



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



GUSTAVO SIMONETTI IMPERATORI

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO COM
SISTEMA DE PROTEÇÃO PARA O MOTOR DE INDUÇÃO**

Canoas, Dezembro de 2012



GUSTAVO SIMONETTI IMPERATORI

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO COM
SISTEMA DE PROTEÇÃO PARA O MOTOR DE INDUÇÃO**

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:

Dra. Eng. Eletr. Marília Amaral da Silveira – CREA-RS: RS.050909-D

Canoas

2012



FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome do Autor: Gustavo Simonetti Imperatori

Matrícula: 042004298-9

Título: Implementação de um Inversor Trifásico com Sistema de Proteção para o Motor de Indução

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:

Dra. Eng. Eletr. Marília Amaral da Silveira

CREA-RS: 050909-D

Professor Co-Orientador:

MSc. Eng. Eletr. Dalton Vidor

CREA-RS: 079005-D

Banca Avaliadora:

Dr. Eng. Eletr. Nolvi Francisco Baggio Filho

CREA-RS: 00139435-D

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

MSc. Eng. Eletr. André Luis Bianchi

CREA-RS: 089197-D

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

Assinaturas:

Autor
Gustavo Simonetti Imperatori

Orientador
Marília Amaral da Silveira

Avaliador
Nolvi Francisco Baggio Filho

Avaliador
André Luis Bianchi

Relatório Aprovado em:



DEDICATÓRIA

Dedico aos meus pais Antônio e Matilde, por serem responsáveis e incentivadores pela minha formação pessoal e profissional.



AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela minha existência.

A minha família pelo incentivo e apoio nas horas difíceis, e pela compreensão nos momentos em que estive ausente por me dedicar aos estudos.

A minha noiva pela paciência, apoio incondicional e estímulo proporcionado neste longo caminho.

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

A Professora Marília pelo estímulo, dedicação e esforço pessoal proporcionado.

Aos colegas Francisco Janke e Laércio Furini pelas sugestões e observações valiosas.

Ao Professor Dalton pelas valiosas contribuições.



EPÍGRAFE

Deus nos fez perfeitos e não escolhe os capacitados, capacita os escolhidos.
Fazer ou não fazer algo, só depende de nossa vontade e perseverança.

Albert Einstein



RESUMO

Autor: Imperatori, Gustavo Simonetti. **Implementação de um Inversor Trifásico com Sistema de Proteção para o Motor de Indução.** 120 f. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica - Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Luterana do Brasil. Canoas, RS. 2012.

Este trabalho trata do desenvolvimento e implementação prática de um inversor de frequência trifásico com sistema de proteção para um motor de indução trifásico. Por se tratar de um inversor de frequência, o controle de velocidade é realizado de forma suave com uma aceleração e desaceleração de 9,54 Hz/s. Dentre várias técnicas de controle de velocidade, utilizou-se neste projeto o controle escalar, no qual a tensão e a frequência variam proporcionalmente entre si até os seus valores nominais (220V – 60Hz), com defasamento de 120° entre as fases do motor. Além da implementação do inversor de frequência, foi desenvolvido um sistema de proteção contra sobrecorrente e alta temperatura do motor, a fim de proteger o sistema de isolamento contra correntes acima do permitido – 1,25 vezes a corrente nominal – e contra altas temperaturas, visto que conforme estabelecido no manual WEG, o limite de temperatura do motor Classe B é de 130°C. Como parte do desenvolvimento do trabalho, foram realizados os ensaios a vazio e com o rotor bloqueado para se obter os parâmetros do modelo do motor a ser controlado. Estes parâmetros foram necessários para dimensionar o circuito de potência, bem como avaliar o seu rendimento e a potência gerada. No projeto foi utilizado o micro controlador PIC18F2431/Microchip, para o acionamento e variação da velocidade do motor, e o controle PWM para o circuito de potência. Também, foi desenvolvido um *software* em linguagem de programação C para a operação do micro controlador, e uma interface computacional no *software Borland C++ Builder*, para o controle e supervisão remota do motor. O inversor de frequência mostrou-se bastante eficiente com a utilização do micro controlador PIC18F2431 e do *driver* IGBT FSBB15CH60C, atendendo plenamente o controle tipo escalar desenvolvido.



As proteções do motor atuaram corretamente, visto que quando o motor atinge o valor de temperatura ou de corrente selecionado no supervisor, o motor recebe do PIC o comando de parada, sendo necessário que o operador reconheça a falha na placa de controle antes de ligá-lo novamente. Observou-se que as harmônicas encontradas nos sinais de tensão e de corrente estão dentro dos valores esperados devido ao *software* ter sido desenvolvido para a frequência de chaveamento de 9,8kHz e não ter sido instalado qualquer tipo de filtro EMI e RF.

Palavras chave: Motor de Indução Trifásico. Controle de Velocidade Suave. Interface Computacional. Inversor de Frequência. Filtro RF e EMI.



ABSTRACT

Author: Imperatori, Gustavo Simonetti. **Implementation of a Three-Phase Inverter with a Protection System to Induction Motor.** 120 f. Electrical Engineering Graduation Monograph – Electrical Engineering Department. Universidade Luterana do Brasil, Canoas, RS, 2012.

The work addresses the development and practical implementation of a three-phase frequency inverter with a protection system to a three-phase induction motor. Since this is a frequency inverter, the velocity control is performed smoothly, with acceleration and deceleration of 9,54 Hz/s. Among several techniques of velocity control, this project used the scalar control, in which the voltage and frequency vary proportionally between them until their nominal values (220V – 60Hz), with a 120 degrees separation between the motor phases. Along with the implementation of a frequency inverter, were developed a protective system to overcurrent and high temperatures of the motor, in order to protect the isolation system against currents above the permitted – 1,25 times the nominal current – and against high temperatures, because, in accordance WEG Manual, the limit of temperature to a Class B motor is 130 Celsius degrees. As a part of the work development, were performed the no-load and locked rotor essays to obtain the parameters of motor model to be controlled. These parameters are needed to measure the power circuit, as well as to assess the performance and power generated. This project used a microcontroller PIC 18F2431/Microchip to switch on and to the variation of motor velocity, and the PWM control to the power circuit. Also, was developed software in C programming language to operate the microcontroller and a computer interface in the software Borland C++ Builder to remote control and supervision of the motor. The frequency inverter was very efficient with the use of a micro controller PIC18F2431 and driver IGBT FSBB15CH60C, fully complying with the scalar control developed. The motor's protection acted properly since when the motor reaches the temperature or current



selected on the supervisory the motor receives a stop command from PIC, requiring the operator to recognize the fail in the control board before to turn on again. The harmonics found in tension and current signals are within the range expected because the software was developed to a switching frequency of 9,8kHz, end not have installed any type of RF and EMI filter.

Key Words: Three-Phase Induction Motor. Smooth Velocity Control. Computer Interface. Frequency Inverter. RF end EMI Filter.



LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Motor de Indução Trifásico.....	24
Figura 2 – Correntes trifásicas alternadas equilibradas.....	26
Figura 3 – Representação do campo magnético girante em três instantes diferentes de tempo: (a) tempo t_1 da figura 1; (b) tempo t_3 ; (c) tempo t_5	26
Figura 4 – Circuito equivalente de um MIT.....	30
Figura 5 – Variação da potência de entrada em vazio com a tensão aplicada; ab é a curva obtida através de dados experimentais.....	30
Figura 6 – Controle de velocidade por meio da tensão de linha.....	37
Figura 7 – Curvas características torque com controle de frequência.....	38
Figura 8 – Curvas características torque-velocidade para o controle tensão/frequência	39
Figura 9 – Acionamentos de máquina de indução com fonte de tensão.....	40
Figura 10 – Curvas características torque-velocidade para o controle da corrente.....	42
Figura 11 – Acionamento de máquina de indução do tipo fonte de corrente.....	43
Figura 12 – Variáveis controladas em função da frequência.....	44
Figura 13 – Curvas características torque-velocidade para o controle com frequência variável.....	45
Figura 14 – Comparação da onda triangular com o sinal CC.....	46
Figura 15 – Controle da modulação por largura de pulsos senoidal	46
Figura 16 – Diagrama de blocos do sistema.....	49
Figura 17 – Circuito equivalente por fase do motor de indução trifásico.....	50
Figura 18 – Circuito equivalente monofásico com os valores calculados.....	54
Figura 19 – Circuito equivalente monofásico considerando o escorregamento.....	55
Figura 20 – Micro controlador PIC 18F2431.....	56
Figura 21 – Etapas de potência e controle do módulo FSBB15CH60C.....	58
Figura 22 – Pinos de conexão do módulo FSBB15CH60C.....	59
Figura 23 – Circuito básico do inversor de frequência.....	61
Figura 24 – Geração do <i>deadtime</i> e sinais de comando para condução por 120°	62
Figura 25 – Geração da função seno através da variação do PWM no tempo.....	63
Figura 26 – Sinais PWM gerando tensão senoidal.....	63
Figura 27 – Placa de proteção com os sensores de corrente de efeito <i>Hall</i>	64
Figura 28 – Protótipo do inversor de frequência e do sistema de proteção para o motor de indução	66
Figura 29 – Forma de onda AC retificada.....	67
Figura 30 – Circuito e gráfico de <i>Bootstrap</i>	69
Figura 31 – Geração dos pontos de amostragem dos sinais PWM.....	72
Figura 32 – Tela principal do supervisor.....	75
Figura 33 – Tela de <i>STATUS</i>	76
Figura 34 – Tela de <i>CONTROLES</i>	76
Figura 35 – Tela para selecionar a frequência desejada.....	76
Figura 36 – Régua para selecionar a frequência desejada.....	77
Figura 37 – Tela para selecionar a corrente desejada.....	77
Figura 38 – Tela para selecionar a temperatura desejada.....	77
Figura 39 – Fluxograma principal do inversor.....	78
Figura 40 – Fluxograma do modo de operação <i>MANUAL</i>	78
Figura 41 – Fluxograma do modo de operação <i>AUTOMÁTICO</i>	79
Figura 42 – Fluxograma do <i>Timer 0</i>	79
Figura 43 – Fluxograma do <i>Timer 1</i>	80



Figura 44 – Fluxograma do controle da temperatura e das correntes.....	80
Figura 45 – Tacômetro DT-2236, fabricante LUTRON.....	82
Figura 46 – Tensão e Harmônica para a frequência de 10 Hz (motor a vazio).....	82
Figura 47 – Corrente e Harmônica para a frequência de 10 Hz (motor a vazio).....	83
Figura 48 – Tensão e Harmônica para a frequência de 20 Hz (motor a vazio).....	84
Figura 49 – Corrente e Harmônica para a frequência de 20 Hz (motor a vazio).....	84
Figura 50 – Tensão e Harmônica para a frequência de 30 Hz (motor a vazio).....	85
Figura 51 – Corrente e Harmônica para a frequência de 30 Hz (motor a vazio).....	86
Figura 52 – Tensão e Harmônica para a frequência de 40 Hz (motor a vazio).....	87
Figura 53 – Corrente e Harmônica para a frequência de 40 Hz (motor a vazio).....	87
Figura 54 – Tensão e Harmônica para a frequência de 50 Hz (motor a vazio).....	88
Figura 55 – Corrente e Harmônica para a frequência de 50 Hz (motor a vazio).....	89
Figura 56 – Tensão e Harmônica para a frequência de 60 Hz (motor a vazio).....	90
Figura 57 – Corrente e Harmônica para a frequência de 60 Hz (motor a vazio).....	90
Figura 58 – Tensão e Harmônica para a frequência de 70 Hz (motor a vazio).....	91
Figura 59 – Corrente e Harmônica para a frequência de 70 Hz (motor a vazio).....	92
Figura 60 – Tensão e Harmônica para a frequência de 80 Hz (motor a vazio).....	93
Figura 61 – Corrente e Harmônica para a frequência de 80 Hz (motor a vazio).....	93



LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dados de placa do motor	50
Tabela 2 – Valores obtidos do ensaio a vazio	51
Tabela 3 – Valores obtidos do ensaio com o rotor bloqueado	52
Tabela 4 – Pinos do módulo FSBB15CH60C	60
Tabela 5 – Medições de rotação do motor	81
Tabela 6 – Medições para a frequência de 10 Hz (motor a vazio)	83
Tabela 7 – Medições para a frequência de 20 Hz (motor a vazio)	85
Tabela 8 – Medições para a frequência de 30 Hz (motor a vazio)	87
Tabela 9 – Medições para a frequência de 40 Hz (motor a vazio)	89
Tabela 10 – Medições para a frequência de 50 Hz (motor a vazio)	90
Tabela 11 – Medições para a frequência de 60 Hz (motor a vazio)	92
Tabela 12 – Medições para a frequência de 70 Hz (motor a vazio)	93
Tabela 13 – Medições para a frequência de 80 Hz (motor a vazio)	95



LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA: Corrente Alternada.

CC: Corrente Contínua.

CV: Cavalo Vapor.

EMI: Interferência Eletromagnética

GTO: *Gate Turn-Off Thyristor* (Tiristor com Desligamento pelo Gate)

IGBT: *Insulated Gate Bipolar Transistor* – Transistor Bipolar de Porta Isolada.

MCT: MOS – *Controlled Thyristor* (MOS – Tiristor Controlado)

MIT: Motor de Indução Trifásico.

MOSFET: *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (Transistor de Efeito de Campo Metal – Óxido - Semicondutor)

PIC: *Programmable Interference Controller* (Controlador de Interface Programável)

PWM: *Pulse Width Modulation* - Modulação por Largura de Pulsos.

RPM: Rotações por Minuto.

SCR: *Silicon Controlled Rectifier* (Retificador de Silício Controlado)

TBP: *Bipolar Power Transistor* (Transistor Bipolar de Potência)

TC: Transformador de Corrente

V/f: Tensão/frequência.



LISTA DE SÍMBOLOS

β – Fluxo magnético

k_{w1} – Fator de enrolamento do estator

k_{w2} – Fator de enrolamento do rotor

Φ_m – Fluxo máximo por pólo

Φ_{mut} – Fluxo mútuo por polo

$\phi_{a,b,c}$ – Fluxo nas fases *a*, *b* e *c*

ϕ_r – Fluxo no rotor

$\frac{\partial \phi}{\partial t}$ – Variação do fluxo magnético em relação ao tempo

e – Força eletromotriz induzida

E_1 – Valor eficaz da força eletromotriz induzida no enrolamento estatórico (primário)

E_2 – Valor eficaz da força eletromotriz induzida no enrolamento rotórico (secundário)

f – Frequência das tensões aplicadas ao enrolamento primário

f_1 – Frequência da tensão aplicada no estator (frequência da rede)

I_0 – Corrente gerada com o motor a vazio por fase (valor medido)

I_1 – corrente da rede

I_o – Corrente de entrada por fase

n – Velocidade do motor

N_1 – Número de espiras por fase do enrolamento estatórico

N_2 – Número de espiras por fase do enrolamento rotórico

n_s – Velocidade do campo magnético girante estatórico

p – Número de polos do motor



P_0 – Potência de entrada por fase (valor medido)

P_{R1} - Potência dissipada na resistência do estator

P_{rot} – Perdas rotacionais

$R_{(bloq)}$ – Resistência com o motor bloqueado

$R_{(vazio)}$ – Resistência com o motor a vazio

R_1 - Resistência do estator por fase

R_m - Resistência de magnetização

R_r - Resistência do rotor

R_s - Resistência do estator

s – Escorregamento do motor

s_m – Escorregamento para o torque máximo

T_d – Torque desenvolvido

T_m – Torque máximo

V_0 – Tensão aplicada nos terminais do estator por fase (valor medido)

$V_{o(linha)}$ – Tensão de linha de entrada

V_s – Tensão aplicada no estator

ω_b – Velocidade base

ω_m – Velocidade de rotação mecânica;

ω_s – Velocidade síncrona

$X_{(bloq)}$ – Reatância com o motor bloqueado

$X_{(vazio)}$ – Reatância com o motor a vazio

X_m - Reatância de magnetização

X_r - Reatância do rotor

X_s - Reatância do estator

$Z_{(bloq)}$ – Impedância com o motor bloqueado

$Z_{(vazio)}$ – Impedância com o motor a vazio



SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	18
1.1. Objetivos	20
1.2. Justificativa.....	20
1.3. Visão Geral do Trabalho	21
2. REFERENCIAL TEÓRICO.....	22
2.1. Máquinas de Indução	22
2.2. Tipos de Acionamento do Motor de Indução Trifásico	33
2.3. Métodos de controle de velocidade de um motor de indução	35
2.4. Controle através da Modulação por Largura de Pulsos (PWM)	45
3. MATERIAIS E MÉTODOS.....	48
3.1. Descrição Geral do Sistema.....	48
3.2. Levantamento Experimental dos Parâmetros do Motor.....	49
3.3. Micro controlador PIC18F2431.....	56
3.4. Módulo IGBT trifásico FSBB15CH60C.....	58
3.5. Funcionamento do Inversor de Frequência	60
3.6. Funcionamento do Sistema de Proteção do Motor.....	63
3.7. Implementação do Hardware.....	65
3.8. Software Supervisório	74
3.9. Descrição dos Sistemas Informáticos e Computacionais	77
4. APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	81
5. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	95
5.1. Sugestões para Trabalhos Futuros	96
6. REFERÊNCIAS.....	98
APÊNDICE A – DIAGRAMAS ELÉTRICOS.....	99
APÊNDICE B – CÓDIGOS FONTE DO MICROCONTROLADOR.....	103
ANEXO A – SENSOR DE EFEITO HALL CSLA1CD.....	119
ANEXO B – SENSOR DE TEMPERATURA LM35.....	120

1. INTRODUÇÃO

O acionamento de motores de indução trifásicos (MIT) através de inversores de frequência (ou conversor de frequência) é uma solução relativamente nova, porém, já é bastante utilizada na indústria e no comércio. Entretanto, ainda há muito a ser estudado e compreendido em tais aplicações. Percebe-se com o avanço na área que existe a necessidade de provisão de orientação técnica específica, relativa ao assunto, principalmente para que tais aplicações sejam efetivamente vantajosas em termos de eficiência energética e atrativas em termos de custo.

O emprego de inversores de frequência nas indústrias tem se tornado muito comum em função dos benefícios que eles oferecem quando aplicados em conjunto com motores de indução, principalmente pela sua forma construtiva ser mais simples.

Devido ao aumento contínuo no custo da energia elétrica e, por outro lado, a crescente evolução no desenvolvimento de microcontroladores e de componentes eletrônicos de potência, existe um elevado interesse no estudo de técnicas e desenvolvimento de inversores de frequência para acionamentos suaves e de velocidade variável de motores de indução.

Atualmente, existem dois métodos de controle de velocidade mais utilizados nos inversores de frequência, são eles:

controle escalar - estabelece no motor uma determinada tensão/frequência visando manter constante a relação V/f , ou seja, o motor trabalha com fluxo no entreferro aproximadamente constante. O controle é realizado em malha aberta e a precisão da velocidade é função do escorregamento do motor, que varia em função da carga, já que a frequência no estator é imposta. Para melhorar o desempenho do motor nas baixas velocidades, alguns conversores possuem funções como: *compensação de escorregamento* (varia a velocidade em função da carga) e o *boost de tensão* (eleva a relação V/f para compensar o efeito da queda de tensão na resistência estatórica), de modo a manter a capacidade de torque do motor. O controle escalar é o mais utilizado devido à sua simplicidade e



ao fato de que a grande maioria das aplicações não requer alta precisão e/ou rapidez no controle da velocidade (WEG, 2006).

controle vetorial - permite atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle do torque e da velocidade do motor. Ele decompõe a corrente do motor em dois vetores: um que produz o fluxo magnetizante e outro que produz o torque, ajustando separadamente o torque e o fluxo. O controle vetorial pode ser realizado em malha aberta (“*sensorless*”) ou em malha fechada (com realimentação).

As principais diferenças entre os dois tipos de controle são que o controle escalar considera apenas as amplitudes das grandezas elétricas instantâneas (fluxos, correntes e tensões), referindo-as ao estator, e seu equacionamento se fundamenta no circuito equivalente do motor, ou seja, são equações de regime permanente. Já o controle vetorial, admite a representação das grandezas elétricas instantâneas por vetores, baseando-se nas equações espaciais dinâmicas do motor e 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 (WEG, 2006).

Este projeto consiste no desenvolvimento de um inversor de frequência e de um sistema de proteção para o motor, próprios para acionar e proteger um MIT com potência de 0,5 CV, numa faixa de frequência que varia entre 10 e 80 Hz, aplicando a técnica de controle V/f por apresentar uma construção do hardware relativamente simples e atender a maioria das aplicações de mercado.

Sendo o motor de indução uma máquina robusta e de construção simples, a sua vida útil depende quase exclusivamente da vida útil da isolação do bobinado. A isolação do bobinado é afetada por muitos fatores, como umidade, temperatura, vibrações, ambientes corrosivos, sobrecorrente e outros. Dentre todos estes fatores, o mais importante é a temperatura suportada pelos materiais isolantes empregados. Um aumento de 8 a 10 graus Celsius acima do limite da classe térmica da temperatura de isolação, pode reduzir a vida útil do bobinado pela metade. Para um maior tempo de vida do motor elétrico, é recomendada a utilização de sensores térmicos para proteção do bobinado e monitorar as elevadas correntes de fase do motor (WEG, 2006). Dessa forma, este trabalho apresentará a implementação de um sistema de proteção de alta temperatura e sobrecorrente para o motor, propiciando um aumento do tempo de vida útil do mesmo.



1.1. Objetivos

1.1.1. Objetivos Gerais

O objetivo deste trabalho é desenvolver um inversor trifásico com sistema de proteção para um motor de indução trifásico de 0,5 CV – 220 V, numa faixa de frequência que varia entre 10 e 80 Hz.

1.1.2. Objetivos Específicos

Os objetivos específicos do trabalho são:

- Levantar os parâmetros do circuito equivalente de um motor de indução trifásico de 0,5 CV - 220 V, para a determinação do modelo do mesmo;
- Projetar, construir e testar um *hardware*, contendo:
 - Circuito de controle PWM via PIC, para variar frequências entre 10 e 80Hz;
 - Circuito de potência com *Driver/IGBT's* para acionamento do motor;
 - Circuito de proteção de sobrecorrente e alta temperatura do motor;
 - Fonte de alimentação auxiliar com entrada de 220 ou 127V, saída +15Vcc/-15Vcc/+5Vcc.
- Desenvolver um *software* supervisor para controle e supervisão remota do motor;
- Proteger o sistema de isolamento do motor. Conforme manual WEG, o limite* de temperatura do motor Classe B é de 130°C.
- Apresentar a qualidade do sinal da tensão e da corrente gerada pelo *software* e *hardware* desenvolvidos.

* Um aumento de 8 a 10 graus Celsius acima do limite da classe térmica da temperatura de isolamento, pode reduzir a vida útil do bobinado pela metade.

1.2. Justificativa

Esta solução foi motivada devido à ampla utilização dos MIT's em instalações elétricas industriais e comerciais, e pela necessidade de realizar um controle efetivo da velocidade aplicada ao motor em função da carga aplicada. Além destes fatores, devido ao *stress* existente nos enrolamentos do estator causado pelas operações em baixas frequências e às elevadas correntes de fase, influenciados também pelas harmônicas geradas em função do chaveamento dos



IGBT's do inversor, faz-se necessário implementar um sistema de proteção específico para o motor, de forma a protegê-lo contra altas temperaturas e correntes elevadas, possibilitando assim um aumento do tempo de vida útil do motor e diminuindo os custos com manutenção corretiva.

1.3. Visão Geral do Trabalho

Este trabalho é composto de 5 capítulos. O capítulo 1 apresentará a introdução, os objetivos gerais e específicos, bem como a justificativa do trabalho.

O capítulo 2 apresentará a revisão bibliográfica sobre máquinas de indução, os tipos de acionamento de motores de indução trifásicos, os métodos de controle de velocidade de motores de indução, e o controle através da modulação por largura de pulsos (*PWM*).

O capítulo 3 apresentará a descrição geral do sistema desenvolvido e diagrama de blocos, o levantamento experimental dos parâmetros do motor, as características do micro controlador PIC18F2431, as características do módulo *IGBT* trifásico FSBB15CH60C, o funcionamento do inversor de frequência, o funcionamento do sistema de proteção do motor, a implementação do *hardware*, as funcionalidades do *software* supervisor, e a descrição dos sistemas informáticos e computacionais.

O capítulo 4 apresentará os resultados obtidos.

O capítulo 5 apresentará as considerações finais, baseadas em toda a pesquisa realizada e experiência adquirida ao longo do desenvolvimento do projeto.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo apresentará o princípio de funcionamento das máquinas de indução, os tipos de acionamento de motores de indução trifásicos, os métodos de controle de velocidade de motores de indução, e o controle através da modulação por largura de pulsos (*PWM*).

2.1. Máquinas de Indução

Em meio ao avanço tecnológico, obteve-se uma evolução bastante rápida na aplicação de máquinas de indução em grande parte dos equipamentos, máquinas e sistemas da atualidade, utilizando como principal fonte motora o motor trifásico assíncrono. Ele se tornou o principal tipo de conversor eletromecânico devido a sua robustez, facilidade na manutenção, possuir torque de partida que atende à maioria das necessidades da indústria ou comércio e por oferecer simplicidade na sua forma construtiva, possibilitando um custo baixo de fabricação e manutenção em relação as máquinas de corrente contínua (CC). Com isso, se faz necessário entender o seu funcionamento, ter conhecimento dos dados técnicos do motor e compreender as limitações deste tipo de máquina para determinadas aplicações (KOSOW, 1998).

2.1.1. Princípio de Funcionamento do Motor de Indução Trifásico

O princípio básico do motor de indução baseia-se na Lei de Faraday-Lenz. Em 1831, Michael Faraday percebeu que ao introduzir um ímã em uma bobina, esta produzia de uma corrente elétrica. Esta descoberta deu origem à Lei de Faraday, a qual diz que “a tensão elétrica induzida em um circuito fechado por um campo magnético é proporcional ao número de linhas do fluxo que atravessa a área envolvida do circuito, na unidade de tempo”, ou seja (KOSOW, 1998):

$$e = N \frac{\partial \varphi}{\partial t} \quad (1)$$

Onde:

$\frac{\partial \varphi}{\partial t}$ - Variação do fluxo magnético em relação ao tempo;

e - Força eletromotriz induzida.

N - Número de espiras por fase do enrolamento estatórico.

Em 1833, Heinrich Lenz concluiu que “a ação eletrodinâmica de uma corrente induzida opõe-se igualmente à ação mecânica que a induziu”. Isto significa que ao ocorrer uma variação do fluxo concatenado, é induzida uma tensão, a qual tende a estabelecer uma corrente numa direção tal capaz de produzir um campo em oposição à variação do fluxo que concatena as espiras do circuito, ou seja, se o campo magnético concatenado ao circuito está diminuindo, o campo magnético gerado pela corrente induzida irá na mesma direção do campo original, opondo-se à diminuição de campo. E se o campo magnético concatenado está aumentando, o campo magnético gerado irá em direção oposta ao original, opondo-se ao aumento de campo (KOSOW, 1998).

O motor de indução é uma máquina de corrente alternada capaz de induzir tensão em seu rotor mediante a aplicação de corrente alternada nos enrolamentos do estator, proveniente de uma fonte externa de corrente alternada. No estator, são aplicadas as correntes polifásicas equilibradas, no qual geram força magnétomotriz (fmm) de amplitude constante, girando no entreferro à velocidade síncrona e independente da velocidade mecânica do rotor. O resultado destas fmm's gera a onda resultante de indução magnética no entreferro. A influência mútua entre a onda de fluxo e a onda de fmm do rotor, dá origem à força de arranque necessária para a partida do motor. Esta força é conhecida como *conjugado* do motor (FITZGERALD,2006).

Generalizando, o MIT é considerado como um transformador de potencial, onde ocorrem modificações nos níveis da tensão, da corrente e da frequência. Ele é composto fundamentalmente por duas partes: estator e rotor. Na figura 1 são apresentadas as principais partes do motor.

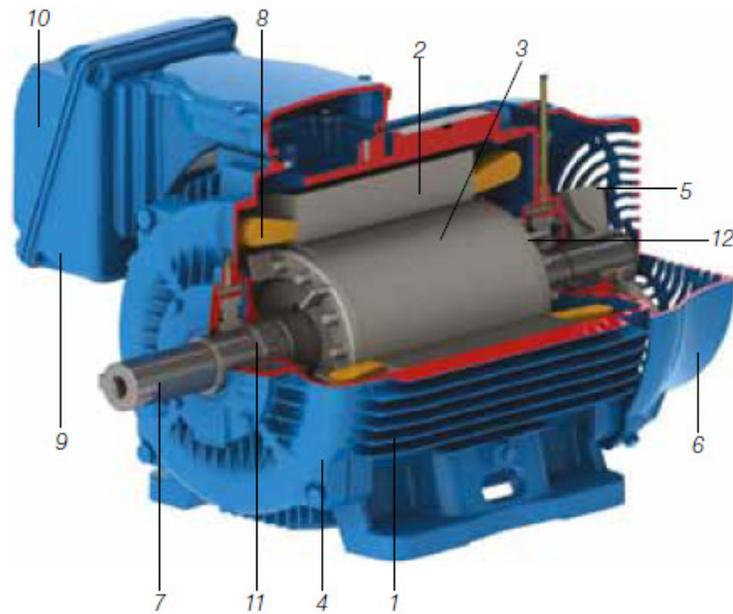


Figura 1 - Motor de Indução Trifásico. (FONTE:

<http://catalogo.weg.com.br/files/wegnet/WEG-guia-de-especificacao-de-motores-eletricos-50032749-manual-portugues-br.pdf>. Acessado em: Março de 2012)

Estatador

- Carcaça (1) - é a estrutura suporte do conjunto de construção robusta em ferro fundido, aço ou alumínio injetado, resistente a corrosão e normalmente com aletas;
- Núcleo de chapas de material ferromagnético (2) - as chapas são de aço magnético;
- Bobinado trifásico (8) - três conjuntos iguais de bobinas, uma para cada fase, formando um sistema trifásico equilibrado ligado à rede trifásica de alimentação.

Rotor

- Eixo (7) - transmite a potência mecânica desenvolvida pelo motor;
- Núcleo de chapas de material ferromagnético (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).

2.1.2. Formação do Campo Magnético Girante

O campo magnético girante é formado no entreferro mediante a aplicação de uma fonte de tensão trifásica no enrolamento primário do motor, que por um efeito semelhante ao dos transformadores, induz forças eletromotrizes (fem) no enrolamento do rotor. Esta força estabelece uma densidade de fluxo senoidal distribuída espacialmente no entreferro, produzindo o torque desejado para suprir a carga aplicada ao eixo rotórico do motor de indução.

Nas máquinas de indução trifásicas podemos verificar que existe um defasamento de 120° elétricos entre cada enrolamento do estator, e pelos quais circulam correntes também defasadas de 120° no tempo, conforme indicado na figura 2. Esta forma de disposição dos enrolamentos se faz necessário a fim de produzir um campo magnético girante de amplitude constante e que gire à velocidade síncrona (TORO, 1999). Esta velocidade pode ser expressa como

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad [rpm] \quad (2)$$

Onde:

n_s – velocidade do campo magnético girante estatórico [rpm];

f – frequência das tensões aplicadas ao enrolamento primário [Hz];

p – número de polos do motor.

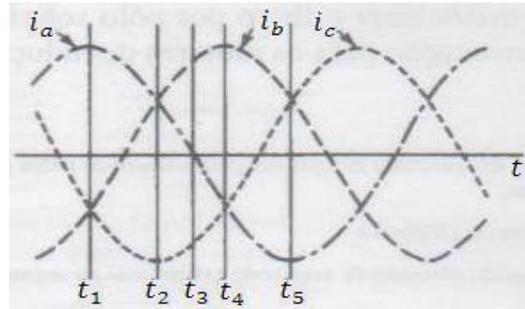


Figura 2 - Correntes trifásicas alternadas equilibradas. (FONTE: Toro, 1999 – pág. 136)

A estrutura do estator e seu enrolamento trifásico estão indicados na figura 3. Nela pode-se verificar a distribuição das fases a cada 60° , e representadas por uma única bobina. Deste modo, a bobina $a - a'$ refere-se ao enrolamento completo da fase a , e o eixo do fluxo do enrolamento é conduzido na vertical. Sendo assim, sempre que a fase a conduz uma corrente, ela produz um campo de fluxo transportado no eixo vertical para cima ou para baixo.

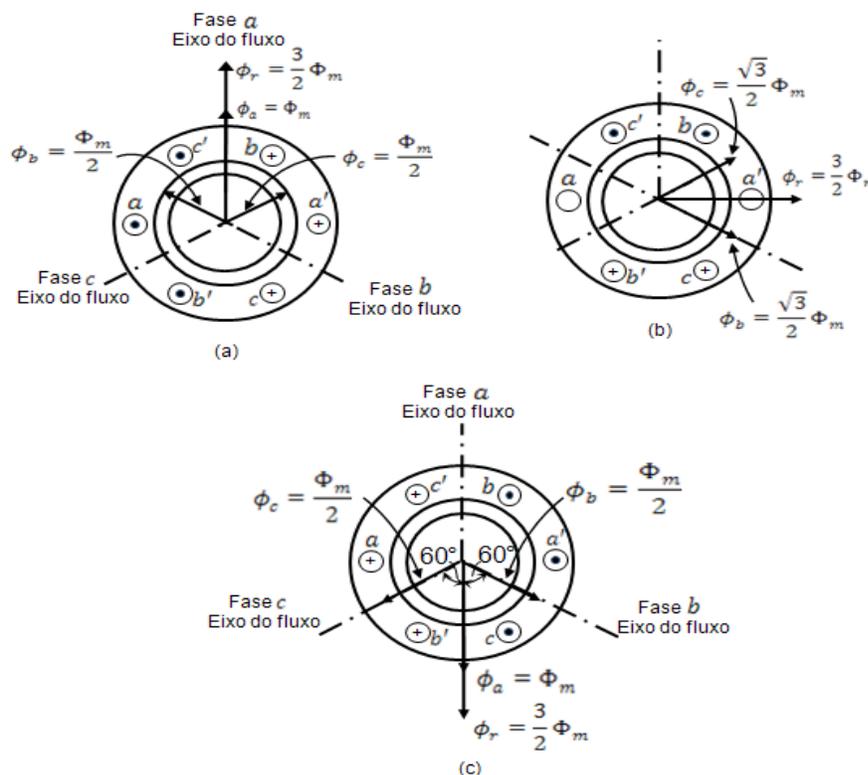


Figura 3 - Representação do campo magnético girante em três instantes diferentes de tempo: (a) tempo t_1 da figura 2.1; (b) tempo t_3 ; (c) tempo t_5 . (FONTE: Toro, 1999 – pág. 137).

Onde:

$\phi_{a,b,c}$ - Fluxo nas fases a , b e c [wb];

ϕ_r - Fluxo no rotor [wb];

Φ_m - Fluxo máximo por pólo da fase a [wb].

Os eixos dos fluxos da fase b e c e estão deslocados 120° elétricos das fases a e b , respectivamente. As letras “*sem linha*” se referem ao terminal inicial de cada fase.

Observa-se na figura 2 que para definir o módulo e o sentido do campo de fluxo resultante no instante de tempo t_1 , a corrente na fase a está no seu valor positivo máximo, enquanto as correntes das fases b e c estão na metade do seu valor negativo máximo. Já na figura 3, supõe-se que quando a corrente é positiva em uma fase, esta circula para fora do papel, em relação aos condutores “*sem linha*”. Ainda na figura 3 (a), no instante de tempo t_1 , i_a é positivo, sendo o condutor representado por um ponto, e a conexão de retorno do condutor a' é indicado com uma cruz. Sendo assim, a fase a contribui com o fluxo direcionado para cima, na vertical. E o módulo desta contribuição é máximo, pois a corrente está no valor máximo. Logo, o fluxo na fase a é igual ao fluxo por pólo na fase a , $\phi_a = \Phi_m$.

A fase a produz nela mesmo um campo de fluxo senoidal com amplitude sobre o seu eixo. Esta distribuição senoidal é representada pelo vetor ϕ_a (vide figura 3 (a)).

No tempo t_1 , para se definir o sentido e o módulo da contribuição do campo da fase b , observa-se que a corrente na fase b é negativa em relação à da fase a . O início da fase b é representado por uma cruz e o b' , que indica o fim do condutor b , é representado por um ponto. Em função disso, a contribuição de fluxo momentânea da fase b é conduzida no seu eixo de fluxo para cima, e o módulo do fluxo é metade do valor máximo em função da corrente estar na metade do seu valor máximo. Desta mesma forma ocorre para a fase c , onde na figura 3 (a) indica que no espaço de tempo t_1 o fluxo por pólo resultante apontado para cima e com módulo $3/2$ vezes o fluxo máximo por pólo de qualquer fase.

Na figura 3 é possível verificar que o entreferro é cruzado pelo vetor do fluxo resultante. Após cruzado o entreferro, o mesmo fica confinado no ferro.

Quando o tempo ultrapassa de 90° elétricos, de t_1 para t_3 (figura 2), a corrente da fase a é zerada, não contribuindo para o fluxo. Na fase b a corrente é positiva igual a $\sqrt{3}/2$ vezes o seu máximo valor. Na fase c , a corrente apresenta o mesmo módulo, no entanto ela é negativa. As fases b e c se ajustam produzindo um fluxo resultante de mesmo módulo sucedido no instante t_1 (figura 3 (b)). Destaca-se que a passagem de 90° elétricos no tempo, faz o campo do fluxo magnético rotacionar 90°.

Na figura 3 (c) apresenta um aditivo de tempo proporcional a outros 90° elétricos, o qual aponta a rotação do campo do fluxo para outros 90°.

Com base nesta prévia discussão, é possível verificar que a aplicação de correntes trifásicas em enrolamentos equilibrados, origina um campo magnético girante que possui duas características importantes: velocidade e amplitude constantes (TORO, 1999).

2.1.3. Escorregamento do Motor de Indução

Como já visto na seção 2.1.2, pode-se comparar o MIT com um transformador e considerá-lo um transformador generalizado, por ele ser alimentado por uma única fonte de energia e porque ocorrem modificações nos níveis da tensão, da corrente e da frequência. Dessa forma, ao aplicar uma tensão trifásica no enrolamento estatórico do motor parado, esta dará origem ao campo magnético girante, cortando o enrolamento do estator e do rotor na frequência da rede, f_1 . Uma força eletromotriz é induzida no enrolamento estatórico pelo fluxo mútuo estabelecido no motor de indução. Esta força pode ser calculada através da equação 3 (TORO, 1999).

$$E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_{w1} \cdot \Phi_{mut} \quad (3)$$

Onde:

E_1 – Valor eficaz da força eletromotriz induzida no enrolamento estatórico (primário) [V];

f_1 – Frequência da tensão aplicada no estator (frequência da rede) [Hz];

N_1 – Número de espiras por fase do enrolamento estatórico;

k_{w1} – Fator de enrolamento do estator;

Φ_{mut} – Fluxo mútuo por polo [wb].



Da mesma forma, quando o rotor está em repouso, a tensão induzida em seu enrolamento será calculada por:

$$E_2 = 4,44 \cdot f_1 \cdot N_2 \cdot k_{w2} \cdot \Phi_{mut} \quad (4)$$

Onde:

E_2 – Força eletromotriz induzida no enrolamento rotórico;

N_2 – Número de espiras por fase do enrolamento rotórico;

k_{w2} – Fator de enrolamento do rotor.

A relação de transformação do motor de indução parado é calculada por

$$a = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1 \cdot k_{w1}}{N_2 \cdot k_{w2}} \quad (5)$$

A diferença entre a velocidade do motor (n) e a velocidade síncrona (n_s) chama-se escorregamento (s), que pode ser expresso em rotações por minuto (rpm), como fração da velocidade síncrona.

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (6)$$

2.1.4. Parâmetros do Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico

Os parâmetros do circuito equivalente de um MIT precisam ser obtidos quando estas informações não estão disponíveis nos dados de projeto ou de algum teste experimental realizado no motor.

É realizado o ensaio a vazio e o ensaio com o rotor bloqueado para determinar os parâmetros do ramo magnetizante e para determinar as resistências dos enrolamentos e das reatâncias de dispersão. Na figura 4 é apresentado o circuito equivalente de um MIT para o levantamento dos parâmetros (TORO, 1999).

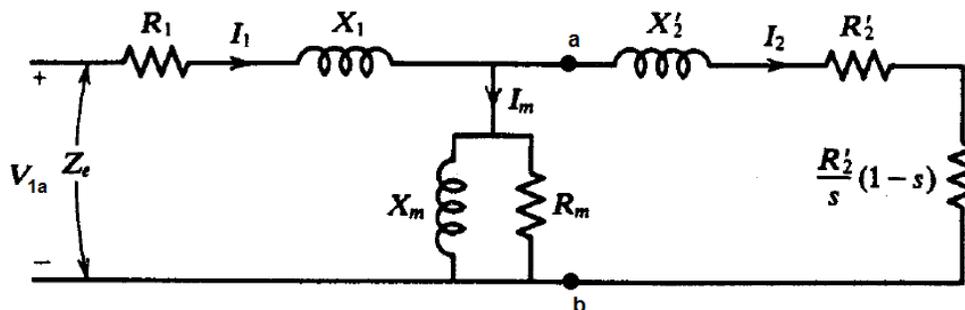


Figura 4 - Circuito equivalente de um MIT. (Fonte: Nasar, 1984 – pág. 106)

2.1.4.1 Teste a vazio

O objetivo da realização deste ensaio é obter as perdas no núcleo (rotor e estator), as perdas devido ao atrito e ventilação, o fator de potência a vazio e a corrente com rotor livre.

Normalmente, a corrente da rede (I_1) e a potência de entrada são medidas com a tensão e frequência nominal. No entanto, este ensaio também pode ser realizado variando a tensão de entrada aplicada ao motor. Na figura 5 é representada a curva do teste com tensão de entrada variável, onde a indica a operação na tensão nominal, e devido à velocidade não ser próxima da velocidade síncrona, não foram tomados os valores abaixo de b (TORO, 1999).

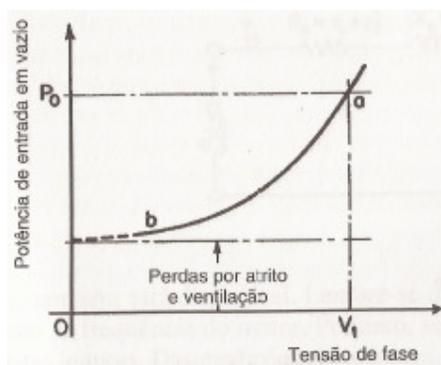


Figura 5 - Variação da potência de entrada em vazio com a tensão aplicada; ab é a curva obtida através de dados experimentais. (FONTE: Toro, 1999 – pág. 161).

O motor de indução é energizado sem o acoplamento de carga mecânica no seu eixo (rotor livre), com o objetivo de obter informações do ramo de magnetização. A única carga do motor são suas perdas por atrito e por ventilação (neste caso o escorregamento é próximo de zero ($s \approx 0$)). As perdas no núcleo podem ser obtidas através da equação 7 (FITZGERALD, 2006).



$$P_{núcleo} = P_{vz} - P_{mec} - n_{fases} \cdot I_1^2(vz) \cdot R_1 \quad (7)$$

A resistência de perdas no núcleo (R_m) pode ser aproximada através da expressão

$$R_m = \frac{n_{fases} \cdot V_1^2(vz)}{P_{núcleo}} \quad (8)$$

A reatância aparente X_{vz} medida nos terminais do estator a vazio é muito próxima de $X_1 + X_m$, isto é,

$$X_{vz} = X_1 + X_m \quad (9)$$

Onde:

$V_{(vz)}$ – Tensão de fase a vazio, aplicada nos terminais do estator;

$I_{1(vz)}$ – Corrente de fase a vazio;

$P_{(vz)}$ – Potência elétrica total de entrada;

X_m – Reatância de magnetização;

$P_{(vz)}$ – Total de perdas a vazio no núcleo (a tensão nominal).

A potência gerada devido às perdas rotacionais (P_{rot}) é calculada através da equação 10, onde em vazio e na tensão nominal, $P_{(vz)}$ é a potência de entrada e P_{R1} a potência dissipada na resistência do estator. A resistência por fase do estator (R_1) pode ser obtida medindo diretamente.

$$P_{rot} = P_{vz} - P_{R1} = P_{mec} + P_{núcleo} \quad (10)$$

Onde, $P_{(vz)}$ é a potência de entrada medida por fase e P_{R1} é a potência ativa dissipada na resistência R_1 .

$$P_{R1} = 3 \cdot R_1 \cdot I_{(vz)}^2 \quad (11)$$

A impedância, a reatância e a resistência equivalente de fase, com o motor a vazio, são obtidas através das equações 12, 13 e 14, respectivamente.

$$Z_{(vazio)} = \frac{V_{(vz)}}{I_{(vz)} \sqrt{3}} \quad (12)$$

$$X_{(vazio)} = \sqrt{Z_{(vazio)}^2 - R_{(vazio)}^2} \quad (13)$$

$$R_{(vazio)} = \frac{V_{(vz)(linha)}}{I_{(vz)}^2} \quad (14)$$

2.1.4.2 Teste com o rotor bloqueado

O ensaio com o rotor bloqueado é executado com o eixo do motor travado, sendo este realizado de duas formas:

- Com tensão e frequência nominais aplicadas ao estator, para a análise das condições de partida;
- Com tensão primária reduzida, com um valor tal que produza a circulação de corrente primária nominal do motor (indicada na placa do motor), para obter os parâmetros do circuito equivalente do MIT.

Como o rotor está bloqueado, o escorregamento é igual a um ($s=1$), e uma tensão induzida é aplicada no motor, tal que a corrente nominal flui através dos enrolamentos do estator (NASAR, 1984).

Neste caso, a parcela $\frac{R_2'}{s}(1-s)$ indicada na parte direita da figura 2.4 é desconsiderada do circuito, e as perdas no ferro são desprezíveis. As grandezas medidas neste ensaio, por fase, são: potência, corrente e tensão. Os parâmetros possíveis de serem calculados são obtidos através das expressões indicadas nas seguintes equações.

$$R_{bloq} = R_1 + R_2' = \frac{P_{(bloq)}}{I_{(bloq)}^2} \quad (15)$$

$$Z_{bloq(60Hz)} = \frac{V_{bloq(linha)}}{I_{bloq}^2} \quad (16)$$

$$X_{bloq} = \sqrt{Z_{(bloq)}^2 - R_{(bloq)}^2} \quad (17)$$

$$X_1 = 0,3 \cdot (X_1 + X_2') \quad (18)$$

$$X_2' = \frac{(X_{(vazio)} - X_1) \cdot (X_{(bloq)} - X_1)}{(X_{(vazio)} - X_{(bloq)})} \quad (19)$$



$$X_m = X_{(vazio)} + X_1 \quad (20)$$

$$R_{bloq} = R_1 + R_2' \cdot \frac{X_m}{(X_m + X_2')^2} \quad (21)$$

2.2. Tipos de Acionamento do Motor de Indução Trifásico

Nos motores de indução do tipo gaiola normalmente é aplicado o método de partida direta do motor, através de um contator para a conexão com a carga. Entretanto, no caso em que a corrente de partida do motor é muito alta, pode ocasionar alguns problemas na instalação elétrica da planta, como:

- Elevada queda de tensão no sistema de alimentação da rede, ocasionando interferência em equipamentos instalados no sistema;
- Danos no sistema de proteção, ocasionando o sobredimensionado de cabos e dispositivos de seccionamento, gerando um custo elevado na instalação;
- Imposição das concessionárias de energia elétrica, por limitação da queda de tensão da rede.

Em contrapartida, caso a partida direta não seja possível devido aos problemas indicados acima, utiliza-se um sistema de partida indireta para reduzir a corrente de partida. Segue abaixo alguns tipos de partidas indiretas.

2.2.1. Partida com Chave Estrela-Triângulo (Y-Δ)

Neste tipo de ligação é essencial que a partida do motor tenha a possibilidade de ligação em dupla tensão e ter no mínimo seis bornes de ligação, sendo: 220/380 V, 380/660 V ou 440/760 V.

A partida estrela-triângulo pode ser empregada quando a curva de conjugado do motor é suficientemente elevada para poder garantir a aceleração da máquina com a corrente reduzida. Na ligação estrela, a corrente fica reduzida para 25% a 33% da corrente de partida na ligação triângulo (WEG, 2006).

2.2.2. Partida com Chave Compensadora (autotransformador)

A chave compensadora é utilizada na partida de motores nos casos em que o motor está sob carga. A corrente de partida é reduzida devido à diminuição de

tensão, e pela relação de espiras do autotransformador, onde a corrente de linha primária é menor do que a corrente secundária do motor.

Normalmente, os *taps* do autotransformador variam de 50 a 80% da tensão nominal (KOSOW, 1998).

2.2.3. Partida com Chave Série-Paralelo

As chaves de partida série-paralelo são utilizadas para a redução a corrente de partida de motores, quando o mesmo permite ligações em quatro níveis de tensão, sendo: 220/380/440/760 V. Normalmente, a tensão comercializada neste tipo de partida é de 220/440 V.

A fonte de alimentação do motor deve ser derivada em dois circuitos distintos, uma vez que o motor parte com a ligação em série e com a metade do seu enrolamento ligado em estrela. Após o motor atingir a rotação nominal, ocorre a comutação para a configuração paralela. A vantagem é que na partida, o valor da resistência e da reatância do motor é o dobro do valor de quando ele está na ligação paralela. No entanto, a corrente de partida é de aproximadamente 65% da corrente de partida normal (com dois enrolamentos em paralelo), e o torque corresponde a 45% do torque normal de partida (KOSOW, 1998).

2.2.4. Partida Eletrônica (Soft Starter)

O *Soft-Starter* é uma chave de partida a estado sólido, formado por pares de tiristores conhecidos como SCR's. Eles são acionados através de uma placa eletrônica de potência a fim de controlar a corrente de partida dos motores de indução trifásicos.

Através do controle do ângulo de disparo de cada par de transistores, ocorre uma variação na tensão e conseqüentemente o aumento de velocidade do motor. O período de partida é normalmente ajustável entre 2 e 30 segundos. No final deste período, a tensão nominal do motor é atingida após uma aceleração suave, sem haver quedas bruscas na rede elétrica (WEG, 2006).

2.2.5. Partida com Inversor (Conversor)

O inversor tem como objetivo transformar uma fonte CC em uma fonte de tensão fixa ou variável (CA) simétrica de amplitude e frequência, ou corrente de saída desejada. Mantendo-se o ganho do inversor constante e apenas variando-se a

amplitude da tensão de entrada CC, obtém-se uma tensão de saída variável. O ganho do inversor é definido pela relação entre a tensão de entrada CC e a tensão de saída CA. No entanto, se realizado o método de controle por modulação de largura de pulso, obtém-se a variação do ganho do inversor e conseqüentemente a tensão de saída será variável mesmo quando a tensão de entrada CC for fixa e não controlada.

Embora a tensão de saída do inversor não ser senoidal e sim periódica, ela pode ter boa aproximação para atender ao rendimento exigido pela carga mecânica aplicada no eixo do motor. Entretanto, na prática as formas de onda de inversores são não-senoidais e contêm harmônicos indesejados. Em aplicações de baixa e média potência, são aceitáveis as ondas quase quadradas geradas. Já para aplicações de potência alta, se faz necessário gerar formas de onda senoidal com baixa distorção. Com o emprego de técnicas de chaveamento atuais, o conteúdo harmônico pode ser minimizado ou reduzido significativamente. Isto é possível pelo fato da disponibilidade atual de dispositivos semicondutores de alta potência e velocidade.

Existem basicamente os inversores monofásicos e inversores trifásicos. Em qualquer tipo de inversor, se faz necessário à utilização de dispositivos de disparo ou de bloqueio controlados, tais como: TBP's, MOSFET's, IGBT's, MCT's, GTO's ou TRIAC com comutação forçada. Em geral, esses inversores geram uma tensão de saída CA mediante o envio de sinais do controle de modulação por largura de pulso (PWM).

Os inversores são largamente empregados no acionamento de motores de indução com velocidade variável. A entrada pode ser um banco de baterias, célula combustível, célula solar ou algum outro tipo de fonte CC. As saídas monofásicas típicas são: (1) 120 V a 60 Hz, (2) 220 V a 50 Hz e (3) 115 V a 400 Hz. Para sistemas trifásicos de potência elevada, as saídas típicas são: (1) 220/380 V a 50 Hz, (2) 120/208 V a 60 Hz e (3) 115/200 V a 400 Hz (RASHID, 1999).

2.3. Métodos de controle de velocidade de um motor de indução

Nesta seção serão apresentados os principais métodos de controle de velocidade aplicados ao motor de indução.

Do ponto de vista do acionamento, a velocidade pode ser controlada das seguintes formas:

- Controle da Tensão do Estator;
- Controle da Frequência do Estator;
- Controle da Tensão e da Frequência do Estator;
- Controle da Corrente;
- Controle da Tensão, Corrente e Frequência.

2.3.1. Controle da Tensão do Estator

Com base na equação do torque, verifica-se que ele é aproximadamente proporcional ao quadrado da tensão de alimentação aplicada ao estator, como mostrado na curva conjugado-velocidade da figura 6. Caso uma carga possuir a característica de conjugado-velocidade indicado pela linha tracejada, a velocidade será reduzida de n_1 a n_2 . Este método de controle de velocidade é bastante utilizado com motores de pequeno porte do tipo gaiola, no qual acionam ventiladores. Na equação 22 é apresentada a equação do torque desenvolvido internamente pelo motor. Essa equação é resultante do equivalente Thèvenin, em que o circuito simplificado do motor é representado por uma fonte de tensão \vec{V}_{1a} em série com uma impedância equivalente $\vec{Z}_{ab} = R_{ab} + jX_{ab}$. Nesta equação Thèvenin, a resistência R_m do circuito da figura 4 foi desprezado e seus efeitos representados através das perdas rotacionais.

$$T = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{q_1 \cdot V_{1a}^2 \cdot \left(\frac{r_2}{s} \right)}{\left(R_{ab} + \frac{r_2}{s} \right)^2 + (X_{ab} + X_2)^2} \quad (22)$$

Onde:

V_{1a} – Tensão aplicada no estator;

ω_s – Velocidade síncrona;

s – Escorregamento;

R_{ab} e X_{ab} - Resistência e a reatância (equivalentes) do estator, respectivamente;

r_2 e X_2 - Resistência e a reatância do rotor, respectivamente.

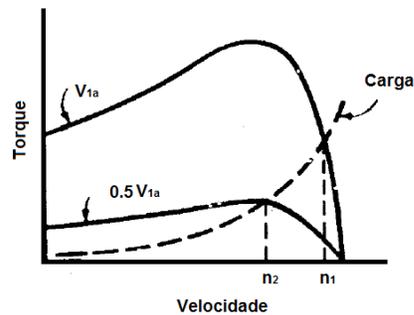


Figura 6 - Controle de velocidade por meio da tensão de linha. (FONTE: Fitzgerald, 2006 – pág. 373).

Este tipo de acionamento não é aplicável para cargas que precisem de torque constante, nem elevado conjugado de partida.

A variação da tensão do estator pode ser realizada pelo meio de controladores de tensão alternada (CA), inversores trifásicos PWM e inversores trifásicos do tipo fonte de tensão com interligação CC variável. Devido às características de faixa de limitação de velocidade, os controladores de tensão CA geralmente são utilizados em aplicações de baixa potência, bem como em máquinas de indução de alta potência limitando picos de corrente elevado, porém apresentam baixo fator de potência na entrada, além de levado conteúdo harmônico (RASHID, 1999).

2.3.2. Controle da Frequência do Estator

No método de variação de velocidade através da frequência do estator, quando o motor de indução estiver com os seus valores de tensão e frequência nominais, o fluxo no entreferro terá seu valor nominal. Se a frequência for reduzida e a tensão mantida constante, o fluxo do entreferro aumentará, levando conseqüentemente à saturação do motor e alterando os parâmetros da máquina e a característica torque-velocidade. Em frequências baixas, com a queda no valor das reatâncias, as correntes tendem a se elevar demasiadamente. Normalmente não se utiliza este tipo de controle de velocidade.

O torque e o fluxo no entreferro diminuem se a frequência for elevada acima do valor nominal. Se a velocidade síncrona à frequência nominal for definida como

ω_b (velocidade base), a velocidade síncrona e o escorregamento para quaisquer outras frequências serão:

$$\omega_s = \beta \cdot \omega_b \quad (23)$$

$$s = \frac{\beta \cdot \omega_b - \omega_m}{\beta \cdot \omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{\beta \cdot \omega_b} \quad (24)$$

Onde:

ω_m – Velocidade de rotação mecânica;

ω_s – Velocidade síncrona;

ω_b – Velocidade base;

β – Fluxo magnético.

Dessa forma a equação do torque torna-se

$$T_d = \frac{3 \cdot R_r \cdot (V_{1a})^2}{s \cdot \beta \cdot \omega_s \cdot \left[\left(R_{s_{ab}} + \frac{R_r}{s} \right)^2 + \left(\beta \cdot X_{s_{ab}} + \beta \cdot X_r \right)^2 \right]} \quad (25)$$

As curvas características de torque-velocidade para diferentes valores de β são ilustradas na figura 7. O torque abaixo da velocidade base deve ficar limitado ao seu valor nominal.

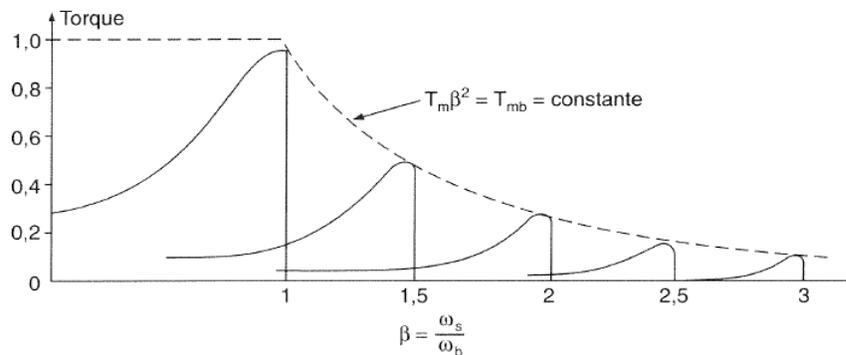


Figura 7 - Curvas características torque com controle de frequência.

(FONTE: Rashid, 1999 – pág. 669).

Na figura 7 percebe-se que na tensão e na frequência nominais, o fluxo terá seu valor nominal. Entretanto, o fluxo aumentará se a frequência for reduzida abaixo do seu valor nominal e a tensão for mantida fixa no seu valor nominal. Isso gera a

saturação no entreferro e altera os parâmetros do motor, tornando não confiáveis na determinação da curva da característica torque-velocidade. Para $\beta < 1$, mantém-se o fluxo constante, reduzindo a tensão terminal V_{1a} (tensão do estator) junto com frequência, de forma que o fluxo permaneça constante. Para $\beta > 1$, a capacidade de torque é limitada através da tensão terminal constante e do fluxo reduzido. Para $1 < \beta < 1,5$, a relação entre o torque máximo (T_m) e β pode ser considerada quase linear.

2.3.3. Controle da Tensão e da Frequência

O controle de velocidade tensão/frequência, também chamado de controle V/f, significa que existe uma relação constante entre a tensão e a frequência de alimentação do motor. Com esta relação constante, o fluxo do entreferro se mantém constante. O torque máximo independe da variação da frequência e ele também permanece aproximadamente constante. A figura 8 apresenta a característica do torque-velocidade para o controle V/f. O escorregamento s_m para o torque máximo é apresentado na equação 26 (RASHID, 1999).

$$s_m = \frac{R_r}{\left[R_s^2 + \beta^2 \cdot (X_{s_{ab}} + X_r)^2 \right]^{1/2}} \quad (26)$$

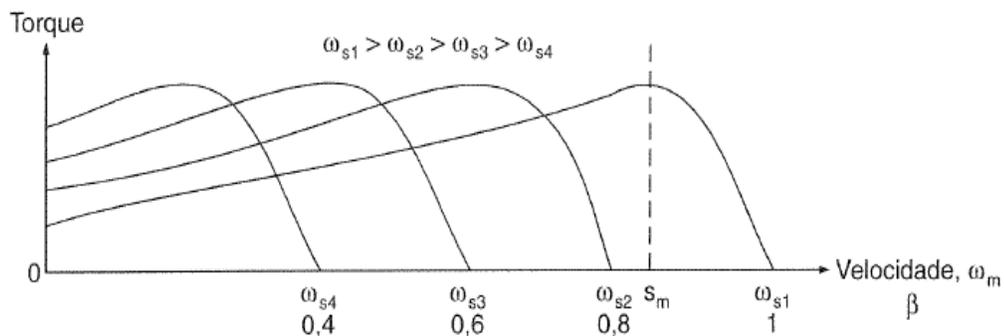


Figura 8: Curvas características torque-velocidade para o controle tensão/frequência. (FONTE: Rashid, 1999 – pág. 671).

Na figura 8 verifica-se que ao reduzir a frequência, β diminui e o escorregamento para o torque máximo aumenta. A velocidade pode ser controlada variando-se a frequência para uma determinada demanda de torque. Sendo assim, a velocidade e o torque podem ser controlados mediante a variação da tensão ou da frequência. Normalmente mantém-se o torque constante, enquanto a velocidade é modificada. São utilizados inversores trifásicos ou cicloconversores são utilizados para se obter a tensão à frequência variável.

Três possíveis configurações de circuitos para variação de tensão/frequência são indicadas na figura 9. Na figura 9 (a), a tensão do barramento CC permanece constante e utiliza-se a técnica PWM para variar a tensão e a frequência do inversor. Como o retificador possui diodos, não é possível a regeneração e o inversor causaria harmônicos na fonte de alimentação CA.

Na figura 9 (b), o inversor controla a tensão e a frequência após receber a tensão CC alterada pelo *chopper*. O *chopper* reduz a injeção de harmônicos na alimentação CA. Da mesma forma ocorre com o conversor dual indicado na figura 9 (c), onde a tensão CC é alterada pelo conversor dual e a frequência é controlada pelo inversor. Neste caso, a regeneração é permitida, porém quando o ângulo de disparo é alto, o fator de potência de entrada do conversor é baixo.

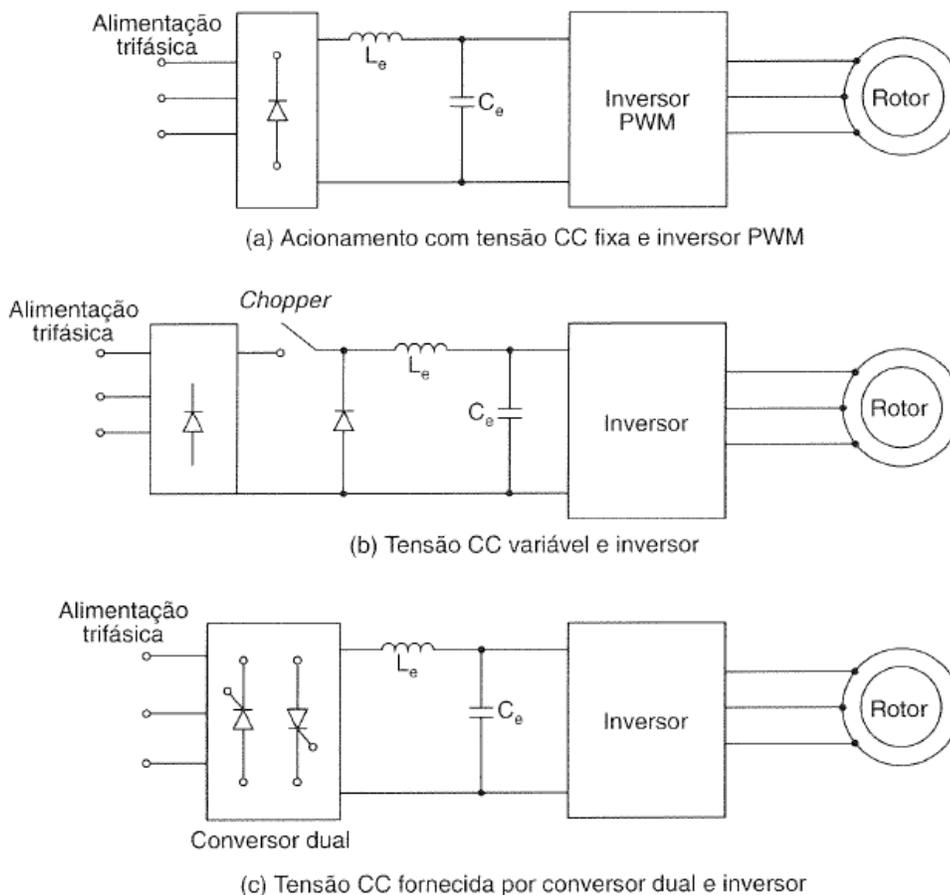


Figura 9: Acionamentos de máquina de indução com fonte de tensão.
(FONTE: Rashid, 1999 – pág. 672).

2.3.4. Controle da Corrente

Neste método de controle, o torque do motor pode ser controlado através da variação da corrente do rotor e, para uma entrada fixa de corrente, a corrente do rotor dependerá dos valores das impedâncias de magnetização e do circuito do rotor. A corrente do rotor e o torque desenvolvido podem ser escritos respectivamente como:

$$I_r = \frac{j \cdot X_m \cdot I_i}{R_s + R_r/s + j \cdot (X_m + X_s + X_r)} \quad (27)$$

$$T_d = \frac{3 \cdot R_r \cdot (X_m \cdot I_i)^2}{s \cdot \omega_s \cdot \left[\left(R_s + R_r/s \right)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2 \right]} \quad (28)$$

Quando o escorregamento é igual a 1 ($s = 1$), o torque de partida é:

$$T_s = \frac{3 \cdot R_r \cdot (X_m \cdot I_i)^2}{\omega_s \cdot [(R_s + R_r)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \quad (29)$$

O escorregamento para o torque máximo é dado por:

$$s_m = \pm \frac{R_r}{[R_s^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]^{1/2}} \quad (30)$$

Os valores de X_s e X_r podem ser desprezados na maioria das aplicações, e são substituídos por X_m . Sendo assim, escorregamento para o torque máximo é reescrito como:

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_m + X_r} \quad (31)$$

Como a corrente do estator através de R_s e X_s será constante em I_i , e considerando $s = s_m$, o torque máximo é reescrito como:

$$T_m = \frac{3 \cdot X_m^2}{2 \cdot \omega_s \cdot (X_m + X_r)} \cdot I_i^2 \quad (32)$$

Conforme indicado na equação 32, o torque máximo depende do quadrado da corrente e é quase independente da frequência. No entanto, o torque de partida é baixo em virtude da reatância de magnetização (X_m) ser grande em relação ao valor da reatância do estator (X_s) e do rotor (X_r). O torque aumenta e a tensão no estator

crece à medida que a velocidade aumenta ou o escorregamento diminui. Como o valor de I_m é baixo e o valor de X_m é alto, a corrente de partida é baixa devido aos baixos valores de fluxo e da corrente do rotor. O torque aumenta com a velocidade devido ao aumento do fluxo. Na direção da inclinação positiva das curvas características da figura 10, um acréscimo ainda maior na velocidade faz aumentar a tensão terminal além do valor nominal. Uma vez que a corrente de magnetização e o fluxo também são acrescidos, ocorre a saturação. Neste método o torque pode ser controlado através do escorregamento e da corrente do estator, e o para conservar o fluxo no entreferro constante e evitar a saturação, o motor geralmente é operado na inclinação negativa da curva característica torque-velocidade (no controle da tensão). O motor precisa ser operado com controle em malha fechada, devido à inclinação negativa encontrar-se na região instável. Num escorregamento baixo, a tensão terminal poderia ser muito alta e o fluxo chegaria à saturação. Com a saturação, o torque máximo seria menor que o indicado na figura 10 (RASHID, 1999).

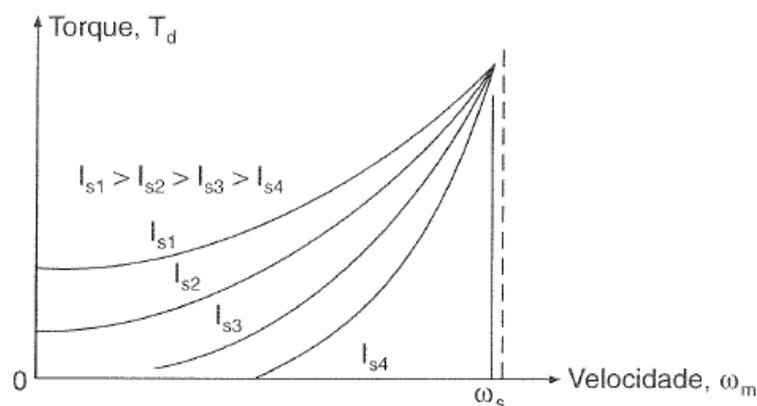


Figura 10: Curvas características torque-velocidade para o controle da corrente.

(FONTE: Rashid, 1999 – pág. 674).

É possível fornecer corrente constante através de inversores trifásicos tipo fonte de corrente. Segue abaixo algumas vantagens do inversor alimentado por corrente, embora ele cause a geração de harmônicos e pulsação de torque:

- Controle das correntes de falta;
- Controle da corrente é menos sensível às mudanças dos parâmetros do motor.

Na figura 11 são apresentados duas configurações de acionamentos com inversores alimentados por corrente. Na figura 11 (a) o indutor atua como fonte de corrente controlada através do retificador controlado, porém, nessa configuração, o fator de potência de entrada é muito baixo. Já na figura 11 (b), o *chopper* controla a fonte de corrente e o fator de potência de entrada é maior.

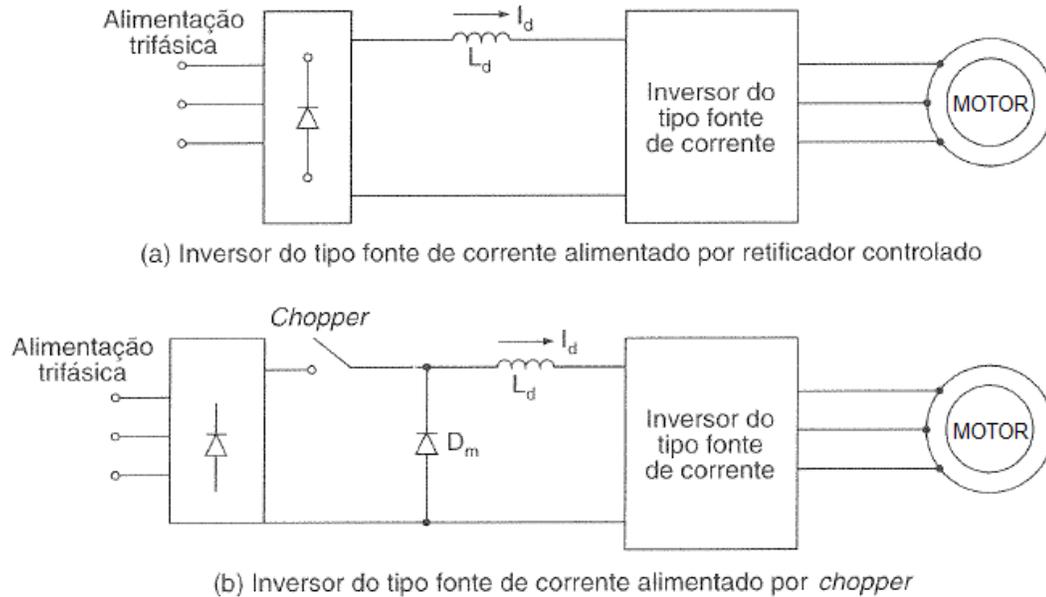


Figura 11: Acionamento de máquina de indução do tipo fonte de corrente. (FONTE: Rashid, 1999 – pág. 675).

2.3.5. Controle da Tensão, Frequência e Corrente

O controle de velocidade através da variação da tensão, frequência e corrente é necessária nos casos em que se espera atingir determinados requisitos de torque-velocidade.

Neste caso existem três regiões de operação da máquina de indução conforme indicado na figura 12. Na primeira região, para $\beta \leq 1$, a velocidade pode ser alterada através do controle da tensão (ou da corrente), e o torque permanece constante. Na segunda região, para $1 \leq \beta \leq 1,5$, varia-se o escorregamento e o motor é operado com corrente constante. Na terceira região, para $\beta \geq 1,5$, a corrente no estator é reduzida e a velocidade é controlada pela frequência.

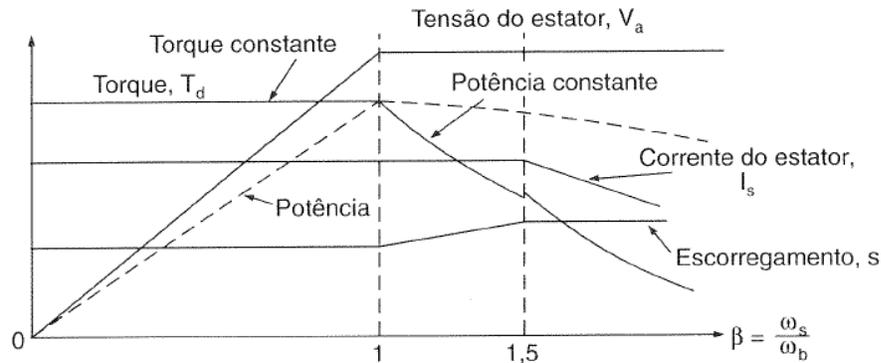


Figura 12 - Variáveis controladas em função da frequência. (FONTE: Rashid, 1999 – pág. 677).

Para $\beta > 1$, controla-se a frequência e mantém a tensão constante. Neste caso, o fluxo diminui com o aumento da frequência e o motor opera no modo de enfraquecimento de campo. Já para $\beta < 1$, o motor opera com um fluxo constante.

O motor de indução pode operar no modo de frenagem regenerativa, ou seja, ao reduzir a referência de velocidade, ocorre uma diminuição da frequência de alimentação. Quando existe um torque frenante ou um torque em função da carga, aparece uma desaceleração no acionamento do motor. Para velocidades abaixo do valor nominal ω_b , a frequência e a tensão são diminuídas para manter o fluxo constante ou a relação V/f desejada, conservando a operação do motor nas curvas de torque-velocidade com uma inclinação negativa, restringindo a velocidade de escorregamento. Entretanto, quando o motor opera com velocidades acima da nominal ω_b , e deseja-se manter a operação na parte das curvas de torque-velocidade com uma inclinação negativa, realiza-se a diminuição da frequência com a velocidade.

Através dos pontos indicados na figura 13, é possível verificar as variações de torque e potência para uma determinada corrente de estator e frequência abaixo da nominal. (RASHID, 1999).

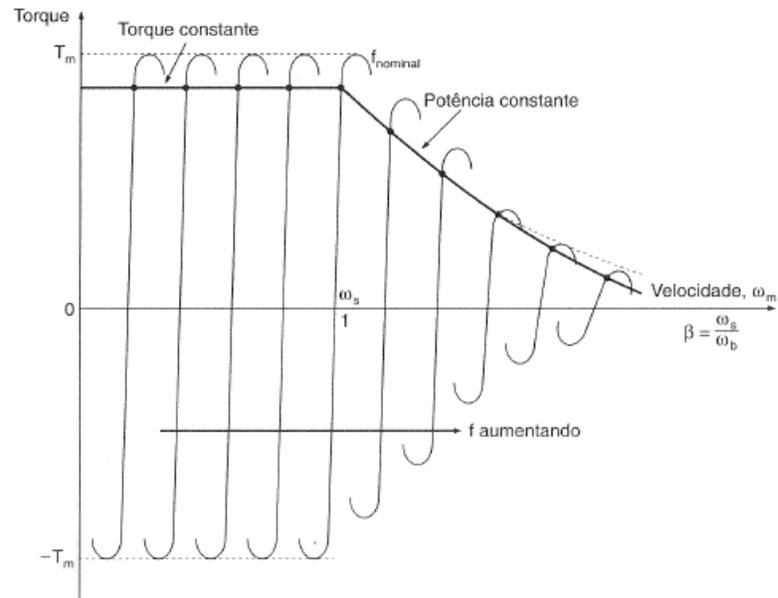


Figura 13 - Curvas características torque-velocidade para o controle com frequência variável. (FONTE: Rashid, 1999 – pág. 678).

2.4. Controle através da Modulação por Largura de Pulsos (PWM)

Nos inversores de frequência são utilizados dispositivos semelhantes a um interruptor, no qual eles são chaveados de forma rápida para controlar a velocidade de uma carga. Este controle é realizado pela técnica da modulação por largura de pulsos (do inglês *pulse width modulation* - *PWM*), onde as chaves são ligadas e desligadas inúmeras vezes ao longo de um semiciclo, e a tensão na seção de saída do inversor é controlada pela variação da largura dos pulsos. A tensão de saída tem amplitude constante enquanto que a tensão média é controlada através da modulação por largura de pulso.

A lógica de disparo das chaves do inversor é fundamental na eficiência e no desempenho do sistema de acionamento. Os sinais de gatilho são gerados pela comparação de uma onda triangular portadora com um sinal CC, como ilustrado na figura 14.

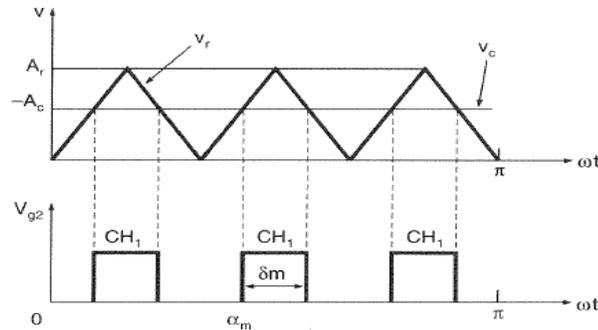


Figura 14 - Comparação da onda triangular com o sinal CC. (FONTE: Rashid, 1999 – pág. 215).

Existem diversos métodos para variar as larguras dos pulsos, e a mais comum é a modulação por largura de pulsos senoidal (SPWM) indicada na figura 15. Neste método, os pulsos que controlam as chaves do inversor são gerados a partir da comparação entre uma onda senoidal de modulação de *referência*, denominada de $v_R(t)$ e com amplitude V_m e frequência f_m , e uma onda triangular *portadora*, denominada de $v_c(t)$ e com amplitude V_c e frequência f_c . Os instantes de chaveamento são definidos através do cruzamento entre a onda senoidal de *referência* e a onda triangular *portadora*. A variação da amplitude da onda senoidal faz alterar a largura de pulsos t_w , e isso gera a variação de tensão na saída do inversor.

Existem duas relações importantes neste método, sendo N a relação de frequência da portadora (f_c/f_m), e M a relação de modulação (V_m/V_c) que varia entre 0 e 1. (AHMED, 2000)

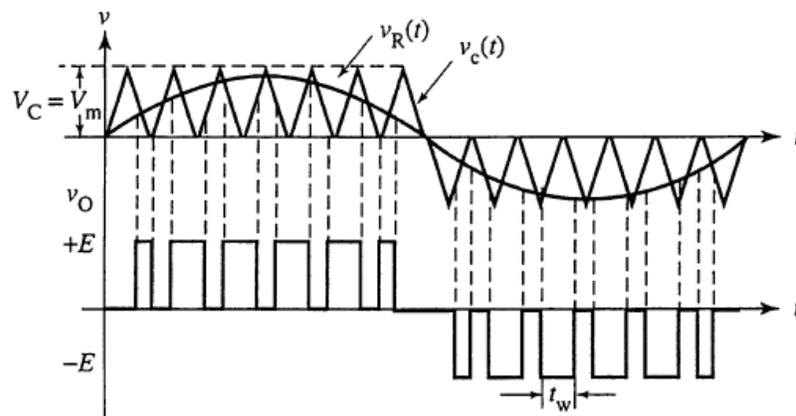


Figura 15 - Controle da modulação por largura de pulsos senoidal. (FONTE: Ahmed, 2000 – pág. 370).



Com base na teoria apresentada anteriormente, pode-se afirmar que a largura do pulso é aproximadamente proporcional à ordenada média da senóide em cada intervalo. Quanto maior a frequência da portadora, mais próxima da forma de onda ideal para o controle PWM, portanto, a largura de cada pulso será uma função senoidal da posição angular. Verifica-se ainda que:

- Quando a tensão precisa aumentar, os pulsos são “alargados”;
- Quando a tensão precisa diminuir, os pulsos são “estreitados”.

Considerando um PWM senoidal, quando se eleva a frequência de chaveamento e a largura de pulsos, surgem harmônicos de ordem superior da tensão gerada e estes não representam grande problema já que a própria indutância do motor impede a entrada de suas respectivas correntes.

Sendo assim, a tensão eficaz e a frequência do sinal PWM entregue ao motor podem ser controladas. Normalmente a variação de frequência fica entre 2,5 kHz e 16 kHz, facilitando a eliminação dos componentes harmônicos de baixa ordem gerados pelos IGBT's durante os chaveamentos. Na medida do possível, deixa-se a frequência de PWM próxima do limite inferior (2,5 kHz), pois assim diminui as interferências eletromagnéticas geradas pelo sistema (EMI).

3. MATERIAIS E MÉTODOS

Este capítulo apresenta o estudo desenvolvido durante o projeto do inversor de frequência trifásico para acionamento e controle escalar de um motor de indução trifásico (MIT), bem como um sistema de proteção de sobrecorrente e alta temperatura do motor. Os principais dispositivos utilizados no funcionamento do sistema é o micro controlador PIC18F2431 e o *driver* FSBB15CH60C.

A primeira etapa deste capítulo apresenta o levantamento dos parâmetros do MIT, o diagrama de blocos do sistema e as principais características do microcontrolador e do *driver* de controle.

A última etapa apresenta a concepção de um circuito que atenda a todas as especificações de funcionamento proposta, a montagem do protótipo e a memória de cálculo.

3.1. Descrição Geral do Sistema

O inversor de frequência implementado possibilita controlar o motor de forma manual ou automática.

No modo manual, o controle de velocidade é realizado diretamente pela placa de controle, onde está instalado o micro controlador PIC18F2431 que gera os sinais PWM necessários para a placa de potência, onde está localizado o *driver* inteligente da Fairchild Semiconductor, modelo FSBB15CH60C. Estes dispositivos incorporam funções e periféricos concebidos para o controle de motores, otimizando o tamanho do circuito e o tempo de desenvolvimento.

No modo automático, o sistema de controle de velocidade e de proteção é controlado através do *software* supervisionado, desenvolvido no *software* C++ *Builder* 2010. Este modo possibilita ao operador realizar comandos e supervisionar o sistema remotamente através de um computador.

O sistema de proteção é composto por três circuitos de medição analógica, sendo um de temperatura e dois de corrente. A medição de temperatura é realizada

através do sensor LM35 e este foi fixado em local específico próximo ao estator do motor. As medições de corrente das fases “R” e “S” foram realizadas através de transformadores de corrente (TC’s) instalados em cada uma das fases do motor. As amostras analógicas foram condicionadas através de circuitos de instrumentação diferencial e levadas para o micro controlador PIC18F2431.

O desenvolvimento do protótipo far-se-á a partir do diagrama em blocos mostrado na figura 16.

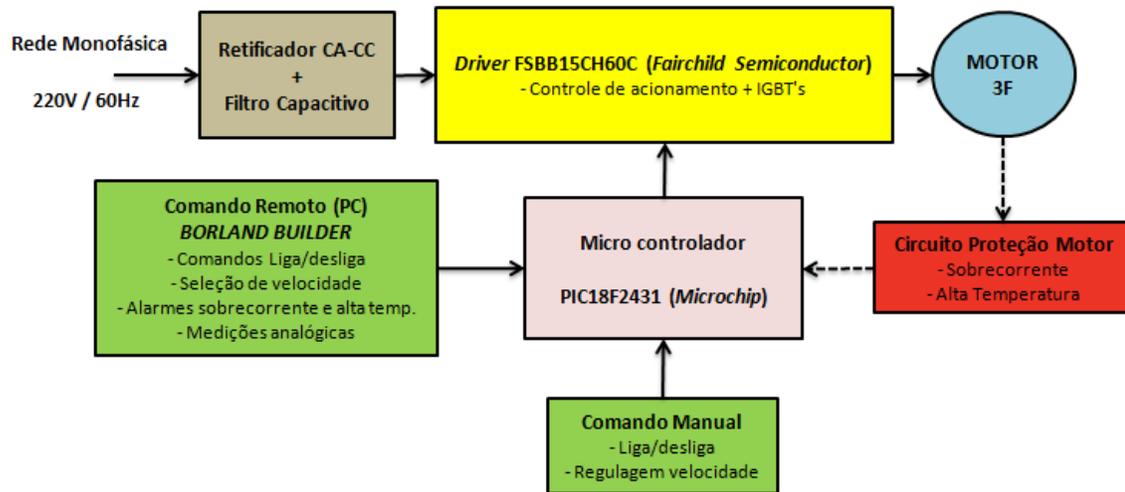


Figura 16 - Diagrama em blocos do sistema.

O protótipo será alimentado com uma tensão alternada de 220 V / 60 Hz monofásica ou bifásica sendo posteriormente convertida em tensão CC através do retificador CA-CC. Esta tensão será conectada ao *driver* FSBB15CH60C e, através dos sinais PWM enviados pelo micro controlador PIC, será convertida em tensão alternada (CA) de modo a alimentar/regular a velocidade do motor. Em função de o controle ser em malha aberta, eventuais erros em virtude do escorregamento serão tolerados.

3.2. Levantamento Experimental dos Parâmetros do Motor

O levantamento experimental dos parâmetros do motor é necessário para determinar uma ampla variedade de características de desempenho das máquinas de indução polifásicas em regime permanente. Para a execução dos testes e dos cálculos dos parâmetros, pode-se utilizar um circuito equivalente do motor com o modelo de circuito por fase desprezando as perdas no núcleo, conforme é mostrado na figura 17.

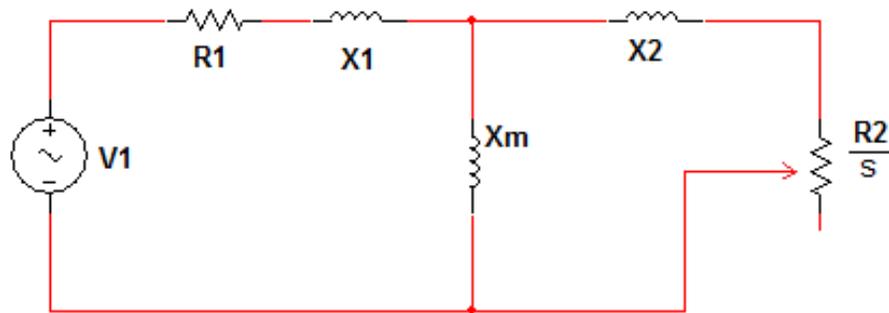


Figura 17 - Circuito equivalente por fase do motor de indução trifásico.

Onde:

R_1 = Resistência do enrolamento do estator [Ω];

X_1 = Reatância equivalente do fluxo disperso ao estator [Ω];

X_m = Reatância de magnetização [Ω];

X_2 = Reatância de fluxo disperso [Ω];

R_2 = Resistência do enrolamento do rotor [Ω];

s = Escorregamento.

Na tabela 1 são apresentados os dados de placa do motor utilizado neste projeto.

Tabela 1 – Dados de placa do motor.

Modelo	A56 0397
Fabricante	WEG
Potência	0,5 CV
Tensão	220 / 380 V
Corrente	2,20 / 1,30 A
Rotações	1735 rpm
Frequência	60 Hz
Classe de Isolação	B
Reg. S.	1
ip / in	5,5
Fator Sobrecarga	1,25
Grau de Proteção	IP-21
Categoria	N

3.2.1. Resultados obtidos no ensaio a vazio

Na tabela 2 são apresentados os valores obtidos no ensaio a vazio. Foi encontrada uma pequena variação nas amostras de tensão e de corrente devido ao aquecimento do motor durante os testes.

Tabela 2 – Valores obtidos no ensaio a vazio.

ENSAIO À VAZIO							
Testes	Tensão (V)	Corrente (A)			Potência (W)		
	Tensão de fase	Fase R	Fase S	Fase T	Fase R	Fase S	Fase T
1	219,4	0,75	0,75	0,75	160	160	160
2	220,3	0,79	0,79	0,8	162	161,5	161,5
3	222,3	0,75	0,8	0,75	165	165	165
MÉDIA	220,7	0,76	0,78	0,77	162	162	162

Utilizando os valores médios de corrente e potência deste ensaio, podem-se calcular os demais parâmetros do motor, sendo:

$$R_{vazio} = \frac{P_{vazio}}{I_{vazio}^2} = \frac{162}{0,76^2} = 280,47\Omega$$

$$P_{rot} = P_{vazio} - R_1 \cdot I_1^2 = 162 - (22,3 \cdot 0,76^2) = 149,12W$$

$$Z_{vazio} = \frac{V_{vazio(fase)}}{I_{vazio}} = \frac{220,6}{0,76} = 290,26\Omega$$

$$X_{vazio} = \sqrt{Z_{vazio}^2 - R_{vazio}^2} = \sqrt{290,26^2 - 280,47^2} = 74,75\Omega$$

Onde:

P_{vazio} = Potência monofásica do motor a vazio [W];

R_{vazio} = Resistência do motor a vazio [Ω];

P_{rot} = Potência rotacional [W];

Z_{vazio} = Impedância do motor a vazio [Ω];

X_{vazio} = Reatância do motor a vazio [Ω];

I_{vazio} = Corrente monofásica do motor a vazio [A];

R_l = Resistência do enrolamento estático [Ω].

Com o motor na temperatura ambiente, a resistência por fase do enrolamento estático é de $20,8\Omega$ e, com o motor quente (após 10 minutos de operação), a resistência aumentou para $23,8\Omega$. Sendo assim, considerou-se a média aritmética destes valores que é igual a $22,3\Omega$.

3.2.2. Resultados obtidos no ensaio com o rotor bloqueado

Na tabela 3 são apresentados os valores obtidos no ensaio com o rotor bloqueado.

Tabela 3 – Valores obtidos do ensaio com o rotor bloqueado.

ENSAIO COM ROTOR BLOQUEADO							
Testes	Tensão (V)	Corrente (A)			Potência (W)		
	Tensão de fase	Fase R	Fase S	Fase T	Fase R	Fase S	Fase T
1	54,1	1,3	1,3	1,3	60	60	60
2	55,8	1,3	1,3	1,3	63	63	63
3	61,2	1,3	1,3	1,3	70	70	70
MÉDIA	57	1,3	1,3	1,3	64	64	64

Utilizando os valores médios de corrente e potência deste ensaio, podem-se calcular os demais parâmetros do motor, sendo:

$$R_{bloq} = \frac{P_{bloq}}{I_{bloq}^2} = \frac{64}{1,3^2} = 37,87\Omega$$

$$Z_{bloq} = \frac{V_{bloq(fase)}}{I_{bloq}} = \frac{57}{1,3} = 43,85\Omega$$

$$X_{bloq} = \sqrt{Z_{bloq}^2 - R_{bloq}^2} = \sqrt{43,85^2 - 37,87^2} = 22,11\Omega$$



Onde:

R_{bloq} = Resistência do motor com o rotor bloqueado [Ω];

P_{bloq} = Potência do motor com o rotor bloqueado [W];

Z_{bloq} = Impedância do motor com o rotor bloqueado [Ω];

X_{bloq} = Reatância do motor com o rotor bloqueado [Ω];

$V_{bloq(fase)}$ = Tensão de fase do motor com o rotor bloqueado [V];

I_{bloq} = Corrente monofásica do motor com o rotor bloqueado [A].

3.2.3. Parâmetros calculados a partir dos ensaios a vazio e com o rotor bloqueado

Abaixo segue os valores das reatâncias de fluxo disperso e da resistência do rotor:

$$X_{d1} = 0,5.(X_{d1} + X_{d2}') = 0,5.X_{d1} + 0,5.X_{d2}'$$

$$0,5.X_{d1} = 0,5.X_{d2}' \Rightarrow X_{d1} = X_{d2}'$$

$$X_{d2}' = \frac{(X_{vazio} - X_{d1}).(X_{bloq} - X_{d1})}{(X_{vazio} - X_{bloq})}$$

$$X_{d2}' = X_{d1} = \frac{(74,75 - X_{d1}).(22,11 - X_{d1})}{(74,75 - 22,11)} \Rightarrow X_{d2}' = X_{d1} = 12,02\Omega$$

$$R_{bloq} = R_1 + R_2' \cdot \frac{X_m^2}{(X_m + X_{d2}')^2}$$

$$37,87 = 22,3 + R_2' \cdot \frac{(62,73)^2}{(62,73 + 12,02)^2} \Rightarrow R_2' = 22,11\Omega$$

Onde:

X_{d1} = Reatância equivalente de fluxo disperso no enrolamento estatórico [Ω];

X_{d2}' = Reatância equivalente de fluxo disperso no enrolamento rotórico, refletida para o primário [Ω];

R_2' = Resistência do enrolamento rotórico, refletida para o primário [Ω].

3.2.4. Partida do motor

Na partida do motor considera-se que o escorregamento é igual a 1 ($s = 1$) e com posse dos parâmetros obtidos nos subitens anteriores, calcula-se a impedância equivalente e a corrente de partida monofásica.

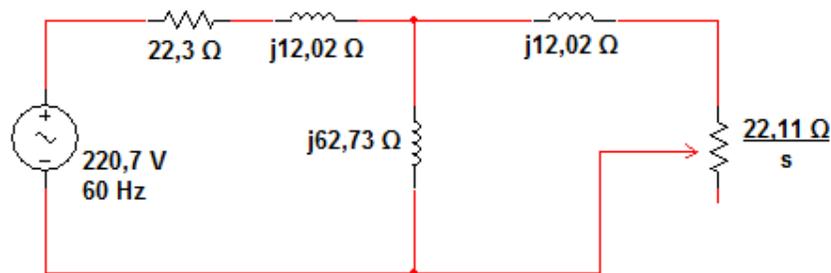


Figura 18 - Circuito equivalente monofásico com os valores calculados.

$$\vec{Z}_{eq} = (R_1 + X_{d1}) + [X_m // (R_2' + X_{d2}')]]$$

$$\vec{Z}_{eq} = (22,3 + j12,02) + [j62,73 // (22,11 + j12,02)]$$

$$\vec{Z}_{eq} = (45,11 \angle 35,73^\circ) \Omega = (36,61 + j26,34) \Omega$$

$$\vec{I}_p = \frac{220 \angle 0^\circ}{45,11 \angle 35,73^\circ} = (4,877 \angle -35,73^\circ) A$$

Onde:

$$\vec{Z}_{eq} = \text{Impedância equivalente por fase } [\Omega];$$

\vec{I}_p = Corrente de partida [A].

3.2.5. Condições nominais do motor

Em condições nominais, considerando a potência de saída igual a 0,5 CV, obtém-se primeiramente o escorregamento do motor, sendo:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{1800 - 1735}{1800} = 0,0361$$

Onde:

n_s = número de rotações por minuto do campo magnético girante estatórico [rpm];

n = número de rotações por minuto do rotor [rpm].

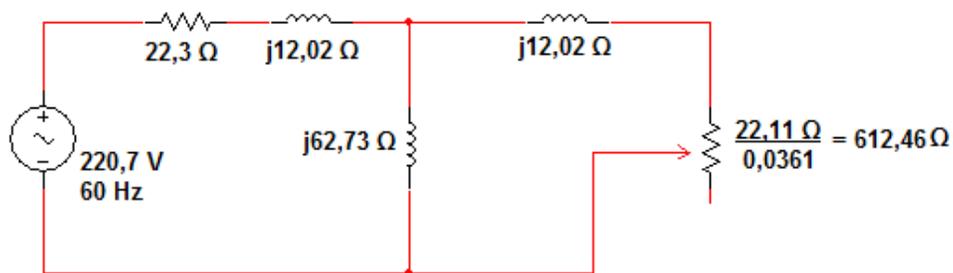


Figura 19 - Circuito equivalente monofásico considerando o escorregamento.

$$\vec{Z}_{eq} = (R_1 + X_{d1}) + [X_m // (R_2' + X_{d2}')]]$$

$$\vec{Z}_{eq} = (22,3 + j12,02) + [j62,73 // (612,46 + j12,02)]$$

$$\vec{Z}_{eq} = (79,32 \angle 68,84^\circ) \Omega = (28,63 + j73,97) \Omega$$

$$\vec{I}_1 = \frac{220 \angle 0^\circ}{79,32 \angle 68,84^\circ} = (2,77 \angle -68,84^\circ) A$$

$$F_p = \cos(68,84^\circ) = 0,361$$

$$P_{(3\phi)1} = 3 \cdot (220) \cdot (2,77) \cdot \cos(68,84^\circ) = 660 \text{ W}$$

$$P_{(3\phi)2} = 0,5 \cdot (736) = 368 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{368}{660} = 0,56 = 56\%$$

Onde:

\vec{I}_1 = Corrente primária [A];

F_p = Fator de potência;

$P_{(3\phi)1}$ = Potência trifásica primária [W];

$P_{(3\phi)2}$ = Potência trifásica secundária [W];

η = Rendimento do motor.

3.3. Micro controlador PIC18F2431

O micro controlador utilizado é o PIC18F2431, e ele é um dos dispositivos principais de controle do sistema (Figura 20), além do *Driver* de acionamento do motor FSBB15CH60C. Este micro controlador da MicroChip foi escolhido por pertencer a uma família de micro controladores cujas características se adaptam perfeitamente aos requisitos propostos neste trabalho.

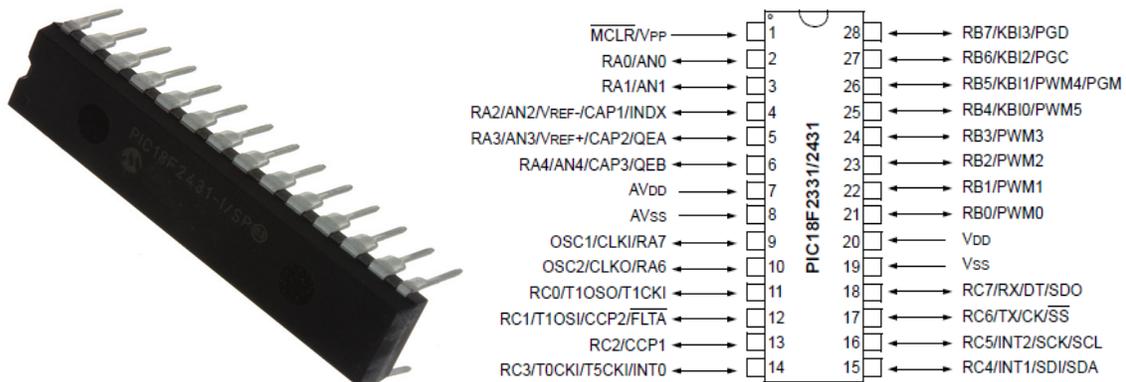


Figura 20 - Micro controlador PIC18F2431.



O PIC18F2431 possui um excelente desempenho e de acordo com o *datasheet*, segue abaixo as suas principais características:

➤ **Memória**

- 16 kbytes de memória *Flash*;
- 768 Bytes de memória RAM;
- 256 Bytes de memória EEPROM.

➤ **Módulo de controle PWM de 14 bits**

- 6 canais PWM;
- Opera por borda ou alinhamento central;
- Saídas complementares ou independentes;
- 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 *clock* externo, para até 40 MHz;
- Oscilador interno com 8 opções para seleção, de 31 kHz até 8 MHz;
- Oscilador secundário usando o *Timer1 @ 32 kHz*;
- 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/J2602;
- Dois módulos CCP (*capture/module/PWM*);
- Três interrupções externas;
- Periféricos programados por *software*.

➤ **Funções especiais**

- Compilador C com arquitetura otimizada e instruções estendidas;
- Retenção da memória Flash: 100 anos;
- Níveis de prioridade para as interrupções;
- Multiplicação de 8 bits por *hardware*;
- *Watchdog Timer* programável de 41ms 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.

3.4. Módulo IGBT trifásico FSBB15CH60C

O módulo IGBT trifásico modelo FSBB15CH60C (*Fairchild Semiconductor*) possui ampla gama de aplicações em inversores industriais. Internamente, o módulo não possui uma isolamento galvânica totalmente isolada, mas existe uma distância física entre a etapa de potência (saída trifásica e alimentação CC) e a etapa de comando (sinais PWM), conforme ilustrado na figura 21.

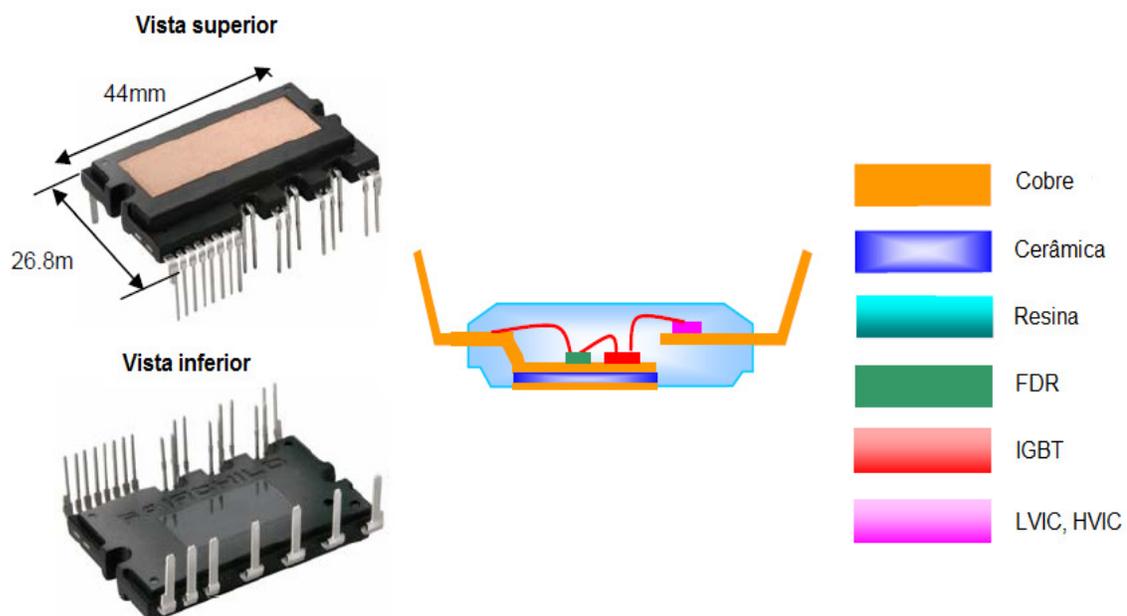


Figura 21 - Etapas de potência e controle do módulo FSBB15CH60C. (FONTE: *Application Note AN-9044*)

As principais características do módulo FSBB15CH60C são:

- Resistência térmica muito baixa devido ao uso de DBC;
- Tensão máxima de 600V e capacidade de condução de 15A, incluindo controle de IC's para condução de *gate* e proteção;
- Terminais de *Link-CC* separados para a medição de corrente de fase;
- Terra único da fonte de alimentação;
- Classe de isolamento de 2500Vrms/minuto.

Na figura 22 e na tabela 4 são mostrados os pinos do *driver*, bem como as suas respectivas funcionalidades.

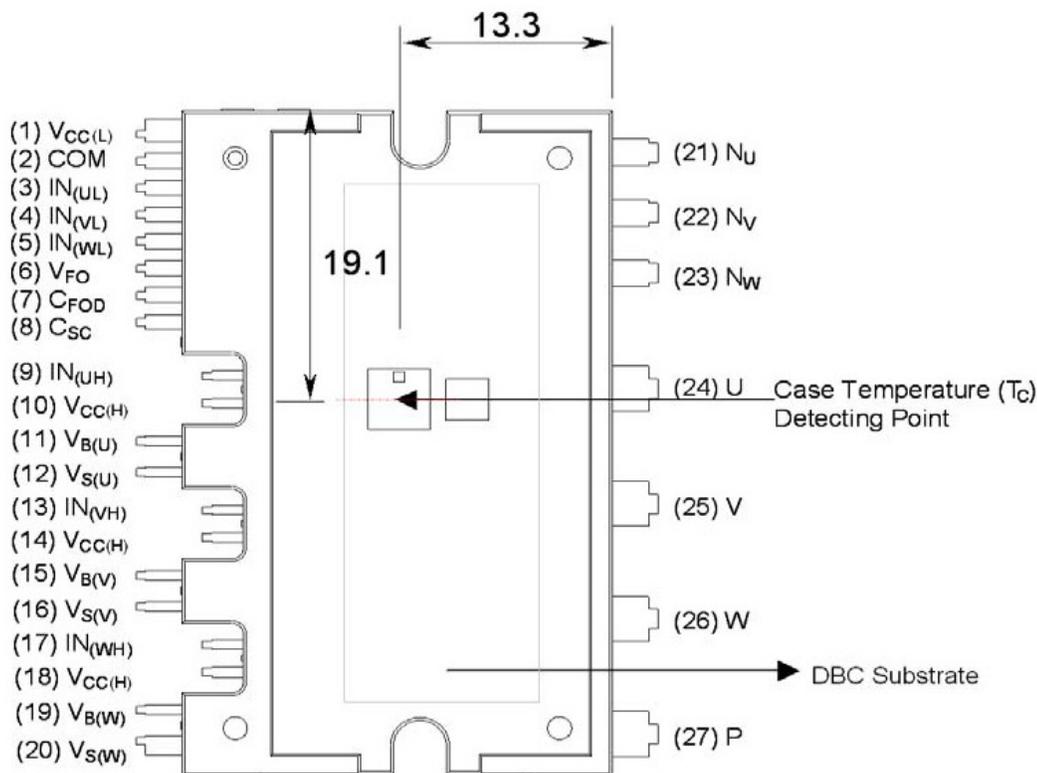


Figura 22 - Pinos de conexão do módulo FSBB15CH60C. (FONTE: *Application Note AN-9044*)

Tabela 4 – Pinos do módulo FSBB15CH60C.

Pino	Nome	Descrição
1	VCC(L)	Alimentação 15V para o IC e <i>driver</i> IGBT's (nível baixo)
2	COM	Terra da fonte de alimentação - GND
3	IN(UL)	Sinal de entrada para o lado baixo fase U
4	IN(VL)	Sinal de entrada para o lado baixo fase V
5	IN(WL)	Sinal de entrada para o lado baixo fase W
6	VFO	Sinal de falha
7	CFOD	Capacitor para determinar a largura do pulso (tempo de duração) da falha
8	CSC	Capacitor (filtro passa-baixa) para entrada de proteção de curto-circuito
9	IN(UH)	Sinal de entrada para o lado alto fase U
10	VCC(H)	Alimentação 15V para o IC e <i>driver</i> IGBT's (nível alto)
11	VB(U)	Tensão <i>bootstrap</i> do lado alto para a fase U do <i>driver</i> IGBT
12	VS(U)	Tensão de polarização do <i>driver</i> IGBT fase U (nível alto)
13	IN(VH)	Sinal de entrada para o lado alto fase V
14	VCC(H)	Alimentação 15V para o IC e <i>driver</i> IGBT's (nível alto)
15	VB(V)	Tensão <i>bootstrap</i> do lado alto para a fase V do <i>driver</i> IGBT
16	VS(V)	Tensão de polarização do <i>driver</i> IGBT fase V (nível alto)
17	IN(WH)	Sinal de entrada para o lado alto fase W
18	VCC(H)	Alimentação 15V para o IC e <i>driver</i> IGBT's (nível alto)
19	VB(W)	Tensão <i>bootstrap</i> do lado alto para a fase W do <i>driver</i> IGBT
20	VS(W)	Tensão de polarização do <i>driver</i> IGBT fase W (nível alto)
21 a 23	NU, NV, NW	Entrada negativa do <i>link-DC</i> para as fases U, V e W
24 a 26	U, V, W	Saída para as fases U, V e W
27	P	Entrada positiva do <i>link-CC</i>

3.5. Funcionamento do Inversor de Frequência

O módulo *driver*/IGBT's utilizado neste projeto requer a aplicação de uma tensão até 450V (sinal contínuo) entre os terminais positivo (27) e negativo (21, 22 e 23) onde, através da sequência de pulsos PWM enviados pelo micro controlador, o *driver* interno ao módulo FSBB15CH60C realize a sequência de chaveamento da tensão contínua e transforme em tensão alternada trifásica. Dessa forma, é necessário retificar a tensão alternada monofásica da rede de alimentação por meio de uma ponte de diodos de onda completa, para formar um barramento CC de alimentação dos IGBT's.

Após a etapa de retificação, é realizado o filtro do sinal CC através do banco de capacitores, para diminuir o *ripple* desta tensão contínua, gerando um barramento CC para os IGBT's, conforme ilustrado na figura 23. Este barramento é utilizado para gerar a tensão e a frequência variável, ou seja, nas saídas dos IGBT's haverá novamente uma corrente alternada, e agora ela está com o nível de tensão e frequência diferentes da rede de alimentação (entrada) do circuito.

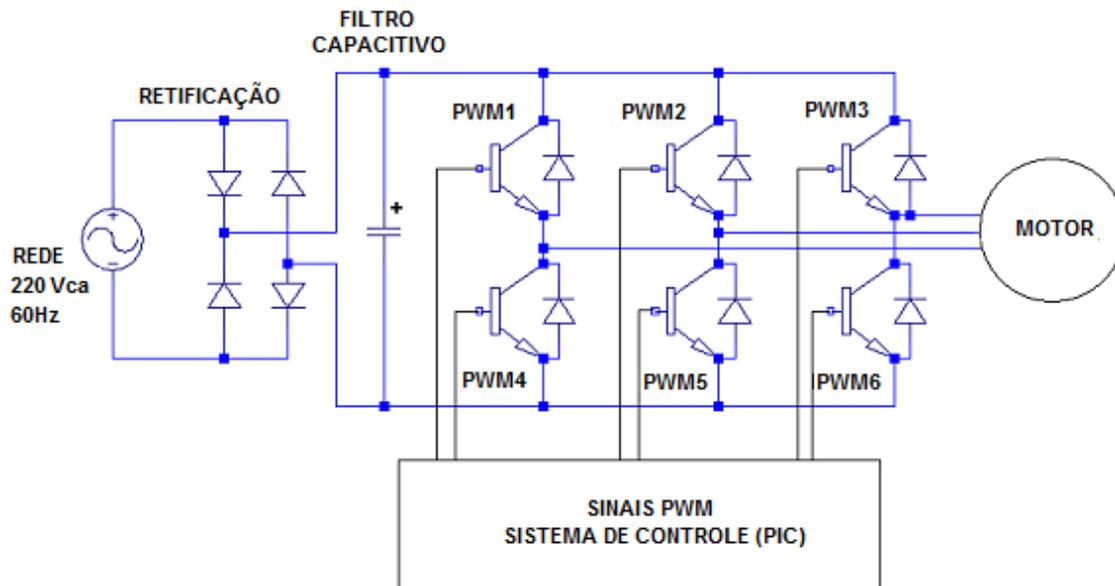


Figura 23 - Circuito básico do inversor de frequência.

O micro controlador é o responsável por gerar os sinais PWM que convertem o sinal contínuo do barramento CC em corrente alternada trifásica para o motor, defasando os sinais de disparo em 120° . Ele determina a tensão de saída e a frequência, através da variação do tempo que cada chave permanece ligada e desligada.

Na figura 23 verifica-se que, em paralelo a cada IGBT, existe um diodo de roda livre (conhecido como “ultrarrápido”), sendo este utilizado para dissipar a energia quando as chaves estão em aberto, evitando uma sobretensão em cada IGBT.

Na geração dos sinais PWM deve existir um intervalo de tempo entre o acionamento e o desligamento de cada IGBT da mesma fase de saída, de modo que ambos não conduzam corrente instantaneamente. Caso ocorra esta condução simultânea, poderá danificar as chaves devido ao curto-circuito que ocorrerá no barramento CC. Na figura 24 é mostrado uma demonstração dos sinais de saída do sistema de controle com *deadtime* (tempo morto) definido. Nos gráficos, *g1* representa os sinais PWM para o IGBT1 e assim sucessivamente.

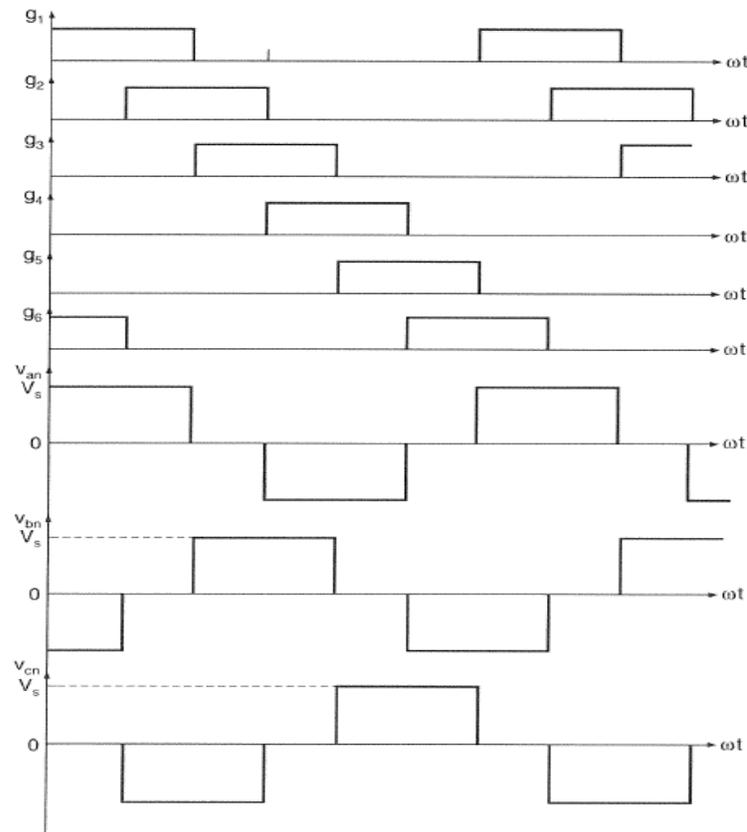


Figura 24 – Geração do *deadtime* e sinais de comando para condução por 120°.

(FONTE: Rashid, 1999 – pág. 455)

O módulo FSBB15CH60C necessita de no mínimo $2 \mu\text{s}$ de *deadtime* para garantir que não ocorra a condução simultânea de cada par de IGBT's (em cada fase). O tempo calculado é mostrado a seguir:

$$\text{tempo}(\mu\text{s}) = \frac{1.10^6}{\frac{\text{freq.}(\text{osc})}{8}(\text{prescaler})} = \frac{1.10^6}{\frac{10\text{MHz}}{8}} = 0,8\mu\text{s}$$

Considerando a relação entre o tempo mínimo de *deadtime* ($2 \mu\text{s}$) do módulo e o tempo gerado pelo microcontrolador ($0,8 \mu\text{s}$), chega-se ao valor de 2,5. Para garantir o perfeito funcionamento do inversor, foi considerado cinco vezes mais o tempo gerado pelo PIC ($0,8 \mu\text{s}$), resultado no valor de $4 \mu\text{s}$ para o *deadtime*, exatamente o dobro do tempo mínimo estabelecido pelo fabricante do módulo FSBB15CH60C.

Para gerar a forma de onda senoidal na saída para o motor, é necessário que a frequência de chaveamento seja superior à frequência da senóide gerada.

Quanto maior for a frequência de modulação, menor será a variação de tensão entre as tensões médias. Na figura 25, verifica-se que se dobrada a frequência de chaveamento, pode-se duplicar o número de pontos da senóide, diminuindo a variação de tensão entre os pontos, tendo a forma de onda seno mais próxima da real. Quanto maior o número de pontos de amostragem mais nos aproximará da função senoidal ideal.

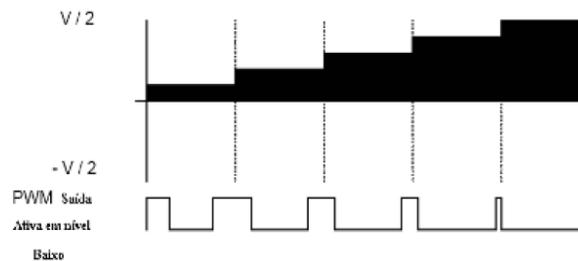


Figura 25 - Geração da função seno através da variação do PWM no tempo.

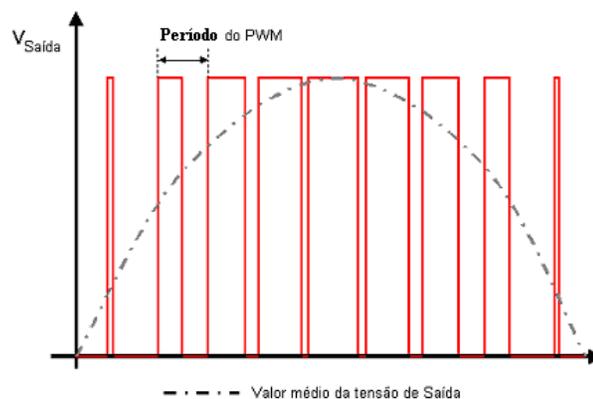


Figura 26 – Sinais PWM gerando tensão senoidal.

3.6. Funcionamento do Sistema de Proteção do Motor

As proteções de sobrecorrente e alta temperatura do motor foram desenvolvidas para proteger o sistema de isolamento do motor. Conforme o manual WEG, o limite de temperatura de um motor de indução com classe térmica B é de 130°C e um aumento de 8 a 10 graus Celsius acima deste limite, pode reduzir a vida útil do bobinado pela metade. Com base nestas informações, foi implementada uma placa de condicionamento de sinais específica. Para fazer a medição das correntes das fases R e S do motor, foi instalado em cada fase um sensor de efeito *Hall* do tipo toróide. Já para fazer a medição de temperatura dos enrolamentos do motor, foi utilizado um sensor LM35 instalado dentro do motor, fixado próximo do enrolamento estatórico.

3.6.1. Sensores de corrente

Neste projeto utilizou-se sensores de corrente de efeito *Hall* do tipo toróide, modelo CSLA1CD, fabricante Honeywell, que permite medições CA ou CC de 0 a 57A, com tempo de resposta de 3 μ s e ele pode ser alimentado com fonte contínua de 8 a 16 Vcc. Na figura 27 é apresentada a montagem dos sensores de corrente, e no anexo A pode-se verificar as demais características do sensor, bem como as dimensões físicas do componente.

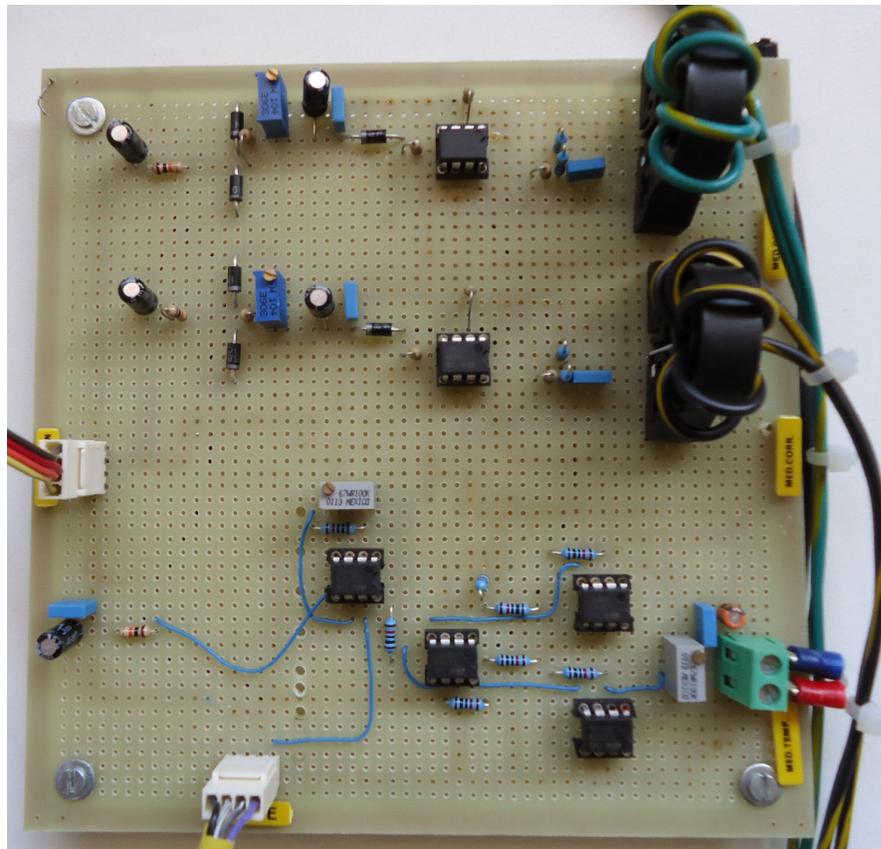


Figura 27 – Placa de proteção com os sensores de corrente de efeito *Hall*.

3.6.2. Sensor de temperatura

O LM35 utilizado neste projeto é um circuito-integrado sensor de temperatura fabricado pela empresa National Semiconductor, que gera uma tensão de saída linearmente proporcional à temperatura em graus Celsius, a taxa de 10mV para cada 1,0°C de temperatura. Além disso, o LM35 apresenta vantagens em relação aos sensores de temperatura calibrados em “Kelvin”, já que não é

necessário fazer a subtração de uma constante a partir do sinal de saída do sensor, para que se obtenha a relação em graus Celsius.

Este sensor não necessita de qualquer calibração externa para fornecer com exatidão valores de temperatura com variações de $0,25^{\circ}\text{C}$ ou até $0,75^{\circ}\text{C}$ na faixa de temperatura de -55°C a 150°C . O sensor também possui saída com baixa impedância, linear e calibração precisa, fazendo com que o interfaceamento de leitura seja simples. Este sensor pode ser alimentado por uma fonte simples ou simétrica, dependendo de como se deseja o sinal de saída. Mas, independente da fonte utilizada, a saída continuará sendo de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, sendo drenada uma corrente de $60\ \mu\text{A}$ para a alimentação.

A seguir apresenta-se um resumo das características do sensor:

- Opera em tensões de 4 a 20 Volts;
- Dreno de corrente menor que $60\ \mu\text{A}$;
- Saída com baixa impedância: $0,1\ \text{W}$ por $1\ \text{mA}$;
- Calibrado diretamente em graus Celsius;
- Linear: $+10,0\ \text{mV}/^{\circ}\text{C}$ (fator de escala);
- $0,5^{\circ}\text{C}$ de exatidão garantida (a 25°C);
- Faixa de funcionamento de -55°C a $+150^{\circ}\text{C}$;
- Adequado para aplicações de monitoramento remoto;
- Baixo custo.

Utilizou-se neste projeto o LM35 com encapsulamento TO-92 e a configuração de ligação conforme a figura 1 do anexo B. Nesta configuração, o sensor mede temperaturas de $+2^{\circ}\text{C}$ a $+150^{\circ}\text{C}$.

3.7. Implementação do Hardware

Este projeto contempla o desenvolvimento de um inversor trifásico e um sistema de proteção para um motor de indução trifásico de $0,5\ \text{CV} - 220\ \text{V}$ (ligação estrela), com variação de velocidade de 10 a 80 Hz e com uma rampa de aceleração e desaceleração de $9,54\ \text{Hz}/\text{segundo}$. O inversor foi projetado para girar o motor em apenas um sentido, e a partida, parada e a variação de velocidade podem ser

realizadas no modo manual através de uma placa micro controlada ou no modo automático através do *software* supervisor. A corrente nominal na saída do inversor foi projetada para 2,77 A, por fase.

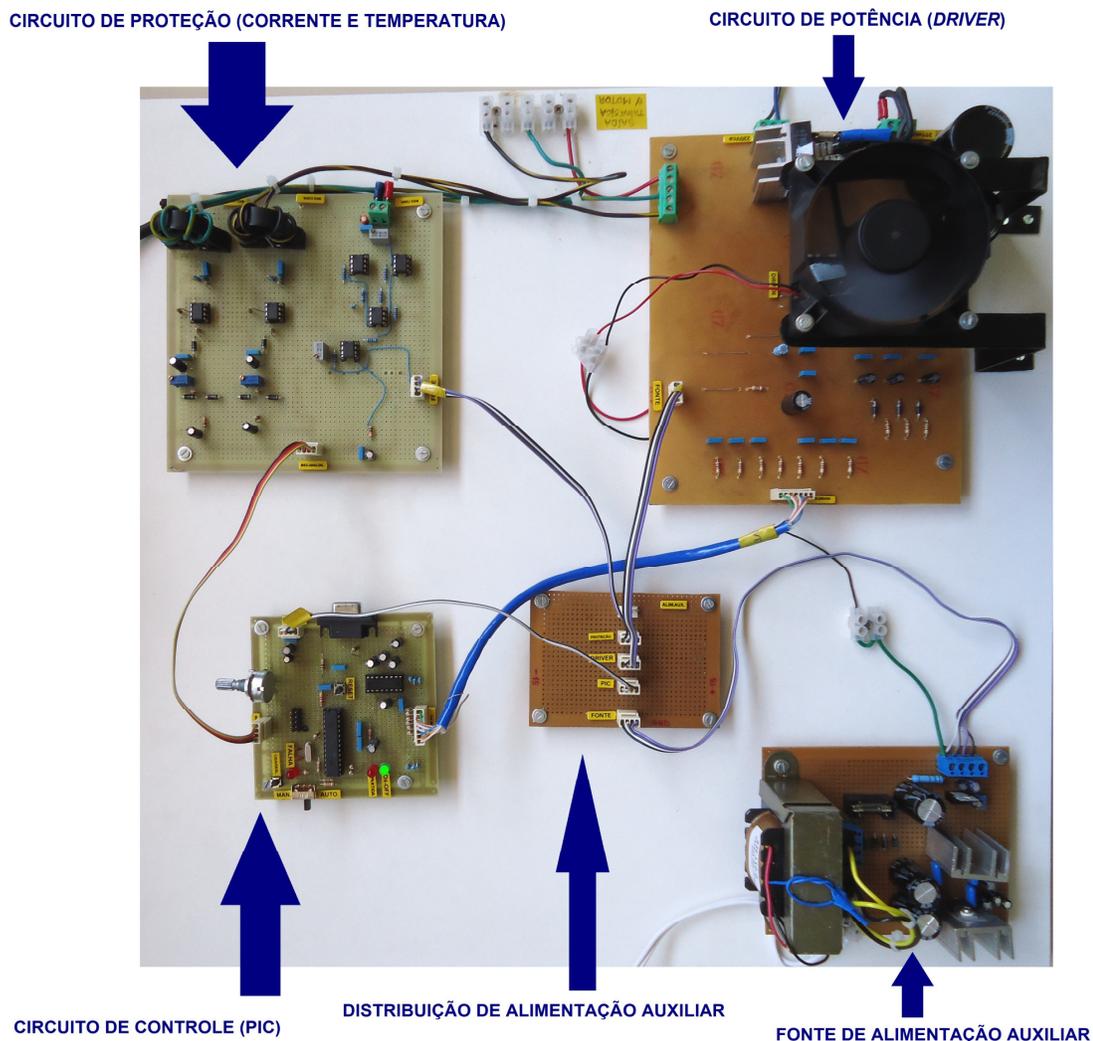


Figura 28 – Protótipo do inversor de frequência e do sistema de proteção para o motor de indução.

3.7.1. Dimensionamentos do banco de capacitores do barramento CC

Na placa do inversor (placa de potência), foram instalados dois capacitores eletrolíticos para filtrar a tensão CA retificada e fornecer tensão CC ao barramento conectado ao módulo de IGBT's. Tais capacitores são utilizados para diminuir o

ripple do sinal CC. Sua capacitância é uma função inversa da variação de tensão, conforme indicado na equação 33.

$$C_{\min} = \frac{2 \cdot P_{in}}{(V_{\max}^2 - V_{\min}^2) \cdot f_{retificada}} \quad (33)$$

Sendo que P_{in} é a potência da carga em Watts.

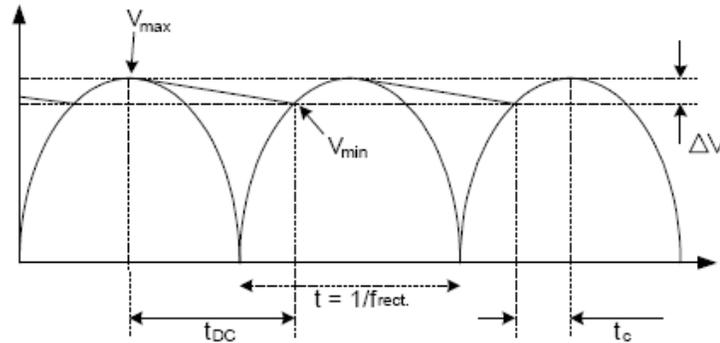


Figura 29 – Forma de onda CA retificada.

O tempo de carga é dado por

$$t_c = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{V_{\min}}{V_{\max}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{entrada}} \quad (34)$$

O tempo de descarga é dado por

$$t_{DC} = \frac{1}{f_{retificada}} - t_c \quad (35)$$

A corrente de pico do *ripple* de carga é dada por

$$I_{c(pico)} = C \cdot \frac{V_{\max} - V_{\min}}{t_c} \quad (36)$$

A corrente de carga rms é dada por

$$I_{c(rms)} = \sqrt{I_{c(pico)}^2 \cdot t_c \cdot f_{retificada}} \quad (37)$$

O motor utilizado neste projeto tem potência de 0,5 CV, ligação estrela 220 V, 4 pólos, corrente de 2,77A, rendimento de 56% e fator de potência de 0,361. Abaixo segue a definição dos capacitores de filtro instalados no barramento CC.

$$P_{motor} = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot 220 \cdot 2,77 \cdot \cos(68,84^\circ) = 660 \text{ W}$$

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

$$C_{\min} = \frac{2.660}{(311^2 - 285^2).120} = 710\mu F$$

Para atender a capacitância calculada, foram instalados dois capacitores eletrolíticos em paralelo, sendo um de $470\mu F - 400V$ e outro de $330\mu F - 400V$, podendo acionar um motor de até 744W.

A ponte retificadora foi dimensionada através do tempo de carga do capacitores, sendo:

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

$$I_c = 800.10^{-6} \cdot \frac{311 - 285}{1,092.10^{-3}} = 19,05A$$

$$I_{c(rms)} = \sqrt{19,05^2 \cdot 1,092 \cdot 10^{-3} \cdot 120} = 6,89A$$

Dessa forma, utilizou-se no circuito uma ponte retificadora de 25A, modelo SKN 25/08, fabricante Semikron.

3.7.2. Implementação dos circuitos de *Bootstrap*

Os drivers incorporados dentro do módulo FSB15CH60C responsáveis por disparar os IGBT's, necessitam de uma fonte flutuante auxiliar conectados aos IGBT's de nível alto para efetuar os disparos dos mesmos. Quando a saída OUT está ativada, $V_S = GND$, então o capacitor CBS é carregado com a tensão da fonte auxiliar de +15V, menos a queda de tensão no diodo DBS. Para ativar a saída HO é necessário que o capacitor esteja carregado, então quando o driver emite o sinal para disparar a saída HO, o capacitor começa a descarregar funcionando como uma fonte flutuante.

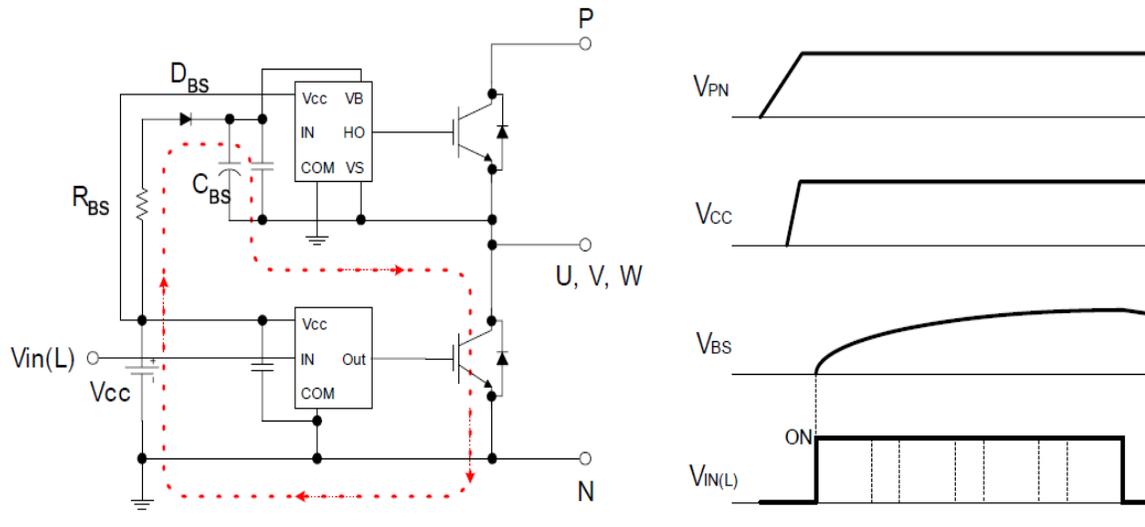


Figura 30 – Circuito e gráfico de *Bootstrap*.

O inversor foi projetado para trabalhar em uma frequência de chaveamento de PWM de 9,8kHz. Nesta aplicação o fabricante do módulo recomenda a utilização de capacitores de $22\mu F - 25V$ e diodos rápidos como o 1N4936.

3.7.3. Modos de operação - Manual e Automático

O microcontrolador PIC18F2431 foi programado para realizar funções no modo manual e no modo automático, conforme indicado a seguir. Esta seleção é feita através da chave S1 instalada na placa do PIC.

Modo Manual (comandos / visualizações na placa do PIC)

- Ajuste de velocidade do motor, através do potenciômetro P1 (pino 2);
- Ligar e desligar o motor, através do botão S3 (pino 11);
- Utilização da função *Reset*, através do botão S2 (pino 1);
- Led_ON/OFF (pino 16);
- Led_Partida (pino 16);
- Led_Falha (pino 14).

Modo Automático (comandos / medições / visualizações pelo supervisor)

- Ajuste de velocidade do motor (endereço memória 0X09);
- Ligar e desligar o motor (endereço memória 0X01);
- *Setpoint* de corrente (endereço memória 0X0A);



- *Setpoint* de temperatura (endereço memória 0X0C);
- Visualização do modo de operação (endereço memória 0X00);
- Visualização da frequência atual (endereço memória 0X05);
- Visualização da corrente da fase “R” (endereço memória 0X08);
- Visualização da corrente da fase “S” (endereço memória 0X07);
- Visualização da temperatura do motor (endereço memória 0X06);
- Alarme de temperatura alta (endereço memória 0X02);
- Alarme de sobrecorrente (endereço memória 0X03).

3.7.4. Configuração dos sinais PWM

As saídas PWM do PIC18F2431 (pinos 21 ao 26) são conectadas diretamente ao módulo de potência FSBB15CH60C. Estes sinais são responsáveis pela geração da frequência de chaveamento que defasam de 120° as três fases para o motor, bem como o controle da tensão e da frequência média que determinam a velocidade do eixo do motor.

O microcontrolador possui seis saídas PWM e elas são programadas para funcionarem aos pares, ou seja, cada par de comandos PWM formarão uma fase do sistema triásico de alimentação do motor, como ilustrado na figura 23. Neste projeto foi definido um *deadtime* (tempo morto) de 4 μ s e operam a uma frequência de modulação de 9766 Hz, com funcionamento contínuo e atualização simultânea de período e razão cíclica. As saídas PWM são configuradas para disparo em nível lógico baixo.

O período do PWM é definido no PTPER, que é composto de um par de registradores (PTPERL e PTPERH). Para um PWM com resolução de 12 bits, os 4 bits mais significativos ficam no registrador PTPERH e os 8 bits menos significativos encontram-se no registrador PTPERL. O período para o modo contínuo (FREERUNNING) é dado por:



$$T_{PWM} = \frac{(PTPER + 1) \times (PTMRPS)}{F_{OSC} / 4} = \frac{(1023 + 1) \times 1}{40000000 / 4} = 102,4 \mu s$$

$$PWM_{FREQUÊNCIA} = \frac{1}{T_{PWM}} = \frac{1}{102,4 \mu s} = 9766 \text{ Hz}$$

$$RESOLUÇÃO_{PWM} = \frac{\text{Log}\left(\frac{F_{OSC}}{F_{PWM}}\right)}{\text{Log}(2)} = \frac{\text{Log}\left(\frac{40000000}{9766}\right)}{\text{Log}(2)} = 11,99 \cong 12 \text{ bits}$$

A seguir é mostrado o trecho do software que executa a configuração dos sinais PWM:

```
#INLINE
void config_pwm()
{
  setup_power_pwm_pins(PWM_COMPLEMENTARY, PWM_COMPLEMENTARY, PWM_COMPLEMENTARY, PWM_OFF);
  setup_power_pwm(PWM_CLOCK_DIV_4 | PWM_FREE_RUN | PWM_DEAD_CLOCK_DIV_8, 1, 0, period, 0, 1, 5);
  set_power_pwm0_duty(0); //força em zero a saída PWM0
  set_power_pwm2_duty(0); //força em zero a saída PWM2
  set_power_pwm4_duty(0); //força em zero a saída PWM4
  setup_timer_1 ( T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_1 );
  disable_interrupts(INT_TIMER1);
  set_timer1(timer1_inicial); //frequência inicial de 10Hz
  setup_timer_0 ( RTCC_INTERNAL | RTCC_DIV_16);
  disable_interrupts(INT_TIMER0);
  set_timer0(0);
}
```

3.7.5. Implementação do sistema trifásico e do comando tensão x frequência

As formas de onda senoidal foram geradas através 30 pontos de amostragem num período de 180°, ou seja, o microcontrolador gera os sinais PWM para cada fase a cada 6°, totalizando 60 pontos de amostragem a cada 360° da senóide, como ilustrado na figura 31. As demais fases possuem o mesmo sistema de amostragem, porém com defasamento de 120° entre si.

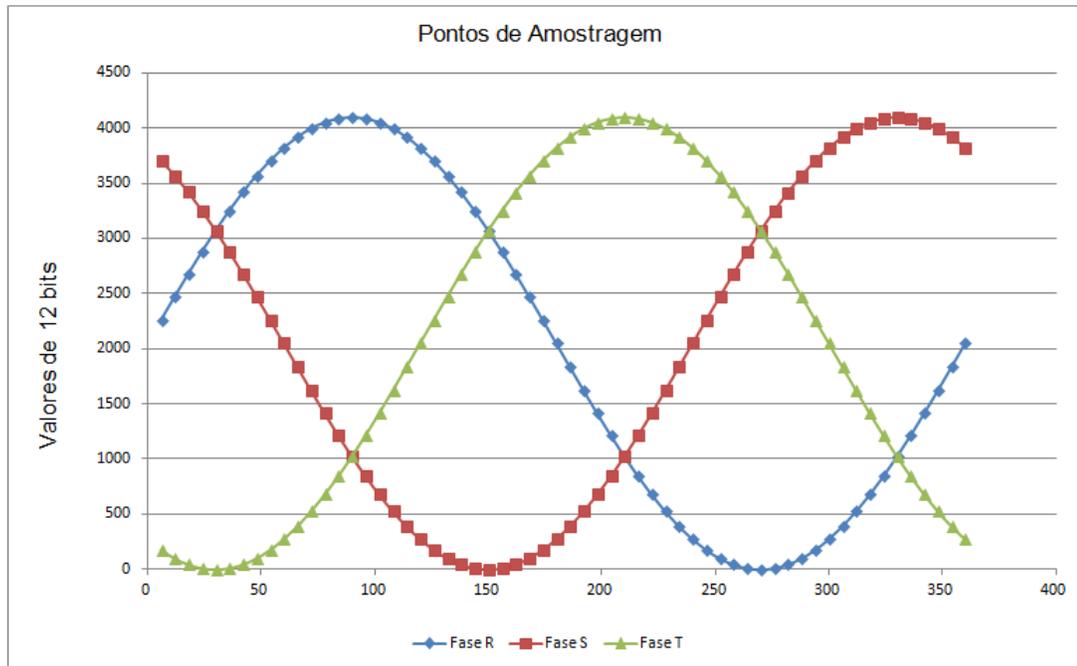


Figura 31 – Geração dos pontos de amostragem dos sinais PWM.

A função dos valores do gráfico da figura 31 é fazer com que a tensão média de cada pulso PWM seja equivalente à tensão no ponto da senóide. A frequência desta senóide depende do tempo de atualização dos sinais 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 *Timer1* do microcontrolador foi programada para definir o tempo de atualização entre os pontos da tabela. Quando o operador está trabalhando no modo Manual, o *Timer1* utiliza como referência a entrada analógica AN0 configurada para 12 bits, onde está conectado o potenciômetro, possibilitando o usuário definir a frequência de operação do motor. A seguir é mostrada a faixa de contagem do *Timer1*.

$$TMR1 = 65536 - \frac{F_{OSC} \times 4}{NI} \quad (38)$$

Onde:

NI – Número de Interrupções (Frequência x Número de Pontos);

F_{OSC} – Frequência de Oscilação;

$TMR1$ – *Timer1*

Início da contagem:

$$TMR1 = 65536 - \frac{10000000}{10 \times 60} = 48869,3 \cong 48870$$

Fim da contagem:

$$TMR1 = 65536 - \frac{10000000}{80 \times 60} = 63452,6 \cong 63453$$

A seguir é mostrado o trecho do software que executa a interrupção Timer1, responsável pela criação das três senóides utilizadas para acionar o motor:

```
//TIMER1 = CONTROLA A SENÓIDE PELA FREQUENCIA SETADA
#INT_TIMER1 //INTERRUPÇÃO DO TIMER1
void trata_t1()
{
  plota_senoide();
  set_timer1(get_timer1()+guarda_timer_1);
}

//PLOTAR A SENÓIDE
#INLINE
void plota_senoide()
{
  grau_R++;
  if (grau_R>=60) {grau_R=0;}
  grau_S++;
  if (grau_S>=60) {grau_S=0;}
  grau_T++;
  if (grau_T>=60) {grau_T=0;}

  saida_pwm_fase_R=saida_to_pwm(grau_R);
  saida_pwm_fase_S=saida_to_pwm(grau_S);
  saida_pwm_fase_T=saida_to_pwm(grau_T);

  set_power_pwm0_duty(saida_pwm_fase_R);
  set_power_pwm2_duty(saida_pwm_fase_S);
  set_power_pwm4_duty(saida_pwm_fase_T);
}
```

3.7.6. Implementação da rampa de aceleração e desaceleração

A rampa de aceleração e desaceleração foi implementada para proporcionar a partida e parada suave, de modo a diminuir a corrente de partida para próxima da nominal do motor, evitando a fadiga dos materiais elétricos e mecânicos.

A rampa de aceleração e desaceleração utiliza a base de tempo da interrupção timer0, que ocorre em intervalos de 9,54 Hz/s. Em cada chamada da interrupção o programa compara o valor anterior convertido da entrada analógica (modo manual) ou do *setpoint* do supervisor (modo automático) com o valor atual, caso o valor atual seja maior, incrementa em uma unidade a frequência a cada estouro do timer0. Este valor é incrementando até atingir o valor selecionado no



potenciômetro ou no supervisório, 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 ou do valor selecionado no supervisório, diminuindo a frequência de saída do inversor.

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

```
// TIMER0 = CONTROLE DA ACELERAÇÃO E DESACELERAÇÃO (9,54Hz/seg)
#INT_TIMER0 //INTERRUPÇÃO DO TIMER0
void trata_t0()
{
    if(motor_start==1)
    {
        FREQ_SP=FREQ_SP_2;
    }

    if(FREQ_CONTROL<10) //se a frequência for menor que 10Hz, pára o motor.
    {
        FREQ_CONTROL=0;
        stop();
    }
    else
    {
        if (FREQ_CONTROL<FREQ_SP) //se a freq. de controle é menor que a freq. setpoint, aumenta a freq.
        {
            FREQ_CONTROL++;
            set_timer_freq(FREQ_CONTROL);
        }
        else
        {
            if (FREQ_CONTROL>FREQ_SP) //se a freq. de controle é maior que a freq. setpoint, diminui a freq.
            {
                FREQ_CONTROL--;
                set_timer_freq(FREQ_CONTROL);
            }
        }
    }
}
```

3.8. Software Supervisório

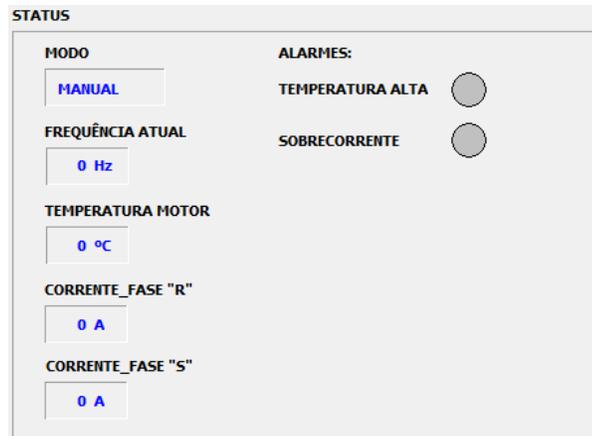
O *software* supervisório foi desenvolvido na plataforma C++ *Builder* 2010 para realizar a interface remota com o usuário. Nele é possível visualizar as medições analógicas, ligar e desligar o motor, selecionar a velocidade de operação desejada, selecionar a temperatura para alarme e desligamento do motor, e selecionar as correntes das fases “R” e “S” para alarme e desligamento do motor. A tela principal do supervisório é mostrada na figura 32.



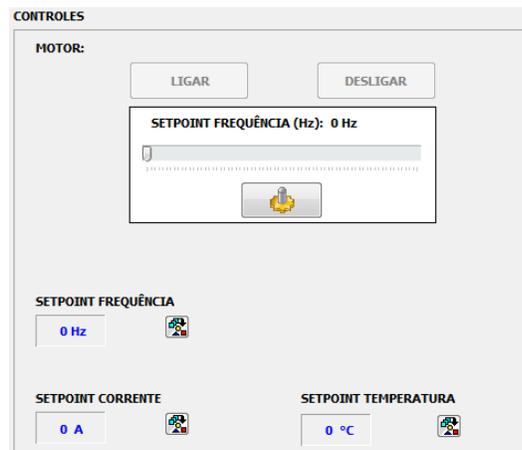
Figura 32 - Tela principal do supervisor.

A esquerda da tela principal foi inserida uma tela chamada *STATUS* para mostrar os valores indicados abaixo, conforme figura 33.

- Modo de operação (Automático ou Manual);
- Frequência atual;
- Temperatura atual;
- Corrente da fase “R”;
- Corrente da fase “S”;
- Alarme de temperatura alta, com sinalização visual;
- Alarme de sobrecorrente, com sinalização visual.

Figura 33 - Tela de *STATUS*.

A direita da tela principal foi inserida uma tela chamada *CONTROLES*, para determinar os *setpoints* de frequência, temperatura e corrente.

Figura 34 - Tela de *CONTROLES*.

- Selecionar a frequência desejada (SETPOINT FREQUÊNCIA), conforme figuras 35 e 36.

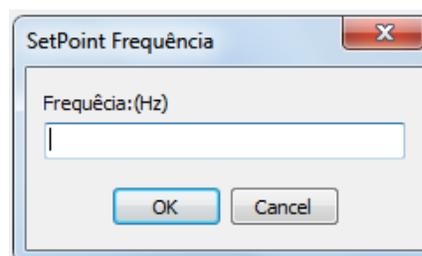


Figura 35 - Tela para selecionar a frequência desejada.



Figura 36 - Régua para selecionar a frequência desejada.

- Selecionar a corrente desejada para alarme e desligamento do motor (SETPOINT CORRENTE), conforme figura 37.

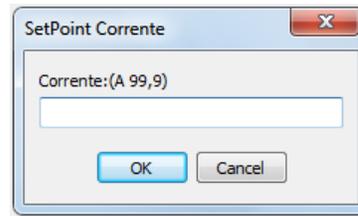


Figura 37: Tela para selecionar a corrente desejada.

- Selecionar a temperatura desejada para alarme e desligamento do motor (SETPOINT TEMPERATURA), conforme figura 38.

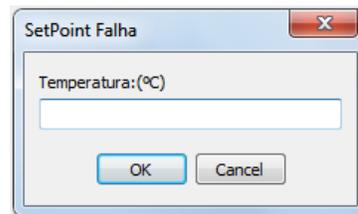


Figura 38: Tela para selecionar a temperatura desejada.

3.9. Descrição dos Sistemas Informáticos e Computacionais

O desenvolvimento do programa foi realizado utilizando-se as ferramentas de desenvolvimento da Microchip, MPLAB IDE versão 8.83 e o compilador CCS C. A linguagem de programação utilizada foi a linguagem C.

3.9.1. Fluxogramas

O fluxograma da figura 39 descreve a rotina principal do inversor. Primeiramente o software realiza a configuração das IO's, configura os comandos

PWM, configura o ADC e inicializa o protocolo de comunicação. Posteriormente ele verifica se o modo de operação está em MANUAL ou AUTOMÁTICO e estabelece a comunicação serial.

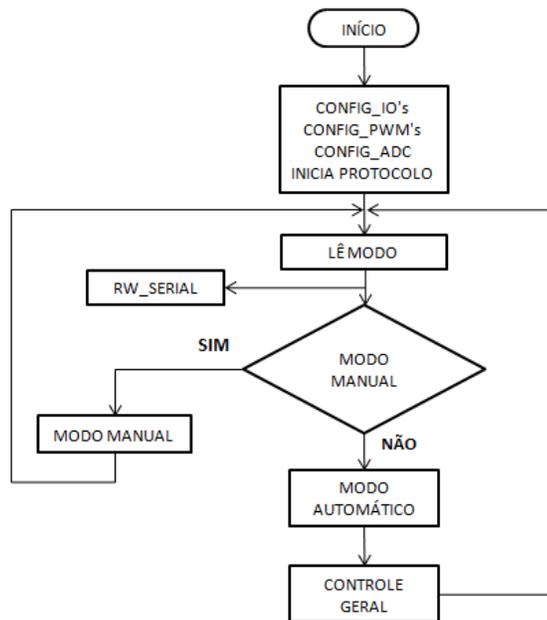


Figura 39 - Fluxograma principal do inversor.

O fluxograma de seleção do modo MANUAL é mostrado na figura 40, de acordo com a posição da chave de seleção na placa de controle do inversor.

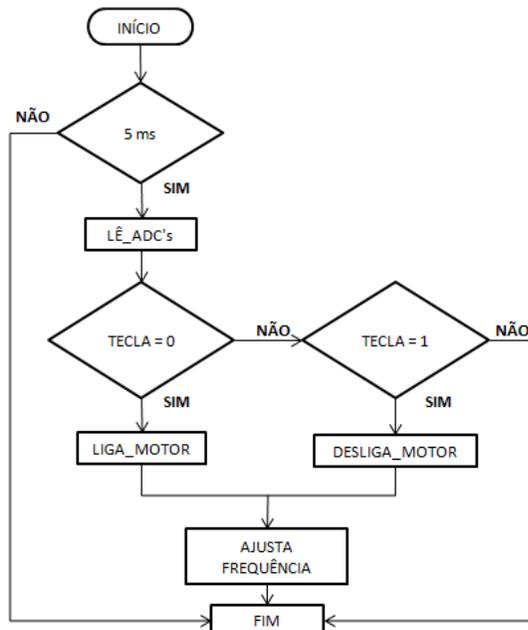


Figura 40 - Fluxograma do modo de operação MANUAL.

O fluxograma de seleção do modo AUTOMÁTICO é mostrado na figura 41. Ele é igual ao fluxograma do modo de operação MANUAL, alterando-se apenas a posição da chave de seleção na placa de controle do inversor.

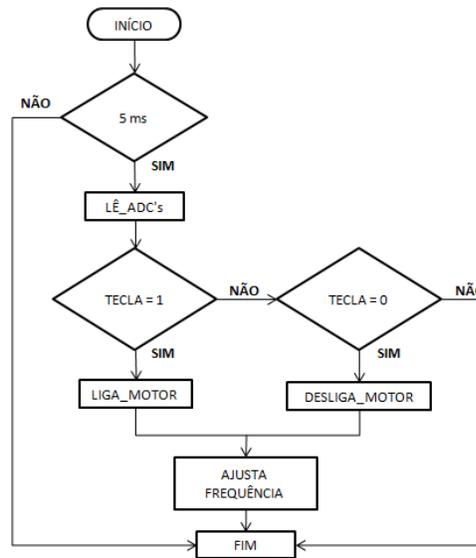


Figura 41 - Fluxograma do modo de operação AUTOMÁTICO.

O fluxograma da figura 42 mostra a rotina do *Timer 0*, no qual executa a rampa de aceleração e desaceleração do motor em função da frequência selecionada pelo operador. O motor desacelera e se desliga caso a frequência selecionada for menor do que 10 Hz.

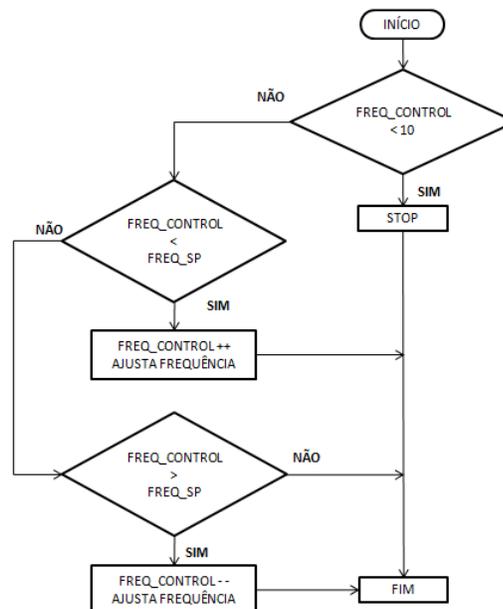


Figura 42 - Fluxograma do *Timer 0*.

As três senóides que dão origem ao sistema trifásico de alimentação do motor foi implementada com base no fluxograma da figura 43. Foi utilizada a interrupção *Timer 1* para a execução e a *plotagem* das senóides.

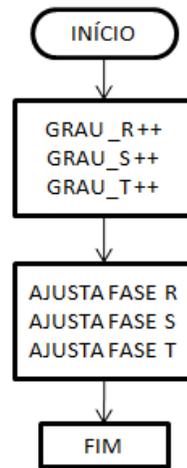


Figura 43 - Fluxograma do *Timer 1*.

No fluxograma da figura 44 são mostradas as leituras de temperatura e das correntes das fases R e S, bem como o controle do sistema em função do *setpoint* selecionado. Se o *setpoint* for atingido, o motor recebe comando de desligamento e é aceso um LED com a sinalização “FALHA”.

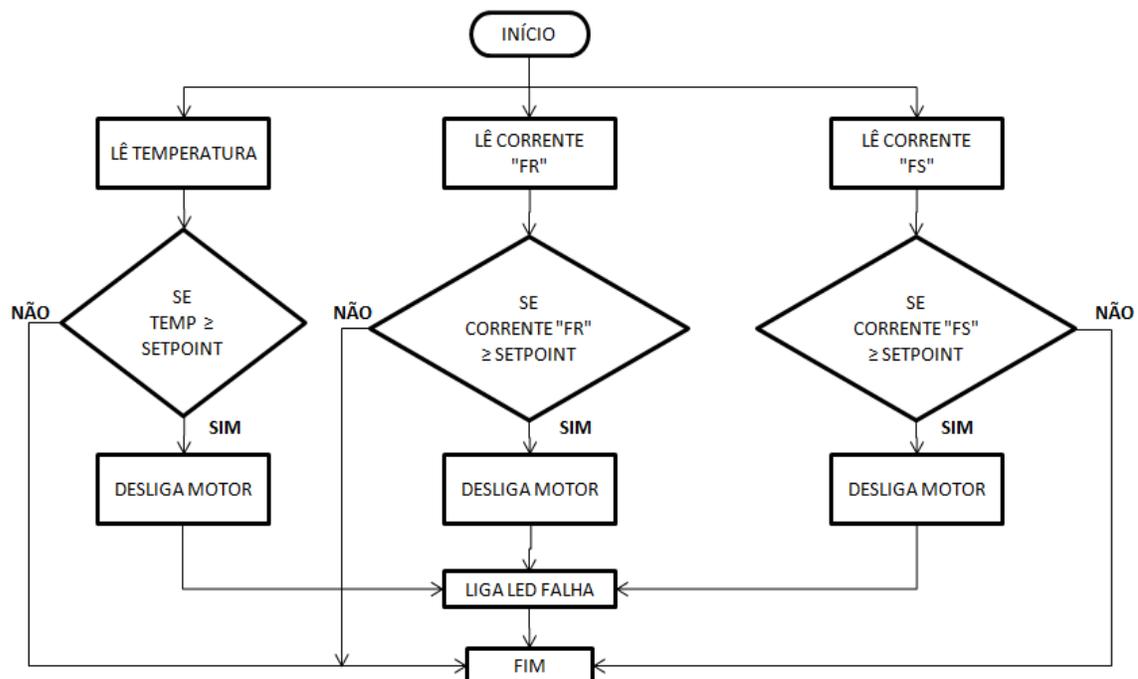


Figura 44 - Fluxograma do controle da temperatura e das correntes.

4. APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Foram realizadas medições no *hardware* para diferentes níveis de frequência selecionadas no *software* supervisor, onde estas frequências determinam a velocidade de giro do motor. Foram medidas as seguintes grandezas: rotação no eixo do motor, tensão e frequência de saída do inversor, e as correntes de saída das fases R e S com o motor a vazio.

Na tabela 5 são apresentados os valores ideais de frequência e os valores de rotação e frequência medidas no eixo do motor. A frequência das tensões aplicadas ao estator do motor foi obtida através da equação 39.

$$f_s = \frac{p \cdot n}{120 \cdot (1 - s)} \quad (\text{Hz}) \quad (39)$$

Onde:

s e f_s – escorregamento e a frequência do motor, respectivamente;

n e p – número de rotações e número de pólos do motor, respectivamente.

Tabela 5 – Medições de rotação do motor.

FREQUÊNCIA INDIRETA (Hz) Setpoint via Supervisor	ROTAÇÃO MEDIDA (rpm) No eixo do motor	FREQUÊNCIA CALCULADA (Hz) Da tensão aplicada ao estator
10	298,4	10,32
20	597,6	20,67
30	895,7	30,97
40	1193	41,26
50	1491	51,56
60	1787	61,79
70	2081	71,96
80	2373	82,06

As medições de rotação do motor apresentaram um erro máximo de 3,35%.

Para a medição de rotação foi utilizado o tacômetro, modelo DT-2236, fabricante LUTRON, conforme mostrado na figura 45.



Figura 45 - Tacômetro DT-2236, fabricante LUTRON.

As ilustrações a seguir foram obtidas com o instrumento FLUKE 41B para diferentes valores de frequência selecionados no *software* supervisor. As ilustrações mostram o comportamento instantâneo da tensão medida entre as fases R e S, bem como os valores de corrente medidos na fase R. Os testes de tensão e corrente de saída do motor foram realizados com o motor ligado, sem carga acoplada no eixo rotórico.

Para 10 Hz:

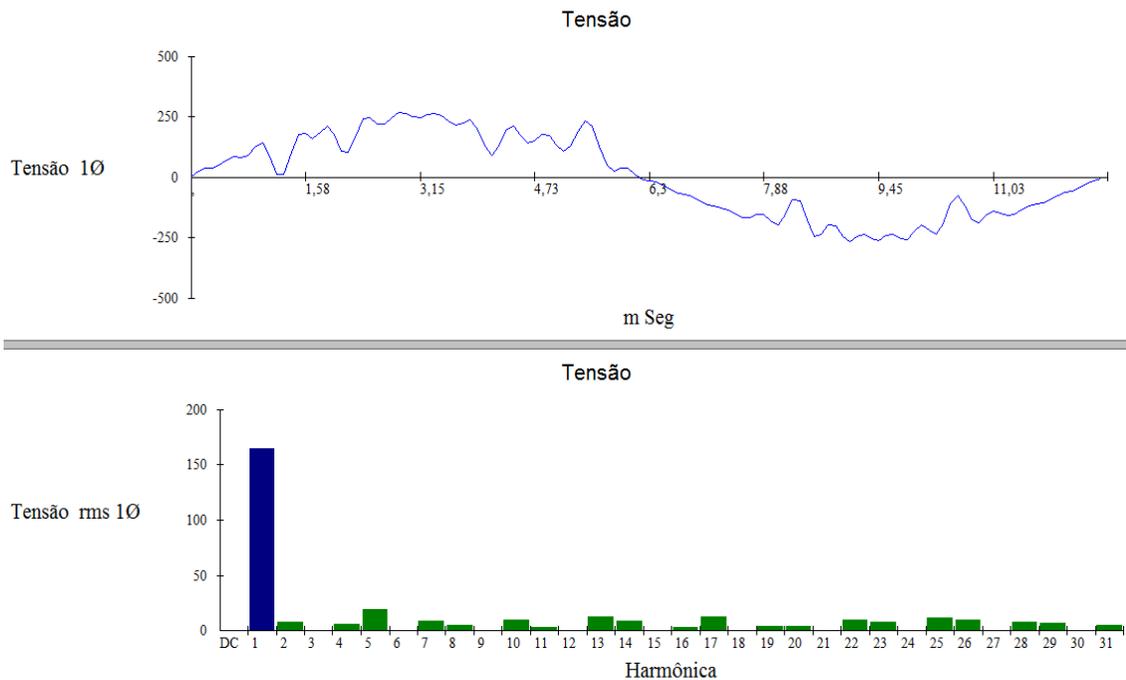


Figura 46 – Tensão e Harmônica para a frequência de 10 Hz (motor a vazio).

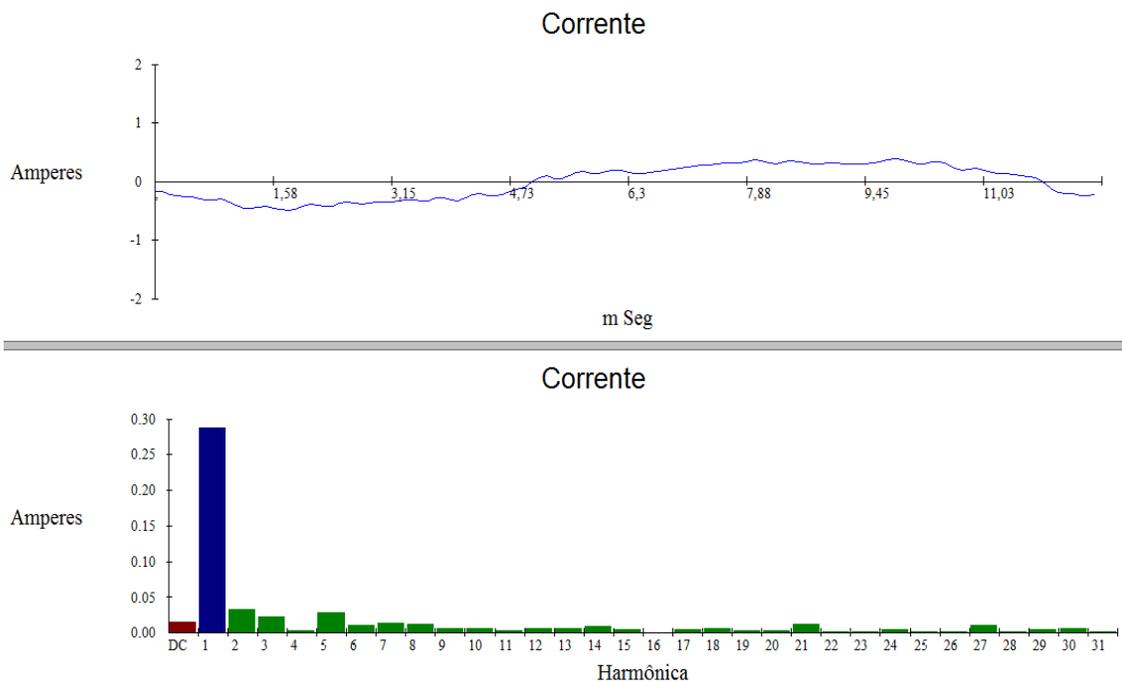


Figura 47 – Corrente e Harmônica para a frequência de 10 Hz (motor a vazio).

Tabela 6 – Medições para a frequência de 10 Hz (motor a vazio).

	Tensão (V)	Corrente (A)	Harmônica	Freq. (Hz)	V Mag	I Mag
RMS	38,96	0,38	1	9,92	28,34	0,3
Pico	124,15	1,2	2	19,83	5,74	0,12
DC Offset	-0,16	-0,01	3	29,75	0,06	0,01
Crista	3,19	3,14	4	39,67	6,23	0,09
THD Rms	64,73	61,65	5	49,58	6,05	0,07
THD Fund	84,91	78,3	6	59,5	0,08	0,02
H RMS	24,07	0,23	7	69,42	6,35	0,06

Para 20 Hz:

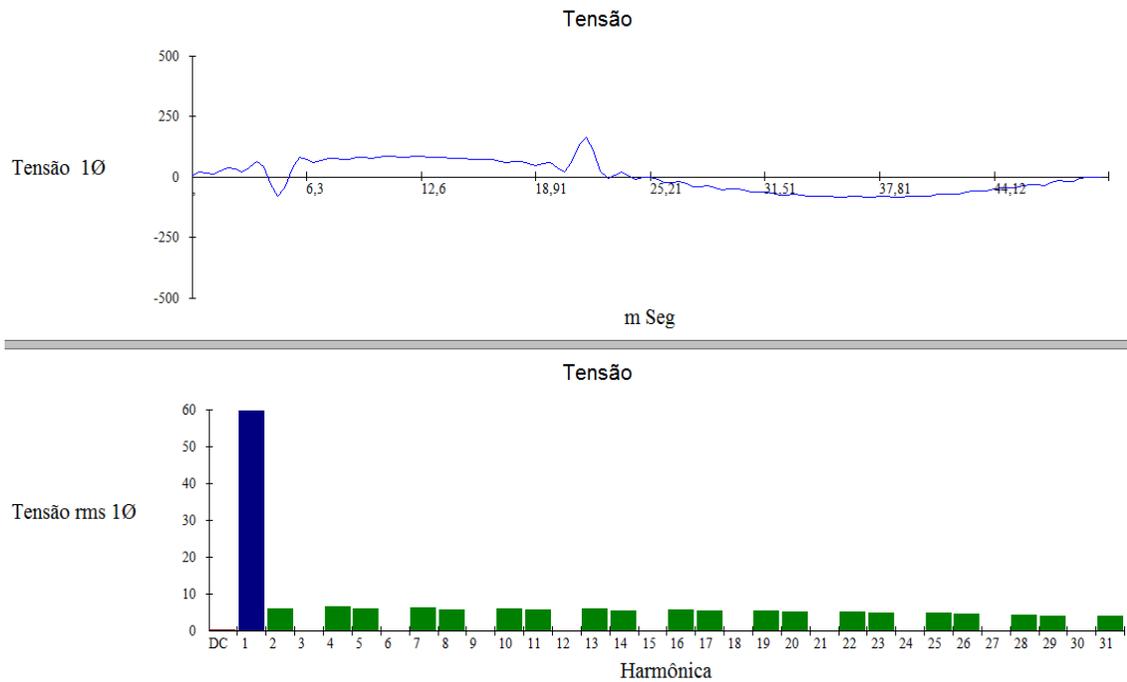


Figura 48 – Tensão e Harmônica para a frequência de 20 Hz (motor a vazio).

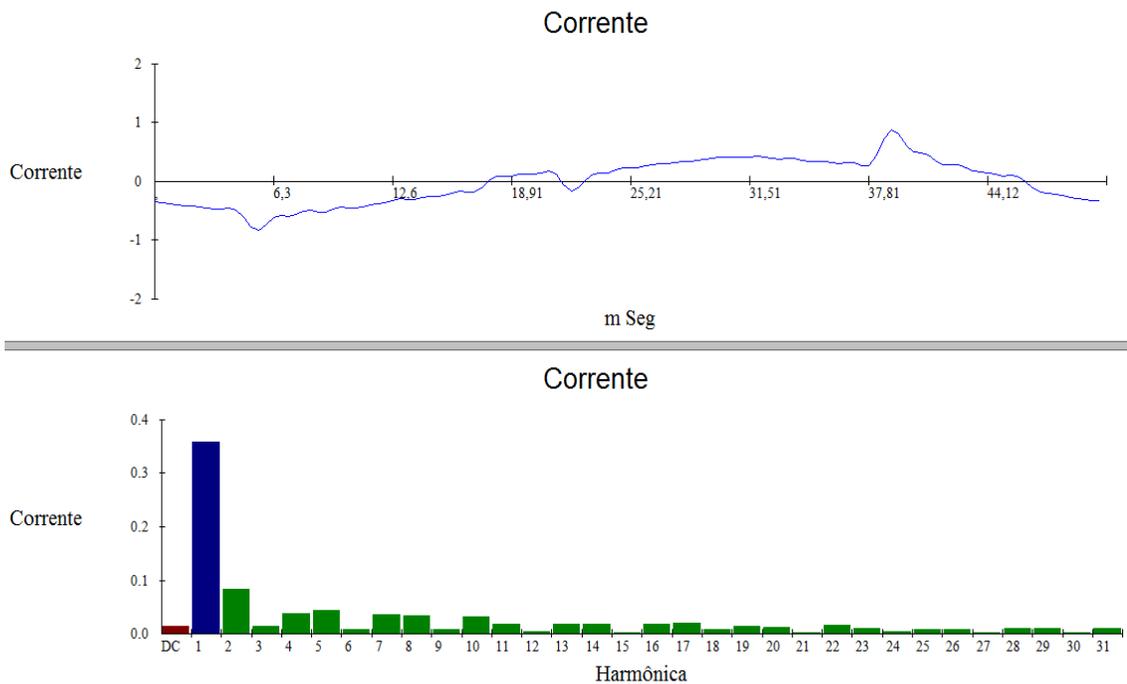


Figura 49 - Corrente e Harmônica para a frequência de 20 Hz (motor a vazio).

Tabela 7 – Medições para a frequência de 20 Hz (motor a vazio).

	Tensão (V)	Corrente (A)	Harmônica	Freq. (Hz)	V Mag	I Mag
RMS	65,6	0,38	1	19,83	59,69	0,36
Pico	128,9	0,88	2	39,67	6,11	0,08
DC Offset	-0,3	-0,01	3	59,5	0,11	0,01
Crista	1,96	2,28	4	79,33	6,55	0,04
THD Rms	38	34,42	5	99,17	6,17	0,04
THD Fund	41,08	36,66	6	119	0,05	0,01
H RMS	24,5	0,13	7	138,83	6,27	0,04

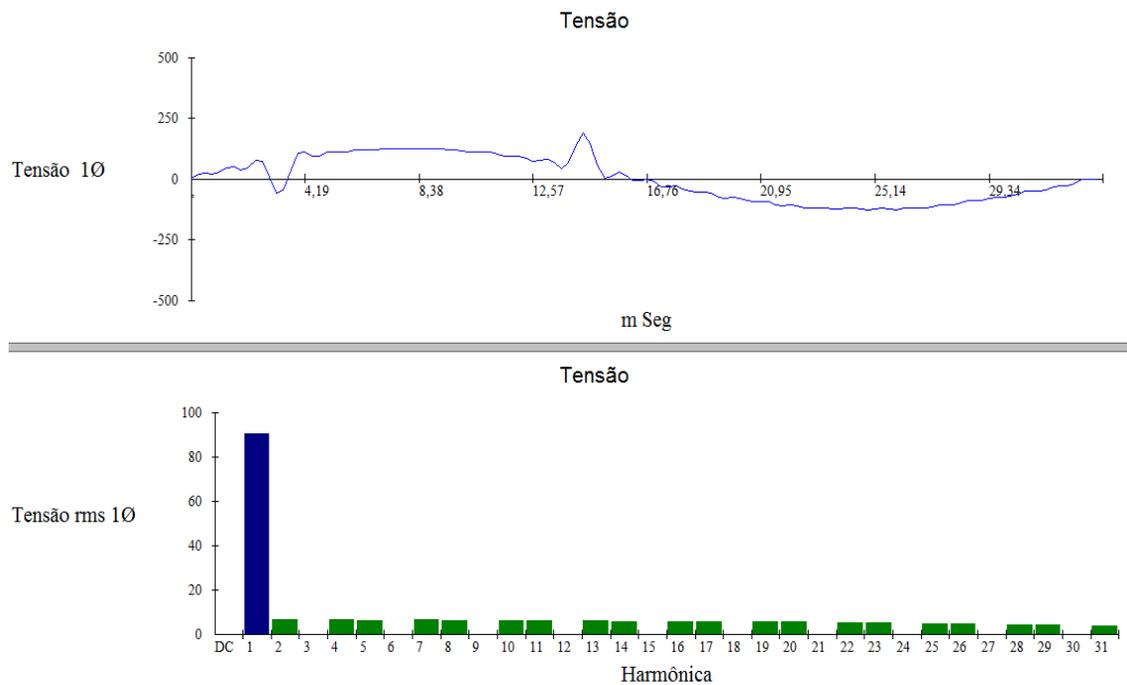
Para 30 Hz:

Figura 50 - Tensão e Harmônica para a frequência de 30 Hz (motor a vazio).

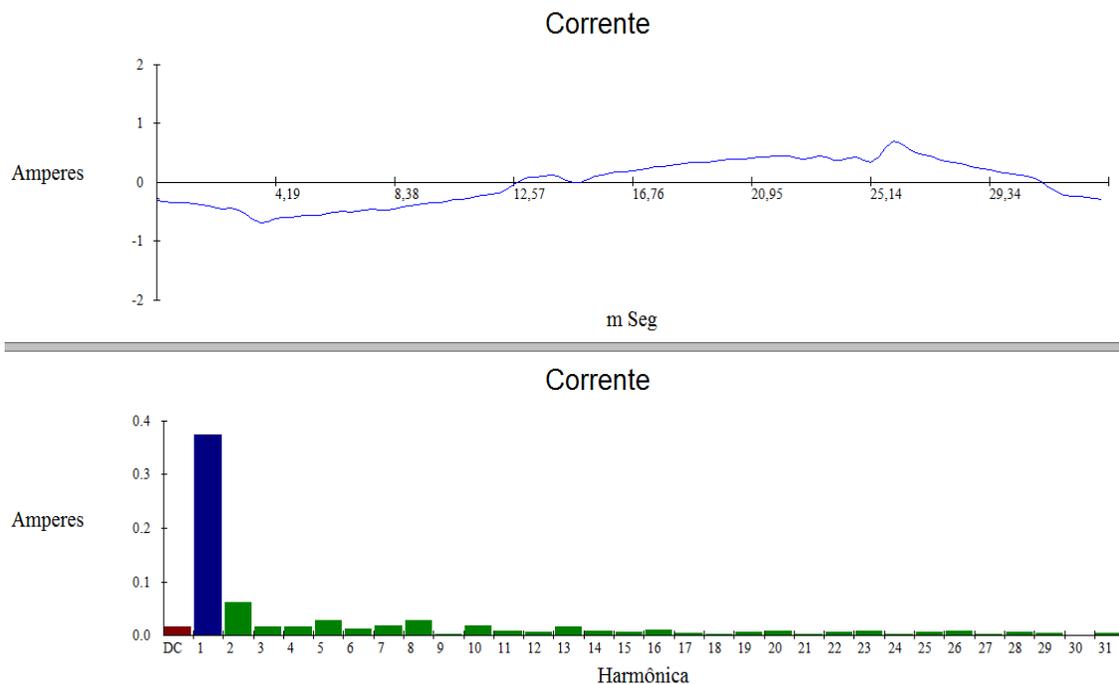


Figura 51 - Corrente e Harmônica para a frequência de 30 Hz (motor a vazio).

Tabela 8 – Medições para a frequência de 30 Hz (motor a vazio).

	Tensão (V)	Corrente (A)	Harmônica	Freq. (Hz)	V Mag	I Mag
RMS	94,7	0,39	1	29,83	90,44	0,37
Pico	162,3	0,7	2	59,65	6,63	0,06
DC Offset	-0,3	-0,02	3	89,48	0,11	0,02
Crista	1,71	1,82	4	119,31	6,84	0,02
THD Rms	27,43	22,9	5	149,14	6,55	0,03
THD Fund	28,53	23,52	6	178,96	0,03	0,01
H RMS	25,8	0,09	7	208,79	6,69	0,02

Para 40 Hz:

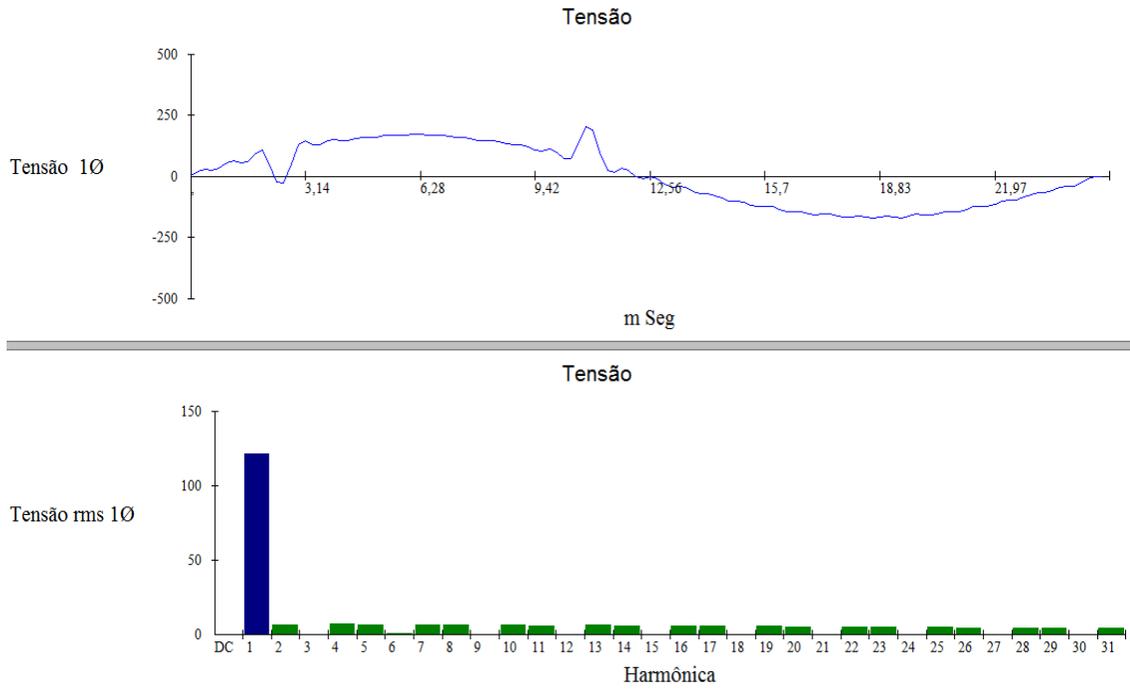


Figura 52 - Tensão e Harmônica para a frequência de 40 Hz (motor a vazio).

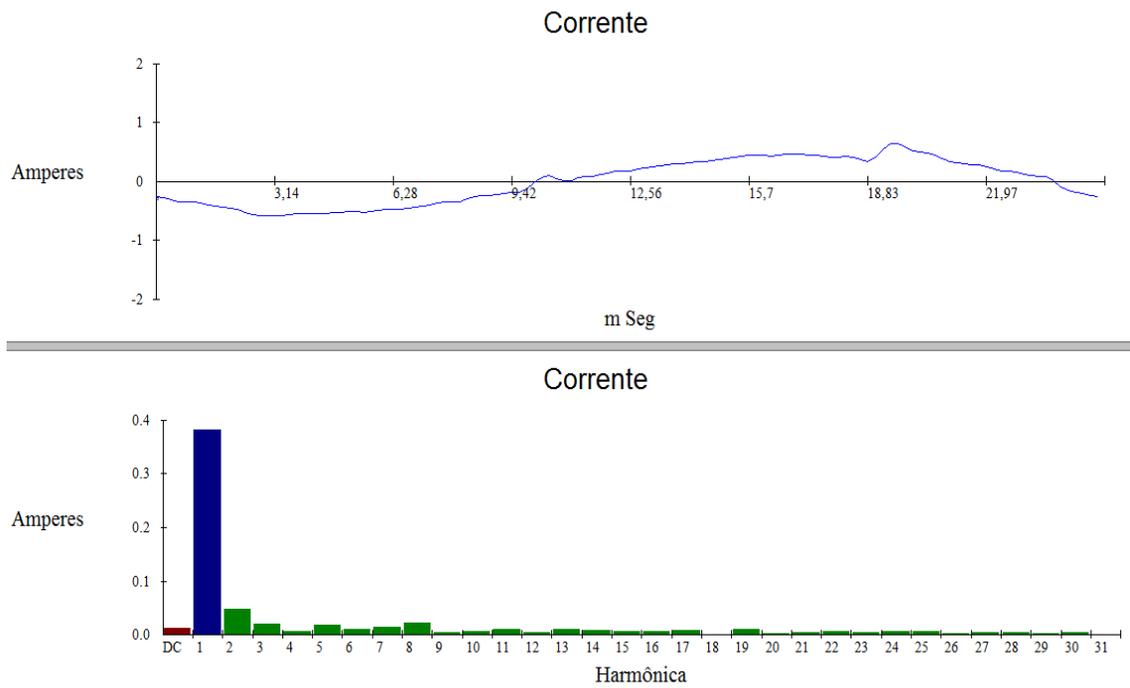


Figura 53 - Corrente e Harmônica para a frequência de 40 Hz (motor a vazio).

Tabela 9 – Medições para a frequência de 40 Hz (motor a vazio).

	Tensão (V)	Corrente (A)	Harmônica	Freq. (Hz)	V Mag	I Mag
RMS	124,7	0,39	1	39,82	121,5	0,38
Pico	191,6	0,64	2	79,64	6,58	0,05
DC Offset	-0,3	-0,01	3	119,46	0,05	0,02
Crista	1,54	1,65	4	159,28	6,97	0,01
THD Rms	20,79	17,89	5	199,1	6,36	0,02
THD Fund	21,25	18,18	6	238,92	0,58	0,01
H RMS	25,8	0,07	7	278,74	6,52	0,01

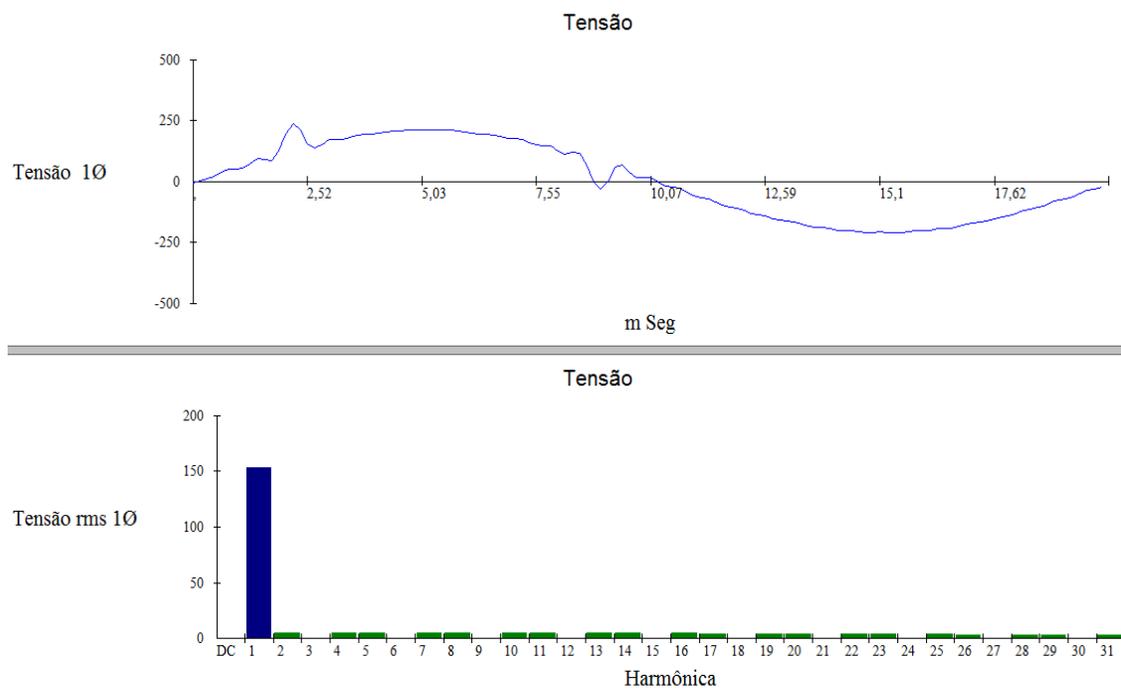
Para 50 Hz:

Figura 54 - Tensão e Harmônica para a frequência de 50 Hz (motor a vazio).

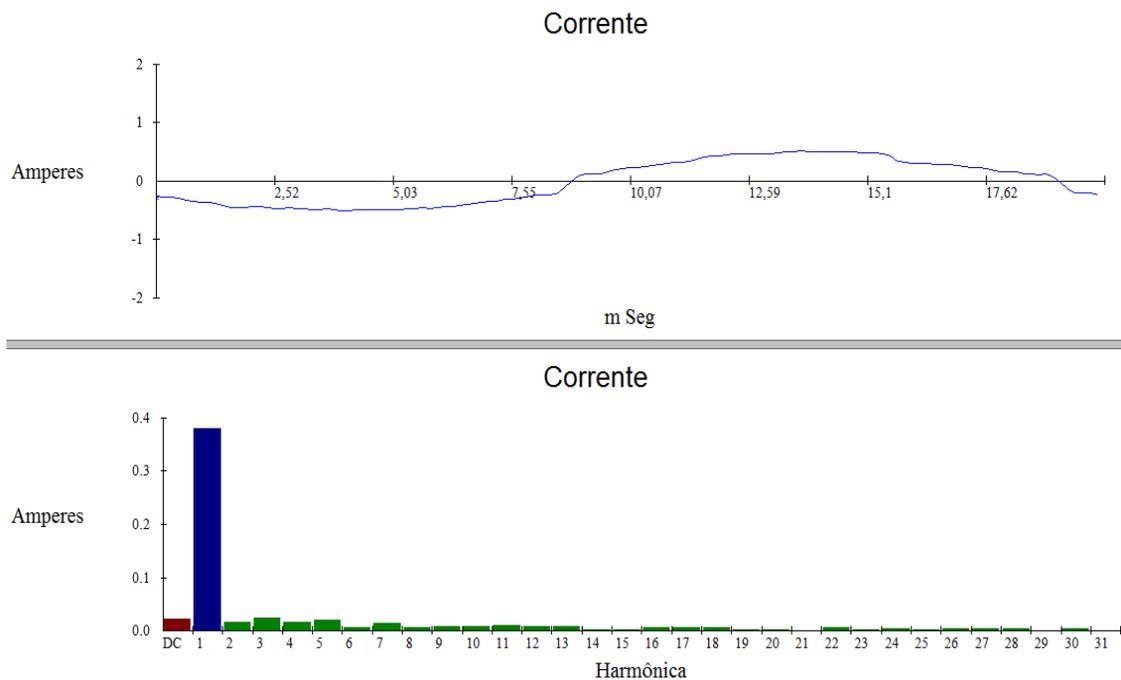


Figura 55 - Corrente e Harmônica para a frequência de 50 Hz (motor a vazio).

Tabela 10 – Medições para a frequência de 50 Hz (motor a vazio).

	Tensão (V)	Corrente (A)	Harmônica	Freq. (Hz)	V Mag	I Mag
RMS	154,9	0,38	1	49,66	153,41	0,38
Pico	230,3	0,52	2	99,32	5,27	0,02
DC Offset	-0,3	-0,02	3	148,98	0,08	0,02
Crista	1,49	1,36	4	198,64	5,27	0,02
THD Rms	12,73	12,99	5	248,3	5,02	0,02
THD Fund	12,84	13,1	6	297,96	0,13	0,01
H RMS	19,7	0,05	7	347,62	5,3	0,01

Para 60 Hz:

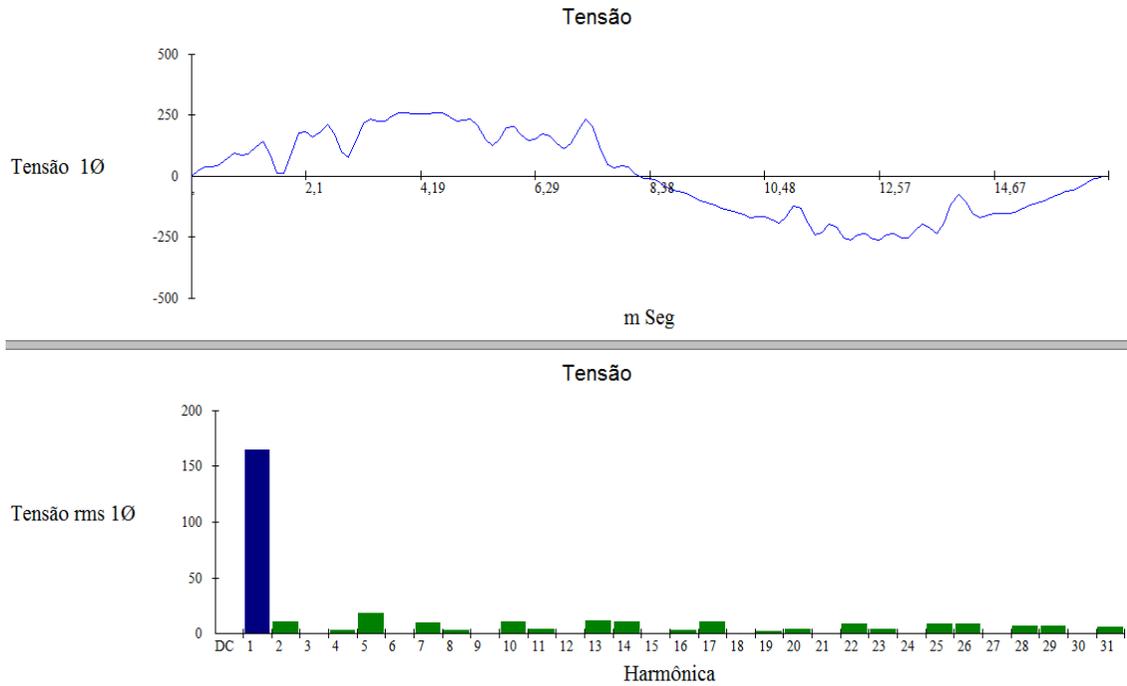


Figura 56 - Tensão e Harmônica para a frequência de 60 Hz (motor a vazio).

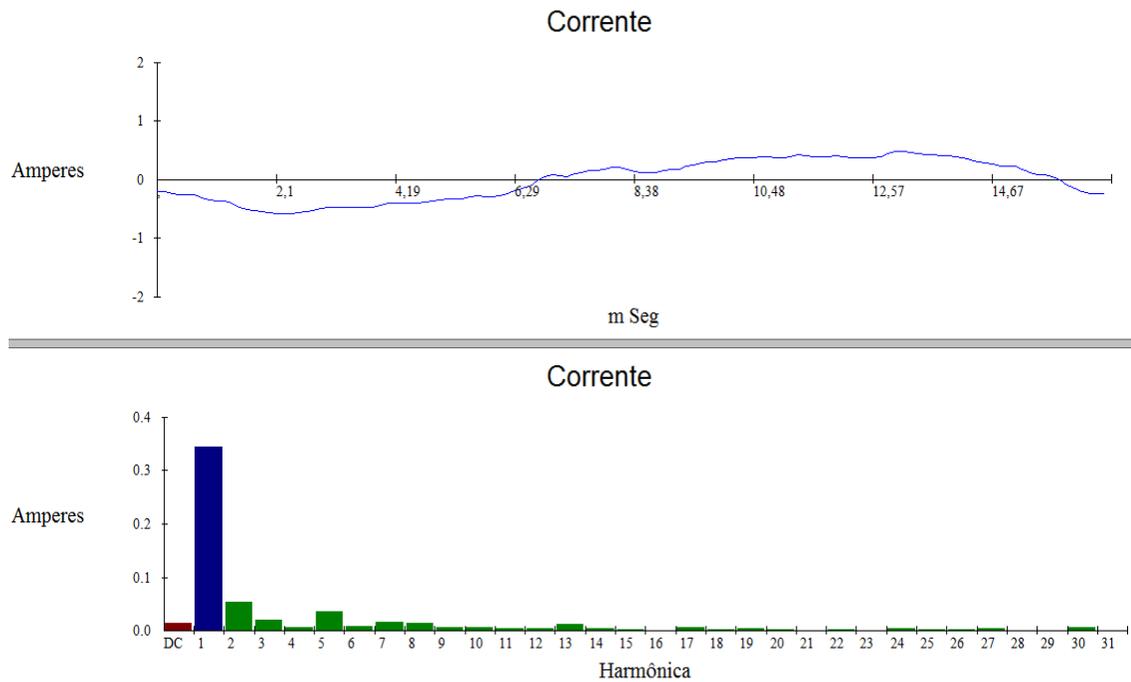


Figura 57 - Corrente e Harmônica para a frequência de 60 Hz (motor a vazio).

Tabela 11 – Medições para a frequência de 60 Hz (motor a vazio).

	Tensão (V)	Corrente (A)	Harmônica	Freq. (Hz)	V Mag	I Mag
RMS	171,3	0,36	1	59,65	165	0,34
Pico	267,2	0,54	2	119,31	10,97	0,05
DC Offset	-0,6	-0,01	3	178,96	0,55	0,02
Crista	1,56	1,53	4	238,62	3,52	0,01
THD Rms	22,94	21,25	5	298,27	18,81	0,04
THD Fund	23,56	21,74	6	357,92	0,3	0,01
H RMS	38,9	0,07	7	417,58	9,38	0,02

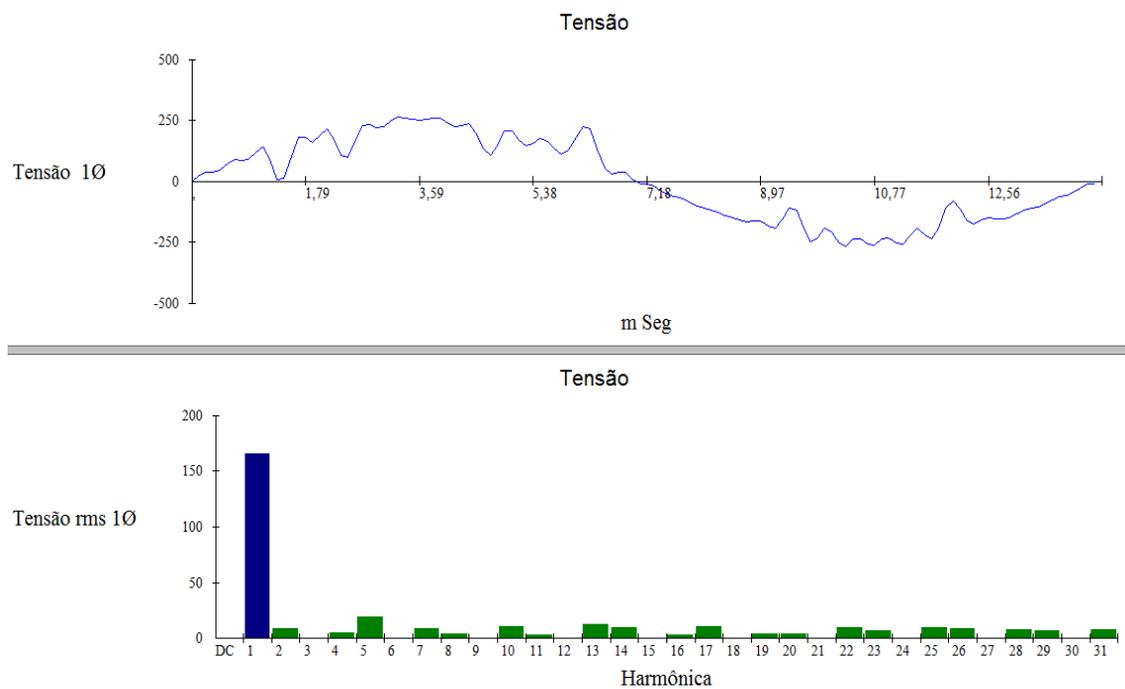
Para 70 Hz:

Figura 58 - Tensão e Harmônica para a frequência de 70 Hz (motor a vazio).

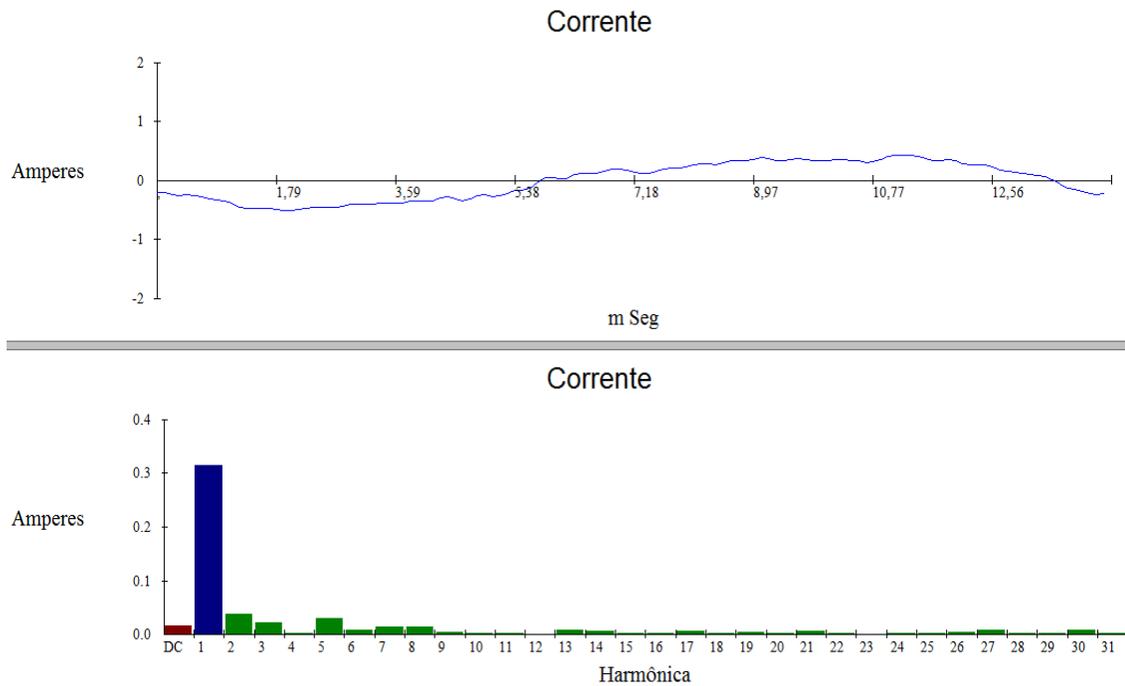


Figura 59 - Corrente e Harmônica para a frequência de 70 Hz (motor a vazio).

Tabela 12 – Medições para a frequência de 70 Hz (motor a vazio).

	Tensão (V)	Corrente (A)	Harmônica	Freq. (Hz)	V Mag	I Mag
RMS	171,1	0,32	1	69,65	165,1	0,31
Pico	269,1	0,48	2	139,3	9,17	0,04
DC Offset	-0,3	-0,02	3	208,94	0,19	0,02
Crista	1,57	1,48	4	278,59	5,14	0
THD Rms	23,24	19,06	5	348,24	18,94	0,03
THD Fund	23,9	19,42	6	417,89	0,13	0,01
H RMS	39,5	0,06	7	487,53	8,92	0,01

Para 80 Hz:

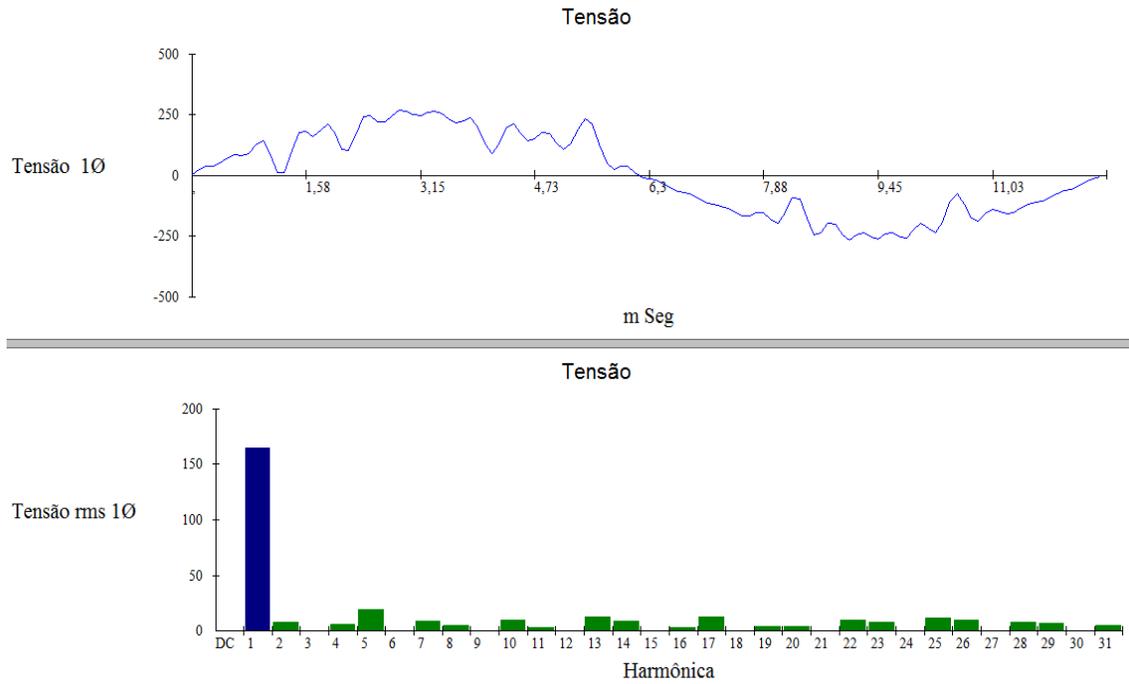


Figura 60 - Tensão e Harmônica para a frequência de 80 Hz (motor a vazio).

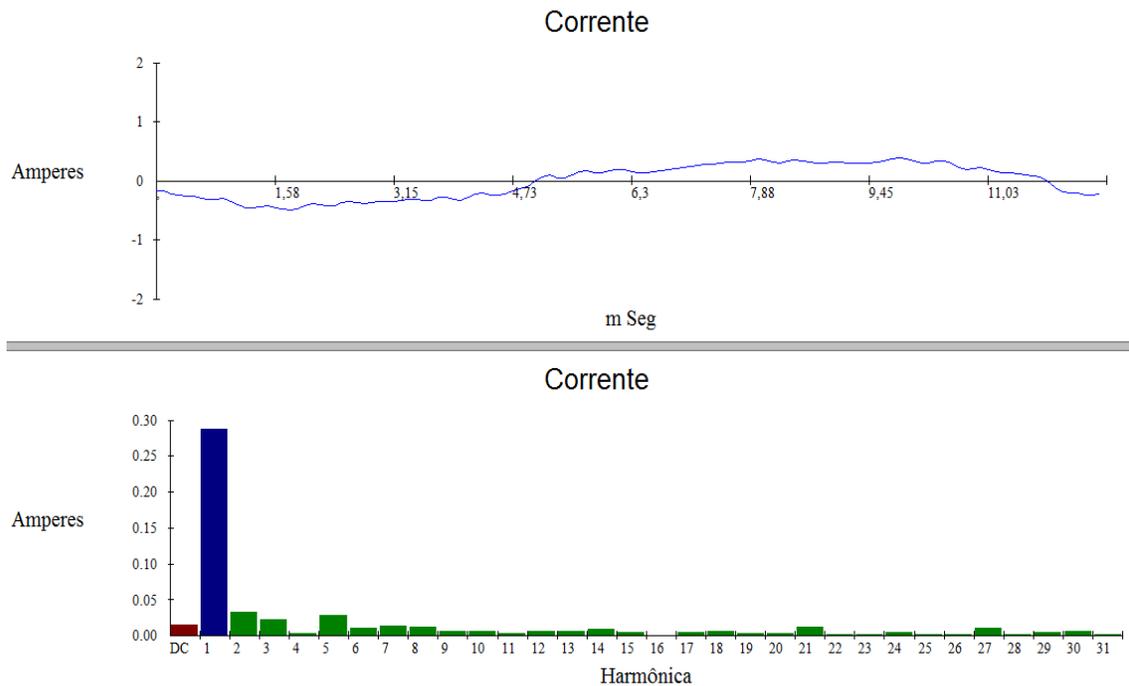


Figura 61 - Corrente e Harmônica para a frequência de 80 Hz (motor a vazio).

Tabela 13 – Medições para a frequência de 80 Hz (motor a vazio).

	Tensão (V)	Corrente (A)	Harmônica	Freq. (Hz)	V Mag	I Mag
RMS	169,9	0,3	1	79,33	164,39	0,29
Pico	272,9	0,46	2	158,67	7,75	0,03
DC Offset	-0,2	-0,01	3	238	0,25	0,02
Crista	1,61	1,55	4	317,33	6,28	0
THD Rms	24,24	20,34	5	396,67	19,75	0,03
THD Fund	24,99	20,77	6	476	0,2	0,01
H RMS	41,1	0,06	7	555,34	9,06	0,01

Conclui-se com as medições realizadas que o motor de indução acionado por inversor PWM esta sujeito a harmônicas que podem acarretar no aumento de perdas e temperatura, assim como dos níveis de vibração e ruído, em comparação com a condição de alimentação senoidal. Conforme manual WEG, para reduzir as harmônicas geradas por um inversor de frequência PWM, existem basicamente as seguintes soluções: instalação de filtros de saída (reatâncias de carga, filtros dV/dt , filtros senoidais, etc.), utilização de inversor com maior número de níveis (topologias mais sofisticadas), melhoria na qualidade da modulação PWM (aprimoramento do padrão de pulsos) e aumento da frequência de chaveamento.

Neste projeto a frequência de chaveamento dos IGBT's é de 9,8kHz. A frequência de chaveamento dos inversores comerciais pode variar entre 2kHz à 16kHz, e eles possuem filtros na entrada do inversor que diminuem a emissão de interferências eletromagnéticas (EMI), e na saída do inversor normalmente são instalados filtros RF para reduzir a interferência ou o ruído de radiofrequência. Como neste projeto não foram instalados filtros na entrada e na saída do inversor, foram encontrados ruídos nas senóides fundamentais apresentados anteriormente.

Referente às proteções de alta temperatura e sobrecorrente desenvolvidas, quando o motor atinge o valor de temperatura e/ou de corrente selecionado no supervisor, o mesmo recebe do PIC o comando de parada, sendo necessário que o operador reconheça a falha na placa de controle para poder ligá-lo novamente. O monitoramento destas grandezas é bastante relevante para proteger o sistema de isolamento dos enrolamentos do motor, no entanto, após aproximadamente uma hora com o motor ligado a vazio e com temperatura ambiente de 25°C, a temperatura interna do motor chegou a 31°C. Com carga acoplada ao eixo rotórico do motor provavelmente a temperatura irá aumentar consideravelmente, porém este teste não foi realizado neste projeto.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivos desenvolver um inversor de frequência com saída trifásica para acionar motores de até 0,5 CV – 220 V e um sistema de proteção de alta temperatura e sobrecorrente para proteções do motor. Em complemento, foi desenvolvido um *software* supervisor para realizar comandos remotos e seleções de temperatura e corrente para as proteções do motor. Foi implementada uma rampa de aceleração e desaceleração para diminuir o pico da corrente de partida do motor e evitar a fadiga dos materiais elétricos e mecânicos.

Os ensaios com o motor a vazio e com o rotor bloqueado foram realizados no laboratório de máquinas elétricas da ULBRA para achar os parâmetros do circuito equivalente do motor. Este foi o primeiro teste realizado no trabalho e necessário para comprovar os dados de placa do mesmo, para encontrar as impedâncias dos circuitos estático e rotórico, e para encontrar os valores máximos de tensão, corrente e potência, mediante ensaios com partida direta do motor. Os valores de corrente encontrados são quase iguais aos dados de placa. Estes dados foram utilizados para dimensionar o *hardware* de potência e para o cálculo de rotação.

A montagem do circuito de controle foi realizada em placa “padrão”. Nela foi possível realizar a partida/parada do motor, controlar a velocidade, *resetar* o micro controlador, selecionar os modos de operação manual/automático, fazer a interface com o computador através da porta serial, visualizar se o motor está ligado, com falha e se o PIC está funcionando. O micro controlador PIC18F2431 atendeu plenamente o método de controle escalar proposto e a interface com o supervisor.

O circuito de potência foi desenvolvido no *software Eagle 5.6.0* e a placa foi corroida manualmente. Na montagem inicial o sistema de chaveamento apresentou um ruído elevado devido a frequência de chaveamento gerada pelo micro controlador, e enviada para o módulo IGBT's FSBB15CH60C. Este ruído ocasionava o travamento da comunicação serial após acionar o motor no modo automático (via supervisor). Após contato com o representante no Brasil do módulo

FSBB15CH60C (Empresa Naticom), este aconselhou substituir o cabo flat de interface entre do PIC e o módulo IGBT's por um cabo par trançado, aterrando o cabo em uma das extremidades. Outra recomendação foi substituir o conversor USB-RS232 que faz a interface entre o computador e a placa de controle (PIC). Estas alterações foram implementadas e testadas, não apresentando problemas na comunicação serial.

O *software* supervisor do sistema foi desenvolvido na plataforma C++ *Builder* 2010. Nele foi possível verificar o modo de operação, a frequência atual, a temperatura e corrente do motor, os alarmes presentes de temperatura alta e sobrecorrente, ligar e desligar o motor, selecionar a frequência de giro do motor, e incluir os *setpoints* de temperatura e corrente do sistema de proteção.

As proteções desenvolvidas para o motor atenderam as necessidades do projeto. Os testes foram realizados com o motor sem carga acoplada no eixo rotórico e, após aproximadamente uma hora com o motor ligado a temperatura ambiente de 25°C, a temperatura interna do motor chegou a 31°C. Com carga acoplada ao eixo rotórico do motor provavelmente a temperatura irá aumentar consideravelmente, porém este teste não foi realizado neste projeto.

Os resultados dos sinais de tensão e corrente apresentados no capítulo 4 eram esperados visto que não foram instalados filtros EMI e RF na entrada e na saída do inversor.

5.1. Sugestões para Trabalhos Futuros

Segundo informações extraídas do manual da WEG, estudos indicam que a dependência do tempo de vida útil do isolamento do motor em função da frequência de chaveamento não é uma relação simples, porém, experiências realizadas nesse sentido mostram dados interessantes: **para frequências de chaveamento ≤ 5 kHz** a probabilidade de falha do isolamento é diretamente proporcional à frequência de chaveamento, ao passo que **para frequências de chaveamento > 5 kHz** a probabilidade de falha do isolamento é diretamente proporcional ao quadrado da frequência de chaveamento. O aumento da frequência de chaveamento pode também ocasionar danos aos rolamentos. Por outro lado, o aumento da frequência de chaveamento melhora a série de Fourier da tensão injetada no motor, tendendo, dessa forma, a melhorar o desempenho do motor em termos de temperatura e ruído. Neste projeto o chaveamento do inversor é de 9,8 kHz e durante os testes



realizados foi possível verificar que a temperatura do motor fica em torno de 5 °C acima da temperatura ambiente, e o ruído gerado pelo motor foi muito baixo, comprovando as informações indicadas no manual da WEG. Dessa forma, ficam como sugestão para trabalho futuro as seguintes mudanças no projeto:

- mudar a frequência de chaveamento para valores ≤ 5 kHz e comparar a temperatura do motor, ruído gerado e os sinais de tensão com o inversor desenvolvido neste projeto;
- instalar filtros na entrada do inversor para diminuir a emissão de interferências eletromagnéticas (EMI), e instalar na saída do inversor filtros RF para reduzir a interferência ou o ruído de radiofrequência. Comparar os sinais de tensão e corrente com o inversor desenvolvido neste projeto;
- alterar o método de desenvolvimento para 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.



6. REFERÊNCIAS

Ahmed, Ashfaq - Eletrônica de Potência – São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000

Fairchild Semiconductor – Datasheet FSBB15CH60C - Estados Unidos, 2008

Fitzgerald, A. E.; Kingsley Jr., C.; Umans, S. D. – Máquinas Elétricas – 6ª Ed. - Porto Alegre: Bookman, 2006

Honeywell – Datasheet CSLA1CD – Estados Unidos, 2012

Kosow, Irving L. – Máquinas Elétricas e Transformadores – 13ª Ed. – São Paulo: Globo, 1998

Microchip – Datasheet PIC18F2431 – Estados Unidos, 2010

Nasar, Syed. A. – Máquinas Elétricas – São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1984

National Semiconductor – Datasheet LM35 - Estados Unidos, 1994

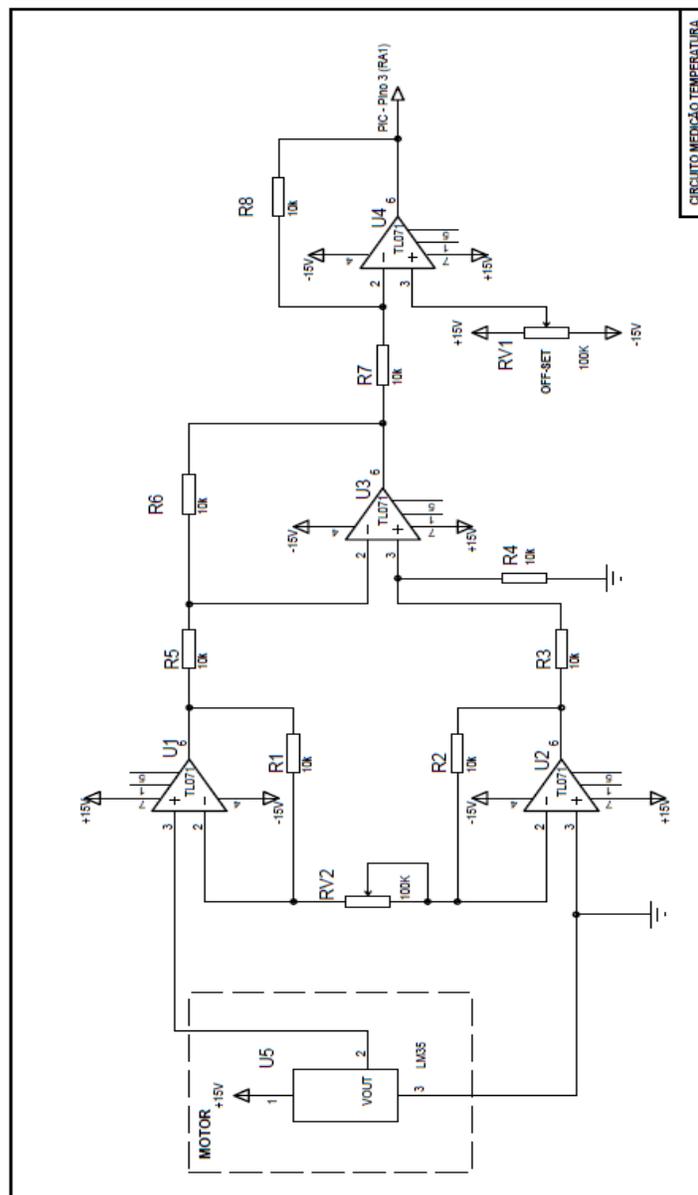
Rashid, Muhammad H. – Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações – 1ª Ed. – São Paulo: Makron Books, 1999

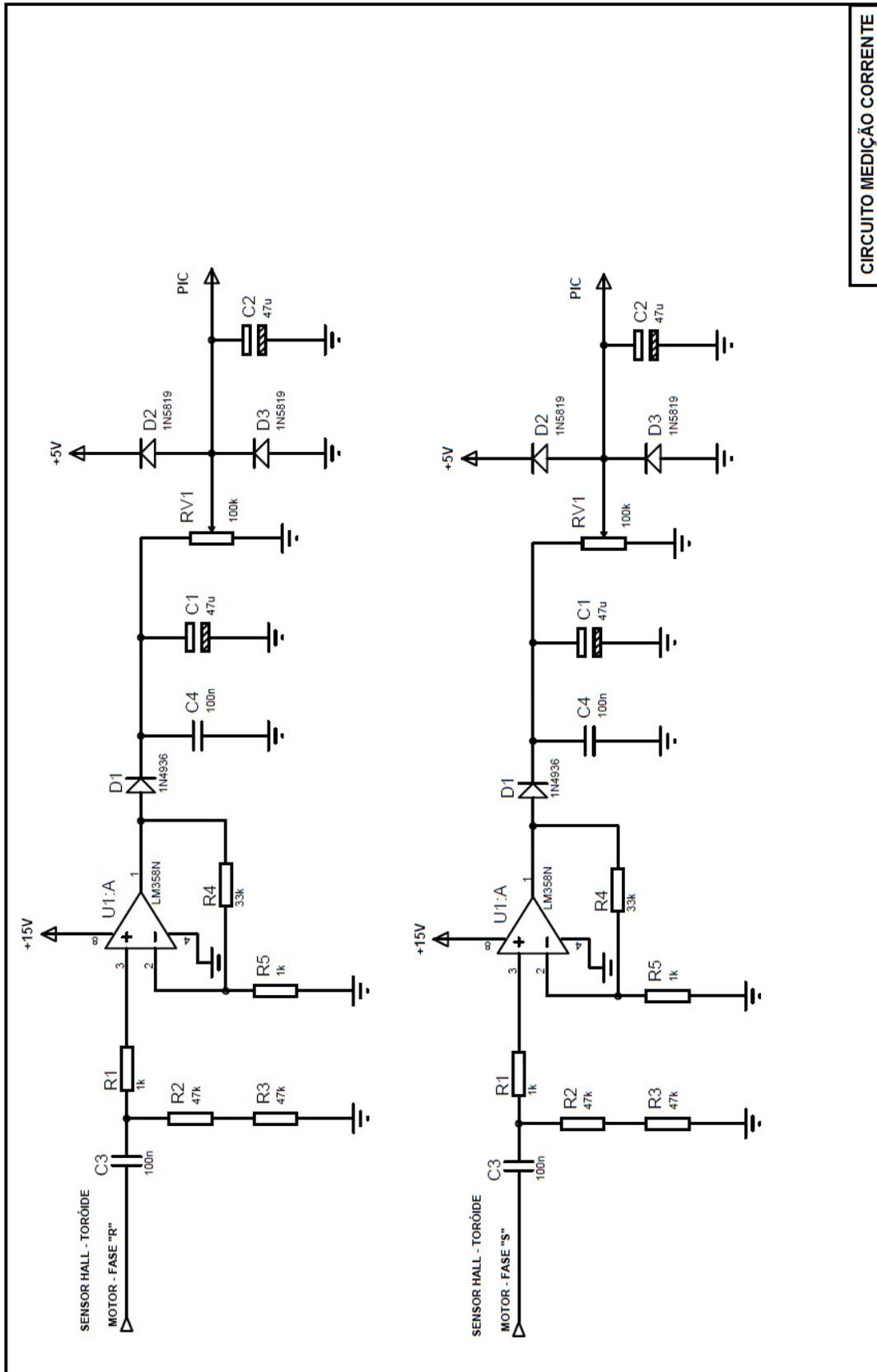
Toro, Vicente Del – Fundamentos de Máquinas Elétricas – Rio de Janeiro: LTC, 1999

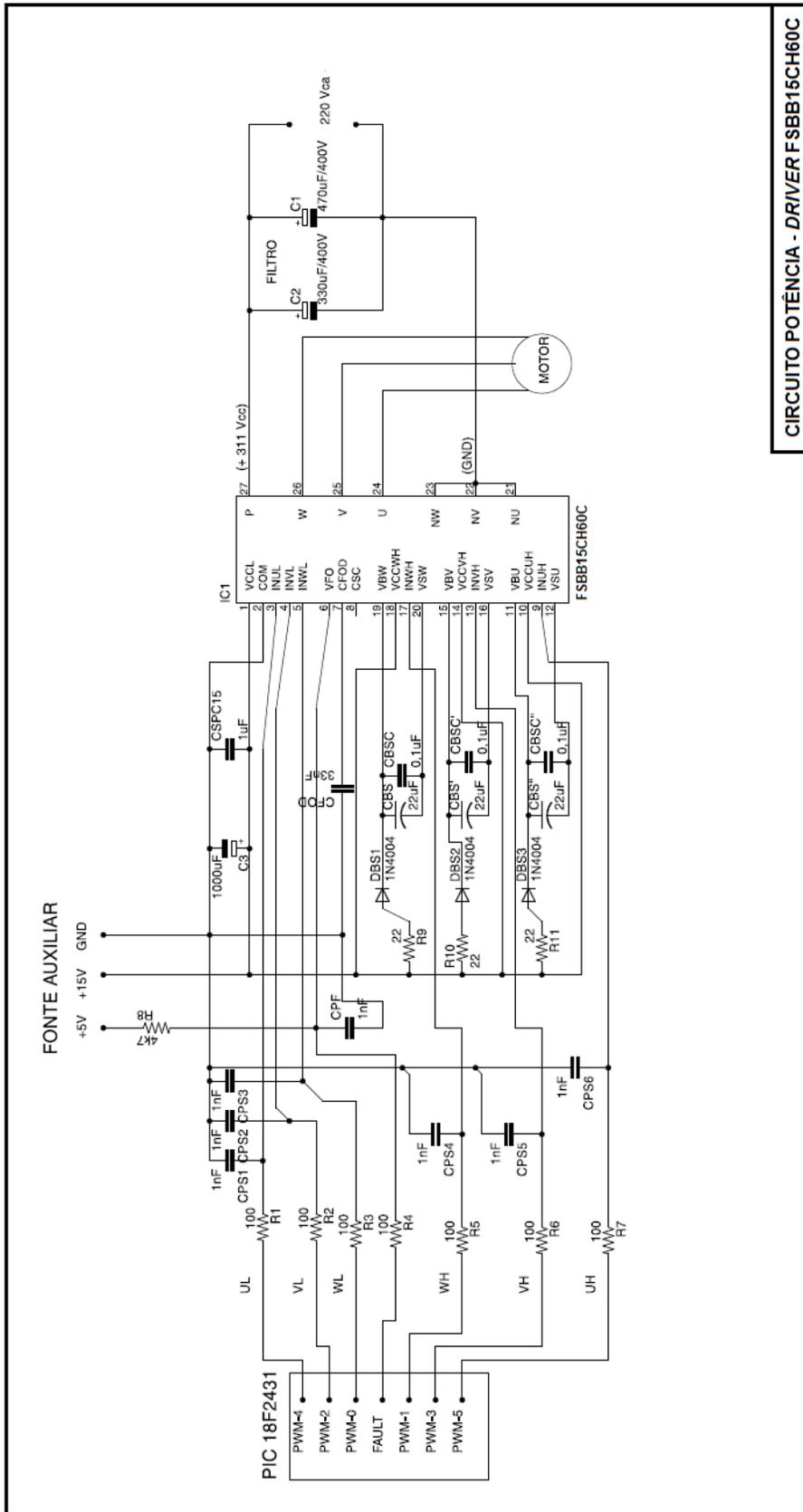
WEG. Guia Técnico - Motores de indução alimentados por inversores de frequência. Revisão 09/2006. Disponível em: <http://catalogo.weg.com.br/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-027-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>. Acessado em: Março de 2012

WEG. Motores – Especificação de Motores Elétricos. Revisão 09/2006. Disponível em: <http://catalogo.weg.com.br/files/wegnet/zzWEG-guia-de-especificacao-de-motores-eletricos-50032749-manual-portugues-br.pdf>. Acessado em: Março de 2012

APÊNDICE A – DIAGRAMAS ELÉTRICOS









APÊNDICE B – CÓDIGOS FONTE DO MICROCONTROLADOR



```
Main.c

#include<18f2431.h>
#define adc=10
#define use Fast_io(A)
#define use Fast_io(B)
#define use Fast_io(c)
#define use delay(clock=4000000)
#define fuses H4,nowdt,noprotect,NOWRT,NOCPD,NOWRTD,NOCPB //Cristal acima de 4Mhz, sem watchdog, sem proteção.
#define use rs232(baud=19200, xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7) //transmissão no pino c6 e recepção no pino C7
#define byte PIR1=0X0F9E
#define byte porta_a=0x0f80
#define byte porta_b=0x0f81
#define byte porta_c=0x0f82
#define bit TMR2IF=PIR1.1
#define bit LED_RUN=porta_c.5
#define bit LED_PARTIDA=porta_c.4
#define bit LED_FALHA=porta_c.3
#define bit ACIONA_COOLER=porta_c.1
#define bit PARTIDA_PARADA=porta_c.0
#define bit CHAVE_MANUAL_AUTO=porta_c.2
#define DEFINE END_INICIAL 0X20
/*
TABELA DOS REGISTRADORES
-----
REG                | END+0X20
-----
MODO                | 0X00
START               | 0X01
FALHA_TEMPERATURA  | 0X02
FALHA_CORRENTE     | 0X03
COOLER              | 0X04
FREQ_ATUAL          | 0X05
TEMPERATURA         | 0X06
CORRENTE_FS         | 0X07
CORRENTE_FR         | 0X08
SETPOINT_FREQ       | 0X09 (salvo em eeprom para não peder a informação a cada reset)
SETPOINT_CORRENTE   | 0X0A (salvo em eeprom para não peder a informação a cada reset)
SETPOINT_COOLER     | 0X0B (salvo em eeprom para não peder a informação a cada reset)
SETPOINT_FALHA_TEMP | 0X0C (salvo em eeprom para não peder a informação a cada reset) */

#include "pwm.h" //Para chamar a configuração dos pinos PWM
#include "analog_io.h" //Para chamar as medições das entradas analógicas
#include "protocolo.h" //Para chamar o protocolo de comunicação

char MODO=0; //0=manual 1=automatico;
#define LOCATE MODO=END_INICIAL+0X00
char START=0;
```



```
#locate START=END_INICIAL+0X01
char pulso_start=0;

//----- DEFINIÇÃO DAS ENTRADAS E SAÍDAS DAS PORTAS DO PIC -----
void config()
{
Set_tris_a(255);      //Todos os pinos da porta "a" configurados como entrada
Set_tris_b(0b11000000); //0=Saida 1=Entrada
Set_tris_c(0b11000101); //0=Saida 1=Entrada
porta_a=0;
porta_b=0;
porta_c=0;
enable_interrupts(GLOBAL);
setup_timer_2(T2_DIV_BY_16, 195,16); //200 interrupções por segundos (5ms)
disable_interrupts(INT_TIMER2);
START=0;
}

//----- MODO AUTOMÁTICO -----
#INLINE
void MODO_AUTOMATICO()
{
    if(TMR2IF) //cada 5ms
    { TMR2IF=0;
      pisca_led();
      le_adcs();
    }
    if ((START==1)&&(pulso_start==0))
    {pulso_start=1;
      LED_PARTIDA=1;
      //LIGA MOTOR MOTOR
      liga_motor();
    }else
    if ((START==0)&&(pulso_start==1))
    {pulso_start=0;
      LED_PARTIDA=0;
      //DESLIGA MOTOR
      desliga_motor();
    }
}

// ----- MODO MANUAL -----
#INLINE
void MODO_MANUAL()
{char flag_adcs;
  char st_tc;
    if(TMR2IF)//cada 5ms
    { TMR2IF=0;
```



```
        pisca_led();
        flag_adcs=le_adcs();
        st_tc=verifica_teclas();
        if(st_tc==1)
        {
            seta_Freq_Setpoint(10);
            liga_motor();
            START=1;
            LED_PARTIDA=1;
        }else
        if(st_tc==2)
        {
            desliga_motor();
            START=0;
            LED_PARTIDA=0;
        }

        if (tc_liga)
        {
            if(flag_adcs==1)
            {
                seta_Freq_Setpoint(freq_pot());
            }
        }
    }
}

// ----- CONTROLE GERAL -----
#INLINE
void controle_geral()
{
    if (TEMPERATURA>=SETPOINT_FALHA_TEMP) //verificação da temperatura
    {
        FALHA_TEMP=1;
        START=0;
    }else
    if(START==1){FALHA_TEMP=0;}
    if((CORRENTE_FR>=SETPOINT_CORRENTE)||((CORRENTE_FS>=SETPOINT_CORRENTE)) //verificação da corrente
    {
        FALHA_CORRENTE=1;
        START=0;
    }else
    if(START==1){FALHA_CORRENTE=0;}
    if ((FALHA_TEMP==1)||((FALHA_CORRENTE==1)) // verifica falhas e envia sinalização para o pino de falha do microcontrolador
    {
        LED_FALHA=1;
    }else{LED_FALHA=0;}
}
```



```
//----- FUNÇÃO PRINCIPAL -----  
  
void main()  
{  
  config();  
  config_pwm();  
  config_adc();  
  BEGIN_PROTOCOLO();  
  MODO=CHAVE_MANUAL_AUTO; //Pino C.2 do PIC.  
  while(TRUE) //Intertravamento da chave manual-automático.  
  {  
    RUN_SERIAL();  
    if(MODO==1)  
    {  
      MODO_AUTOMATICO();  
    }else  
    {  
      MODO_MANUAL();  
    }  
    controle_geral();  
  }  
}  
  
pwm.h  
  
#ifndef PWM_H  
#define PWM_H  
#define period 1023 //4095=2.4khz  
//2047=4.9khz  
//1023=9.8khz  
//511=19.5khz  
#define timer1_inicial 48870 // igual à frequência inicial de 10 Hz.  
int8 grau_R=0;  
int8 grau_S=0;  
int8 grau_T=0;  
int16 saida_pwm_fase_R=0;  
int16 saida_pwm_fase_S=0;  
int16 saida_pwm_fase_T=0;  
int8 FREQ_SP_2=10; //frequência setpoint.  
#LOCATE FREQ_SP_2=END_INICIAL+0X09  
int8 FREQ_CONTROL; //frequência de controle.  
#LOCATE FREQ_CONTROL=END_INICIAL+0X05  
int8 FREQ_SP=10; //frequência setpoint mínima de 10 Hz.  
int8 motor_start=0;  
int16 guarda_timer_1=0;  
float ganho;  
#INLINE  
void liga_motor();  
#INLINE
```



```
void seta_Freq_Setpoint(int8 freq);
#INLINE
void config_pwm();
#INLINE
void desliga_motor();
#include <pwm.c>
#endif

analog_io.h

#ifndef ANALOG_IO_H
#define ANALOG_IO_H
char FALHA_TEMP=0;
#LOCATE FALHA_TEMP=END_INICIAL+0X02
char FALHA_CORRENTE=0;
#LOCATE FALHA_CORRENTE=END_INICIAL+0X03
char COOLER=0;
#LOCATE COOLER=END_INICIAL+0X04
char TEMPERATURA=0;
#LOCATE TEMPERATURA=END_INICIAL+0X06
char CORRENTE_FR=0;
#LOCATE CORRENTE_FR=END_INICIAL+0X07
char CORRENTE_FS=0;
#LOCATE CORRENTE_FS=END_INICIAL+0X08
char SETPOINT_CORRENTE=0;
#LOCATE SETPOINT_CORRENTE=END_INICIAL+0X0A
char SETPOINT_COOLER=0;
#LOCATE SETPOINT_COOLER=END_INICIAL+0X0B
char SETPOINT_FALHA_TEMP=0;
#LOCATE SETPOINT_FALHA_TEMP=END_INICIAL+0X0C

//-----DECLARAÇÃO DE VARIÁVEIS-----

char tc_liga=0;
char ctl_tc_liga=0;
int8 frequencia_lida_pot;
char status_teclas=0;
int8 p_led=0;
int8 tmp_le_pot=0;

//-----FUNÇÕES-----

void config_adc();
void pisca_led();
int8 le_frequencia();
char le_adcs();
int8 freq_pot();
int8 valor_temperatura();
int8 valor_corrente_fr();
```



```
int8 valor_corrente_fs();
char verifica_tecclas();
#include "analog_io.c"

#endif

protocolo.h

#define TM_REG 13 //TAMANHO DA TABELA DOS REGISTROS (total de 13 registradores)
#define EE_I 9 //INICIO DO REGISTRADOR EM EEPROM (valores salvos em EEPROM para não salvar na RAM e perder a cada
reset)
#define EE_F 12 //FINAL DO REGISTRADOR EM EEPROM

//----- REGISTRADORES -----

int8 REG[TM_REG]; //Cada registrador = 1 byte.
#locate REG=0x20 //Reservado endereço de memória na memória RAM.
BYTE BUFFER[16]; //Armazena dados recebidos da serial.
BYTE TM=0;
BYTE INDEX=0;
BYTE CH=0;
BYTE RX=0;
BYTE I_REG=0;

//----- INTERRUPÇÃO DA SERIAL -----

#INT_RDA
void RX_RDA()
{
    CH=getc();
    if (CH!='!')
    {
        TM=0;
        INDEX=0;
    }else
    if (CH==13)
    {
        TM=INDEX;
        BUFFER[INDEX]=0;
        INDEX=0;
        RX=1;
        DISABLE_INTERRUPTS(INT_RDA);
    }else
    {
        if (INDEX<16)
        {
            BUFFER[INDEX]=CH;
            INDEX++;
        }
    }
}
```



```
//----- CONVERSÃO DE VALORES -----  
  
BYTE EXTRACT_REG() //Converte o valor da SERIAL de texto para inteiro.  
{  
    BYTE RETORNO;  
    RETORNO=((BUFFER[2]-48)*10);  
    RETORNO=RETORNO+BUFFER[3]-48;  
    return RETORNO;  
}  
  
BYTE EXTRACT_VALOR() // Converte o valor da SERIAL de texto para inteiro.  
{  
    BYTE RETORNO;  
    RETORNO=((BUFFER[5]-48)*100);  
    RETORNO=RETORNO+((BUFFER[6]-48)*10);  
    RETORNO=RETORNO+BUFFER[7]-48;  
    return RETORNO;  
}  
  
void inttostr_2C(byte integer,char *str) //Converte o valor da SERIAL de texto para inteiro.  
{  
    str[0]=(integer/10)+48;  
    str[1]=(integer%10)+48;  
    str[2]=0;  
}  
  
void inttostr_3C(byte integer,char *str) //Converte o valor da SERIAL de texto para inteiro.  
{  
    byte i;  
    i=(integer%100);  
    str[0]=(integer/100)+48;  
    str[1]=(i/10)+48;  
    str[2]=(i%10)+48;  
    str[3]=0;  
}  
  
//----- RESPOSTA E ESCRITA DA SERIAL -----  
  
void RESPONDE_LEITURA(BYTE v_reg)  
{  
    char valor=0;  
    char valor_asc[4];  
    char reg_asc[3];  
    valor=0;  
    if (v_reg<TM_REG){valor=REG[v_reg];}  
    inttostr_3C(valor,valor_asc);  
    inttostr_2C(v_reg,reg_asc);  
    printf("!R:%s:%s\r",reg_asc,valor_asc);  
}  
  
void RESPONDE_ESCRITA(BYTE v_reg)  
{  
    if (v_reg<TM_REG)  
        {  
            REG[v_reg]=EXTRACT_VALOR();  
            if ((v_reg>=EE_I)&& (v_reg<=EE_F))  
                {  

```



```
        write_eeprom(v_reg-EE_i,REG[v_reg]);
    }
}

printf("!\%s\r",BUFFER);
}

void RESPONDE_ALL()
{int8 index;
char valor=0;
char valor_asc[4];
printf("!A:00");
for(index=0;index<TM_REG;index++)
    {valor=REG[index];
    inttostr_3C(valor,valor_asc);
    printf(":%s",valor_asc);
    }
putc(13);
}

void TRATA_BUFFER_RX()
{
//----- SE LÊ TODOS OS REGISTROS -----
if ((BUFFER[0]=='A')&&(BUFFER[1]==':')&&(BUFFER[2]=='0')&&(BUFFER[3]=='0')&&(TM==4))
    {
        RESPONDE_ALL();
    }else
//----- SE LEITURA -----
if ((BUFFER[0]=='R')&&(BUFFER[1]==':')&&(TM==4))
    {if
        ((BUFFER[2]>='0')&&
        (BUFFER[2]<='9')&&
        (BUFFER[3]>='0')&&
        (BUFFER[3]<='9'))
        {
            I_REG=EXTRACT_REG();
            RESPONDE_LEITURA(I_REG);
        }
    }else
//----- SE ESCRITA -----
if ((BUFFER[0]=='W')&&(BUFFER[1]==':')&&(BUFFER[4]==':')&&(TM==8))
    {
        if ((BUFFER[2]>='0')&&
        (BUFFER[2]<='9')&&
        (BUFFER[3]>='0')&&
        (BUFFER[3]<='9')&&
        (BUFFER[5]>='0')&&
        (BUFFER[5]<='9')&&
```



```
(BUFFER[6]>='0')&&
(BUFFER[6]<='9')&&
(BUFFER[7]>='0')&&
(BUFFER[7]<='9'))
    {
        L_REG=EXTRACT_REG();
        RESPONDE_ESCRITA(L_REG);
    }
}

void RUN_SERIAL() //Para rodar a serial o tempo todo.
{
    if (RX==1)
    {
        RX=0;
        TRATA_BUFFER_RX();
        ENABLE_INTERRUPTS(INT_RDA);
    }
}

void BEGIN_PROTOCOLO() //Roda apenas ao iniciar a comunicação (config. protocolo).
{int8 i;
ENABLE_INTERRUPTS(INT_RDA); //Habilita a interrupção da serial.
TM=0;
INDEX=0;
RX=0;
for(i=0;i<TM_REG;i++) //Zera a tabela dos 13 registradores.
    {
        REG[i]=0;
    }
for(i=EE_I;i<=EE_F;i++)
    {
        REG[i]=read_eeprom(i-EE_I);
    }
}

pwm.c

//----- TABELA SENOIDE FUNDAMENTAL -----
int16 tabela_seno(int8 posicao) //Tabela elaborada para até 180°.
{const int16 seno[]={214,426,633,833,1024,1204,1370,1522,1657,1774,1871,1948,2003,
2037,2047, 2037,2003,1948,1871,1774,1657,1522,1370,1204,1024,833,633,426,214,0};
return seno[posicao];
}

//----- CÁLCULO DA SAÍDA PWM -----

#INLINE
int16 saida_to_pwm(int8 grau_eq) //Grau de 0 a 60: equivalente de 0 a 360° em 6 e 6 graus.
```



```
{
    int16 saida;
    float a;
    if (grau_eq>30)
    {
        grau_eq=grau_eq-30;
        a=(float)tabela_seno(grau_eq)*ganho;
        saida=2048-(int16)a;
    }else
    {
        a=(float)tabela_seno(grau_eq)*ganho;
        saida=2048+(int16)a;
    }
    return saida;
}

//----- PLOTAR A SENÓIDE -----

#INLINE
void plota_senoide()
{
    grau_R++;
    if (grau_R>=60){grau_R=0;}
    grau_S++;
    if (grau_S>=60){grau_S=0;}
    grau_T++;
    if (grau_T>=60){grau_T=0;}
    saida_pwm_fase_R=saida_to_pwm(grau_R);
    saida_pwm_fase_S=saida_to_pwm(grau_S);
    saida_pwm_fase_T=saida_to_pwm(grau_T);
    set_power_pwm0_duty(saida_pwm_fase_R);
    set_power_pwm2_duty(saida_pwm_fase_S);
    set_power_pwm4_duty(saida_pwm_fase_T);
}

//----- CALCULA O VALOR DO TIMER1 EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA SETADA -----
//Quanto maior a frequência setada, menor o tempo do período.
#INLINE
void set_timer_freq(int8 freq)
{int32 fq;
    fq=(int32)freq;
    fq=166667/fq;
    fq=65536-fq;
    guarda_timer_1=(int16)fq;
    if (freq<=60)
    {
        ganho=(float)freq/60;
    }else {ganho=1;}
}
```



```
***** FUNÇÕES QUE SÃO CHAMADAS NO PROGRAMA PRINCIPAL *****
//----- PARTIDA DO MOTOR COM DETERMINAÇÃO DA DEFASAGEM DE 120° ENTRE FASES -----

    #INLINE
    void liga_motor()
    {
        motor_start=1;
        grau_R=0;
        grau_S=20;
        grau_T=40;
        FREQ_CONTROL=10;
        set_timer_freq(FREQ_CONTROL);
        set_timer1(timer1_inicial); //inicia em 10Hz
        enable_interrupts(INT_TIMER1);
        set_timer0(0);
        enable_interrupts(INT_TIMER0);
    }

//----- FUNÇÃO PARA PARAR O MOTOR -----

    #INLINE
    void seta_Freq_Setpoint(int8 freq)
    {
        if(motor_start==0)
        {
            FREQ_SP=freq;
        }else
        {
            FREQ_SP=freq;
            FREQ_SP_2=freq;
        }
    }

    #INLINE
    void stop()
    {
        set_power_pwm0_duty(0);
        set_power_pwm2_duty(0);
        set_power_pwm4_duty(0);
        disable_interrupts(INT_TIMER1);
        disable_interrupts(INT_TIMER0);
    }

    #INLINE
    void config_pwm() //configuração do PIC para gerar os sinais PWM
    {
        setup_power_pwm_pins(PWM_COMPLEMENTARY, PWM_COMPLEMENTARY, PWM_COMPLEMENTARY, PWM_OFF);
        setup_power_pwm(PWM_CLOCK_DIV_4|PWM_FREE_RUN|PWM_DEAD_CLOCK_DIV_8,1,0,period,0,1,5);
        set_power_pwm0_duty(0); //Força em zero a saída PWM0.
        set_power_pwm2_duty(0); //Força em zero a saída PWM2.
        set_power_pwm4_duty(0); //Força em zero a saída PWM4.
    }

```



```
setup_timer_1 ( T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_1 );
disable_interrupts(INT_TIMER1);
set_timer1(timer1_inicial); //Frequência inicial de 10 Hz.
setup_timer_0 ( RTCC_INTERNAL | RTCC_DIV_16);
disable_interrupts(INT_TIMER0);
set_timer0(0);
}
#INLINE
void desliga_motor()
{
motor_start=0;
seta_Freq_Setpoint(9);
}

//----- TIMER1 = CONTROLA A SENÓIDE PELA FREQUENCIA SETADA -----
#INT_TIMER1 //Interrupção do Timer1.
void trata_t1()
{
plota_senoide();
set_timer1(get_timer1()+guarda_timer_1);
}

//----- TIMER0 = CONTROLE DA ACELERAÇÃO E DESACELERAÇÃO (rampa 9,54Hz/seg) -----
#INT_TIMER0 //Interrupção do Timer0.
void trata_t0()
{
if(motor_start==1)
{
FREQ_SP=FREQ_SP_2;
}
if(FREQ_CONTROL<10) //Se a frequência for menor que 10 Hz, pára o motor.
{FREQ_CONTROL=0;
stop();
}else
if (FREQ_CONTROL<FREQ_SP) //Se a frequência de controle é menor que a frequência de setpoint, aumenta
a frequência.
{
FREQ_CONTROL++;
set_timer_freq(FREQ_CONTROL);
}else
if (FREQ_CONTROL>FREQ_SP) //Se a frequência de controle é maior que a frequência setpoint, diminui a frequência.
{
FREQ_CONTROL--;
set_timer_freq(FREQ_CONTROL);
}
}
```



```
analog_io.c

void config_adc()
{
    setup_adc_ports(ALL_ANALOG); //Todas entradas da porta "a" são analógicas.
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL | ADC_CLOCK_DIV_64); //Clock interno dividido por 64, para melhor conversão.
    set_adc_channel(0); //Canal de conversão = RA0.
}

//----- PISCA LED VERDE PARA INDICAR O FUNCIONAMENTO DO PIC -----

void pisca_led()
{
    p_led++;
    if (p_led>=10) //Pisca led verde a cada 50ms.
    {
        p_led=0;
        LED_RUN=!LED_RUN;
    }
}

//----- LEITURA DE FREQUÊNCIA VIA POTENCIÔMETRO -----

int8 le_frequencia()
{int8 retorno;
 int16 valor_adc;
 float a;
 valor_adc=read_adc();
 valor_adc=(1023-valor_adc)+1; //Para inverter a medição do potenciômetro (aumentar a frequência no sentido horário).
 a=(float)valor_adc*0.068426 + 10; //Calcula o valor da frequência setada no potenciômetro (à partir de 10Hz).
 retorno=(int8)a;
 return retorno;
}

//----- LEITURA DE TEMPERATURA -----

int8 le_temp()
{int8 retorno;
 int16 valor_adc;
 float a;
 valor_adc=read_adc()+1;
 a=(float)valor_adc*0.146627; //0.146627=(150/1023);
 retorno=(int8)a;
 return retorno;
}

//----- LEITURA DE CORRENTE -----

int8 le_correntes()
{int8 retorno;
 int16 valor_adc;
 float a;
```



```
valor_adc=read_adc()+1;
a=(float)valor_adc*0.04887; //0.04887=(50/1023);
retorno=(int8)a;
return retorno;
}

//-----LEITURA DO CONVERSOR ANALÓGICO-DIGITAL -----

char le_adcs()
{
char rt=0;
tmp_le_pot++;
if(tmp_le_pot==1)
    {set_adc_channel(0);
    }else
    if(tmp_le_pot==10)
    {
    frequencia_lida_pot=le_frequencia();
    set_adc_channel(1);
    }else
    if(tmp_le_pot==20)
    {
    TEMPERATURA=le_temp();
    set_adc_channel(2);
    }else
    if(tmp_le_pot==30)
    {
    CORRENTE_FR=le_correntes();
    set_adc_channel(3);
    }else
    if(tmp_le_pot>=40)
    {
    tmp_le_pot=0;
    CORRENTE_FS=le_correntes();
    rt=1;
    }
return rt;
}

int8 freq_pot()
{
return frequencia_lida_pot;
}

int8 valor_temperatura()
{
return TEMPERATURA;
}

int8 valor_corrente_fr()
{
return CORRENTE_FR;
}
```



```
}
int8 valor_corrente_fs()
{
return CORRENTE_FS;
}

//-----VERIFICAÇÃO DE TECLAS-----

char verifica_teclas()
{
status_teclas=0;
if ((PARTIDA_PARADA==0)&&(tc_liga==0)&&(ctl_tc_liga==0))
{
tc_liga=1;
ctl_tc_liga=1;
status_teclas=1;
}else
if ((PARTIDA_PARADA==0)&&(tc_liga==1)&&(ctl_tc_liga==0))
{
tc_liga=0;
ctl_tc_liga=1;
status_teclas=2;
}else
if ((PARTIDA_PARADA==1)&&(ctl_tc_liga==1))
{
ctl_tc_liga=0;
}
return status_teclas;
}
```

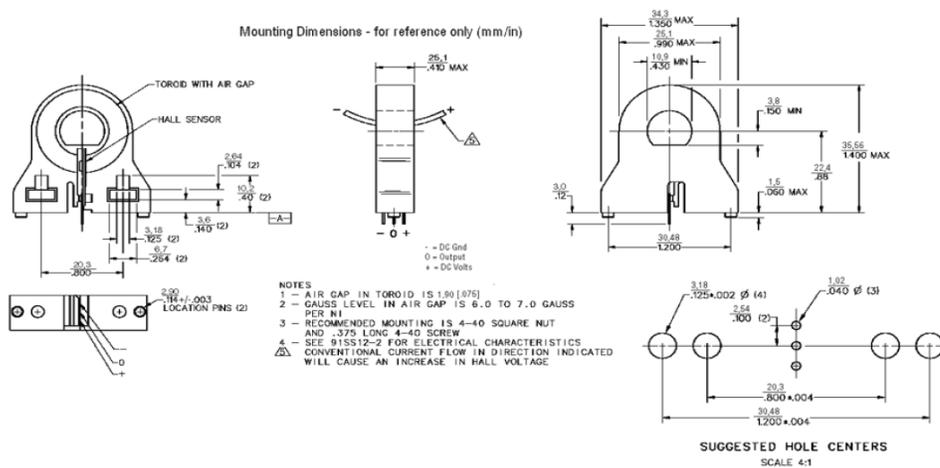
ANEXO A – SENSOR DE EFEITO HALL CSLA1CD

Honeywell

CSLA1CD

CSLA Series linear current sensor, 57 A sensed current, source output, through-hole, operates on AC or DC current, bottom mount

Product Specifications	
Sensor Type	Open Loop Linear
Sensed Current Type	ac or dc
Sensed Current Range	0 A to 57 A
Package Style	PCB Bottom Mount
Output Type	Voltage
Sensitivity	49.6 mV N* ± 5.8 @ 12 Vdc
Supply Current	19 mA max.
Offset Voltage	Vcc/2 ± 10 %
Supply Voltage	8.0 Vdc to 16.0 Vdc
Offset Shift (%/ °C)	± 0.05
Response Time	3 µs
Operating Temperature Range	-25 °C to 85 °C [-13 °F to 185 °F]
Storage Temperature Range	-40 °C to 100°C [-40 °F to 212 °F]
Housing Material	PBT Polyester
Mounting	PCB on 3 pins
Pinout Style	3 pin
Availability	Global
Comment	* N = Number of Turns
UNSPSC Code	411121
UNSPSC Commodity	411121 Transducers
Series Name	CSLA Series



ANEXO B – SENSOR DE TEMPERATURA LM35


December 1994

LM35/LM35A/LM35C/LM35CA/LM35D Precision Centigrade Temperature Sensors

General Description

The LM35 series are precision integrated-circuit temperature sensors, whose output voltage is linearly proportional to the Celsius (Centigrade) temperature. The LM35 thus has an advantage over linear temperature sensors calibrated in ° Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from its output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of $\pm 1/4^\circ\text{C}$ at room temperature and $\pm 3/4^\circ\text{C}$ over a full -55 to $+150^\circ\text{C}$ temperature range. Low cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The LM35's low output impedance, linear output, and precise inherent calibration make interfacing to readout or control circuitry especially easy. It can be used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As it draws only $60\ \mu\text{A}$ from its supply, it has very low self-heating, less than 0.1°C in still air. The LM35 is rated to operate over a -55° to $+150^\circ\text{C}$ temperature range, while the LM35C is rated for a -40° to $+110^\circ\text{C}$ range (-10° with improved accuracy). The LM35 series is

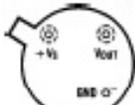
available packaged in hermetic TO-46 transistor packages, while the LM35C, LM35CA, and LM35D are also available in the plastic TO-92 transistor package. The LM35D is also available in an 8-lead surface mount small outline package and a plastic TO-202 package.

Features

- Calibrated directly in ° Celsius (Centigrade)
- Linear $+10.0\ \text{mV}/^\circ\text{C}$ scale factor
- 0.5°C accuracy guaranteeable (at $+25^\circ\text{C}$)
- Rated for full -55° to $+150^\circ\text{C}$ range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer-level trimming
- Operates from 4 to 30 volts
- Less than $60\ \mu\text{A}$ current drain
- Low self-heating, 0.08°C in still air
- Nonlinearity only $\pm 1/4^\circ\text{C}$ typical
- Low impedance output, $0.1\ \Omega$ for $1\ \text{mA}$ load

Connection Diagrams

**TO-46
Metal Can Package***



BOTTOM VIEW

TLU/5516-1

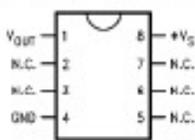
**TO-92
Plastic Package**



BOTTOM VIEW

TLU/5516-2

**SO-8
Small Outline Molded Package**



TOP VIEW

N.C. = No Connection

TLU/5516-21

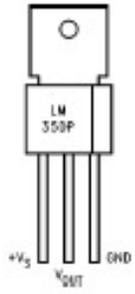
*Case is connected to negative pin (GND)

Order Number LM35H, LM35AH, LM35CH, LM35CAH or LM35DH
See NS Package Number H03H

Order Number LM35CZ, LM35CAZ or LM35DZ
See NS Package Number Z03A

Order Number LM35DM
See NS Package Number M08A

**TO-202
Plastic Package**

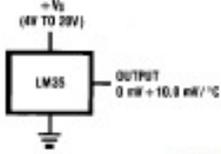


TLU/5516-24

Order Number LM35DP
See NS Package Number P03A

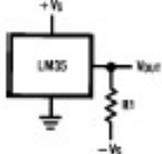
Typical Applications

FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor ($+2^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$)



TLU/5516-3

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor



TLU/5516-4

Choose $R_1 = -V_S/50\ \mu\text{A}$

$V_{\text{OUT}} = +1,500\ \text{mV}$ at $+150^\circ\text{C}$
 $= +25.0\ \text{mV}$ at $+25^\circ\text{C}$
 $= -500\ \text{mV}$ at -55°C

TRISTATE* is a registered trademark of National Semiconductor Corporation.

 LM35/LM35A/LM35C/LM35CA/LM35D
Precision Centigrade Temperature Sensors