



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



Leonardo Eggers

Inversor de Frequência para Motor Trifásico de até 0,5 CV

Canoas, Dezembro de 2007



Leonardo Eggers

Inversor de Frequência para Motor Trifásico de até 0,5 CV

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

Eletrônica de Potência

Professor Orientador:

Me. Eng. Dalton Vidor – CREA-RS: 79005-D

Canoas, dezembro de 2007



FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome do Autor: Leonardo Eggers

Matrícula: 992100997-4

Título: Inversor de Frequência

Leonardo Eggers

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:

Prof. Me. Eng. Eletr. Dalton Vidor

CREA-RS: 79005-D

Banca Avaliadora:

Prof. Dra. Eng. Eletr. Marília Amaral da Silveira

CREA-RS: 50909-D

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

Prof. Me. Eng. Eletr. Augusto Alexandre Durgante de Mattos

CREA-RS: 88003-D

Conceito Atribuído (A-B-C-D):



Assinaturas:

Autor
Leonardo Eggers

Orientador
Dalton Vidor

Avaliador
Augusto Alexandre Durgante de
Mattos

Avaliador
Marilia Amaral da Silveira

Relatório Aprovado em: 15/12/2007



DEDICATÓRIA

Dedico a minha família



AGRADECIMENTOS

A todos que colaboraram direta ou indiretamente na elaboração deste trabalho, o meu reconhecimento.

Ao Professor Dalton Vidor pelo estímulo, dedicação e esforço pessoal proporcionado.

A minha família pelo incentivo, colaboração e apoio dado para vencer mais esta etapa.



RESUMO

AUTOR, Leonardo Eggers. **Título do Trabalho: Inversor de Frequência para motor trifásico de até 0,5 CV.** Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica- Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Luterana do Brasil. Canoas, RS. 2007.

O projeto consiste no desenvolvimento de um inversor de frequência com tensão de alimentação 220 Volts monofásica e saída com capacidade para acionar um motor de indução trifásico com potência de até 0,5 CV. Os objetivos são aplicar a técnica de controle V/F (Tensão por Frequência) para variar a velocidade do motor entre 20% e 120% da sua velocidade nominal, mantendo torque constante até os 100% e inserir rampas de aceleração e desaceleração para diminuir o consumo de energia e fadiga dos materiais.

Palavras chave: Inversor de frequência, motor de indução, variação de velocidade, partida suave, parada suave, controle V/F, economia de energia.



ABSTRACT

AUTHOR, Leonardo Eggers. **Title of work: Inverter of Frequency.** Job Completion of the Course in Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering.. Universidade Luterana do Brasil. Canoas, RS. 2007.

The project is the development of an inverter frequency with supply voltage 220 volts single phase and output with the ability to trigger an induction motor with three phase power of up to 0.5 CV. The objectives are to apply the technique of control V/F (Voltage by Frequency) to the motor speed range between 20% and 120% of its rated speed, keeping constant torque up to 100% and add ramps, acceleration and deceleration to reduce the consumption of energy and fatigue of materials.

Keywords: Inversor of frequency, motor induction, variation of speed, soft start, soft stop, control, V/F, saving energy.



LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Sistema de polias Variadoras.....	6
Figura 2- Motor Hidráulico.....	6
Figura 3 - Variador Eletromecânico	7
Figura 4 - Motor corrente contínua	7
Figura 5 - Motor Trifásico de Indução	8
Figura 6 - Circuito equivalente do motor.....	9
Figura 7 - Circuito simplificado pelo Teorema de Thévenin	10
Figura 8 - Curva torque-velocidade	12
Figura 9 - Principais Características do PIC.....	19
Figura 10 - Modulo IRAMS10UP60B.....	19
Figura 11 - Circuito Básico do Inversor de Frequência	21
Figura 12 - Geração do Dead Time	22
Figura 13 - Circuito de Potência.....	22
Figura 14 - Forma de onda PWM Senoidal	22
Figura 15 - Geração da função seno através da variação do PWM no tempo.....	23
Figura 16 - PWM gerando tensão senoidal.....	23
Figura 17 - Inversor de Frequência construído	24
Figura 18 - Esquema Eletrônico Simplificado.....	25
Figura 19 - Vista superior da placa de Potência	25
Figura 20 - Vista Inferior da placa de Potência	26
Figura 21 - Forma de Onda AC Retificada	27
Figura 22 - Dimensionamento Capacitor de <i>Bootstrap</i>	29
Figura 23 - Habilitação do Módulo de Potência.....	29
Figura 24 - Sincronismo de Bloqueio por Sobrecorrente	31
Figura 25 - Curva característica da tensão de saída x temperatura °C.....	32
Figura 26 - Circuito de Proteção do Banco de Capacitores	33
Figura 27 - Diagrama elétrico das ligações do microcontrolador.....	34
Figura 28 - Gráfico das funções seno defasadas 120° entre si.....	36
Figura 29 - Geração Duty Cycle	38
Figura 30 - Circuito Simulado no LTSpice.....	40
Figura 31 - Tensão de saída para o motor	41
Figura 32 - Tensão e corrente no motor.....	41
Figura 33 - Corrente de saída do inversor.....	42
Figura 34 - Ripple no banco de capacitores.....	42
Figura 35 - Tensão de entrada e tensão no banco de capacitores	43
Figura 36 - Corrente de entrada do circuito.....	43
Figura 37 - Ponteira do osciloscópio conectada na saída do inversor.....	45
Figura 38 - Forma de onda da saída PWM.....	45
Figura 39 - Modulação PWM.....	45
Figura 40 - Tensão de saída RMS para entrada analógica <1V	46
Figura 41 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =1V	46
Figura 42 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =1,5V.....	46
Figura 43 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =2,0V.....	47
Figura 44 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =2,5V.....	47
Figura 45 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =3,0 V	47
Figura 46 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =3,5 V	48
Figura 47 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =4,0 V	48



Figura 48 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =4,5 V	48
Figura 49 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =5,0 V	49
Figura 50 - Ponteira do osciloscópio conectada sobre os resistores	49
Figura 51 - Corrente de saída RMS para entrada analógica <0,94V	50
Figura 52 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =1,0V.....	50
Figura 53 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =1,5V.....	50
Figura 54 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =2,0V.....	51
Figura 55 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =2,5V.....	51
Figura 56 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =3,0V.....	51
Figura 57 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =3,5V.....	52
Figura 58 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =4,0V.....	52
Figura 59 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =4,5V.....	52
Figura 60 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =5,0V.....	53
Figura 61 - Medidor de RPM Deumo.....	53
Figura 62 - Método de medição.....	54



LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Testes Realizados	44
------------------------------------	----



LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

RPM: Rotações por Minuto

PWM: Modulação por Largura de Pulsos

A/D: Analógico/Digital

V/F: Tensão por Freqüência

CA: Corrente Alternada

CV: Cavalo Vapor

RMS: Root Mean Square

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor



LISTA DE SÍMBOLOS

V = Tensão elétrica [V]

I = Corrente elétrica [A]

F = Freqüência [Hz]

R = Resistência elétrica [Ω]

T = Temperatura [°C]

L = indutância [H]

C = Capacitância [F]



SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Visão Geral do Problema	2
1.2. Formulação do Problema de Engenharia	2
1.3. Formulação do Problema Comercial	2
1.4. Estudos de mercado	2
2. REFERENCIAL TEÓRICO	4
2.1. Principais Sistemas de Variação de Velocidade	4
2.2. Acionamentos de Corrente Alternada	8
2.3. Estado da arte	14
3. MATERIAIS E MÉTODOS	16
3.1. Microcontrolador PIC18F1330	16
3.2. Módulo IRAMS10UP60B	19
3.3. Funcionamento do Inversor de Freqüência	21
3.4. Implementação	24
3.5. Simulações	40
3.6. Descrição dos Testes Realizados no Hardware	44
3.7. Descrição dos Sistemas Informáticos e Computacionais	55
4. CONSIDERAÇÕES FINAIS	58
4.1. Problemas Encontrados	58
4.2. Avaliação dos Objetivos Propostos	58
4.3. Conclusões	58
4.4. Sugestões para Trabalhos Futuros	59
5. REFERÊNCIAS	60
OBRAS CONSULTADAS	61
GLOSSÁRIO	62
APÊNDICE A – ROTINA DO SOFTWARE PIC	63
APÊNDICE B – ESQUEMA ELETRÔNICO	70



1. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de novos componentes de potência e microprocessadores de altas velocidades facilita a variação de velocidade e controle de motores de indução. Estes equipamentos hoje conhecidos como inversores de frequência estão substituindo na maioria das aplicações os motores de corrente contínua, sistemas mecânicos e hidráulicos, devido a sua grande confiabilidade, baixíssima manutenção, boa precisão de velocidade e custo de fabricação baixo.

O presente projeto consiste no desenvolvimento de um inversor de frequência para acionar um motor de indução trifásico com potência de até 0,5 CV, aplicando a técnica de controle V/F, por esta apresentar uma construção do hardware relativamente simples e atender a maioria das aplicações de mercado.

O processo de funcionamento é composto de um circuito retificador e filtro para converter corrente alternada em contínua, um circuito de controle microprocessado é responsável pela geração do sistema trifásico com variação de tensão e frequência, e por fim, o circuito de saída para o motor com corrente alternada, composto de um módulo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) com resistor shunt e termistor integrado para proteção do sistema e do motor.



1.1. Visão Geral do Problema

Os inversores de frequência atuais são produzidos por grandes corporações que agregam em um único equipamento funções capazes de atender a maioria do mercado na parte técnica, mas não no que diz respeito a custo, por se tratar de aparelhos sofisticados. Muitas empresas que fabricam equipamentos de uso específico adquirem estes equipamentos somente para variar a velocidade de um motor através de um potenciômetro e terminam elevando o valor final do seu produto, tornando por muitas vezes inviável esta aplicação. Este projeto busca desenvolver um equipamento simples e de baixo custo capaz de atender esta parcela do mercado.

1.2. Formulação do Problema de Engenharia

Variar a velocidade do motor de indução trifásico de potência até 0,5 CV entre 20% e 120% da velocidade nominal a um baixo custo.

1.3. Formulação do Problema Comercial

A aplicação de inversores de frequência para o controle de motores de indução melhora o desempenho de máquinas com a adaptação da velocidade aos requisitos do processo, reduz a manutenção nos equipamentos, apresenta alto rendimento, elimina a corrente de pico na partida do motor e economiza energia.

1.4. Estudos de mercado

Este equipamento será desenvolvido para atender o mercado onde os equipamentos existentes tornam-se inviáveis devido ao seu alto custo e sofisticação, o que torna possível esta implementação, é sua simplicidade construtiva e o número reduzido de funções que priorizam a variação de velocidade.

1.1.1. Identificação dos Interessados

Empresas fabricantes de esteiras de linha produção, esteiras ergométricas, ventiladores industriais de pequeno porte, coifas, tornos e sistemas de dosagem.



1.1.2. Oportunidade de Negócios

- Pequenas empresas fabricantes de máquinas;
- Empresas buscando um diferencial a baixo custo para os seus produtos.



2. REFERENCIAL TEÓRICO

2.1. Principais Sistemas de Variação de Velocidade

Durante muitos anos, os sistemas de variação de velocidade utilizavam motores de indução com velocidade fixa. Estes sistemas necessitavam de um segundo sistema para conversão de energia que eram constituídos de componentes hidráulicos, mecânicos ou elétricos.

A partir dos anos 60, com a disponibilidade dos semicondutores este quadro começou a mudar. Na década de 80 com o surgimento dos semicondutores de potência com excelentes desempenhos, teve início o desenvolvimento dos primeiros sistemas de variação de velocidade eletrônicos. O motor de indução continuou sendo o principal elemento na transformação de energia elétrica em mecânica, mas agora sem a necessidade de equipamentos auxiliares para fazer as variações entre o motor e o equipamento. Na maioria das aplicações a eficiência dos dispositivos chegou a ser duplicada quando comparadas com os sistemas antigos que apresentavam as vezes baixíssimo rendimento.

Os sistemas de variação de velocidade eletrônicos apresentam vantagens como:

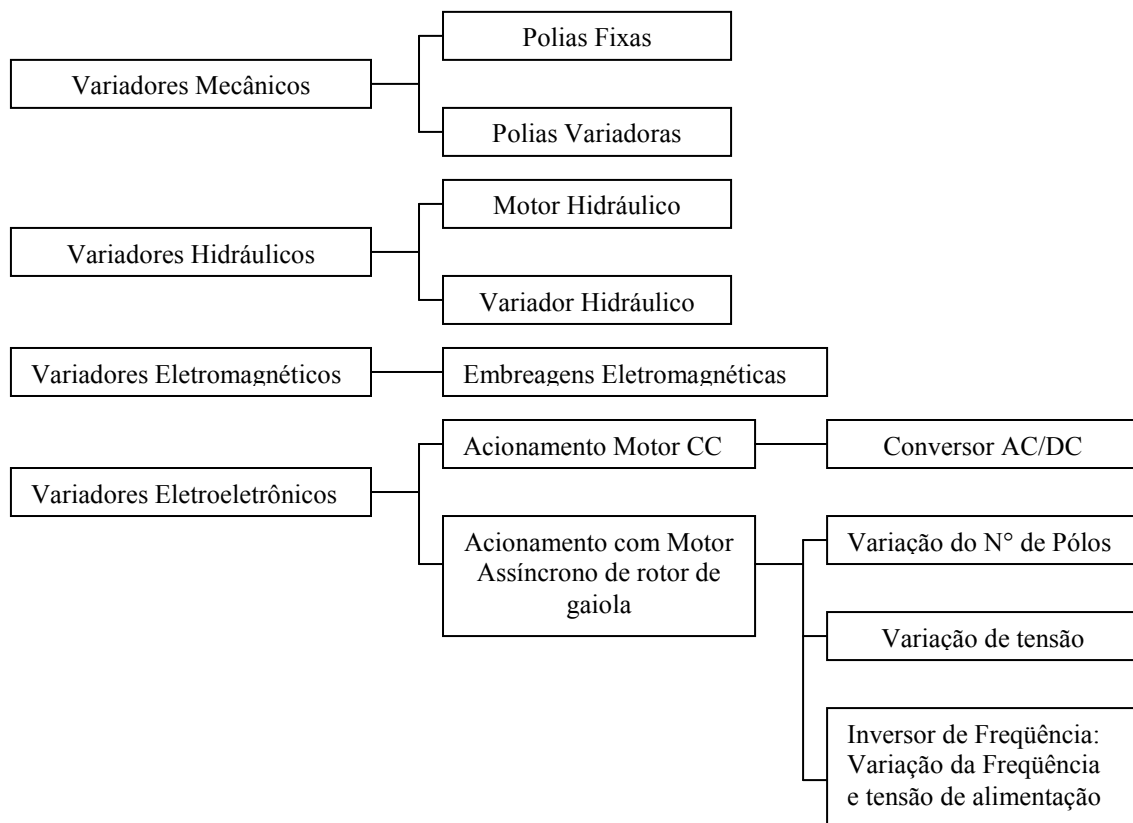
- economia de energia,
- alto rendimento,
- melhora no desempenho de máquinas com a adaptação da velocidade aos requisitos do processo,
- partida suave eliminando a corrente de pico na partida do motor,

- redução na manutenção dos equipamentos.

Estes novos dispositivos para a variação de velocidade para motores de indução tornaram-se conhecidos como inversores de frequência.

Os inversores de frequência alimentam os motores com tensão e frequências variáveis alterando a rotação no eixo do motor, ao contrário da rede elétrica onde temos uma frequência e tensão fixa tendo uma única velocidade no eixo do motor.

Os sistemas de variação mais conhecidos são os variadores mecânicos, variadores hidráulicos, variadores eletromagnéticos e os variadores eletroeletrônicos que hoje são os mais aplicados.



Os variadores mecânicos foram os primeiros a serem desenvolvidos para trabalharem em conjunto com os motores de indução devido a sua simplicidade construtiva e baixo custo.

As polias variadores são compostas de duas polias de diferentes tamanhos. O fluxo de força é transmitido por fricção entre os discos das polias e a correia, que tem uma seção trapezoidal. A faixa de variação pode chegar até 1:8, mas

normalmente não ultrapassa 1:4. A vantagem deste sistema é o custo baixo, mas possui baixo limite de potência, baixa eficiência e difícil manutenção. A figura 1 mostra um sistema de polia variadora.

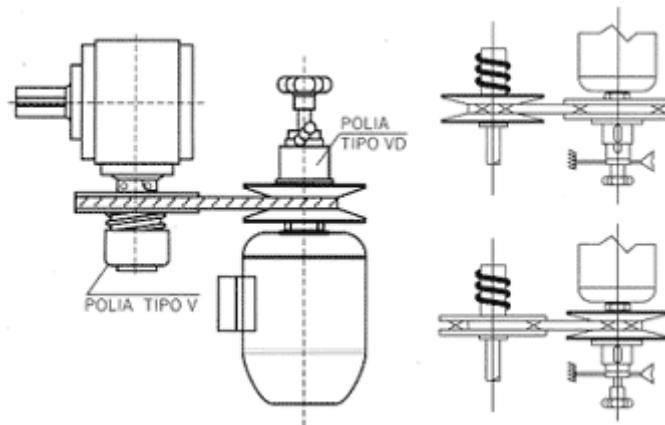


Figura 1 - Sistema de polias Variadoras
[Weg Automação, 2004]

O motor Hidráulico permite a variação contínua de velocidade, este é projetado para converter a potência hidráulica de um fluido em potência mecânica. O controle de velocidade é efetuado por válvulas e permite se obter rotações em média de 5 a 500 rpm, elevado torque, permite rotações nos dois sentidos, motores de baixa potência e baixo custo. O local deve possuir um sistema hidráulico com tubulações, bombas e motores elétricos auxiliares, tornando o custo para instalação e manutenção altas, além de o sistema possuir manutenção difícil e sujeita a vazamentos. A figura 2 mostra um motor hidráulico

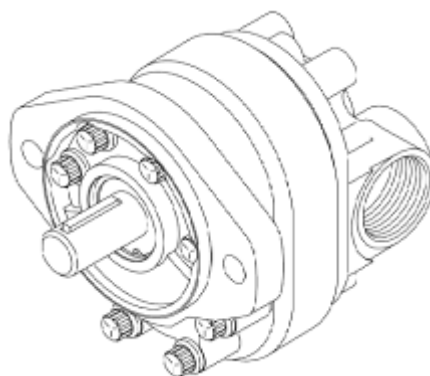


Figura 2- Motor Hidráulico
[Weg Automação, 2004]

As embreagens eletromecânicas utilizam o princípio das correntes de Foucault, utilizando um sistema de discos acoplados a bobinas que podem ter o

seu campo magnético variável, variando-se assim o torque e também a velocidade na saída do variador, apresentam partida suave e limite de potência médio. Entre as limitações estão: o motor está sempre girando na rotação nominal aumentando o desperdício de energia, rotação máxima é igual à velocidade nominal do motor, rendimento baixo, apresentando perdas por aquecimento e com freqüentes manutenções. A figura 3 mostra os elementos básicos internos do variador eletromecânico.

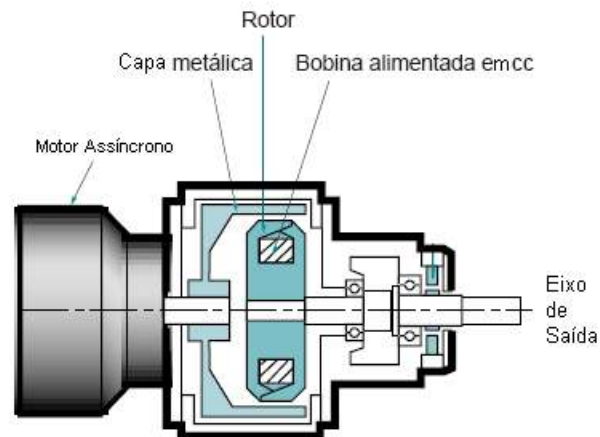


Figura 3 - Variador Eletromecânico
(Weg Automação, 2004)

Os motores de corrente contínua apresentam ciclo contínuo em baixas rotações, alto torque de partida, confiabilidade e os controladores apresentam tamanhos reduzidos. O que torna limitada esta aplicação é seu custo, a freqüente manutenção para troca de escovas e as faíscas devido a comutação de elementos mecânicos. A figura 4 mostra o motor CC em corte

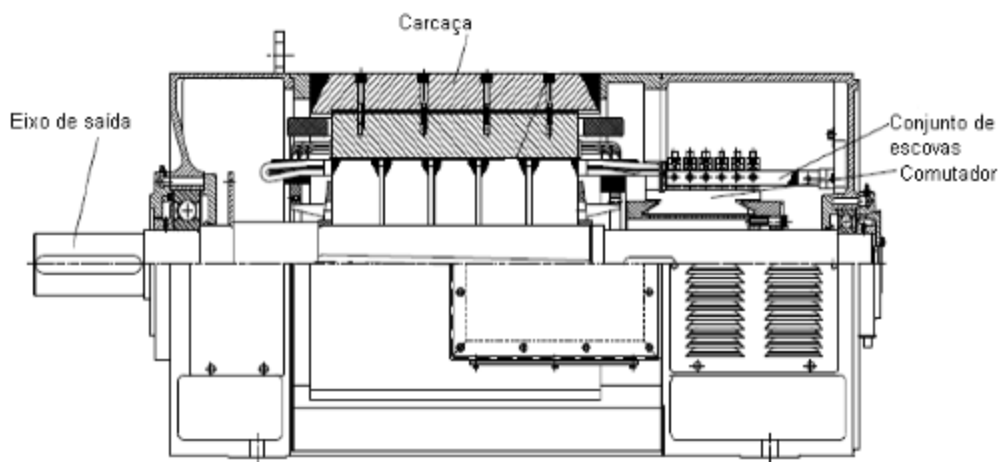


Figura 4 - Motor corrente contínua
[Weg Automação, 2004]

Motores de indução trifásico apresentam custo baixo, podem ser conectados diretamente à rede elétrica, a manutenção praticamente inexiste, são encontrados no mercado com altos graus de proteção. Pode-se controlar a velocidade através de variação de tensão, que provoca o aumento do escorregamento, pode ser construído em mais de uma polaridade podendo variar a velocidade conforme comutação dos pólos. Hoje podemos fazer o uso de inversores de frequência que são os mais aplicados para a variação de velocidade destes motores, daí a importância do desenvolvimento deste trabalho.



Figura 5 - Motor Trifásico de Indução
[Catálogo Weg]

2.2. *Acionamentos de Corrente Alternada*

Os motores de corrente alternada exibem estruturas altamente compactas, não-lineares e multivariáveis, que são o oposto das máquinas de corrente contínua de excitação separada, com estruturas desacopladas muito mais simples. O controle dos acionamentos de corrente alternada geralmente requer algoritmos complexos que podem ser implementados através de microprocessadores, juntamente com conversores de potência de chaveamento rápido.

Estas máquinas CA requerem controle frequência, tensão e corrente para aplicações de velocidade variável. Os conversores de potência, inversores e controladores de tensão podem controlar a frequência, a tensão e a corrente para fornecer os requisitos do acionamento.

As máquinas de indução trifásicas são normalmente utilizadas em acionamentos de velocidade variável e têm enrolamentos do estator e do rotor trifásicos. Os enrolamentos do estator são alimentados com tensão CA trifásicas equilibradas, que produzem tensões induzidas nos enrolamentos do rotor devido à ação de transformação. É possível arranjar a distribuição dos enrolamentos do estator de tal forma que haja um efeito de múltiplos pólos, produzindo vários ciclos de força magnetomotriz ou campo no entreferro. Esse campo magnético estabelece uma densidade de fluxo senoidal distribuída espacialmente no entreferro. A velocidade angular do campo é chamada velocidade síncrona, que é definida por:

$$\omega_s = 2\omega/P \quad (2.1)$$

onde **p** é o número de pólos do motor e ω a freqüência angular da rede em rad/s

Podemos utilizar um circuito equivalente para determinar uma ampla variedade de características de desempenho das máquinas de indução polifásicas em regime permanente. O modelo de circuito por fase desprezando as perdas no núcleo é mostrado na figura 6 :

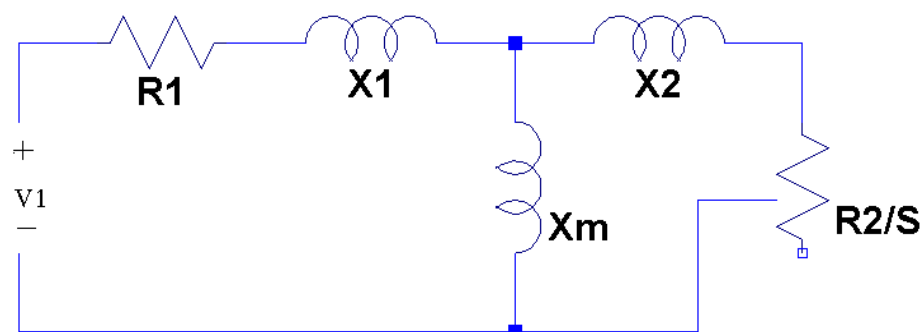


Figura 6 - Circuito equivalente do motor

Onde:

R1 = Resistência do enrolamento do estator

X1 = Reatância equivalente do fluxo disperso ao estator

Xm = Reatância de magnetização

X2 = Reatância de fluxo disperso

R2 = Resistência do enrolamento do rotor

S = Escorregamento fracionário

Aplicando o Teorema de Thévenin temos,

$$\vec{V}_{1,eq} = \vec{V}_1 \left(\frac{jX_m}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \right) \quad (2.2)$$

$$\vec{Z}_{1eq} = \frac{jX_m + (R_1 + jX_1)}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \quad (2.3)$$

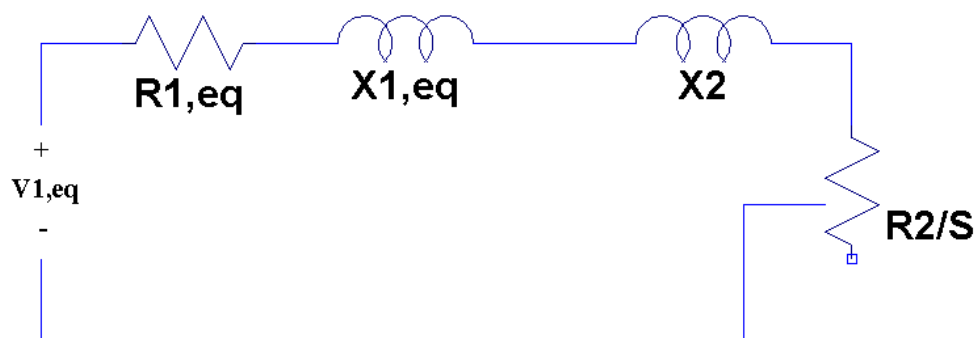


Figura 7 - Circuito simplificado pelo Teorema de Thévenin

O escorregamento é expresso mais usualmente como sendo uma fração da velocidade síncrona. O escorregamento fracionário **S** é igual a:

$$S = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.4)$$

onde n_s é a rotação síncrona do motor e n é a rotação do eixo de saída

A velocidade angular mecânica ω_m pode ser expressa em termos da velocidade síncrona angular ω_s e do escorregamento como

$$\omega_m = (1 - S) \cdot \omega_s \quad (2.5)$$

A velocidade angular mecânica síncrona ω_s sendo dada por

$$\omega_s = \left(\frac{2}{Pólos} \right) \cdot \omega_e \quad (2.6)$$

A expressão do torque mecânico é dado por

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{n_{fases} \cdot V_{1,eq}^2 \cdot (R_2 / S)}{\left((R_{1,eq} + (R_2 / S))^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2 \right)} \right) \quad (2.7)$$

O torque interno é máximo, quando a potência entregue a R_2/s é máxima. Sabemos que a potência será máxima quando R_2/s for igual ao módulo da impedância existente entre ela e a fonte de tensão constante. Assim, o escorregamento s_{maxT} , para o conjugado máximo, é

$$s_{maxT} = \frac{R_2}{\sqrt{R_{1,eq}^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2}} \quad (2.8)$$

E o conjugado correspondente é

$$T_{max} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{0,5 \times n_{fases} \times V_{1,eq}^2}{R_{1,eq} + \sqrt{R_{1,eq}^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2}} \right) \quad (2.9)$$

2.2.1 Controle da Tensão e da Frequência

Se a relação entre a tensão e a frequência for mantida constante, o fluxo magnético permanecerá constante. O torque pode se manter constante até a frequência nominal do motor. Entretanto em baixa frequência, o fluxo no entreferro é reduzido devido à queda de tensão na impedância do estator, tendo a tensão de ser aumentada para manter o nível de torque. Esse tipo de controle é conhecido como controle tensão/frequência. (RASHID,1999)

Para frequência diferente da nominal do motor temos o escorregamento máximo dado por

$$S_{\max T-VF} = \frac{R_2}{\sqrt{R_{1,eq}^2 + \beta^2 (X_{1,eq} + X_2)^2}} \quad (2.10)$$

onde $\beta = \omega_s / \omega_b$, sendo ω_b a frequência angular nominal do motor

Para variação de tensão e frequência temos a fórmula do T_{\max} dada por

$$T_{\max-VF} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{0,5 \times n_{fases} \times V_a^2}{R_{1,eq} + \sqrt{R_{1,eq}^2 + \beta^2 (X_{1,eq} + X_2)^2}} \right) \quad (2.11)$$

$$V_a = V_{1,eq} \text{ para } \beta > 1$$

$$V_a = V_{1,eq} \cdot \beta \text{ para } \beta \leq 1$$

Para frequência acima da frequência de base do motor o torque não é mantido constante, e o motor começa a trabalhar em potência constante como podemos ver no gráfico da figura 8, isto acontece porque não excedemos a tensão base do motor e este não manterá o fluxo constante acima da frequência base, ou seja, terá um enfraquecimento de campo. A figura 8 mostra a curva de torque em função da frequência.

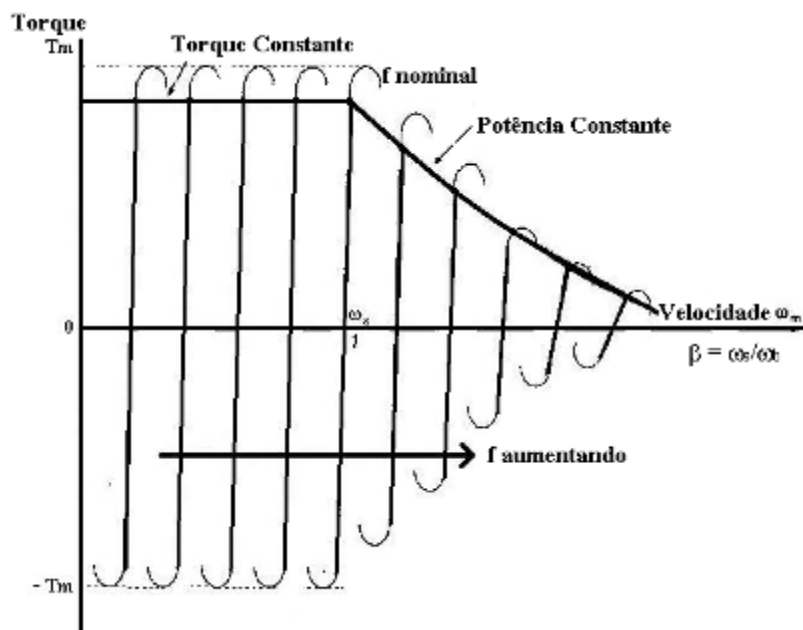


Figura 8 - Curva torque-velocidade



Exemplo: A empresa Weg divisão de Motores forneceu o circuito elétrico equivalente do seu motor de indução trifásico de 0,5 CV, 220 Volts conectado em triângulo, 60 Hz, 04 pólos, tendo os seguintes parâmetros: $R_1=16,49\Omega$, $X_1=17,91\Omega$, $R_2=10,18\Omega$, $X_2=23,06\Omega$, $X_m=245,69\Omega$. A seguir os torques máximos calculados para as frequências de 30, 60 e 72 Hz.

Este motor foi utilizado como exemplo, uma vez que é o mesmo utilizado no trabalho.

Cálculo para 30 Hz temos:

$$V_{1,eq} = 204,65 \angle 3,58^\circ \text{ V}$$

$$Z_{1,eq} = 22,65 \angle 50,94^\circ \Omega, R_{1,eq} = 14,27\Omega \text{ e } X_{1,eq} = 17,58\Omega$$

$$\beta = 30/60 = 0,5$$

$$\omega_b = 2 \cdot 377/4 = 188,5 \text{ rad/s}$$

$$\omega_s = 0,5 \cdot 188,5 = 94,25 \text{ rad/s}$$

$$V_a = 204,65 \angle 3,58^\circ \text{ V} \cdot 0,5 = 102,32 \angle 3,58^\circ \text{ V}$$

$$S_{\max T-VF} = \frac{10,18}{\sqrt{14,27^2 + 0,5^2 (17,58 + 23,06)^2}} = 0,410$$

$$\omega_m = (1 - 0,410) \cdot 94,25 = 55,61 \text{ rad/s ou } 531,04 \text{ rpm}$$

$$T_{\max -VF} = \frac{1}{94,25} \left(\frac{0,5 \times 3 \times 102,32^2}{14,27 + \sqrt{14,27^2 + 0,5^2 (17,58 + 23,06)^2}} \right) = 4,26 \text{ N.m}$$

Cálculo para 60 Hz temos:

$$\beta = 60/60 = 1,0$$

$$\omega_b = 2 \cdot 377/4 = 188,5 \text{ rad/s}$$

$$\omega_s = 1 \cdot 188,5 = 188,5 \text{ rad/s}$$

$$V_a = 204,65 \angle 3,58^\circ \text{ V} \cdot 1 = 204,65 \angle 3,58^\circ \text{ V}$$

$$S_{\max T-VF} = \frac{10,18}{\sqrt{14,27^2 + 1^2 (17,58 + 23,06)^2}} = 0,236$$

$$\omega_m = (1 - 0,236) \cdot 188,5 = 143,95 \text{ rad/s ou } 1374 \text{ rpm}$$

$$T_{\max-V/F} = \frac{1}{188,5} \left(\frac{0,5 \times 3 \times 204,65^2}{14,27 + \sqrt{14,27^2 + 1^2 (17,58 + 23,06)^2}} \right) = 5,81 \text{ N.m}$$

Cálculo para 72 Hz temos:

$$\beta = 72/60 = 1,2$$

$$\omega_b = 2 \cdot 377/4 = 188,5 \text{ rad/s}$$

$$\omega_s = 1,2 \cdot 188,5 = 226,2 \text{ rad/s}$$

$$V_a = V_{1,eq} = 204,65 \angle 3,58^\circ \text{ V}$$

$$S_{\max T-V/F} = \frac{10,18}{\sqrt{14,27^2 + 1,2^2 (17,58 + 23,06)^2}} = 0,200$$

$$\omega_m = (1 - 0,2) \cdot 226,2 = 180,96 \text{ rad/s ou } 1728 \text{ rpm}$$

$$T_{\max-V/F} = \frac{1}{226,2} \left(\frac{0,5 \times 3 \times 204,65^2}{14,27 + \sqrt{14,27^2 + 1,2^2 (17,58 + 23,06)^2}} \right) = 4,27 \text{ N.m}$$

Através dos cálculos pode-se ver que em baixas rotações existe a necessidade de elevar a tensão para compensar a queda de tensão na resistência do estator para manter o torque constante até a frequência nominal e acima da frequência nominal existe um enfraquecimento de campo, ou seja, o torque decresce.

2.3. Estado da arte

O controle vetorial é necessário quando o processo exige uma alta performance dinâmica, respostas rápidas e alta precisão de regulação de velocidade. O motor elétrico deverá fornecer essencialmente um controle preciso de torque para uma faixa extensa de condições de operação. Para tais aplicações o acionamento de corrente contínua sempre representa uma solução ideal, pois a



proporcionalidade da corrente de armadura, do fluxo e do torque num motor de corrente contínua proporcionam um meio direto para o seu controle. (Weg automação, 2004).

O uso de acionamentos em corrente alternada com controle do tipo vetorial apresenta elevada precisão de regulação de velocidade, controle de torque linear para aplicações de posição ou tração. Este tipo de acionamento está substituindo gradativamente os sistemas de corrente contínua.

Os inversores vetoriais recebem este nome devido às seguintes características:

- a corrente que circula no bobinado estatórico de um motor de indução pode ser separada em duas componentes, a corrente de magnetização (produtora de fluxo) e a corrente I_q ou corrente produtora de torque;
- a corrente total é a soma vetorial destas duas componentes;
- o torque produzido no motor é proporcional ao produto vetorial das duas componentes;
- a qualidade com a qual estas componentes são identificadas e controladas define o nível de desempenho do inversor.

Para calcular estas correntes é necessário resolver em tempo real uma equação que representa matematicamente o comportamento do motor de indução.

Para resolver esta equação é necessário conhecer ou calcular os seguintes parâmetros: a resistência do estator, a resistência do rotor, a indutância do estator, a indutância do rotor, a indutância de magnetização e a curva de saturação.

Adicionando uma realimentação por encoder, pode-se atingir com este tipo de equipamento:

- regulação de velocidade de 0,01%;
- regulação de torque de 3%;
- faixa de variação de velocidade de 1:1000;



3. MATERIAIS E MÉTODOS

Para o controle do motor de indução trifásico foi adotado o microcontrolador da Microchip, modelo PIC18F1330, interligado com o módulo de IGBT inteligente da International Rectifier, modelo IRAMS10UP60B. Estes componentes incorporam funções e periféricos, especialmente concebidos para controle de motor, otimizando o tamanho do circuito e o tempo de desenvolvimento.

3.1. *Microcontrolador PIC18F1330*

O microcontrolador PIC18F1330 incorpora uma série de melhorias da família PIC18 com alta performance computacional e baixo custo. Este foi desenvolvido para o controle de motores em malha aberta, malha fechada e com alta integração periférica, sendo um excelente microcontrolador para aplicação tensão por frequência. De acordo com o *datasheet* do PIC18F1330, os destaques do componente são:

- **Memória**

- 8 Kbytes de memória Flash;
- 256 bytes de memória RAM;
- 128 Bytes de memória EEPROM.



- Módulo de controle PWM de 14 bits:

- até 6 saídas de PWM;
- saídas complementares ou independentes;
- opera por borda ou alinhamento central;
- gerador de Dead-Time flexível;
- entrada de proteção externa por hardware (Fault);
- atualizações simultâneas de período e Duty Cycle.

- Oscilador Flexível:

- quatro modos de Cristal , para até 40 MHz;
- 4x PLL – Para uso com cristal e oscilador interno;
- dois modos para funcionamento com RC, para até 4 MHz;
- dois modos para clock externo, para até 40 MHz;
- oscilador interno com 8 opções para seleção de 31 kHz até MHz;
- fornece uma gama completa de velocidades de clock 31 KHz a 32 MHz quando usado com PLL;
- monitor de falha de clock, bloqueando os pinos de saídas

- Periféricos em destaque :

- pinos de saídas com capacidade de 25mA;
- módulo USART que suporta RS-485, RS-232 e LIN 1.2;
- RS-232 opera com oscilador interno (não requer oscilador externo);



- até 04 canais de Conversor analógico para digital de 10 bits, com capacidade de auto aquisição, conversão durante sleep e referência de tensão programável;
- até 03 comparadores analógicos;
- referência do comparador programável por software;
- detector de tensão de alimentação baixa com 15 níveis, programados por software;
- interrupção por tensão de alimentação baixa.

Funções especiais:

- compilador C com arquitetura otimizada e instruções estendidas;
- memória Flash com retenção superior a 40 anos;
- diferentes Níveis de prioridade das interrupções;
- multiplicação de 8 bits por hardware;
- watchdog Timer programável de 4 ms a 131s;
- codificação do software programável;
- fonte simples para gravação do software, via dois pinos (ICSP™);
- in-Circuit Debug (ICD) via dois pinos;
- faixa de operação de 2 a 5,5 Volts.

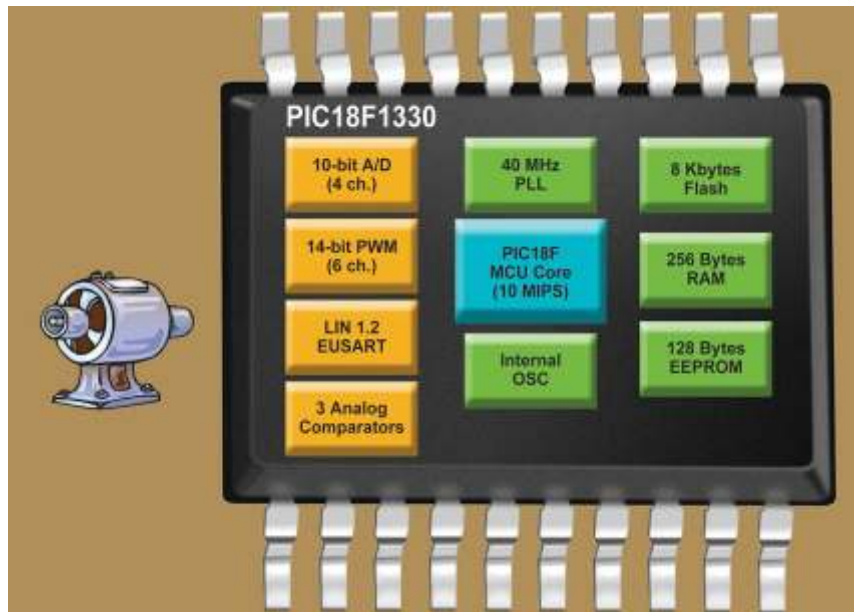


Figura 9 - Principais Características do PIC
[Nota de Aplicação PIC18F1330 – Microchip]

3.2. **Módulo IRAMS10UP60B**

International Rectifier's IRAMS10UP60B é um módulo de potência integrado desenvolvido e otimizado para o controle de motores de trifásicos. A tecnologia Plug *N Drive* torna o equipamento extremamente compacto, como pode-se ver na figura 10 e de boa performance, porque agrega em um único componente várias funções em busca da redução do circuito externo de controle.(P.Wood, 2007)



Figura 10 - Módulo IRAMS10UP60B
[Datasheet IRAMS10UP60B]



Este módulo inclui:

- resistor Shunt;
- drive de disparo dos IGBTs, equivalente ao IR21363;
- diodos de recuperação ultra-rápidos acoplados aos IGBTs para redução de EMI
- termistor (NTC);
- encapsulamento totalmente isolado.

3.2.1. Principais Características

O módulo IRAMS10UP60B apresenta características importantes para a construção de inversores de frequência, minimizando o tempo de engenharia. Entre suas principais características estão: (*Datasheet* IRAMS10UP60B, 2007)

- circuito interno com baixa indutância, reduzindo os picos de tensões no chaveamento das chaves de potência;
- proteção contra curto circuito na saída;
- o drive interno requer 6 entradas lógicas (incluindo 3,3 volts) e 3 capacitores de bootstrap externos;
- prevenção contra o disparo simultâneo dos IGBTs conectados a mesma fase de saída;
- saída analógica para monitoramento da temperatura;
- saída analógica para monitoramento da corrente;
- capacidade de 5 ampères por fase de saída, a 100 °C;
- proteção contra baixa tensão de alimentação, desabilitando as saídas;
- isolamento para 2000Vrms durante até 1 minuto;
- frequência de chaveamento de até 20 kHz;

- capacidade para acionar motor de até 0,75 kW.

3.3. *Funcionamento do Inversor de Freqüência*

A tensão de entrada em corrente alternada é retificada na ponte de diodos e filtrada no banco de capacitor para diminuir o ripple gerando um barramento DC para os IGBTs como pode-se ver na figura 11. Este barramento DC é utilizado para gerar a tensão e a freqüência variável, ou seja, temos na saídas das chaves novamente corrente alternada, mas agora com níveis de tensão e freqüência diferentes da rede de entrada do circuito.

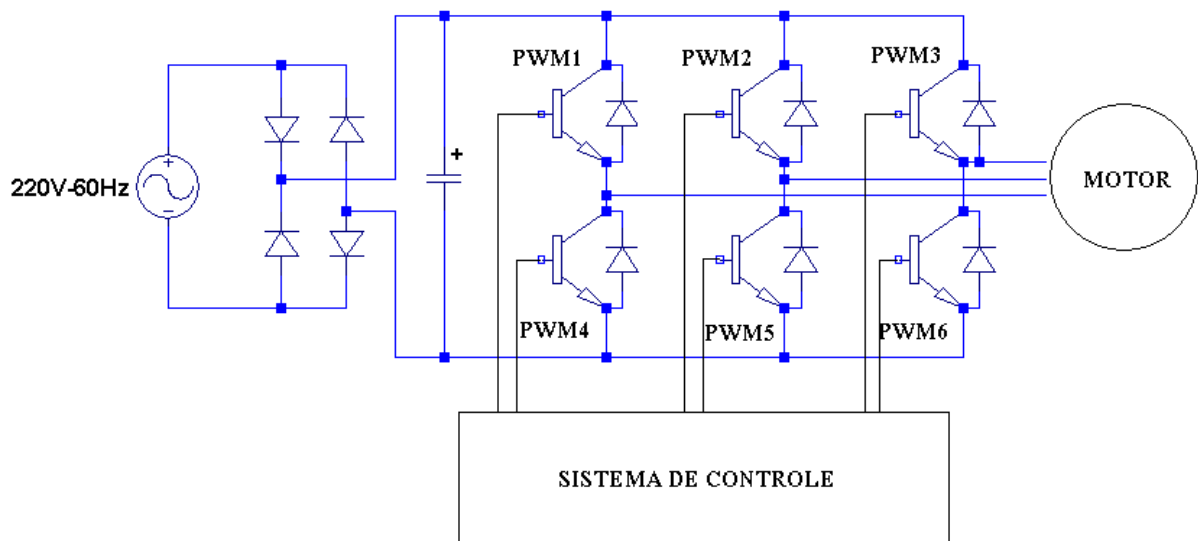


Figura 11 - Circuito Básico do Inversor de Freqüência

Os sinais PWM responsáveis pela geração de corrente alternada são fornecidos pelo microcontrolador. Este determina a tensão de saída, freqüência através da variação do tempo que cada chave permanece ligada e também gera o sistema trifásico defasando os sinais de disparo em 120°.

Devido o motor ser uma carga indutiva, temos na saída para o motor novamente uma corrente senoidal, sendo necessário colocar em paralelo com cada chave um diodo ultra-rápido para dissipar a energia quando as chaves estão em aberto, evitando uma tensão elevada sobre cada IGBT. Esses diodos também são conhecidos como diodos de roda livre.

Na geração dos sinais deve existir um intervalo de tempo entre ligar e desligar o IGBT da mesma fase de saída, para que ambos não conduzam corrente instantaneamente, podendo danificar as chaves, por colocar o barramento DC em curto circuito. A seguir na figura 12 uma demonstração do sinais de saída do sistema de controle com *Dead Time*.

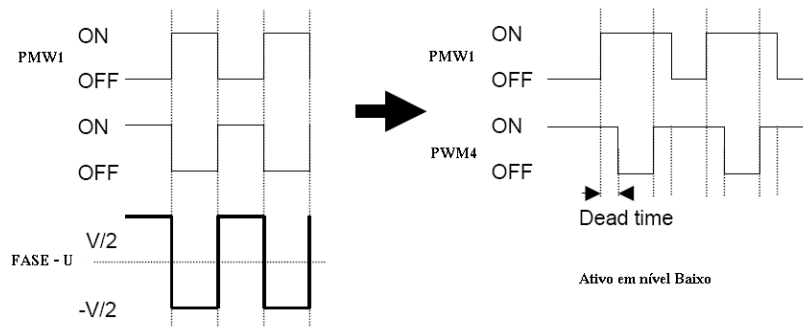


Figura 12 - Geração do Dead Time

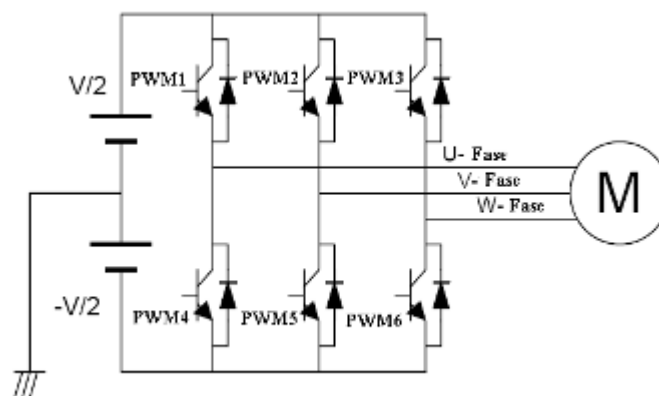


Figura 13 - Circuito de Potência

Para um motor a aplicação de tensão com a mesma quantia de área em período igual, tem praticamente o mesmo efeito que uma função seno ideal.

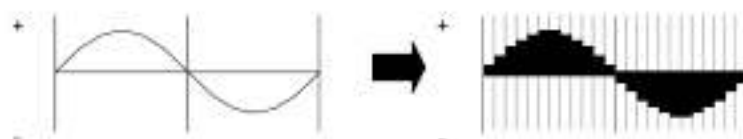


Figura 14 - Forma de onda PWM Senoidal

Quanto mais pontos utilizarmos para gerar a senóide com o PWM, mais nos aproximaremos da função senoidal.

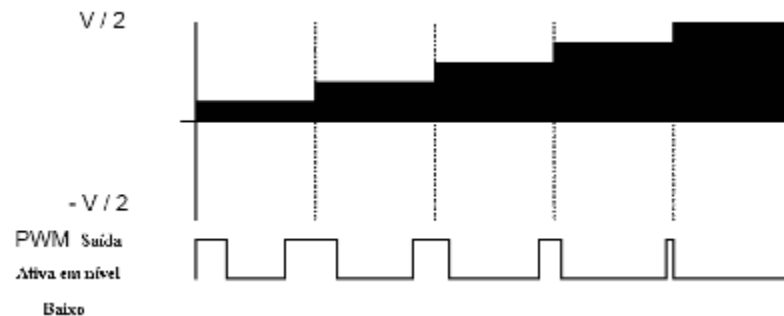


Figura 15 - Geração da função seno através da variação do PWM no tempo

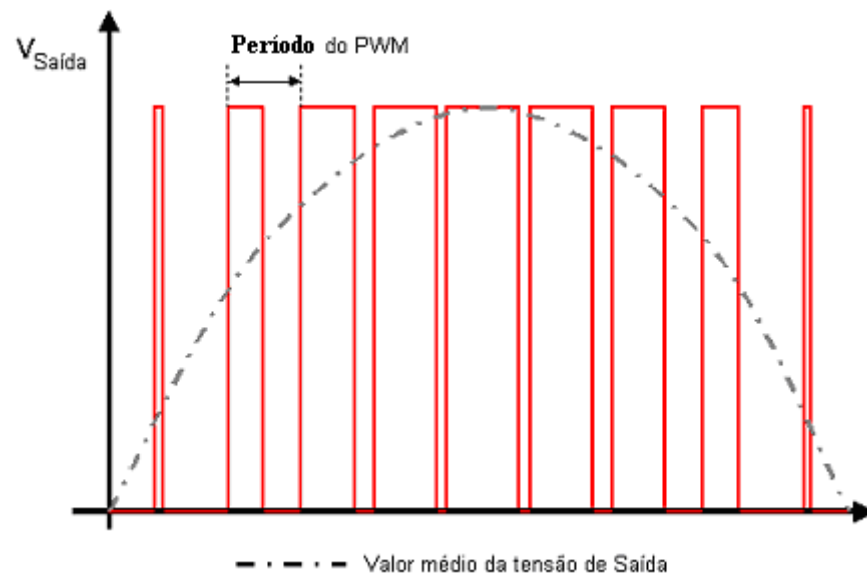


Figura 16 - PWM gerando tensão senoidal

Para gerar a forma de onda senoidal na saída para o motor, é necessário que a frequência de chaveamento seja bem superior à frequência da senóide gerada. Quanto maior for a frequência de modulação menor, será a variação de tensão entre as tensões médias, como podemos ver na figura 15, se dobrada a frequência de chaveamento para formar a função seno, pode-se duplicar o número de pontos, diminuindo a variação de tensão entre os pontos, tendo uma constituição da forma de onda seno mais próximo da real.

3.4. Implementação

Este projeto foi implementado para variar a velocidade de um motor trifásico de indução de até 0,5 CV, através de um potenciômetro e duas teclas acessíveis ao usuário, sendo uma tecla para partida e parada, e a outra para reversão do sentido de giro do motor. A corrente nominal na saída deste equipamento foi projetada para 2,7 ampères por fase. A frequência de saída pode ser variada de 12 Hz a 72 Hz com uma rampa de aceleração e desaceleração de 5,25 segundos.

Para a proteção deste equipamento foi projetado proteção contra curto-circuito na saída, proteção contra tensão alta no banco de capacitores e proteção térmica do módulo de potência.

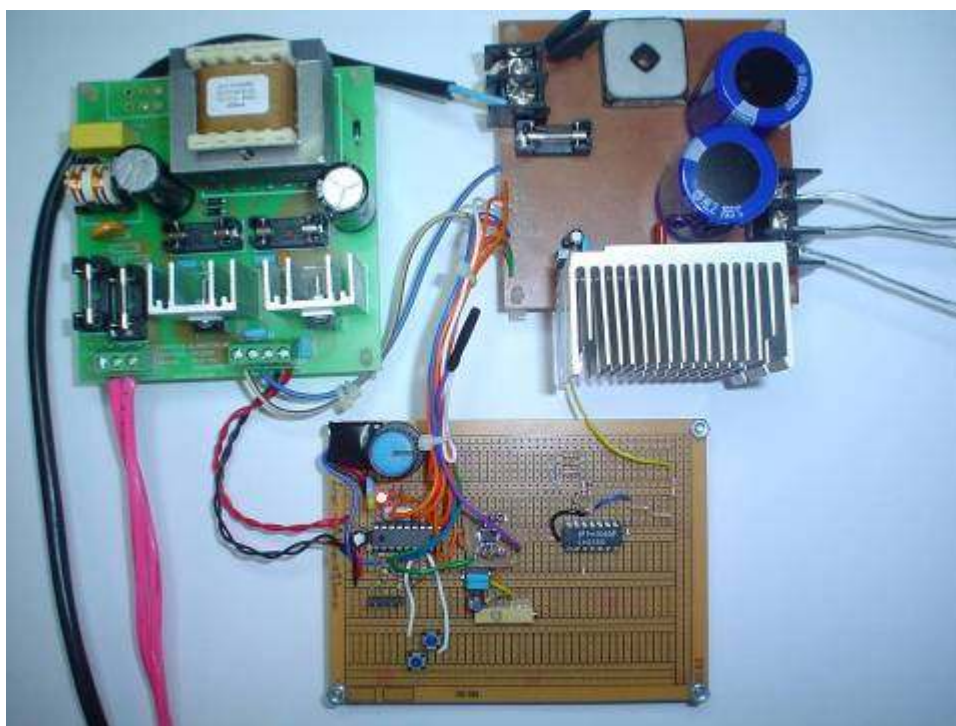


Figura 17 - Inversor de Frequência construído

3.4.1. Hardware

Na figura 18 é apresentado o esquema simplificado do hardware projetado, mostrando os principais componentes da parte de potência.

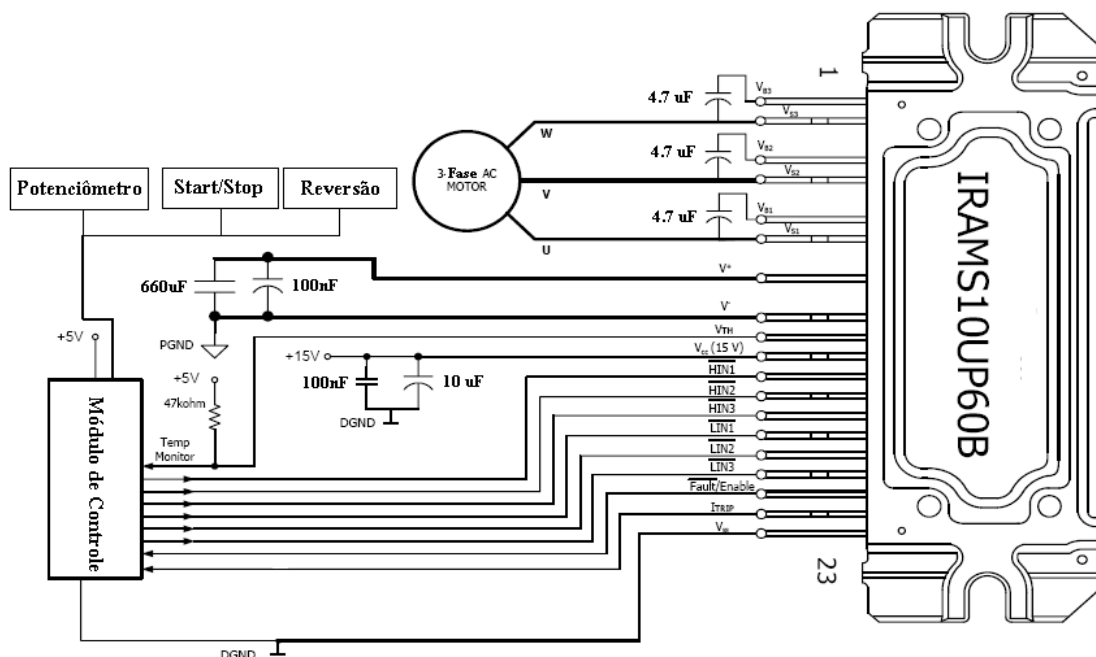


Figura 18 - Esquema Eletrônico Simplificado

No layout da placa de potência da figura 19, onde foi colocado o módulo IRAMS10UP60B, o banco de capacitores, fusível, termistores e o retificador, foram tomados os seguintes cuidados:

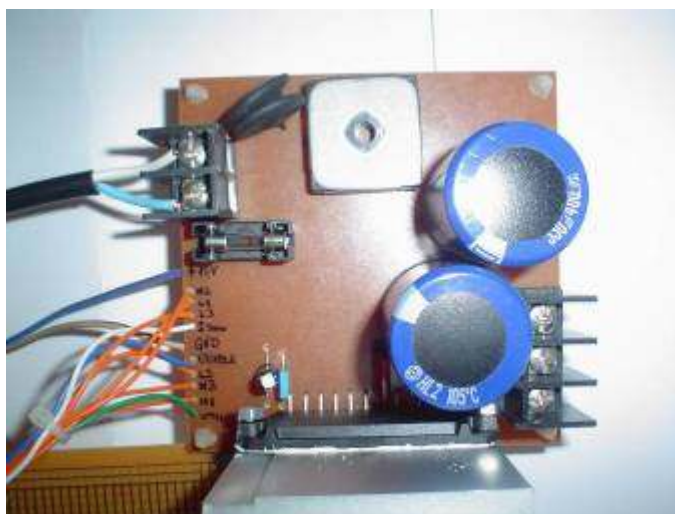


Figura 19 - Vista superior da placa de Potência

Os dois capacitores eletrolíticos foram montados o mais próximo da alimentação do módulo para atenuação das EMIs (interferências eletromagnéticas),

também foram adicionados capacitores cerâmicos de alta frequência para aumentar esta atenuação.

Os capacitores de *Bootstrap* foram selecionados conforme tabela fornecida pelo fabricante do módulo de potência, os valores dos capacitores variam conforme a frequência de chaveamento do PWM; (*Datasheet* IRAMS10UP60B).

Na saída FAULT foi adicionado um resistor de $1K\Omega$ de *pull-up* para 5 Volts.

As trilhas do barramento de potência foram projetadas com a maior área possível na placa e reforçadas com uma película de estanho para redução de EMIs devido ao chaveamento em alta frequência.

Na entrada de alimentação do circuito foram adicionados dois termistores para proteção térmica e para diminuir o pico de corrente na energização dos capacitores.

Um resistor foi instalado em paralelo com o banco de capacitores para dissipar a energia acumulada no desligamento.

As trilhas do circuito de potência foram confeccionadas em lado oposto as trilhas dos sinais que se comunicam com o circuito de controle para evitar ruídos, conforme figura 20.

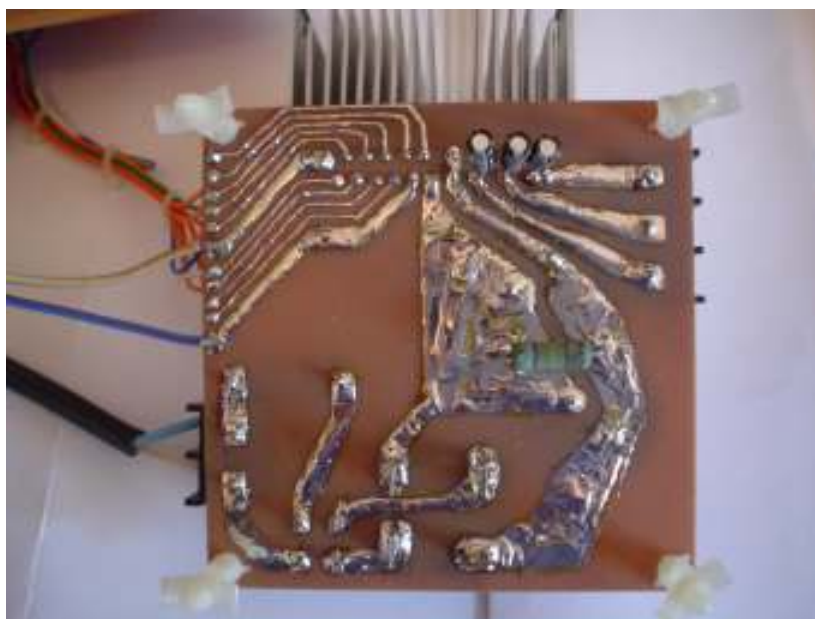


Figura 20 - Vista Inferior da placa de Potência

Dimensionamento do Banco de Capacitores

Os capacitores eletrolíticos são utilizados para filtrar a tensão AC retificada, diminuindo o *ripple*. Sua capacitância é uma função inversa da variação de tensão, sendo dada por

$$C_{\min} = \frac{2P_{in}}{(V_{\max}^2 - V_{\min}^2)f_{\text{retificada}}} \quad (3.1)$$

Sendo que P_{in} é a potência da carga em Watts e DV é $V_{\max} - V_{\min}$

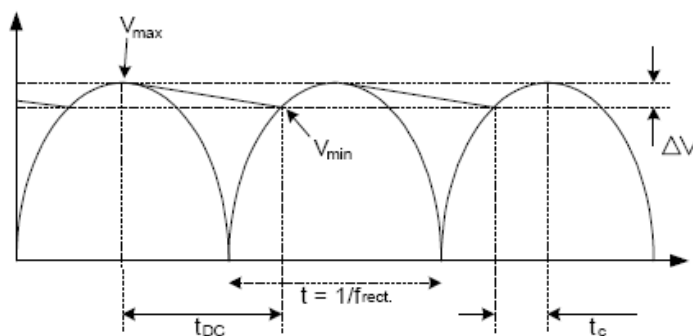


Figura 21 - Forma de Onda AC Retificada

Tempo de carga é dado por

$$t_c = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{V_{\min}}{V_{\max}}\right)}{2\pi f_{\text{entrada}}} \quad (3.2)$$

Tempo de descarga é dado por

$$t_{DC} = \frac{1}{f_{\text{retificada}}} - t_c \quad (3.3)$$

A corrente de pico do ripple da carga é dada por

$$I_{c_{\text{pico}}} = C \frac{V_{\max} - V_{\min}}{t_c} \quad (3.4)$$

Para o dimensionamento do retificador foi utilizada a corrente de pico

Para a corrente de carga rms tem-se

$$I_{c_{rms}} = \sqrt{I_{c_{pico}}^2 \times t_c \times f_{retificada}} \quad (3.5)$$

Neste trabalho foi acionado um motor trifásico de 0,5 CV, 04 pólos, 220V, 2,07 âmpères, rendimento de 68% e fator de potência de 0,69. A definição dos capacitores é dada por

$$P_{motor} = \sqrt{3} \times V \times I \times \cos \varphi = \sqrt{3} \times 220 \times 2,07 \times 0,69 = 544,25W$$

Considerando que é aceitável $V_{min} = 285V$ para corrente nominal do motor tem-se

$$C_{min} = \frac{2 \times 544,25}{(311^2 - 285^2) \times 120} = 585\mu F$$

Para o circuito do inversor utilizamos 2 capacitores 330uF-400V em paralelo totalizando 660uF-400V, podendo acionar um motor com potência nominal de até 613W.

$$t_c = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{285}{311}\right)}{2\pi \times 60} = 1,092ms$$

$I_{c_{pico}} = 660 \times 10^{-6} \frac{311 - 285}{1,092 \times 10^{-3}} = 15,71A$, para o circuito utilizamos um retificador de 30A da International Rectifier, modelo GBPC2506, que é muito superior a corrente de pico.

$$I_{c_{rms}} = \sqrt{15,71^2 \times 1,092 \times 10^{-3} \times 120} = 5,68A$$

Capacitores de Bootstrap x Frequência de Chaveamento

O circuito integrado que dispara os IGBTs conectados a V+ necessita de uma fonte flutuante auxiliar para efetuar os disparos. Quando a saída LO está ativada, VS=GND, então o capacitor é carregado com a tensão da fonte de 15 Volts, menos a queda de tensão no diodo. Para ativar a saída HO é necessário que o capacitor

esteja carregado, então quando o circuito emite o sinal para disparar a saída HO o capacitor começa a descarregar funcionando como uma fonte flutuante.

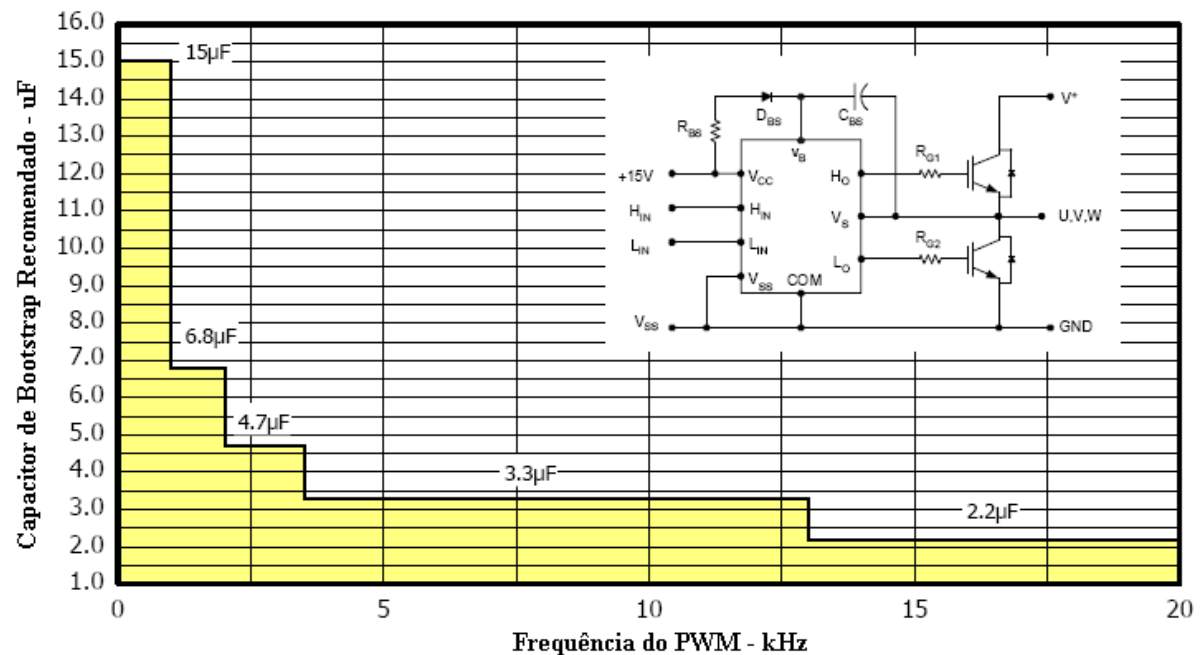
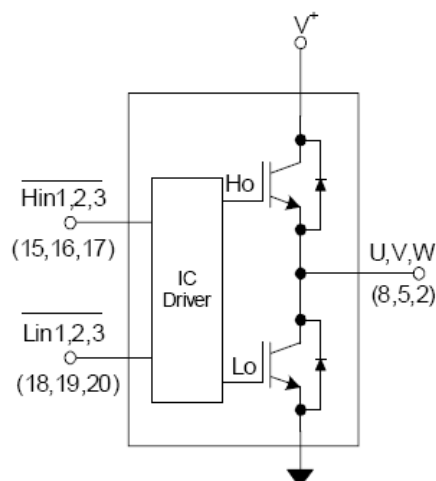


Figura 22 - Dimensionamento Capacitor de *Bootstrap*
[Datasheet IRAMS10UP60B]

O inversor foi projetado para uma frequência de PWM de aproximadamente 3kHz, o capacitor de *bootstrap* recomendado pelo fabricante do módulo indica, conforme a tabela, que os capacitores a serem utilizados são de 4,7uF.

Funcionamento do Chaveamento



FLT- EN	I_{TRIP}	HIN1,2,3	LIN1,2,3	U,V,W
1	0	0	1	V^+
1	0	1	0	0
1	0	1	1	Off
1	1	X	X	Off
0	X	X	X	Off

Figura 23 - Habilitação do Módulo de Potência
Fonte: Datasheet IRAMS10UP60B



Para o acionamento das saídas U, V e W é necessário que a entrada enable esteja em nível alto, conforme figura 23. No circuito montado foi utilizado um resistor de 1kOhms conectado a +5V, deixando o módulo sempre habilitado, uma vez que a função Fault utiliza o mesmo pino como saída, esta saída vai para nível baixo caso as saídas U, V e W entrem em curto-circuito, informando o microcontrolador para desabilitar suas saídas PWMs.

As entradas HIN e LIN são ativadas em nível lógico baixo, estes sinais advêm do microcontrolador que envia os seis sinais de disparo do módulo em sincronismo, controlando o tempo de retardo entre os acionamentos das chaves do mesmo braço. Ao colocar as entradas HINs em nível baixo, os IGBTs da parte alta acionam, surgindo nas saídas a tensão V+ e ao colocar as entradas LINs em nível baixo, os IGBTs da parte baixa acionam, surgindo na saída terra.

A saída Itrip indica a corrente consumida na entrada do módulo, ao indicar 490 mV externamente o módulo entende como nível alto e bloqueia as saídas.

Proteção Contra Sobrecorrente e Curto-Circuito

A figura 24 mostra a seqüência de eventos para o acionamento da saída Fault.

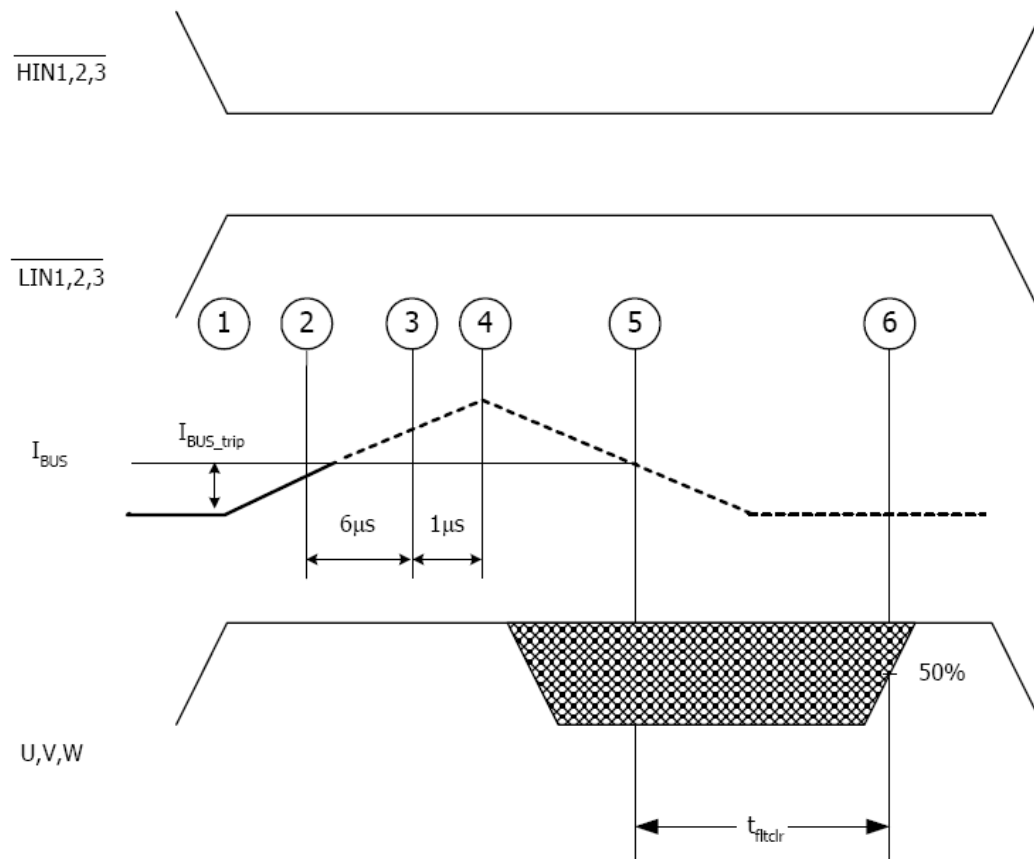


Figura 24 - Sincronismo de Bloqueio por Sobrecorrente
[Datasheet IRAMS10UP60B]

Seqüência dos eventos:

Entre os pontos 1 e 2 a corrente de entrada começa a aumentar, no ponto 2 a corrente atinge o nível máximo. Do ponto 2 ao 3 é o tempo que o módulo demora para detectar uma pequena sobrecorrente, caso seja um curto circuito este tempo deverá ser menor. Do ponto 3 ao 4 é o tempo que o módulo demora para bloquear todas as saídas, então, ao atingindo o ponto 4 a corrente começa a decrescer. No ponto 5 a corrente já está abaixo da corrente máxima.

O microcontrolador tem aproximadamente 7 ms para desabilitar as saídas PWMs, este é o tempo entre os pontos 4 e 6, caso isto não ocorra, o módulo voltará a funcionar.

Proteção Térmica do Módulo de Potência

O módulo de potência tem internamente um termistor para monitoramento da temperatura do módulo, necessitando de um resistor externo de 47k Ω conectado a 5 volts e um sistema de controle. A tensão de saída varia conforme o gráfico da figura 25. A saída deste circuito é conectada a entrada analógica AN1 do microcontrolador PIC. A tensão de saída é inversamente proporcional a temperatura, o microcontrolador deverá monitorar a temperatura do módulo, não permitindo que este funcione em temperatura superior a 105 °C, ou seja, tensão na entrada AN1 abaixo de 0,45 Volts.

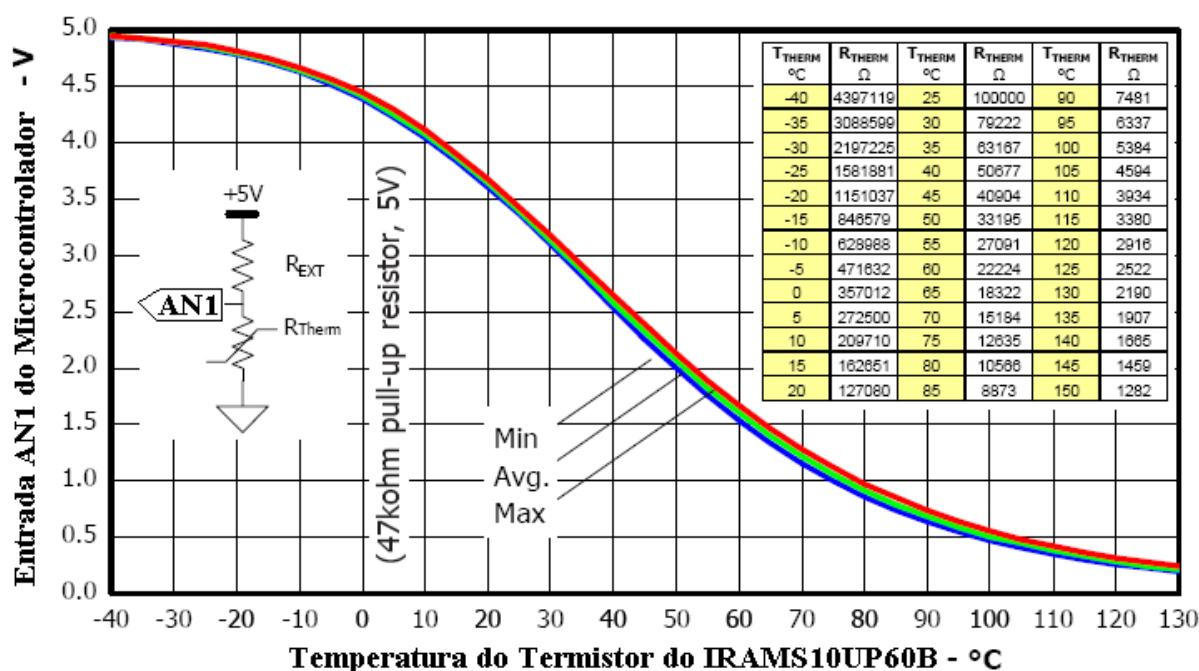


Figura 25 - Curva característica da tensão de saída x temperatura °C
Fonte: Datasheet IRAMS10UP60B

Proteção do Banco de Capacitores

Os capacitores utilizados no Circuito de Potência suportam tensões de até 400 Volts, em condições de trabalho acionando o motor a tensão permanece próxima de 311 Volts, que é a tensão da rede elétrica 220 Volts retificada e filtrada.

Quando a carga é desacelerada, ou seja, diminuindo a frequência de saída, o motor funciona como um gerador. Conforme a inércia do sistema acionado, a energia produzida varia, ao começar a regenerar a energia é acumulada no banco

de capacitores e a tensão começa a elevar, às vezes é necessária que uma proteção seja habilitada para não exceder a tensão máxima do capacitor.

O circuito a seguir foi projetado para bloquear as saídas PWMs quando o sistema atingir na regeneração a tensão de 375V nos capacitores, evitando a sobretensão que os danificaria. Ao bloquear as saídas o módulo de potência é desativado e o motor para por inércia.

O circuito comparador ativa a função FAULT do microcontrolador em nível lógico baixo, esta só voltará a ficar em nível lógico alto ao desenergizar o sistema de potência.

A entrada Vbus está conectada diretamente nos capacitores, sendo ela responsável pela monitoração da tensão.

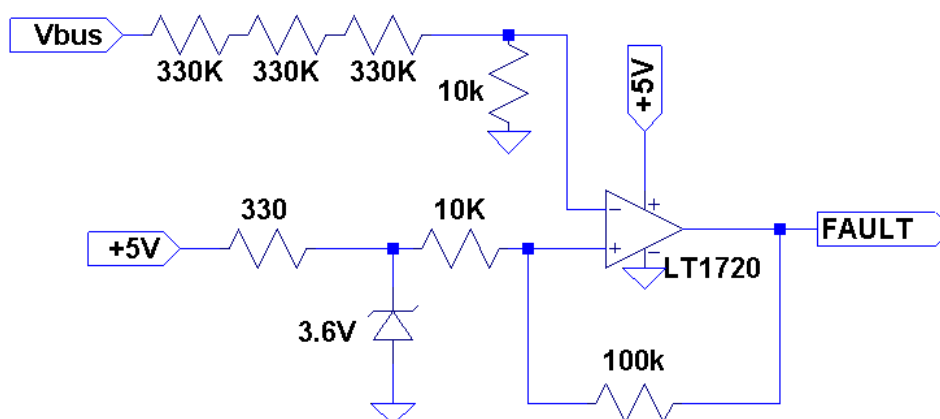


Figura 26 - Circuito de Proteção do Banco de Capacitores

Módulo de Controle com Microcontrolador PIC18F1330

O microcontrolador recebe os sinais de start/stop, reversão e uma referência analógica de 0 à 5V que funciona como referência de velocidade. A entrada AN1 é configurada para monitorar a temperatura do módulo de potência IRAMS10UP60B, a entrada FAULT aguarda um sinal em nível lógico baixo que pode vir do circuito de sobretensão do banco de capacitores ou de sobrecorrente e curto-circuito do módulo de potência.

A principal função da entrada FAULT é proteger os dispositivos conectados as saídas PWMs, esta funciona diretamente por hardware para agir em um tempo curto.

O período do PWM é definido no PTPER, que é composto de um par de registradores (PTPERL e PTPERH). Para um PWM de 13 bits, os 5 bits mais significativos ficam no registrador PTPERH e os oito menos significativos encontram-se no registrador PTPERL. O período para modo contínuo (FREE-RUNNING) é dado por

$$T_{PWM} = \frac{(PTPER + 1) \times PTMRPS}{F_{osc} / 4} = \frac{(1673 + 1) \times 1}{20000000 / 4} = 334,8 \mu s \quad (3.6)$$

$$PWM_{frequencia} = \frac{1}{T_{PWM}} = \frac{1}{334,8 \mu s} = 2987 Hz \quad (3.7)$$

$$Resolução_{PWM} = \frac{\log\left(\frac{F_{OSC}}{F_{PWM}}\right)}{\log(2)} = \frac{\log\left(\frac{20000000}{2987}\right)}{\log(2)} = 12,7 \cong 13 bits \quad (3.8)$$

A seguir trecho do software com configuração do PWM e entrada Fault:

```
//Configuração do PWM e entrada Fault

PTCON0=0b00000000; //postscale 1:1 , PWM time base Fosc/4 , Free-Running

PTCON1=0b10000000; //PWM time base is on, PWM time base counts up

PWMCON1=0b00000001;

DTCON=0b00000110; //Dead Time = Dead -Time Value/(Fosc/Prescaler) = 1us (carrega-se com 6d=0110b)

PTPERL=0x89; //configura PWM = 2987Hz = 1673d = 0x0689

PTPERH=0x06; //

CONFIG3H=0b00000001; // Define o pino 4 (RA5) como entrada Fault e desabilita a função MCLR

FLTCONFIG=0b00000001; //Habilita a função Fault com rearme por software
```

Implementação da Função Tensão x Frequência

A função V/F no microcontrolador PIC foi implementada com a criação de três tabelas com 36 valores de 8 bits cada, que constituem a função seno com

resolução de 10° entre os pontos, os valores entre as tabelas são defasados de 120° para a geração do sistema trifásico.

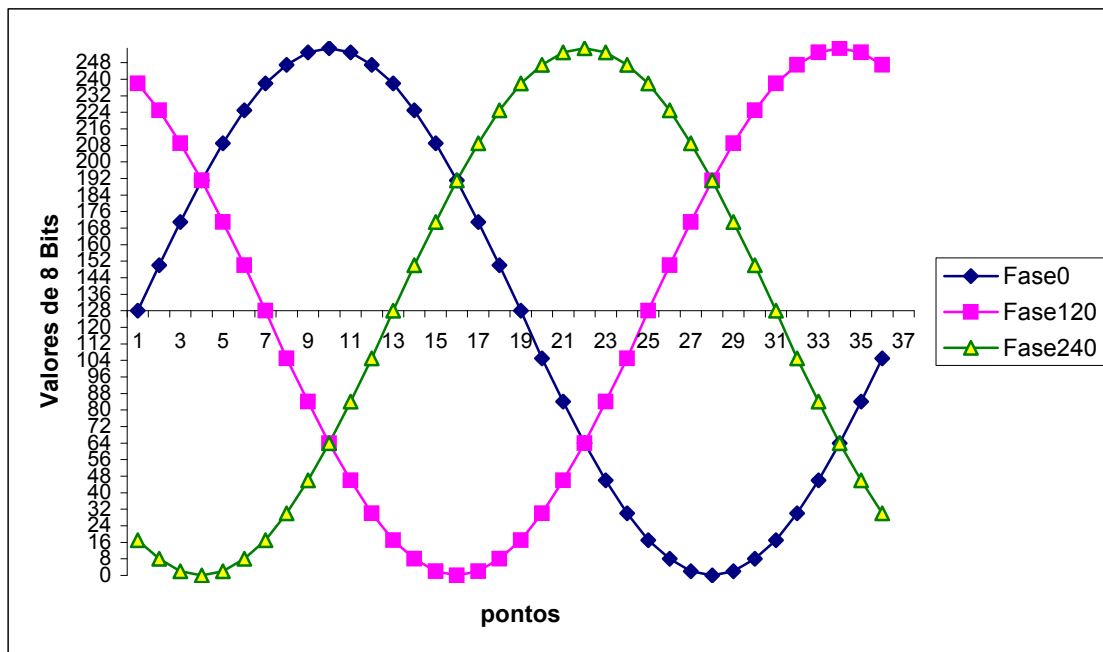


Figura 28 - Gráfico das funções seno defasadas 120° entre si

A função dos valores do gráfico da figura 28 é fazer com que a tensão média de cada pulso do PWM seja equivalente a tensão no ponto da senóide, o que vai determinar a frequência desta senóide é o tempo de atualização da saída PWM, ou seja, o intervalo de tempo para trocar para a tensão média do próximo ponto.

Para determinar a frequência de saída para o motor, a interrupção Timer0 do microcontrolador foi programada para definir o tempo de atualização entre os pontos da tabela. O Timer0 utiliza como referência a entrada analógica AN0 configurada para 8 bits, onde está conectado o potenciômetro, possibilitando o usuário definir a frequência de saída.

O inversor de frequência foi projetado para funcionar com frequência de saída entre 12 e 72 Hz, sendo a frequência máxima 6 vezes maior que a frequência mínima. Para isto, considerar para o sinal de entrada analógico de 0 à 5V convertido em valores entre 42 e 252 que obedecem a mesma relação de 6:1.

Como o intervalo de tempo entre os pontos da tabela seno é definido pelo Timer0, sendo este configurado em 16 bits tem-se o valor de recarga dado pela fórmula a seguir

$$RecargadoTimer0 = 65535 - \frac{\left(\frac{Fosc}{4}\right) \times \left(\frac{ANO_{\text{minimo}}}{Frequência_{\text{minimo}}}\right)}{n^{\circ}_{\text{pontosdatabela}} \times Prescalertimer0 \times ANO} \quad (3.9)$$

$$FrequênciadoTimer0 = \frac{\left(\frac{Fosc}{4}\right)}{Prescalertimer0 \times (65535 - RecargadoTimer0)} \quad (3.10)$$

$$Frequênciadesaída = \frac{FrequênciadoTimer0}{n^{\circ} \text{ de pontosdatabela}} \quad (3.11)$$

Como alguns valores são pré-determinados pode haver a simplificação da fórmula de recarga do Timer0 para implementação no software, sendo dada por

$$RecargadoTimer0 = 65535 - \frac{\left(\frac{20000000}{4}\right) \times \left(\frac{42}{12}\right)}{36 \times 16 \times ANO} = 65535 - (30382 / ANO)$$

Para ANO = 42, o valor de recarga do Timer0 = 64812, frequência do timer0 = 432,22 Hz e frequência de saída = 12Hz.

Para ANO = 252, o valor de recarga do Timer0 = 64812, frequência do timer0 = 2604,16 Hz e frequência de saída = 72,33Hz.

O controle da tensão é feito através do tempo em que a tensão permanece em +Vcc e GND em cada ciclo, se o tempo ligado for igual ao tempo desligado, a tensão média é igual a zero. A tensão média em cada período é determinada pela função seno de referência e a entrada analógica AN0.

Os registradores PDC0, PDC1 e PDC2 do PIC18F1330 são responsáveis por determinar a razão cíclica em cada período das Saídas PWM1, PWM2 e PWM3. Como foi determinado um PWM com frequência de modulação de 2987 Hz, o registrador PTPER foi carregado com 1673d, os registradores PDCs devem ser carregados com valores até 4 x PTPER. É importante lembrar que a saída PWM é ativa em nível baixo, se o registrador PDC0 for igual a 0, o sinal de saída PWM0 será 100% do período ativo (conectado à Vcc), se o PDC1 for igual a 3346, o sinal de saída PWM1

será 50% do período ativo(tensão média zero) e se o PDC2 for igual a 6692 o sinal de saída PWM2 será 100% do tempo inativo (conectado a GND).

As três saídas PWMs são alinhadas por borda, a cada período o controlador confere os valores carregados nos registradores PDCs e compara com o PTPER, os PWMs vão para o estado inativo e ao atingir o valor de comparação são ativados em nível baixo como se observa na figura 29.

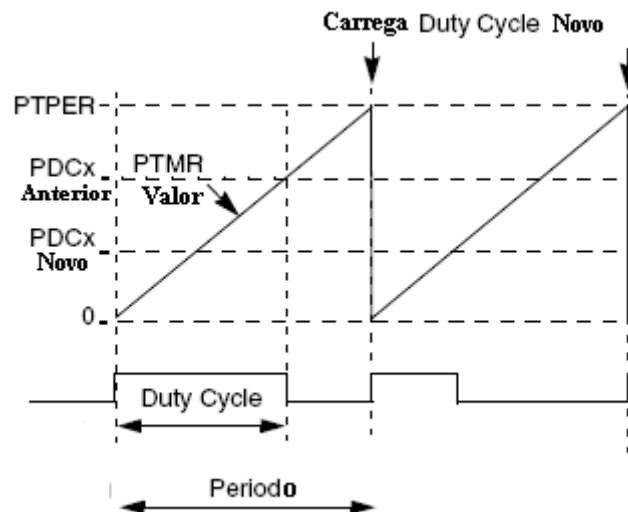


Figura 29 - Geração Duty Cycle

A implementação do controle da tensão é feita multiplicando o valor da senóide no ponto pelo o valor da entrada AN0 (referência analógica), esta para o controle de tensão é limitada no valor de 210, devido à tensão de saída permanecer fixa, próxima de 220 Volts, acima da frequência nominal do motor. O resultado máximo desta multiplicação é 53550, que é um número de 16 bits e o valor máximo que pode-se ter é próximo de 6692, que é um número de 13bits, deslocando um número de 16bits três vezes para direita e inserindo um zero ou dividindo por 8, este torna-se um número de 13 bits. Dividindo 53550 por 8 tem-se um valor inteiro de 6693 que equivale a 100% do período ativo. A composição de cada ponto da senóide com a referência do potenciômetro e o tempo de recarga da interrupção timer0 definem a frequência e a amplitude da aproximação da função seno por PWM.

Rampa de Aceleração e Desaceleração

A rampa de aceleração e desaceleração proporciona ao sistema partida e parada suave. Esta função diminui a corrente de partida para próxima da nominal do motor, evitando a fadiga dos materiais elétricos e mecânicos.

A rampa de aceleração e desaceleração foi implementada no software utilizando a base de tempo da interrupção Timer1, que ocorre em intervalos de 25 ms. Em cada chamada da interrupção o programa compara o valor anterior convertido da entrada analógica com o valor atual, caso o valor atual seja maior, incrementa em uma unidade a frequência a cada estouro do timer1. Este valor é incrementando até atingir o valor da entrada analógica, aumentando a frequência de saída para o motor. Caso o valor lido seja menor, a frequência é decrementada até atingir o valor convertido da entrada analógica, diminuindo a frequência de saída do sistema.

Como os valores convertidos da entrada do potenciômetro variam entre 42 e 252, a rampa de aceleração da frequência mínima para frequência máxima é de $210 \times 25\text{ms} = 5,250\text{s}$, este mesmo tempo pode ser considerado para desaceleração da velocidade máxima para a mínima.

A seguir, trecho do software em linguagem C da rampa de aceleração e desaceleração.

```
#int_TIMER1
void TIMER1_isr()
{
    set_timer1(49910); programado para 40 Hz = periodo de 25 ms
    ONOFF();
    giro();
    rampa();
    protecoes=1;
}

void rampa(void)
{
    freqanterior = frequencia;
    if(ad0<42 | liga==0) ad0=42;
    if(ad0>freqanterior) frequencia++;
    if(ad0<freqanterior) frequencia--;
    referencia=frequencia;
    frequenciadomotor=frequencia;
    if(referencia>210) referencia=210;
}
```

3.5. Simulações

Antes do projeto do hardware foi montado um circuito equivalente do motor de indução trifásico e do inversor de frequência, sendo simulado no software LTSPICE, onde podemos verificar as tensões de saída, frequência, corrente de entrada e saída, ripple no banco de capacitores.

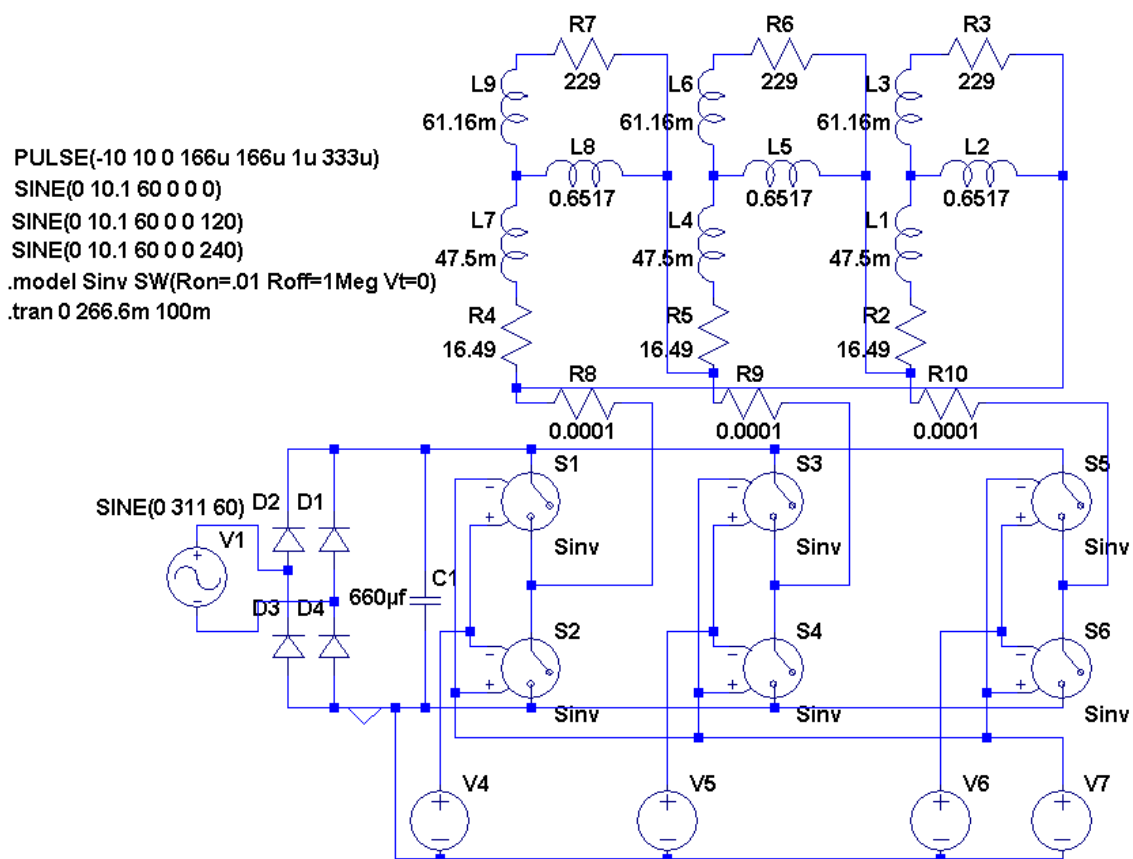


Figura 30 - Circuito Simulado no LTSpice

Da simulação do circuito da figura 30 obteve-se os resultados da figuras 31, 32, 33, 34, 35 e 36:

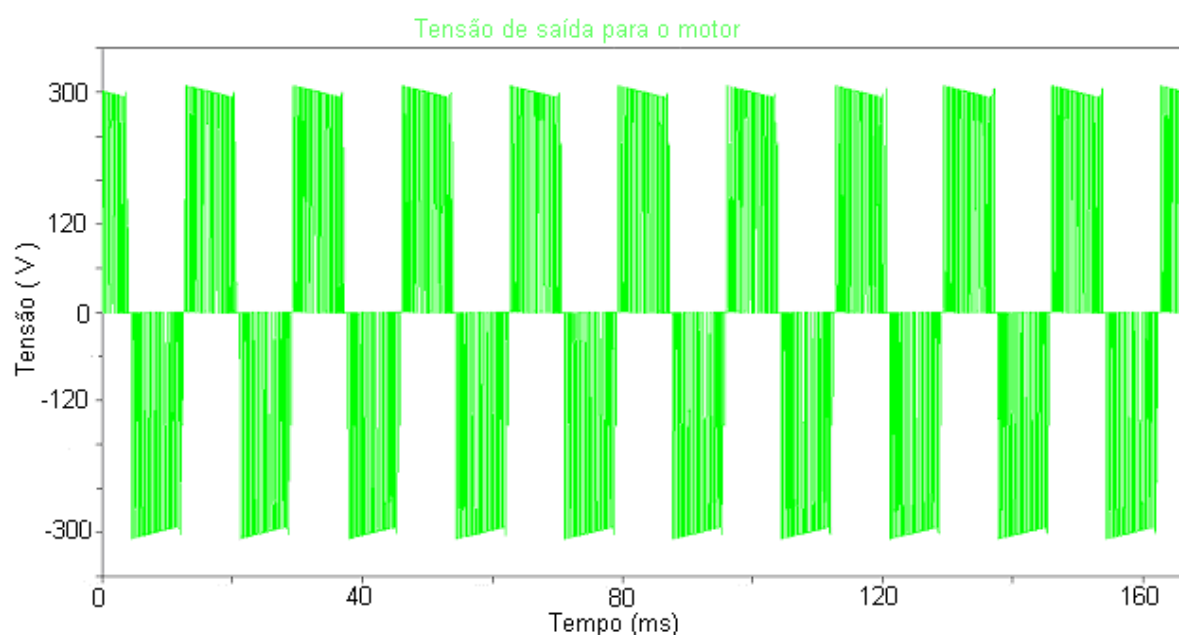


Figura 31 - Tensão de saída para o motor

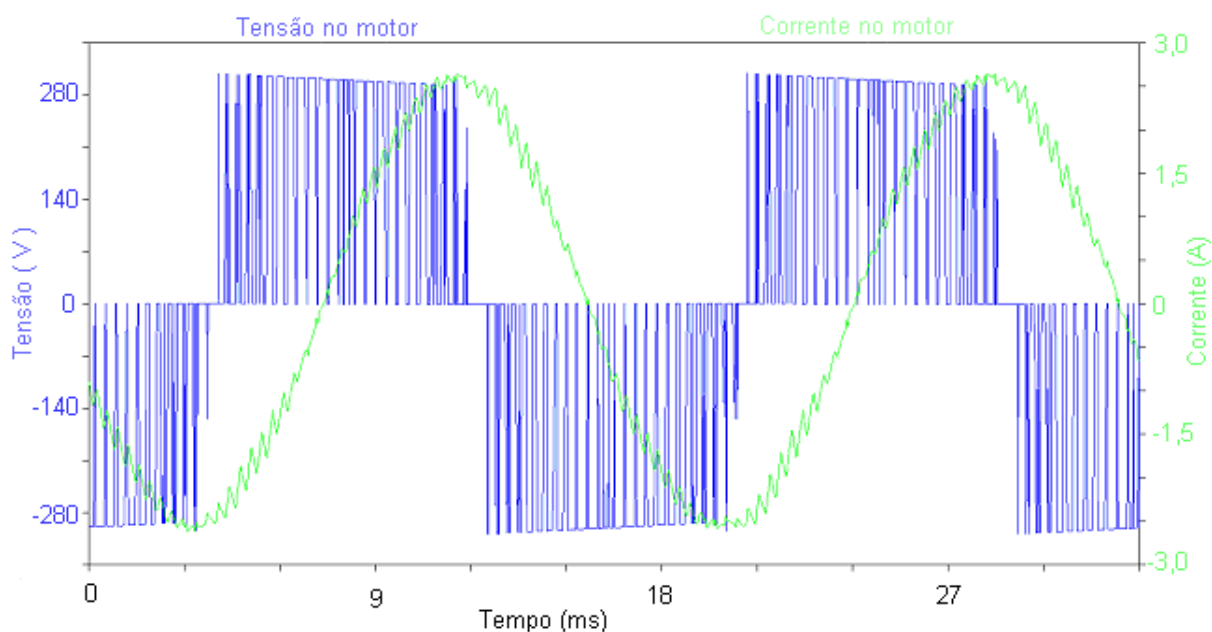


Figura 32 - Tensão e corrente no motor

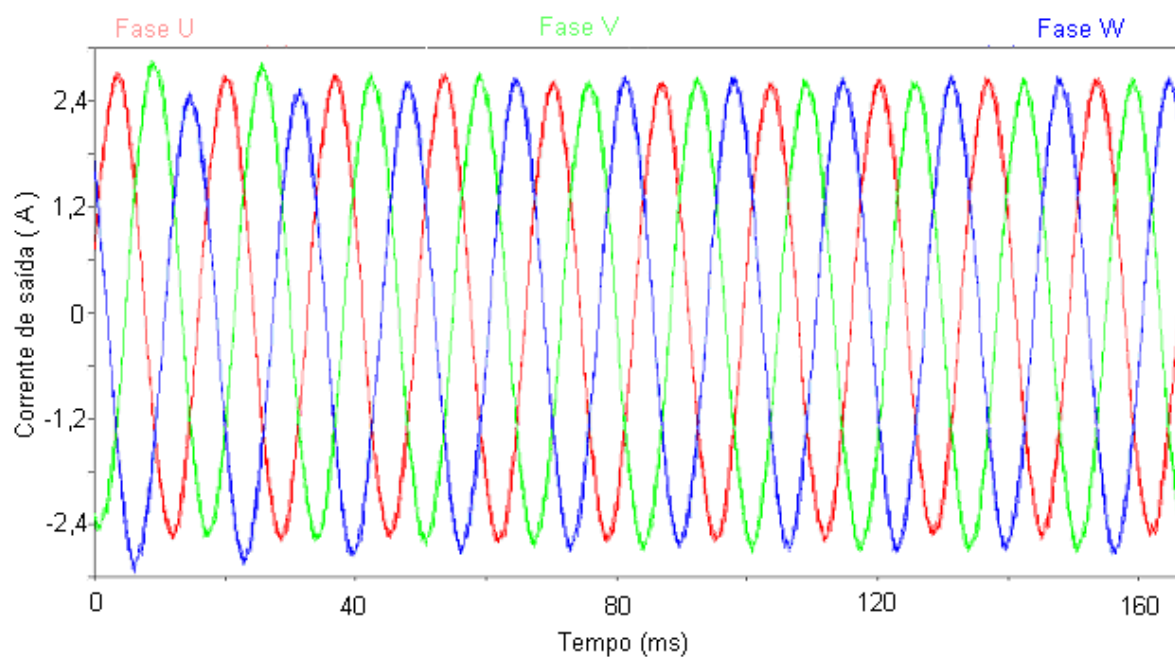


Figura 33 - Corrente de saída do inversor

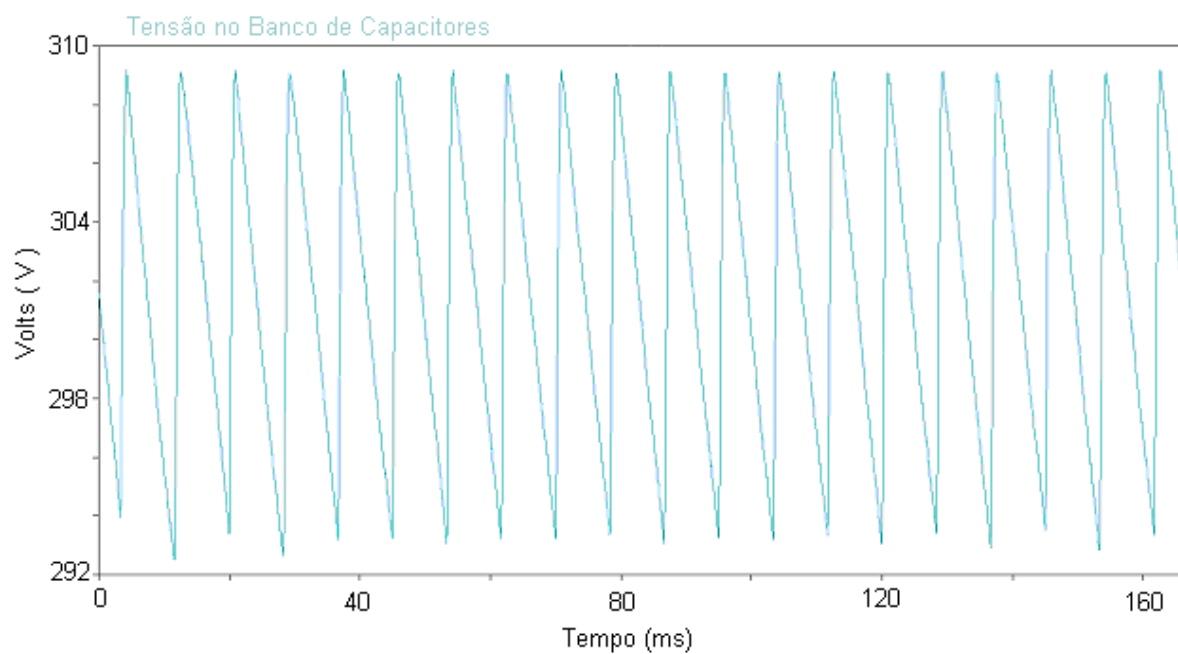


Figura 34 - Ripple no banco de capacitores

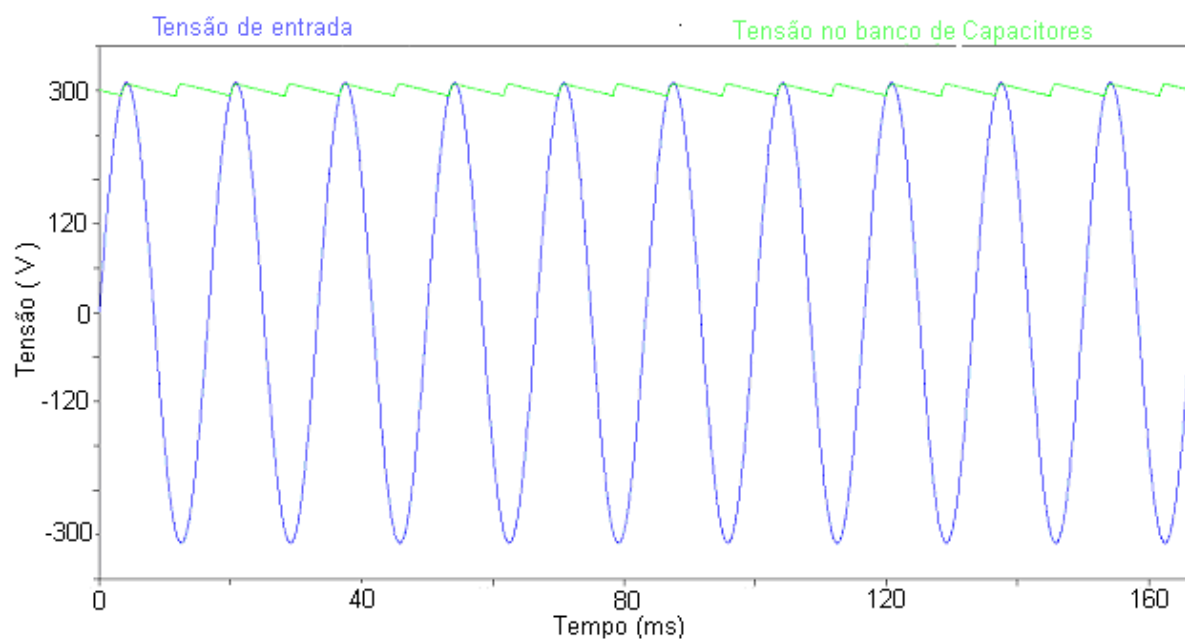


Figura 35 - Tensão de entrada e tensão no banco de capacitores

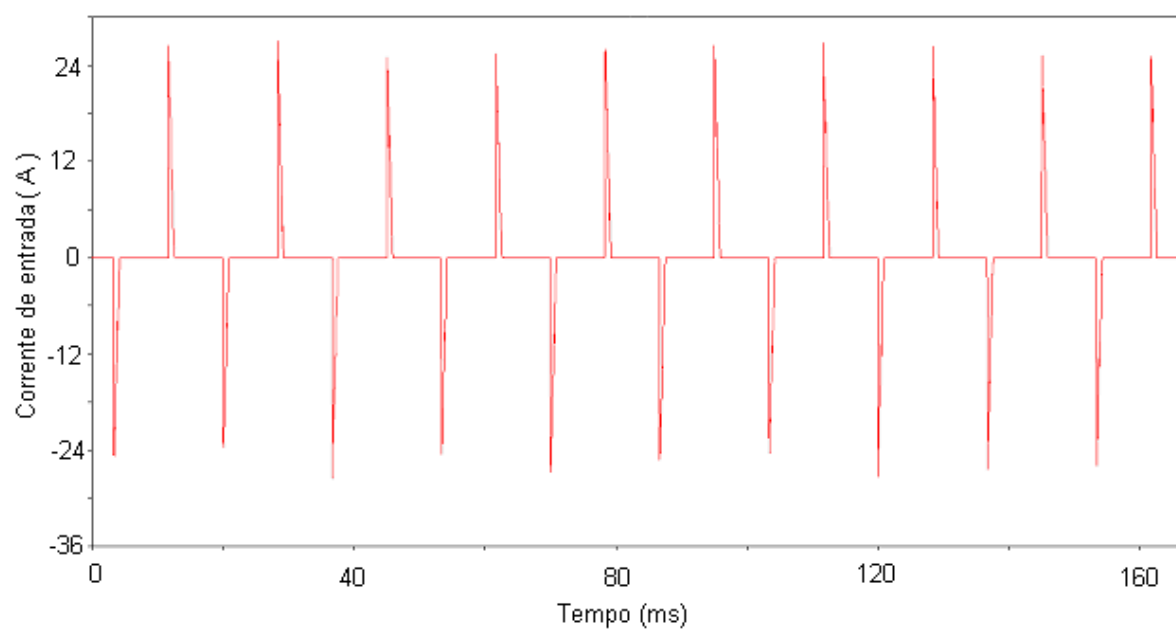


Figura 36 - Corrente de entrada do circuito

3.6. Descrição dos Testes Realizados no Hardware

Foram realizadas medidas no hardware para diferentes níveis de tensão de entrada analógica, onde se encontra conectado o potenciômetro de referência de velocidade. Foram medidas as seguintes grandezas: frequências de saída, tensão de saída, corrente de saída para o motor a vazio e rotação do motor.

Para a medida de tensão de saída, os testes foram realizados com tensão de alimentação de 127 Volts, devido o osciloscópio utilizado suportar uma tensão máxima de entrada de 400 Volts pico a pico, sendo necessário multiplicar o valor medido por $\sqrt{3}$ para ter o equivalente em 220 Volts. Os demais testes foram realizados com tensão de alimentação do sistema em 220 Volts.

Apresenta-se a seguir tabela com os valores ideais e os valores das grandezas medidas no sistema.

Tabela 1 - Testes Realizados

Entrada ANO (V)	Freq teórica (Hz)	Freq medida (Hz)	Tensão saída Teórica (V)	Tensão Saída Medida (V)	Rotação teórico (RPM)	Rotação medida (RPM)	Corrente de saída medida (mA)
Até 0,94	12	11,90	44 V	53,7 V	360	350	655
1	14,4	14,29	52,8	66,0 V	432	422	665
1,5	21,6	20,16	79,2	77,7	648	650	706
2,0	28,8	28,99	105,6	118,6	864	860	730
2,5	36	35,97	132	132,0	1080	1062	694
3,0	43,2	43,29	158,4	161,9	1296	1279	695
3,5	50,4	49,75	184,8	181,8	1512	1500	691
4,0	57,6	57,47	211,2	195,7	1728	1700	655
4,5	64,8	64,94	220	209,58	1944	1880	603
5,0	72	71,02	220	207,8	2160	2080	562

Para a medição da tensão de saída RMS e da frequência foi utilizado o osciloscópio da marca Rigol, modelo DS1022CD. Este equipamento tem um filtro

passa-baixa na entrada para a medição da tensão RMS de equipamentos com saída PWM. As figuras 37, 38 e 39 mostram a ponteira do osciloscópio conectada na saída para o motor e os sinais PWMs medidos nesta, sem a utilização do filtro passa-baixa.

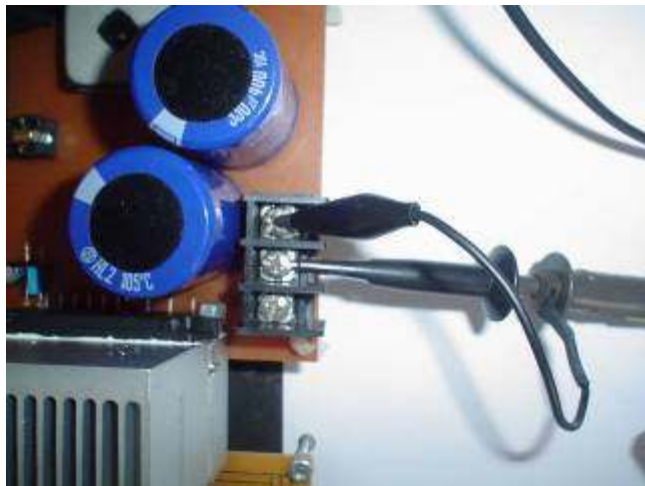


Figura 37 - Ponteira do osciloscópio conectada na saída do inversor

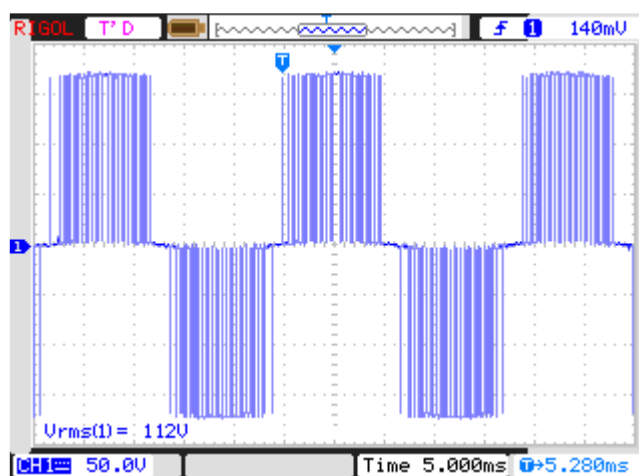


Figura 38 - Forma de onda da saída PWM

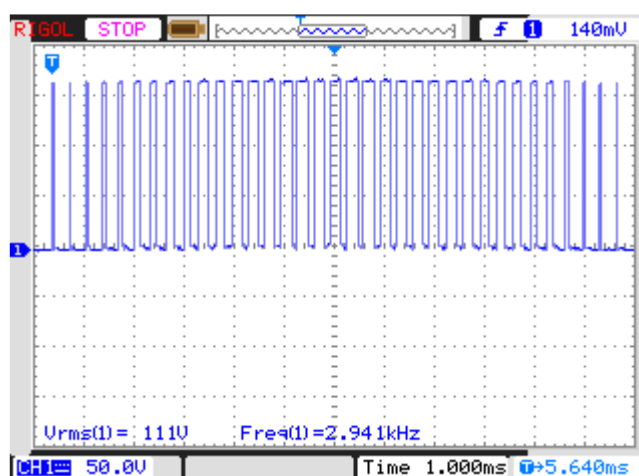


Figura 39 - Modulação PWM

As Imagens a seguir, foram geradas pelo osciloscópio para diferentes tensões de referência do potenciômetro. As imagens mostram os valores da tensão RMS entre as fases de saída do inversor e a frequência de saída para o motor com o uso do filtro passa-baixa.

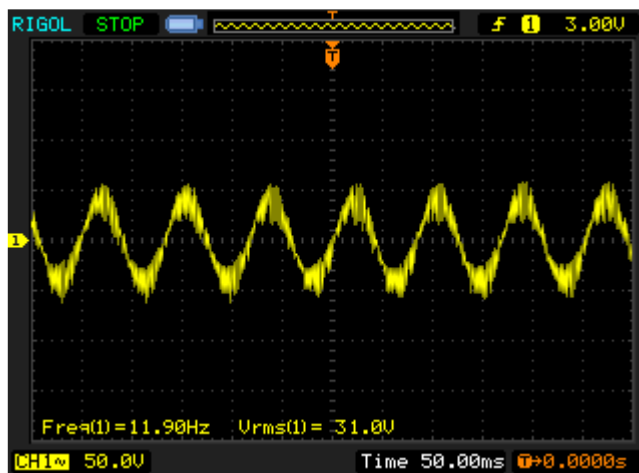


Figura 40 - Tensão de saída RMS para entrada analógica <1V

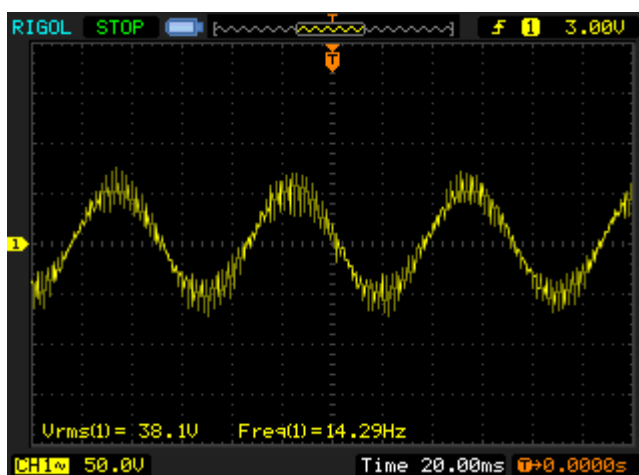


Figura 41 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =1V

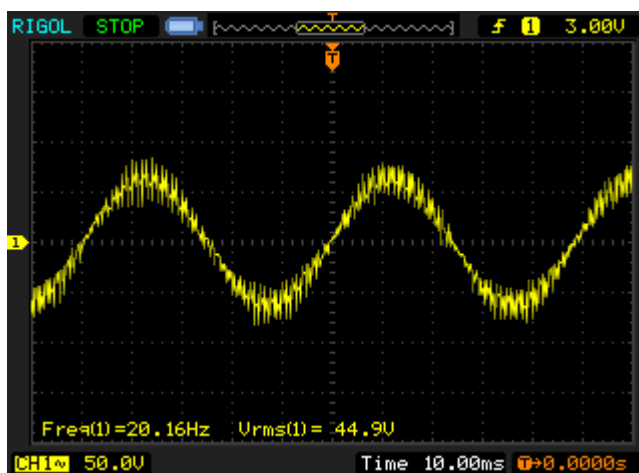


Figura 42 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =1,5V

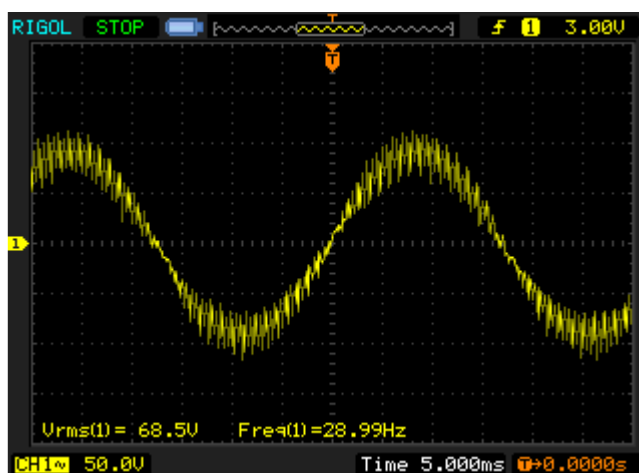


Figura 43 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =2,0V

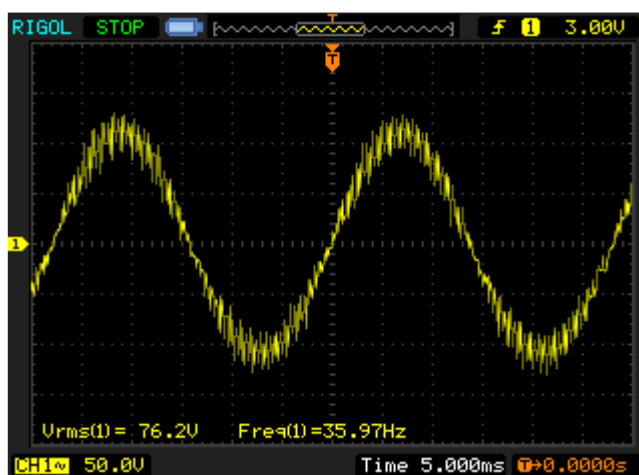


Figura 44 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =2,5V

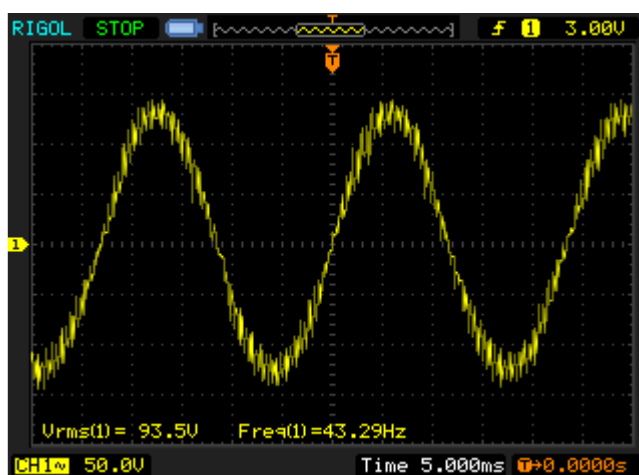


Figura 45 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =3,0 V

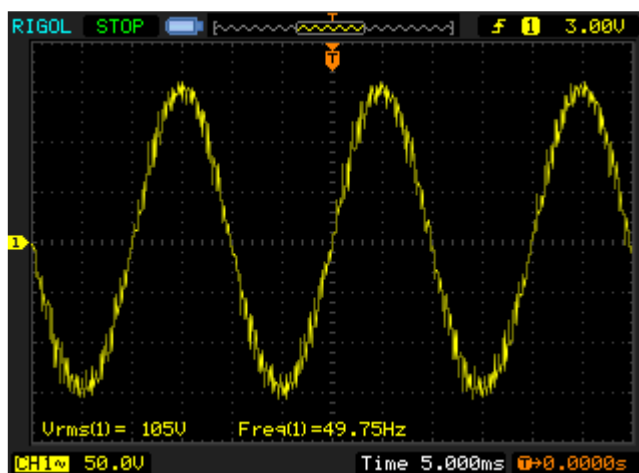


Figura 46 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =3,5 V

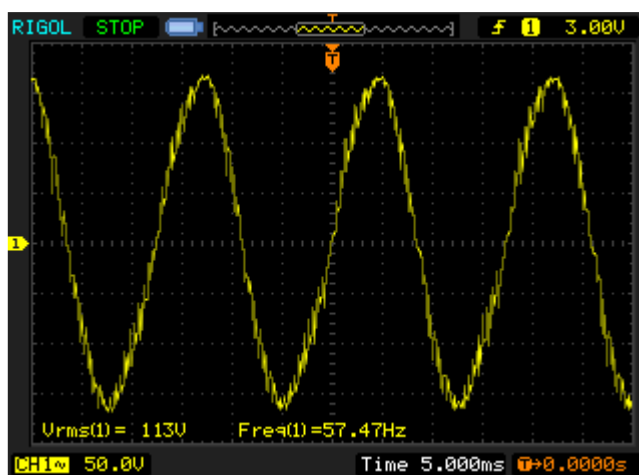


Figura 47 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =4,0 V

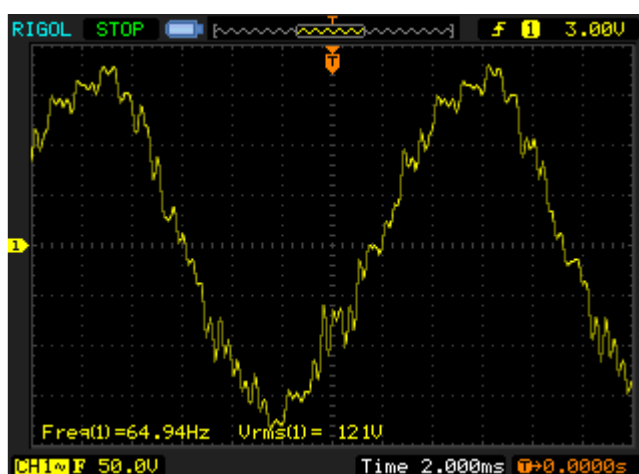


Figura 48 - Tensão de saída RMS para entrada analógica =4,5 V

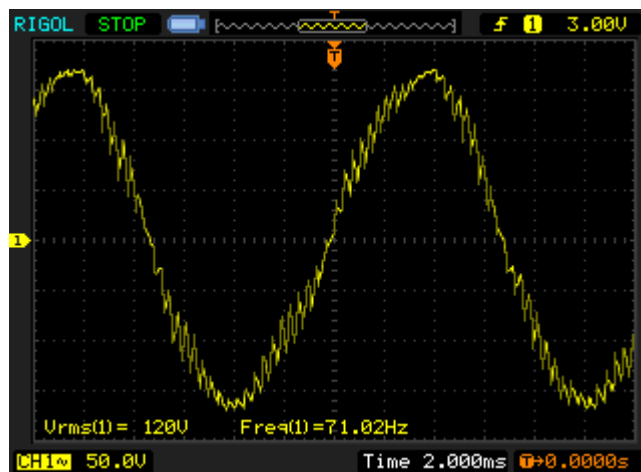


Figura 49 - Tensão de saída RMS para entrada analógica = 5,0 V

A medição de corrente foi efetuada com o motor sem carga no eixo de saída. Para a medição foram utilizados 10 resistores de 10R/0,33W ligados em paralelo, formando uma resistência equivalente de 1R/3,33W. Este resistor foi conectado em série juntamente com uma das fases de saída para o motor, onde também foi colocada a ponta de prova do osciloscópio, medindo a queda de tensão sobre os resistores, como pode-se ver na figura 50.



Figura 50 - Ponta do osciloscópio conectada sobre os resistores

As imagens a seguir foram obtidas nas medições da tensão sobre os resistores para diferentes níveis de tensão da entrada analógica de velocidade. Como a resistência equivalente é de 1 Ohm e corrente é igual à tensão dividido pela resistência, pode-se dizer, neste caso, que o valor da tensão será igual ao valor da corrente.

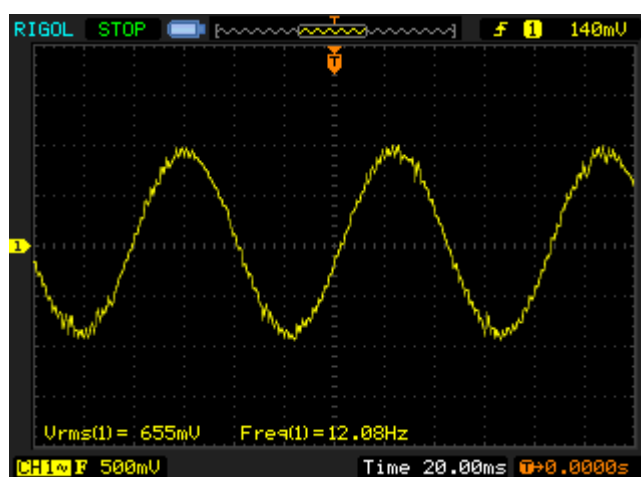


Figura 51 - Corrente de saída RMS para entrada analógica <0,94V

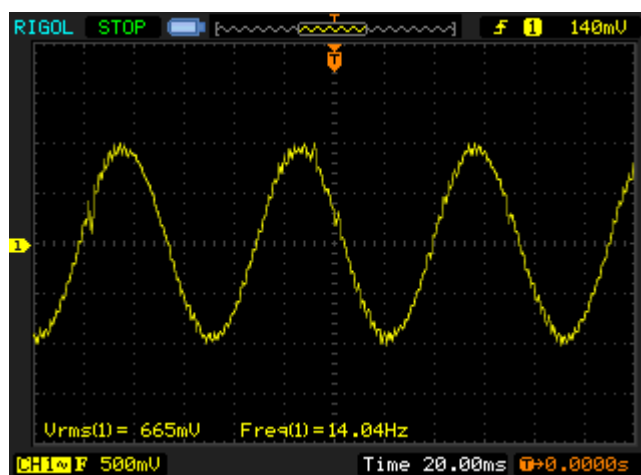


Figura 52 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =1,0V

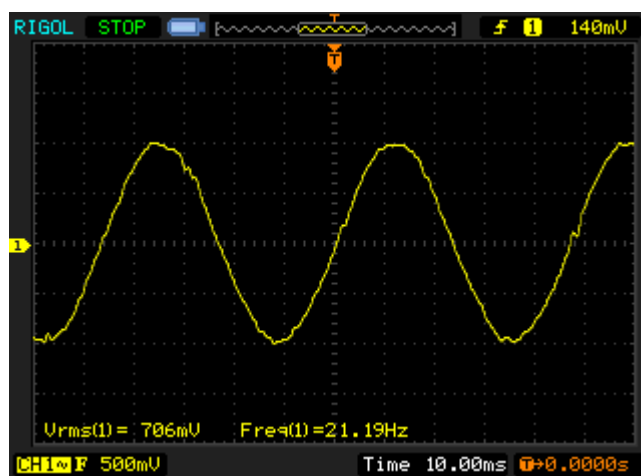


Figura 53 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =1,5V

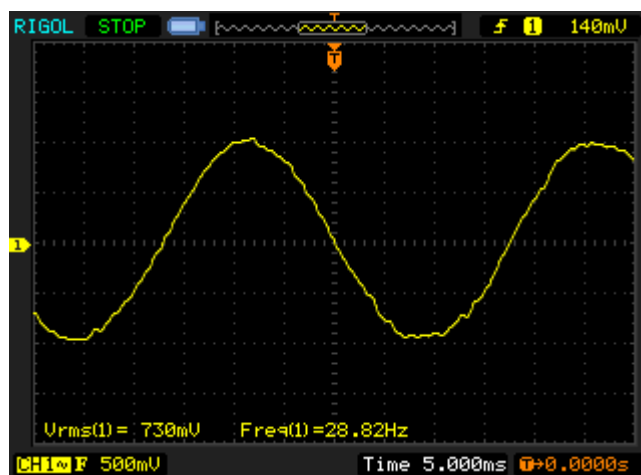


Figura 54 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =2,0V

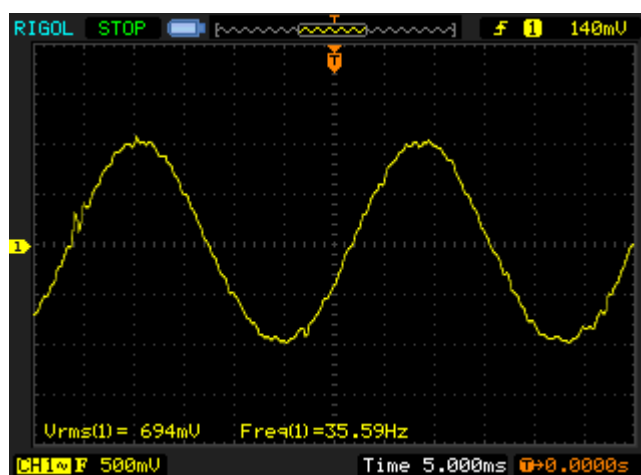


Figura 55 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =2,5V

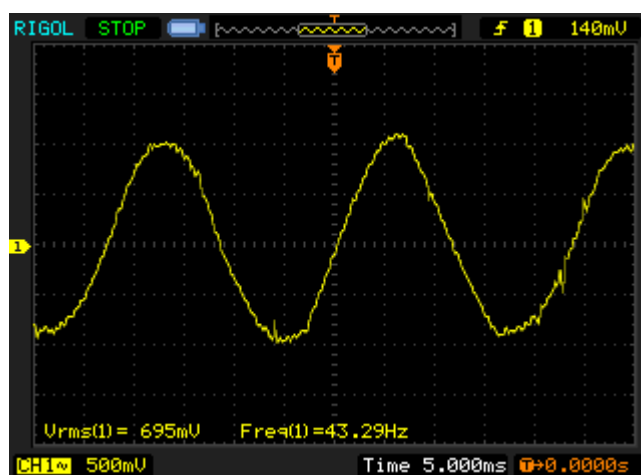


Figura 56 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =3,0V

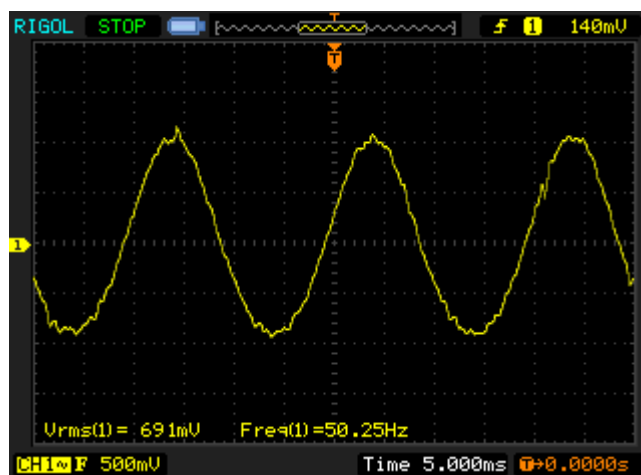


Figura 57 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =3,5V

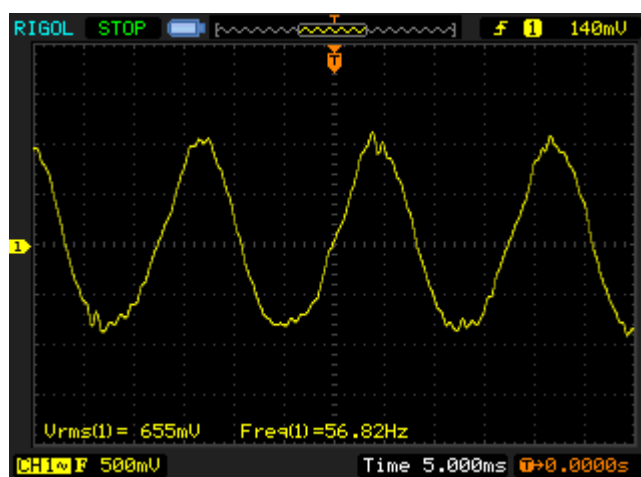


Figura 58 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =4,0V

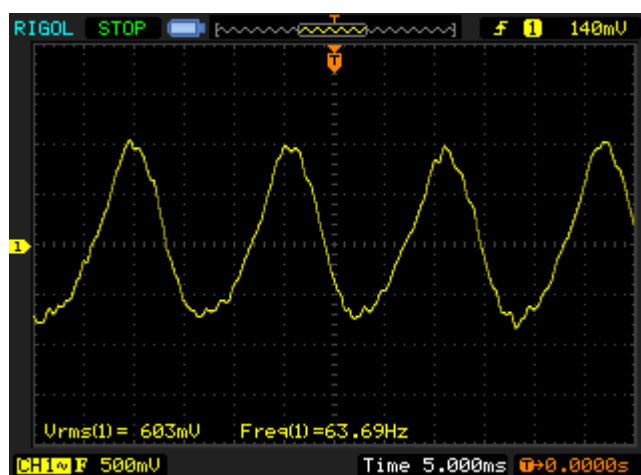


Figura 59 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =4,5V

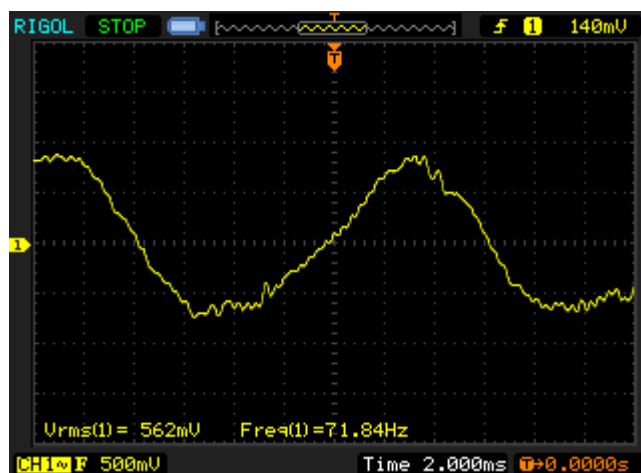


Figura 60 - Corrente de saída RMS para entrada analógica =5,0V

Para a medição da velocidade do eixo de saída do motor foi utilizado um medidor de RPM da marca DEUMO com capacidade para medir até 5000 RPM. As medições foram feitas para diferentes níveis de entrada analógica e os resultados descritos na tabela mostrada anteriormente. A figura 61 mostra equipamento utilizado e a figura 62 mostra como foi aplicado para efetuar as medidas.



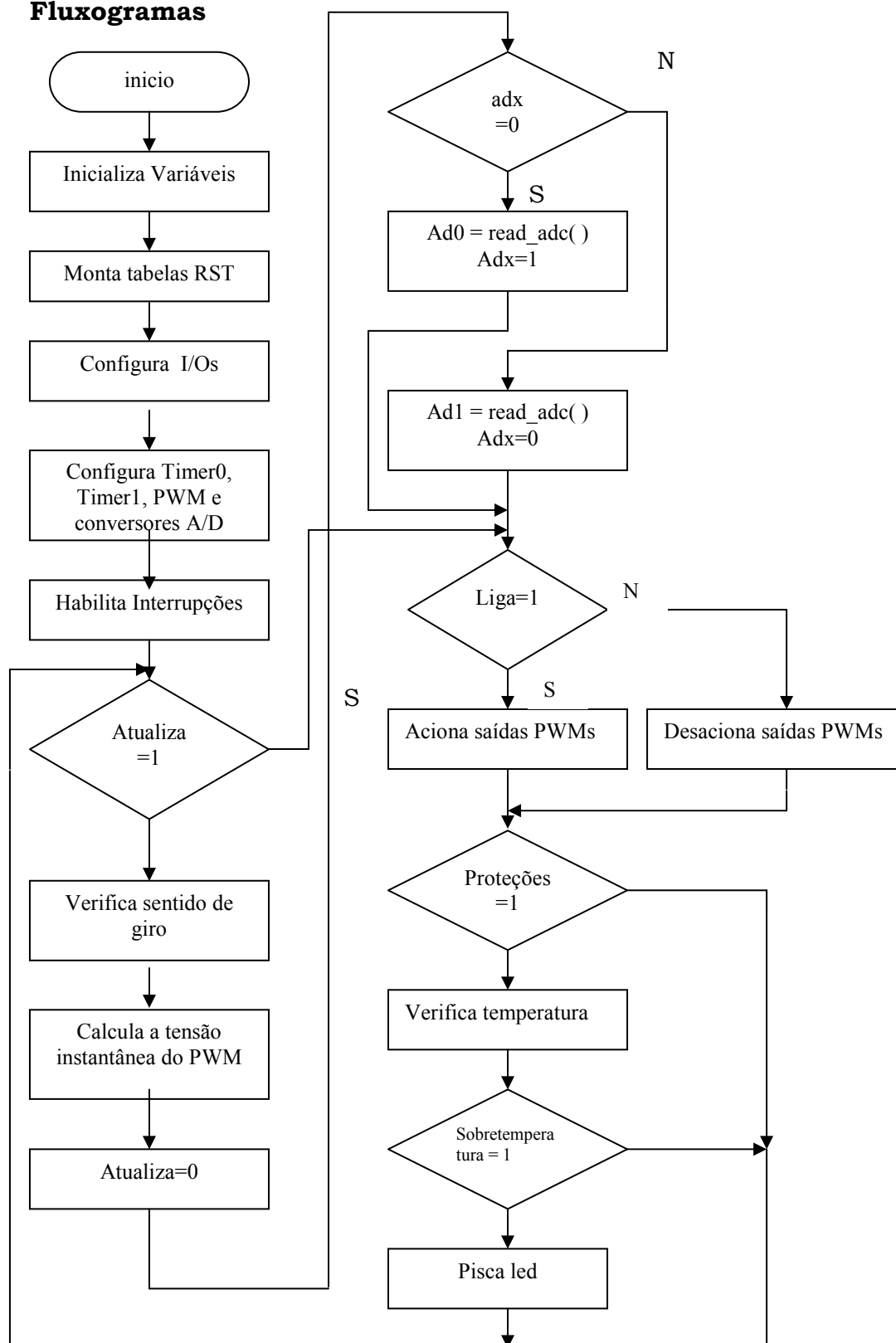
Figura 61 - Medidor de RPM Deumo

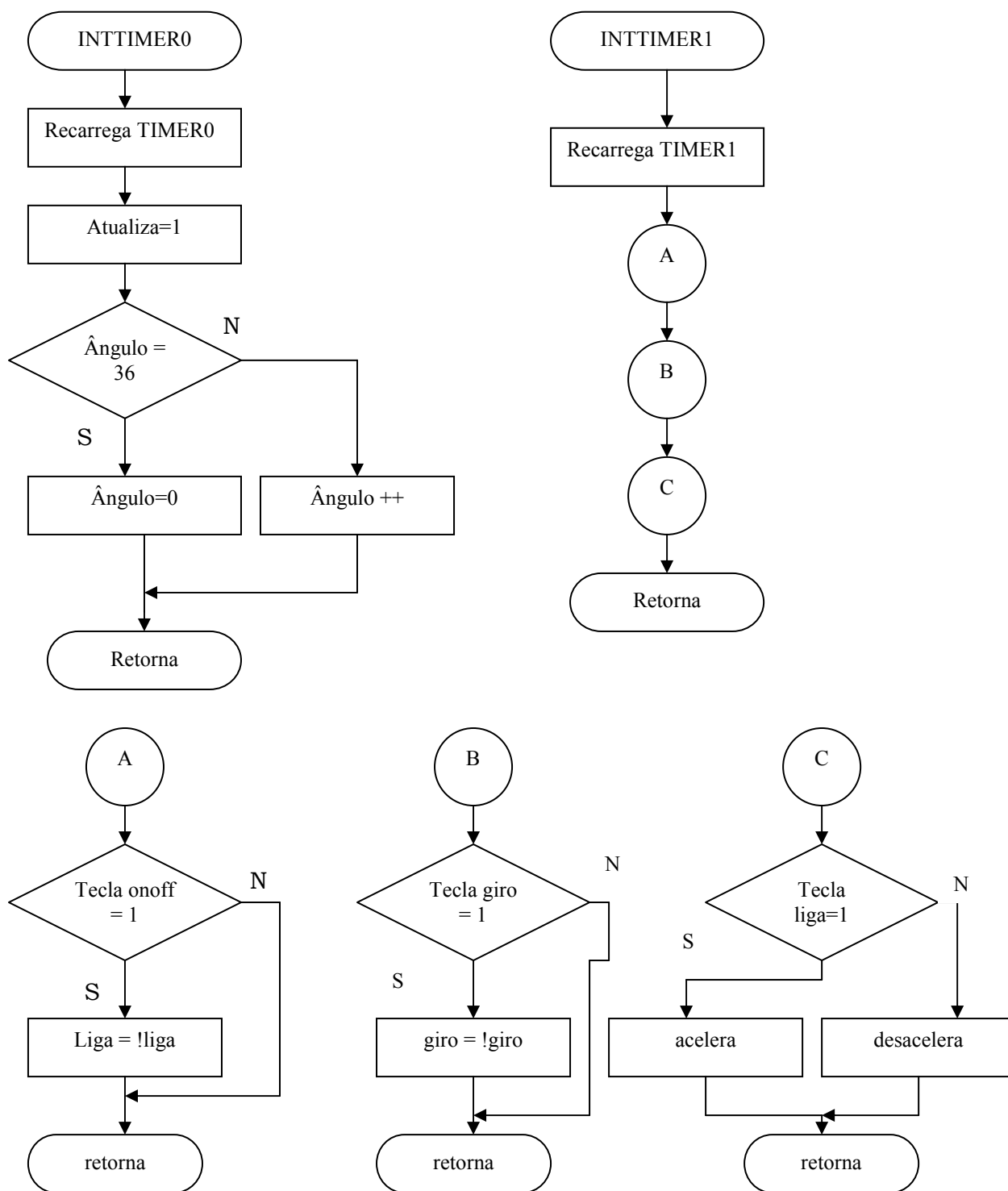


Figura 62 - Método de medição

3.7. Descrição dos Sistemas Informáticos e Computacionais

Fluxogramas







Descrição dos Testes Realizados no Software

O software foi simulado no programa MPLAB versão 7.6, antes de ser gravado no microcontrolador. Nas rotinas verificou-se o tempo de recarga dos timers 0 e 1 e da interrupção PWM. Foi necessários verificar os registradores do controle do PWM e seus tempos de atualização.

Os testes foram realizados para diferentes frequências e foi gravado no microcontrolador após vários ensaios, devido a existir a possibilidade de danificar o módulo IGBT se a seqüência de disparos estivesse com algum erro.

Após a gravação, houve a necessidade de fazer alguns ajustes, mas sempre simulando no MPLAP cada alteração efetuada.



4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

4.1. Problemas Encontrados

Na primeira montagem o sistema apresentava um ruído de chaveamento que impossibilitava habilitar as funções de proteção, o problema estava no módulo de potência, a solução encontrada foi substituir o módulo IRAMS10UP60A.

Após contato com o representante no Brasil (Empresa Bevia), este aconselhou utilizar o modelo IRAMS10UP60B. Este foi montado e testado, não apresentando o problema.

4.2. Avaliação dos Objetivos Propostos

Os objetivos propostos foram atingidos com êxito no tempo previsto, ou seja, 100% concluído.

4.3. Conclusões

Este trabalho teve como objetivo desenvolver um inversor de frequência com saída trifásica para acionar motores de até 0,5Cv –220V. Foi implementada rampa de aceleração e desaceleração para diminuir o pico da corrente de partida do motor e evitar a fadiga dos materiais elétricos e mecânicos.

O sistema desenvolvido possui proteção térmica, proteção contra curto-circuito eletrônica e por fusível para proteger o módulo IGBT.



Pode-se comprovar a eficácia do sistema a partir das medições feitas, o sistema de controle com o microcontrolador PIC18F1330 atendeu plenamente o controle de tensão por frequência.

O conjunto microcontrolador PIC e o módulo IRAMS10UP60B pode ser acoplado diretamente um ao outro, necessitando um número reduzido de componentes para desenvolver os sistemas de proteções. Isto viabilizou a construção de um sistema de baixo custo, podendo ser futuramente implementado em forma de produto para atender pequenos fabricantes de equipamentos.

4.4. Sugestões para Trabalhos Futuros

Elaborar um inversor de frequência vetorial utilizando a mesma plataforma desenvolvida, alterando somente o microcontrolador, para uma arquitetura com maior capacidade de processamento, devido o controle vetorial necessitar de um controle com respostas matemáticas rápidas.



5. REFERÊNCIAS

RASHID, MUHAMMAD H. – **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações** - 1º edição – Editora Makron Books – SP – Ano 1999.

ASHFAQ, AHMED – **Eletrônica de Potência** - 1º edição – Editora Prentice Hall Brasil – SP – Ano 2000.

PEREIRA, FÁBIO – **Microcontroladores PIC: Programação em C** - 1º edição – Editora Érica – SP – Ano 2003.

MASCHERONI, JOSÉ M. – **Guia de Aplicação de Inversores de Frequência** - 1º edição – SC - Editora WEG – Ano 2004.

WOOD, P. – **IPM Application Overview – AN1044** – www.microchip.com - 15/05/2007

MICROCHIP – PIC18F1330 Datasheet

INTERNATIONAL RECTIFIER – IRAMS10UP60B Datasheet



OBRAS CONSULTADAS

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, JR.; UMANS, STEPHEN – **Máquinas Elétricas** – 6ª edição – Editora Bookman – RS – Ano 2006.

SEDRA, ADEL S.; SMITH KENNETH, C. – **Microeletrônica** - 4ª edição – Editora Pearson Makron Books – SP – Ano 2005.

BOCCHETTI, PAULO; MENDEL, CARLOS ALBERTO – **Corrente Alternada** – 1ª edição – Editora Exped – RJ – Ano 1979.

MARTINO, G. – **Eletricidade Industrial** - 1ª edição – Editora Hemus – SP – Ano 1982.



GLOSSÁRIO

Analógico: Diz respeito à grandeza que varia continuamente e cujo valor não está dividido em unidades discretas.

Bit: Uma contração do dígito binário. Cada posição em um número binário é um bit.

Clock: Uma forma de onda retangular e contínua usada para temporização.

Digital: Diz respeito ao dado que não é naturalmente contínuo. Ele muda em degraus separados. O dado é representado por zeros ou uns.

Frequência: O número de ciclos completos de uma forma de onda em 1 segundo. Ela é medida em Hertz.

Dead-Time: Tempo morto

PWM : Modulação por largura de pulso

RMS: Root Mean Square – Raiz quadrada média – valor eficaz



APÊNDICE A – ROTINA DO SOFTWARE PIC

```
#include<3khz.h>
#include<registradores.h>

#define porta 0x0F80
#define bit S0 = porta.0
#define bit S1 = porta.1
#define bit ligadesliga = porta.2
#define bit reverte = porta.3
#define bit S4 = porta.4
#define bit S5 = porta.5
#define bit S6 = porta.6
#define bit S7 = porta.7

#define portb 0x0F81
#define bit S8 = portb.0
#define bit S9 = portb.1
#define bit led2 = portb.2
#define bit led = portb.3
#define bit S13 = portb.5
#define bit S14 = portb.6
#define bit S15 = portb.7

byte const senoideR [36] ={0x80, 0x96, 0xAB, 0xBF, 0xD1, 0xE1, 0xEE, 0xF7,
0xFD, 0xFF, 0xFD, 0xF7, 0xEE, 0xE1, 0xD1, 0xBF, 0xAB, 0x96, 0x80, 0x69, 0x54, 0x40,
0x2E, 0x1E, 0x11, 0x08, 0x02, 0x00, 0x02, 0x08, 0x11, 0x1E, 0x2E, 0x40, 0x54, 0x69};
byte const senoideS [36] ={0xEE, 0xE1, 0xD1, 0xBF, 0xAB, 0x96, 0x80, 0x69,
0x54, 0x40, 0x2E, 0x1E, 0x11, 0x08, 0x02, 0x00, 0x02, 0x08, 0x11, 0x1E, 0x2E, 0x40,
0x54, 0x69, 0x80, 0x96, 0xAB, 0xBF, 0xD1, 0xE1, 0xEE, 0xF7, 0xFD, 0xFF, 0xFD, 0xF7};
byte const senoideT [36] ={0x11, 0x08, 0x02, 0x00,0x02, 0x08, 0x11, 0x1E,
0x2E, 0x40, 0x54, 0x69, 0x80, 0x96, 0xAB, 0xBF, 0xD1, 0xE1, 0xEE, 0xF7, 0xFD, 0xFF,
0xFD, 0xF7, 0xEE, 0xE1, 0xD1, 0xBF, 0xAB, 0x96, 0x80, 0x69, 0x54, 0x40, 0x2E, 0x1E};

byte fase0;
byte fase1;
byte fase2;
byte angulo=0;

int1 atualiza=0;
int1 liga;
int1 protecoes;
int1 sobrecorrente=0;
int1 sobretemperatura=0;
int8 tempo1=0;
int8 tempo2=0;
```



```
int8 tempo3=0;
int8 tempo4=0;
int8 tempo5=0;
int8 adx=0;
int8 ad0;
int8 ad1;
int8 ad2;
int8 rampa;
int8 sentidohorario;
int16 frequenciadotimer=0;
int16 tensaonomotor=0;
int16 tensaonomotor0=0;
int16 tensaonomotor1=0;
int16 tensaonomotor2=0;
int16 frequenciadomotor=0;
int16 referencia;
int16 frequencia;
int8 freqanterior;

#include<leitura.h>

#int_RTCC
void RTCC_isr( )
{
    set_timer0(frequenciadotimer);
    atualiza=true;
    if(++angulo==36)
    {
        angulo=0;
    }
}

#int_TIMER1
void TIMER1_isr()
{
    set_timer1(49910); //3042 para 10 Hz
    ONOFF( );
    giro( );
    rampa( );
    protecoes=1;
}

#include<motor.h>

#int_PWMTB
void PWMTB_isr( )
{
}

void main( )
{
    frequenciadotimer=64812; //Timer programado para estourar na 434Hz/número de
    pontos da tabela= 12Hz
    referencia=42; //Frequencia inicial 12Hz
    sentidohorario = read_eeprom(1);
    liga=0;
```



```
//Configuração dos pinos de I/O

SET_TRIS_A(0b00011111);
SET_TRIS_B(0b00000000);

//Configuração do PWM

PTCON0      = 0b00000000; //postscale 1:1 , PWM time base Fosc/4 , Free-Running
PTCON1      = 0b10000000; //PWM time base is on, PWM time base counts up
PWMCON1     = 0b00000001;
DTCON       = 0b00000110; //Dead Time = Dead -Time Value/(Fosc/Prescaler) =
1us (carrega-se com 6d=0110b)
PTPERL      = 0x89;          //configura PWM = 2987Hz = 1673d = 0x0689
PTPERH      = 0x06;          //
CONFIG3H    = 0b00000001;
FLTCONFIG   = 0b00000001;
OVDCONS     = 0b11111111;

//Configura Timer0
setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_16);
set_timer0(frequenciadotimer);
#priority timer0,timer1

//Configura Timer1
setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_8);
set_timer1(49910); //3042 para 10 Hz

//configura Conversor A/D
SETUP_ADC_PORTS(AN0_AN1_AN2);
setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL|ADC_TAD_MUL_4);
set_adc_channel(0);

//Habilita as interrupções
//enable_interrupts(INT_RTCC);
enable_interrupts(INT_TIMER1);
enable_interrupts(INT_PWMTB);
enable_interrupts(GLOBAL);

While (true)
{
if(atualiza)
{
    sentidodegiro( );
    tensaoinstantanea( );
    atualiza=false;

    switch(adx)
    {
        case 0 :
            ad0=read_adc( );
            adx=1;
            set_adc_channel(1);
            break;

        case 1 :
```



```
        ad1=read_adc( );
        adx=2;
        set_adc_channel(2);
        break;

        default:
        adx=0;
        }

        calculodotimer0( );

    }

if(liga)
{
    PWMCON0 = 0b01000000; //All PWM I/O pins enabled for PWM output
    OVDCOND = 0b11111111;
    enable_interrupts(INT_RTCC);
}else
{
    if( frequencia==42 | sobrecorrente==1 | sobretemperatura==1)
    {
        OVDCOND = 0b00000000;
        PWMCON0 = 0b01000111;
        disable_interrupts(INT_RTCC);
        frequencia=42;
    }
}

if(protecoes)
{
    protecoes=0;
    temperatura( );
    if(sobretemperatura)
    {
        if(++tempo5==2)
        {
            tempo5=0;
            led=!led
        }
    }
}

}
```

leitura.h

```
void ONOFF(void)
{
    if (ligadesliga==0 | tempo1>=8)
    {
        tempo1 ++;
        if (tempo1>=8) tempo1=8;
    }
}
```




```
    if (ligadesliga==1)
    {
        tempo1=0;
        liga=!liga;
        sobretemperatura=0;
        FLTCONFIG=0b00000001;
        if(liga)
        {
            led=false;
        }else
        {
            led=true;
        }
    }else
    {
        tempo1=0;
    }
}

void giro(void)
{
    if(liga==0 && frequencia==42)
    {
        if (reverte==0 | tempo2>=8)
        {
            tempo2 ++;
            if (tempo2>=8) tempo2=8;
            if (reverte==1)
            {
                tempo2=0;
                sentidohorario=!sentidohorario;
                led2=sentidohorario;
                write_eeprom(1,sentidohorario);
            }
            else
            {
                tempo2=0;
            }
        }
    }
}

void rampa(void)
{
    freqanterior = frequencia;
    if(ad0<42 | liga==0) ad0=42;
    if (ad0>freqanterior) frequencia ++;
    if (ad0<freqanterior) frequencia--;
    referencia=frequencia;
    frequenciadomotor=frequencia;
    if(referencia>210) referencia=210;
}

void temperatura(void)
{
    if(ad1<128) //temperatura>90Graus = 35
    {
        if(++tempo3>100) //por tempo > 2,5 segundos
        {
            FLTCONFIG=0b00000101;
        }
    }
}
```



```
        frequencia=42;
        liga=0;
        sobretemperatura=1;
        tempo3=0;
    }
}
```

motor.h

```
void sentidodegiro(void)
{
    if(sentidohorario)
    {
        fase0      =    senoideR[angulo];
        fase1      =    senoideS[angulo];
        fase2      =    senoideT[angulo];
    }else
    {
        fase0      =    senoideR[angulo];
        fase1      =    senoideT[angulo];
        fase2      =    senoideS[angulo];
    }
}

void tensaoinstantanea(void)
{
    //frequencia minima =    12Hz    =    42d
    //frequencia maxima=    72Hz    =    252d

    pwmcon1=0b00000010;    //Desabilita atualização dos PWM's
    pdc0h=make8 (tensaonomotor0,1);
    pdc0l=make8 (tensaonomotor0,0);
    pdc1h=make8 (tensaonomotor1,1);
    pdc1l=make8 (tensaonomotor1,0);
    pdc2h=make8 (tensaonomotor2,1);
    pdc2l=make8 (tensaonomotor2,0);
    pwmcon1=0b00000000;    //Habilita atualização dos PWM's

    tensaonomotor=referencia+20;    //(reforco de torque)
    tensaonomotor0=fase0*tensaonomotor;
    shift_right(&tensaonomotor0,2,0);
    shift_right(&tensaonomotor0,2,0);
    shift_right(&tensaonomotor0,2,0);

    tensaonomotor1=fase1*tensaonomotor;
    shift_right(&tensaonomotor1,2,0);
    shift_right(&tensaonomotor1,2,0);
    shift_right(&tensaonomotor1,2,0);

    tensaonomotor2=fase2*tensaonomotor;
    shift_right(&tensaonomotor2,2,0);
    shift_right(&tensaonomotor2,2,0);
    shift_right(&tensaonomotor2,2,0);

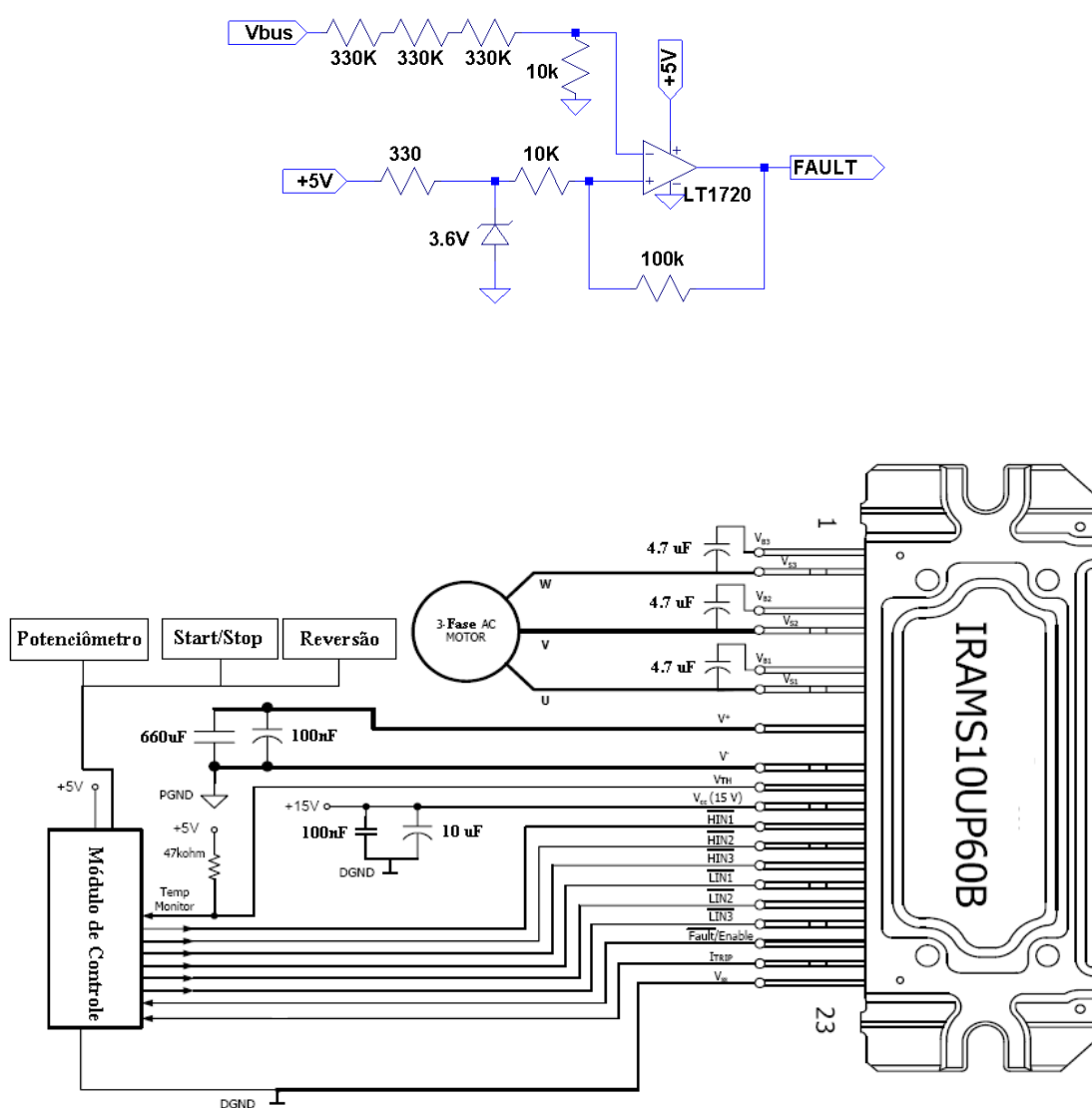
    if(tensaonomotor0<60)
```

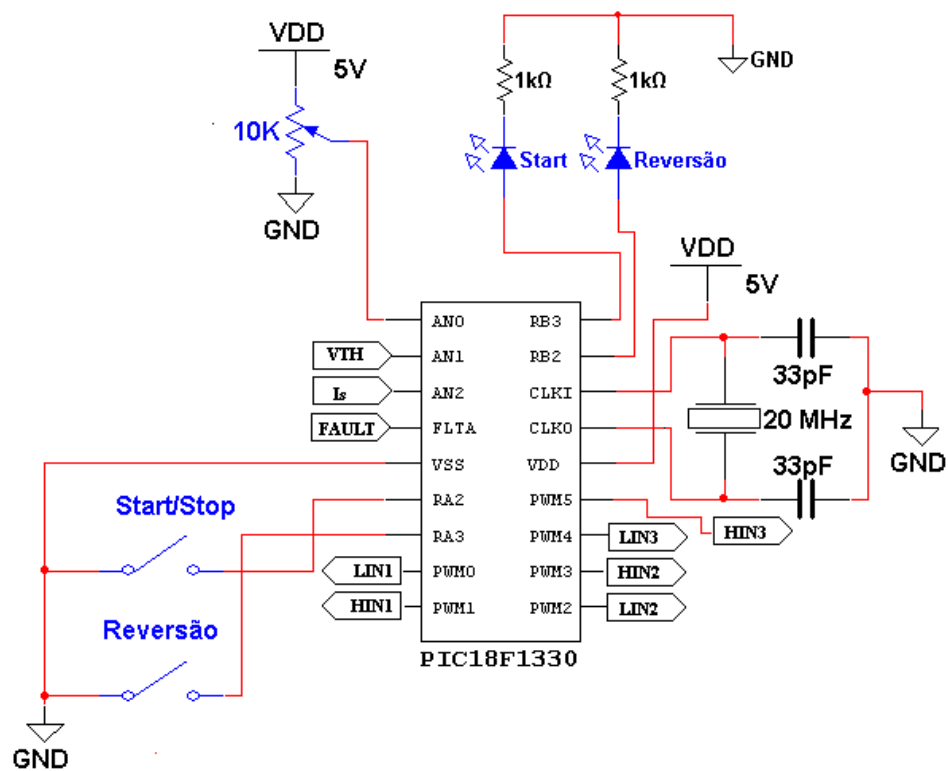


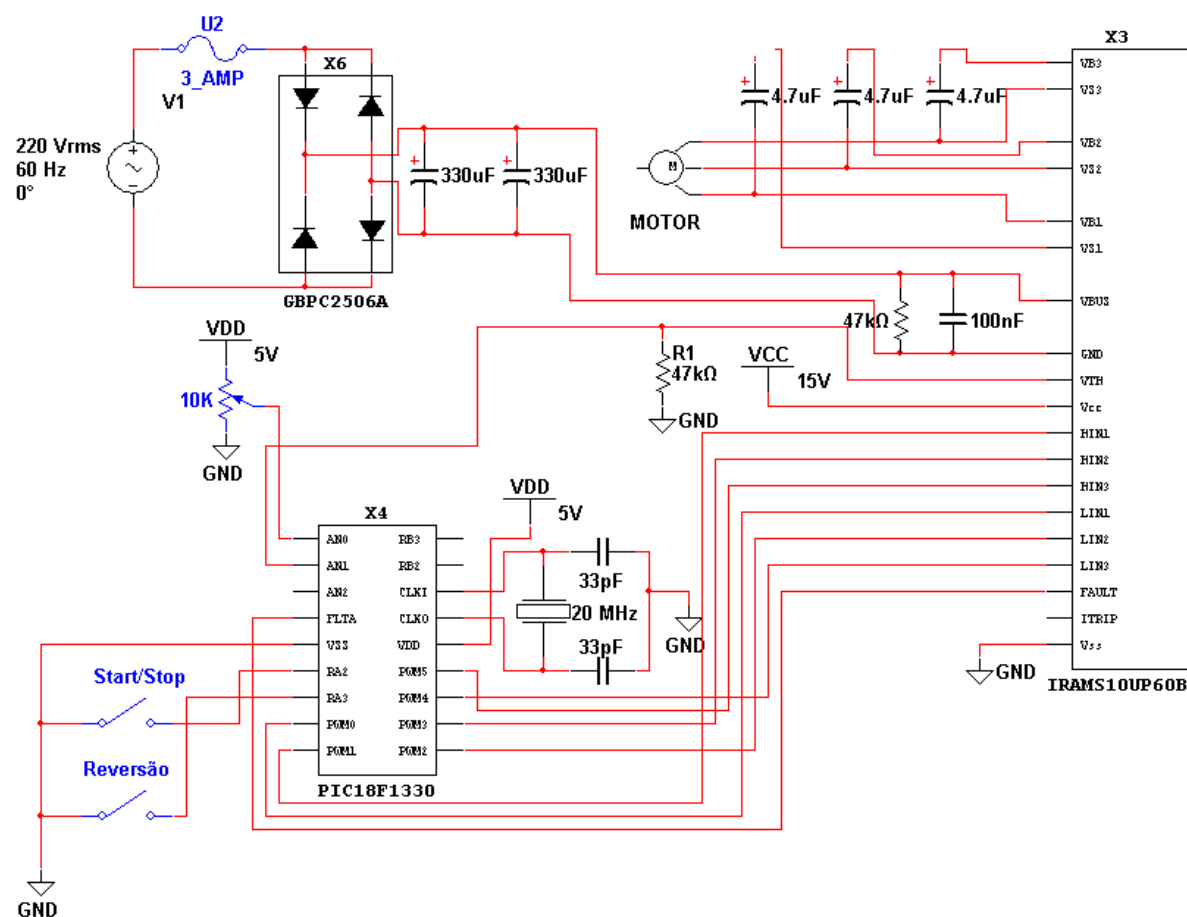
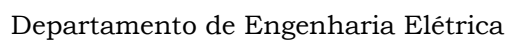
```
{  
  tensaonomotor0=60;  
}  
  
if(tensaonomotor1<60)  
{  
  tensaonomotor1=60;  
}  
  
if(tensaonomotor2<60)  
{  
  tensaonomotor2=60;  
}
```

```
void calculodotimer0 (void)  
{  
  //timer0=65535 - (5000000/(numero de pontos da tabela x prescaler ("16") x frequencia)  
  //para 12Hz => timer0 = 64812  
  frequenciadotimer=65535-(30382/frequenciadomotor); //42<referencia<210  
}
```

APÊNDICE B – ESQUEMA ELETRÔNICO









ANEXO B – MANUAL IRAMS10UP60B

PD-95830 RevF

International
IR Rectifier

IRAMS10UP60B
iMOTION™ Series

10A, 600V

with Internal Shunt Resistor

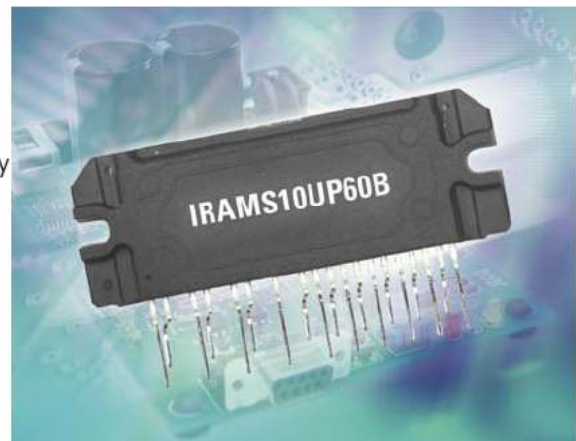
Integrated Power Hybrid IC for
Appliance Motor Drive Applications.

Description

International Rectifier's IRAMS10UP60B is an Integrated Power Module developed and optimized for electronic motor control in appliance applications such as washing machines and refrigerators. Plug N Drive technology offers an extremely compact, high performance AC motor-driver in a single isolated package for a very simple design. An internal shunt is also included and offers easy current feedback and overcurrent monitor for precise and safe operation. A built-in temperature monitor and over-current protection, along with the short-circuit rated IGBTs and integrated under-voltage lockout function, deliver high level of protection and fail-safe operation. The integration of the bootstrap diodes for the high-side driver section, and the single polarity power supply required to drive the internal circuitry, simplify the utilization of the module and deliver further cost reduction advantages.

Features

- Internal Shunt Resistor
- Integrated Gate Drivers and Bootstrap Diodes
- Temperature Monitor
- Fully Isolated Package
- Low $V_{CE(on)}$ Non Punch Through IGBT Technology
- Undervoltage lockout for all channels
- Matched propagation delay for all channels
- Schmitt-triggered input logic
- Cross-conduction prevention logic
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Motor Power range 0.4~0.75kW / 85~253 Vac
- Isolation 2000V_{RMS}/1min and CTI > 600V
- UL certification pending (UL number: E78996)



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Description	Value	Units
V_{CES} / V_{RRM}	IGBT/Diode Blocking Voltage	600	V
V^+	Positive Bus Input Voltage	450	
$I_O @ T_C=25^\circ C$	RMS Phase Current (Note 1)	10	A
$I_O @ T_C=100^\circ C$	RMS Phase Current (Note 1)	5	
I_O	Pulsed RMS Phase Current (Note 2)	15	
F_{PWM}	PWM Carrier Frequency	20	kHz
P_D	Power dissipation per IGBT @ $T_C = 25^\circ C$	27	W
V_{ISO}	Isolation Voltage (1min)	2000	V _{RMS}
T_J (IGBT & Diodes)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	$^\circ C$
T_J (Driver IC)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	
T	Mounting torque Range (M3 screw)	0.5 to 1.0	Nm

Note 1: Sinusoidal Modulation at $V^+=400V$, $T_J=150^\circ C$, $F_{PWM}=20kHz$, Modulation Depth=0.8, PF=0.6, See Figure 3.

Note 2: $t_p < 100ms$; $T_C=25^\circ C$; $F_{PWM}=20kHz$. Limited by $I_{BUS-ITRIP}$, see Table "Inverter Section Electrical Characteristics"

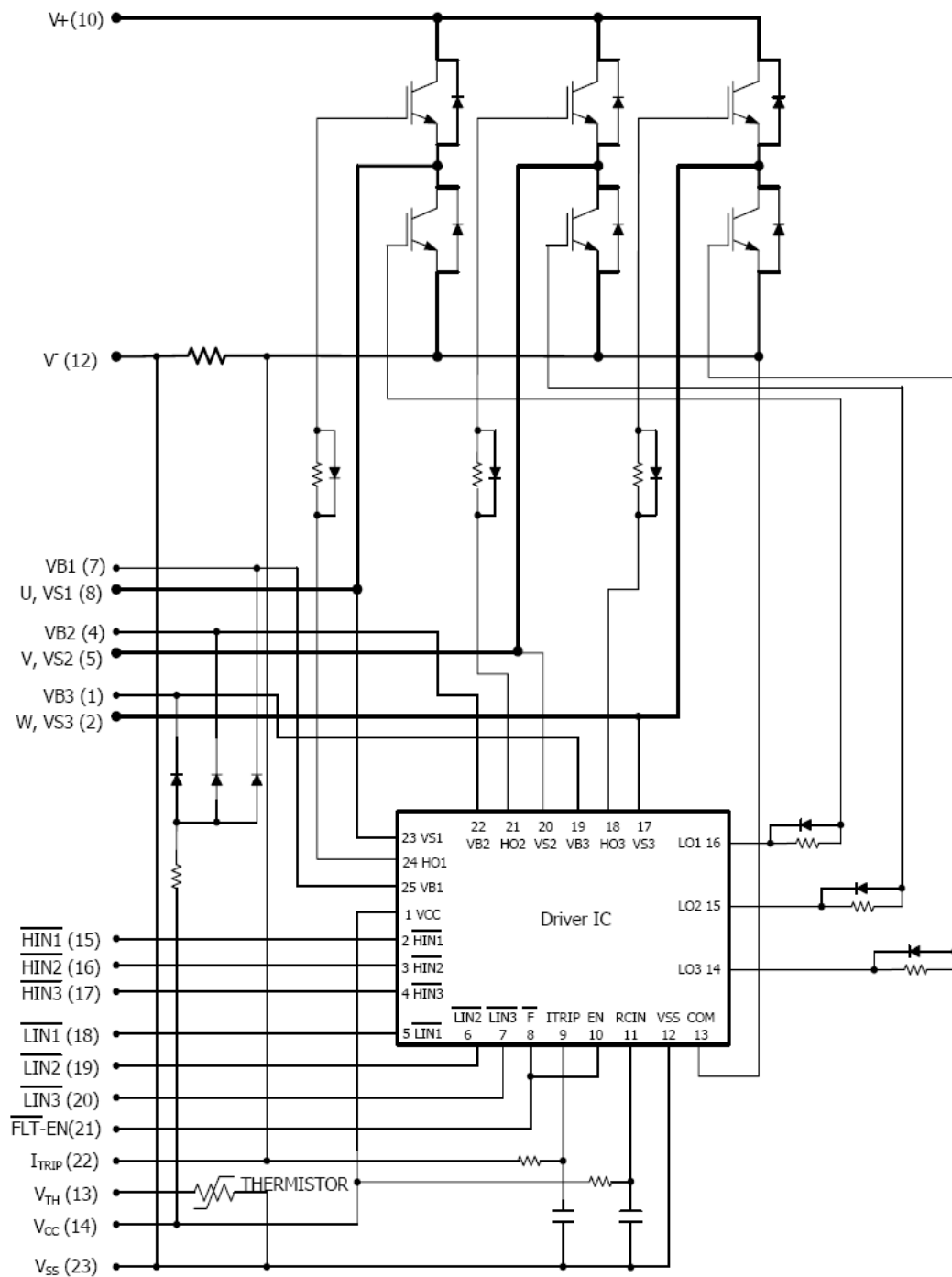
www.irf.com

Rev.021805 1

IRAMS10UP60B

International
IR Rectifier

Internal Electrical Schematic - IRAMS10UP60B





ANEXO C – MANUAL PIC18F1330



PIC18F1230/1330

18/20/28-Pin Enhanced Flash Microcontrollers with nanoWatt Technology, High-Performance PWM and A/D

14-Bit Power Control PWM Module:

- Up to 6 PWM Channel Outputs
 - Complementary or independent outputs
- Edge or Center-Aligned Operation
- Flexible Dead-Band Generator
- Hardware Fault Protection Input
- Simultaneous Update of Duty Cycle and Period:
 - Flexible Special Event Trigger output

Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes, up to 40 MHz
- 4x Phase Lock Loop (PLL) – Available for Crystal and Internal Oscillators
- Two External RC modes, up to 4 MHz
- Two External Clock modes, up to 40 MHz
- Internal Oscillator Block:
 - 8 user-selectable frequencies from 31 kHz to 8 MHz
 - Provides a complete range of clock speeds from 31 kHz to 32 MHz when used with PLL
 - User-tunable to compensate for frequency drift
- Secondary Oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Fail-Safe Clock Monitor:
 - Allows for safe shutdown if peripheral clock stops

Power-Managed Modes:

- Run: CPU on, peripherals on
- Idle: CPU off, peripherals on
- Sleep: CPU off, peripherals off
- Idle mode currents down to 5.8 μ A, typical
- Sleep mode current down to 0.1 μ A, typical
- Timer1 Oscillator: 1.8 μ A, typical; 32 kHz; 2V
- Watchdog Timer (WDT): 2.1 μ A, typical
- Two-Speed Oscillator Start-up

Peripheral Highlights:

- High-Current Sink/Source 25 mA/25 mA
- Up to 4 Programmable External Interrupts
- Four Input Change Interrupts
- Enhanced Addressable USART module:
 - Supports RS-485, RS-232 and LIN 1.2
 - RS-232 operation using internal oscillator block (no external crystal required)
 - Auto-wake-up on Start bit
 - Auto-Baud Detect
- 10-Bit, up to 4-Channel Analog-to-Digital Converter module (A/D):
 - Auto-acquisition capability
 - Conversion available during Sleep
- Up to 3 Analog Comparators
- Programmable Reference Voltage for Comparators
- Programmable, 15-Level Low-Voltage Detection (LVD) module:
 - Supports interrupt on Low-Voltage Detection

Special Microcontroller Features:

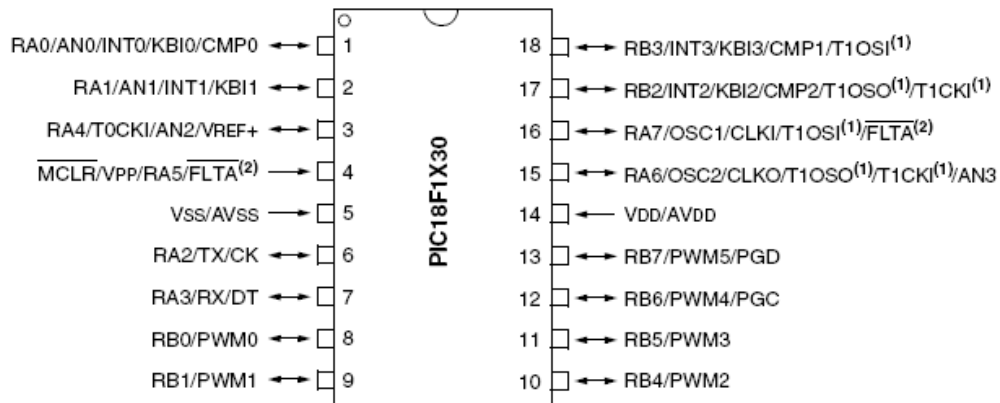
- C Compiler Optimized Architecture with Optional Extended Instruction Set
- Flash Memory Retention: > 40 years
- Self-Programmable under Software Control
- Priority Levels for Interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
 - Programmable period from 4 ms to 131s
- Programmable Code Protection
- Single-Supply In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via Two Pins
- In-Circuit Debug (ICD) via Two Pins
- Wide Operating Voltage Range (2.0V to 5.5V)

Device	Program Memory		Data Memory		I/O	10-Bit ADC Channel	EUSART	Analog Comparator	14-Bit PWM (ch)	Timers 16-Bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)						
PIC18F1230	4096	2048	256	128	16	4	Yes	3	6	2
PIC18F1330	8192	4096	256	128	16	4	Yes	3	6	2

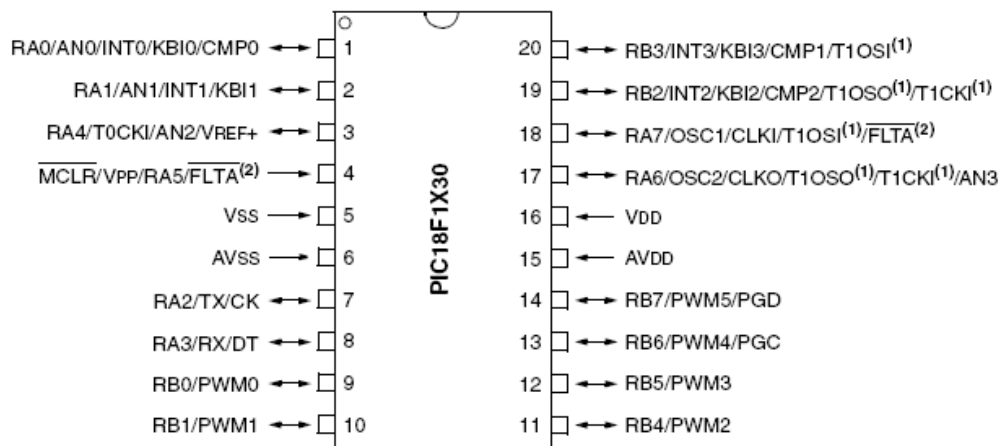
PIC18F1230/1330

Pin Diagrams

18-Pin PDIP, SOIC



20-Pin SSOP



- Note** 1: Placement of T1OSI and T1OSO/T1CKI depends on the value of Configuration bit, T1OSCMX, of CONFIG3H.
- 2: Placement of FLTA depends on the value of Configuration bit, FLTAMX, of CONFIG3H.