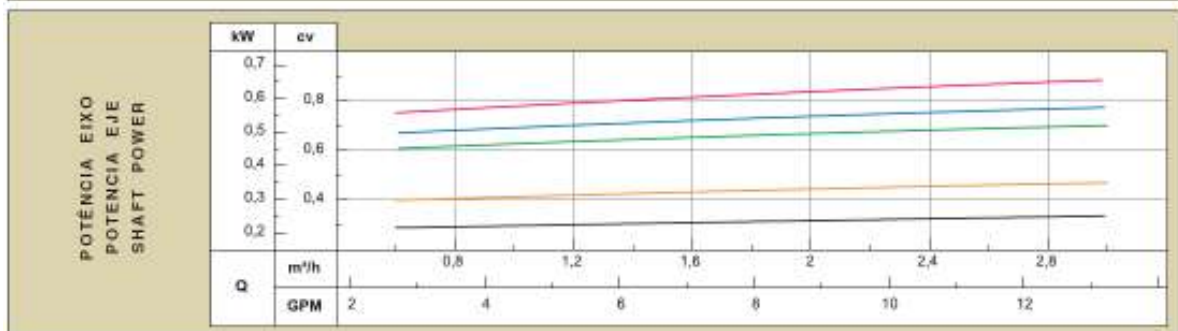
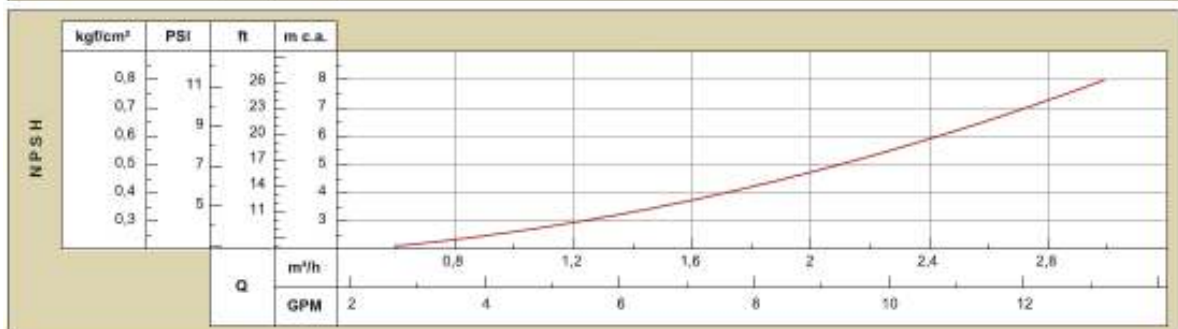
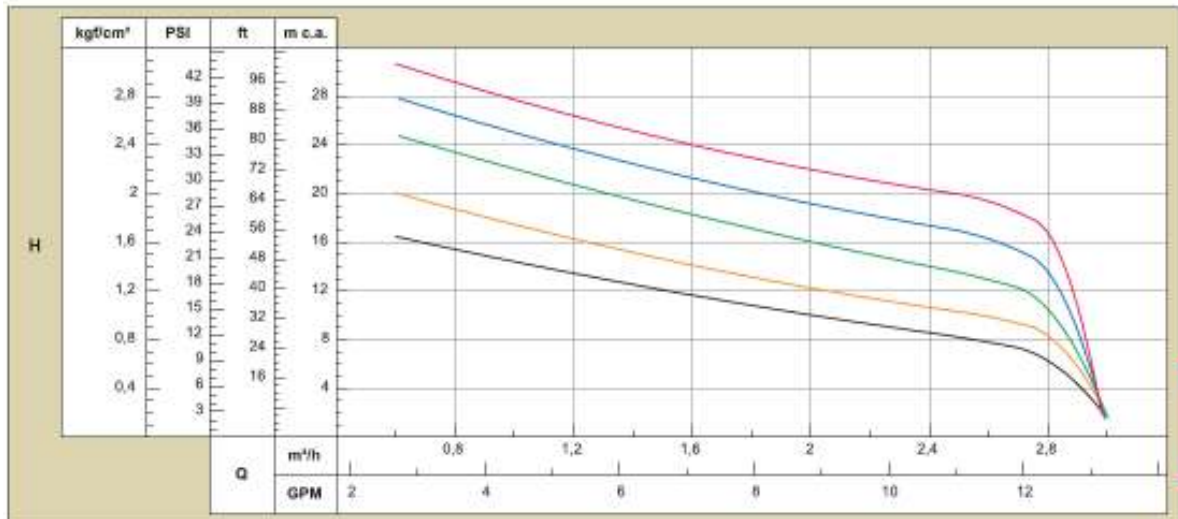
1. Pins 4, 5, and 6 are internal device connections. Do not connect to external circuitry or ground. Pin 1 is noted by the notch in the lead.



ANEXO E – MANUAL ASP-56S



	MODELO	ASP-56 S/T	80202					sch NAC
	MODEL							60 Hz 11 pólos/polos/poles
Sucção / Succión / Suction	3/4"	Potência / Potencia / Power [kW(cv)]	0,18 (1/4)	0,25 (1/3)	0,37 (1/2)	0,55 (3/4)	0,75 (1)	
Recalque / Descarga / Discharge	3/4"	Rotor / Impulsor / Impeller [mm]	94	101	114	109	114	



Obs.: - Curvas características conforme ISO 9906 anexo "A".
 - Desempeño hidráulico de acuerdo a la ISO 9906 anexo "A".
 - Hydraulic performance according to ISO 9906 annex-A.

Reservado - Mepco2006

