

UNIVERSIDADE DE PASSO FUNDO

Marcos Dal Moro

INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Passo Fundo

2019

Marcos Dal Moro

INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Trabalho apresentado ao curso de Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharia e Arquitetura, da Universidade de Passo Fundo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, sob orientação do professor Me. Rodrigo Siqueira Penz.

Passo Fundo

2019

Marcos Dal Moro

Inversor de frequência

Trabalho apresentado ao curso de Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharia e Arquitetura, da Universidade de Passo Fundo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, sob orientação do professor Me. Rodrigo Siqueira Penz

Aprovado em ____ de _____ de _____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Me. Rodrigo Siqueira Penz - UPF

Prof. Me. Sérgio Bordignon - UPF

Prof. Dr. Carlos Alberto Ramirez Behaime - UPF

RESUMO

Com o avanço da tecnologia nos últimos anos, muitos setores que vão desde a comunicação até o aumento de produtividade em vários segmentos se desenvolveram aumentando assim a lucratividade de diversas áreas da economia do mundo todo. O setor do agronegócio, tem aumentado significativamente a sua produção e lucratividade graças as facilidades que a tecnologia trouxe para as propriedades rurais. As empresas têm buscado cada vez mais desenvolver produtos com maior desempenho e que sejam capazes de promover o aumento de produção sem aumentar a área utilizada.

Este trabalho apresenta a teoria, estudo, dimensionamento de um inversor de frequência capaz de acionar motores de indução trifásicos de até 2CV, para aplicações que possuam cargas com necessidades de conjugados quadráticos, como ventiladores ou exaustores.

O projeto visa a implementação de um conversor de frequência de alimentação monofásica 220V e saída trifásica de 220V, com variação de frequência programável em função das rampas de partida e parada disponíveis.

Este projeto ainda conta com sistemas de proteção para sobre e sub tensões de entrada, sobre corrente de saída e fuga de corrente a terra.

O sistema será acionado com interface de usuário via bornes e botões de programação ou mesmo por um sistema de comunicação externo em rede.

Palavras-Chave: Inversor de frequência, controle em rampa, monofásico, exaustor.

ABSTRACT

With the advancement of technology in recent years, many industries ranging from communication to multi-segment productivity growth have grown to increase the productivity and profitability of various areas of the economy around the world. The agribusiness sector has significantly increased its production and profitability thanks to the facilities that technology has brought to rural properties. Companies have increasingly sought to develop products with the highest performance and that are capable of promoting increased production without increasing the area used.

The aim of the study is to discuss the development of a system capable of driving three-phase induction motors up to 2HP, for applications that have loads with quadratic torque requirements, such as fans. The project aims to implement a frequency inverter with single-phase input and three-phase output of 220V programmable frequency variation depending on the available starting and stopping ramps. This project also has protection systems for input and overvoltage, over current output and leakage from current to earth.

The system will be activated with user interface via terminals and programming buttons or even by an external network communication system.

Key words: Frequency inverter, ramp control, single phase, exhaust fan.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1- SEGMENTOS DA PRODUÇÃO DE FRANGOS DO SISTEMA INTEGRADO.....	14
FIGURA 2 – NECESSIDADES DE TEMPERATURA E UMIDADE CONFORME IDADE DE AVES.....	15
FIGURA 3 - ESQUEMÁTICO DE FUNCIONAMENTO DE VENTILAÇÃO FORÇADA EM SISTEMA CONVENCIONAL.....	17
FIGURA 4 - ESQUEMÁTICO DE FUNCIONAMENTO DE VENTILAÇÃO EM SISTEMA TÚNEL E DARK HOUSE.....	18
FIGURA 5 - VENTILADOR CENTRIFUGO.....	19
FIGURA 6 - VENTILADOR AXIAL DE GRANDE VOLUME.....	20
FIGURA 7 - CURVA CARACTERÍSTICA CORRENTE X FREQUÊNCIA DO EXAUSTOR AXIAL.....	20
FIGURA 8 - COMPONENTES DE UM VENTILADOR AXIAL.....	21
FIGURA 9- CURVA DE VAZÃO X PRESSÃO DE TRABALHO DE EXAUSTORES.....	22
FIGURA 10 - CURVA DE TORQUE EXIGIDO DO MOTOR EM FUNÇÃO DA PRESSÃO.....	23
FIGURA 11 – IDENTIFICAÇÃO DE PARTES DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS.....	24
FIGURA 12 - CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE.....	27
FIGURA 13- DIAGRAMA DE FLUXO DE POTÊNCIA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO.....	28
FIGURA 14 - CURVA CARACTERÍSTICA DE CONJUGADO X VELOCIDADE EM MOTORES DE INDUÇÃO.....	30
FIGURA 15 - DIAGRAMA SIMPLIFICADO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA.....	32
FIGURA 16 - INVERSOR DE FREQUÊNCIA.....	32
FIGURA 17 - (A) PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO PWM SENOIDAL. (B) PULSOS ORIUNDOS DA COMPARAÇÃO DO SINAL DE REFERÊNCIA E DA PORTADORA.....	33
FIGURA 18 - CURVA DE CONTROLE ESCALAR, RELAÇÃO V/F.....	34
FIGURA 19 - REGIÃO DE ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO.....	35
FIGURA 20 - DIAGRAMA DE BLOCOS PROPOSTO.....	38
FIGURA 21 - CONSUMO DE CORRENTE ESTIMADO PARA FONTE 5V.....	40
FIGURA 22 - CONSUMO DE CORRENTE ESTIMADO PARA FONTE 15V, CONECTADA AOS IGBT'S 4, 5 E 6.....	40
FIGURA 23 - CONSUMO DE CORRENTE ESTIMADO PARA FONTE 15V, IGBT 1.....	40
FIGURA 24 - CONSUMO DE CORRENTE ESTIMADO PARA FONTE 15V, IGBT 2.....	40
FIGURA 25 - CONSUMO DE CORRENTE ESTIMADO PARA FONTE 15V, IGBT 3.....	41
FIGURA 26 - CONSUMO PREVISTO FONTE 24V.....	41
FIGURA 27 - CORRENTES PARA SAÍDAS DA FONTE CHAVEADA.....	41
FIGURA 28 – ENTRADA INVERSOR.....	46
FIGURA 29 - FONTE DE ENTRADA COMPLETA.....	47
FIGURA 30 - CIRCUITOS AUXILIARES E FONTE COMPLETA.....	48
FIGURA 31 - PROJETO DA PLACA DE ENTRADA E SAÍDA DO INVERSOR.....	48
FIGURA 32 - VISTA 3D DA PLACA DE ENTRADA E SAÍDA DO INVERSOR.....	49
FIGURA 33 - TRANSFORMADOR COM SAÍDAS ESPECIFICAS PARA CONVERSOR FLYBACK.....	49
FIGURA 34 - FOTO TRANSFORMADOR PARA FONTE CHAVEADA.....	50
FIGURA 35 - TOPOLOGIA E PINAGEM DO TLP250.....	51
FIGURA 36 - CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS IRGB5B120KD.....	51
FIGURA 37 - CIRCUITO DE FONTE CHAVEADA.....	52

FIGURA 38 - LAYOUT DA PLACA DE FONTE CHAVEADA.....	52
FIGURA 39 - VISTA 3D DA PLACA DA FONTE CHAVEADA.....	53
FIGURA 40 - CIRCUITO DE REGULAÇÃO DA TENSÃO DE 5V.....	54
FIGURA 41 - SAÍDA 15V - REGULAÇÃO.....	55
FIGURA 42 - SEGUNDA FONTE 15V, REGULAÇÃO.....	56
FIGURA 43 - TERCEIRA FONTE 15V, REGULAÇÃO.....	56
FIGURA 44 - QUARTA FONTE 15V, REGULAÇÃO.....	57
FIGURA 45 - SAÍDA 24V, REGULAÇÃO.....	58
FIGURA 46 - CIRCUITO DE INTERFACE PROJETADO PARA INTERFACE MICRO-OPTO.....	58
FIGURA 47 - INTERFACE DE SIAIS DO MICROCONTROLADOR.....	59
FIGURA 48 - LAYOUT DA PLACA DE INTERFACE E REGULAÇÃO DE FONTE.....	59
FIGURA 49 - LAYOUT 3D DA PLACA DE INTERFACE E REGULAÇÃO.....	60
FIGURA 50 - CONJUNTO DE IGBT'S DE SAÍDA PARA CADA FASE.....	61
FIGURA 51 - CONJUNTO DE IGBT'S DE SAÍDA.....	61
FIGURA 52 - FLUXOGRAMA DE FIRMWARE.....	63
FIGURA 53 - COMPARAÇÃO DE ONDA SENOIDAL X ONDA TRIANGULAR E SINAIS DE SAÍDA.....	64
FIGURA 54 - FORMA DE ONDA GERADA PELA EQUAÇÃO DE COMPENSAÇÃO DE TERCEIRO HARMÔNICO.....	65
FIGURA 55 - FOTO PLACA DE ENTRADAS E SAÍDAS EM TESTE.....	67
FIGURA 56 - PLACA DE FLYBACK.....	67
FIGURA 57 - FOTO PLACA DE REGULAÇÃO E ACOPLAMENTO.....	68
FIGURA 58 - TESTES DO PWM GERADO PELO CIRCUITO LÓGICO TL494.....	68
FIGURA 59 - PWM DE DISPARO DE FLYBACK COM TENSÃO ESTÁVEL EM 130V DO LINK DC.....	69
FIGURA 60 - PWM DE DISPARO DE FLYBACK COM TENSÃO ESTÁVEL EM 100V DO LINK DC.....	69
FIGURA 61 - FORMA DE ONDA DE TENSÃO (AMARELO) E CORRENTE (AZUL) NO CONVERSOR FLYBACK.....	70
FIGURA 62 - CIRCUITOS DE SNUBERS ADICIONADOS AO CONVERSOR FLYBACK.....	70
FIGURA 63 - SINAL TENSÃO (AMARELO) E CORRENTE (AZUL) DO CONVERSOR FLYBACK.....	71
FIGURA 64 - DIVISOR RESISTIVO PARA ALIMENTAÇÃO DO FLYBACK.....	71
FIGURA 65 - RIPPLE E TENSÃO DE SAÍDA 5V.....	72
FIGURA 66 - RIPPLE E TENSÃO DE SAÍDA 15V.....	72
FIGURA 67 - RIPPLE E TENSÃO REGULADA SAÍDA 15V PARA 3 IGBT.....	73
FIGURA 68 - LEITURA DA SAÍDA DA FONTE REGULADA DE 24V.....	73
FIGURA 69 - SINAL TRIANGULAR, SENOIDAL E SAÍDA PWM GERADAS PELO MATLAB®.....	74
FIGURA 70 - VETOR DE ZERO E UM, RESULTANTE.....	75
FIGURA 71 - MONTAGEM FINAL DO INVERSOR.....	75

LISTA DE QUADROS

QUADRO 1 - RESULTADOS DE TESTES DE ISOLAÇÃO PLACAS.....	66
---	----

LISTA DE SIGLAS

ABPA – Associação Brasileira de Proteína Animal

CV – Cavalo-Vapor

CA – Corrente Alternada

DC – *Continuous duty*

EUA - Estados Unidos da América

GSI – *Grain System Incorporated*

PWM – *Pulse Width Modulation*

RPM – Rotações por minuto

CC – Corrente Contínua

VAC – Volts em Corrente Alternada

A/D – Analógico/Digital

IGBT – Transistor bipolar de porta isolada

IE – Índice de Eficiência Energética

F.S – Fator de serviço

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	11
1.1 OBJETIVO GERAL.....	12
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	12
1.3 JUSTIFICATIVA	12
1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO	13
2 REVISÃO DA LITERATURA	13
2.1 A AVICULTURA NO BRASIL	13
2.1.1 Climatização.....	15
2.1.2 Instalações de produção de frangos de corte	16
2.2 EXAUSTORES	18
2.2.1 Ventiladores centrífugos.	19
2.2.2 Ventiladores axiais.....	19
2.2.3 Componentes de um exaustor.....	20
2.2.4 Vazão e torque em trabalho.....	22
2.3 MOTORES ELÉTRICOS	23
2.3.1 Motor de indução.....	23
2.3.1.1 <i>Carcaça.</i>	24
2.3.1.2 <i>Rotor.</i>	25
2.3.1.3 <i>Outras partes do motor.</i>	25
2.3.1.4 <i>Funcionamento.</i>	25
2.3.1.5 <i>Circuito elétrico equivalente.</i>	27
2.3.1.6 <i>Rendimento.</i>	28
2.3.1.7 <i>Conjugado.</i>	29
2.4 VARIAÇÃO DE VELOCIDADE EM MOTORES.....	30
2.5 INVERSORES DE FREQUÊNCIA.....	31

2.5.1 Técnicas de modulação.....	32
2.5.2 Modulação senoidal.....	33
2.5.3 Modos de Controle.....	33
2.5.4 Controle escalar.....	34
3 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO.....	37
3.1 MOTOR.....	38
3.2 ENTRADA.....	39
3.3 FONTE.....	39
3.4 CHAVES SEMICONDUTORAS DE SAIDA.....	41
3.5 LEITURAS DOS DISPOSITIVOS DE PROTEÇÃO.....	42
3.6 INTERFACE DE OPERAÇÃO.....	42
4 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO.....	43
4.1 HARDWARE.....	43
4.2 ENTRADA.....	43
4.3 FONTE.....	49
4.4 REGULAÇÃO DE FONTE CHAVEADA.....	53
4.5 INTERFACE DE SAÍDAS.....	58
4.6 SAÍDAS.....	60
4.7 MICROCONTROLADOR E FIRMWARE.....	62
5 RESUSTADOS E TESTES.....	66
5.1 ENSAIO DA TENSÃO DE ISOLAÇÃO DE PLACAS.....	66
5.2 ENSAIO DO CONVERSOR FLYBACK E REGULAÇÃO DE FONTE.....	68
5.3 FIRMWARE.....	74
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	76
REFERÊNCIAS.....	77

1 INTRODUÇÃO

O constante aumento da população global trouxe enormes desafios aos setores produtivos, a crescente demanda e o incremento de consumo geraram desafios para as fábricas. Todo o conjunto produtivo precisou se adequar para garantir o sustento das gerações futuras, neste segmento, as indústrias precisaram adaptar-se as novas demandas aprimorando seus sistemas produtivos passando a adotar medidas que aumentem as produtividades de suas instalações.

Grande parte desse incremento produtivo foi possível graças a adoção de máquinas automatizadas de grande capacidade de processamento e alta eficiência frente à os métodos convencionais de produção. O aperfeiçoamento das máquinas, passou necessariamente por uma evolução dos dispositivos conversores de energia elétrica em forças mecânicas, os motores, em especial os motores elétricos de indução. A facilidade de aplicação, robustez e maleabilidade, garantiram a soberania dos motores de indução nas principais modernizações dos setores de base.

Para o setor de produção de alimentos, especificamente o mercado de carne de frango, as necessidades não foram diferentes, ao longo dos anos o incremento das necessidades e os constantes aprimoramentos da produção demandaram a evolução dos conceitos de criação, da genética das aves e dos equipamentos responsáveis pela garantia das condições ideais de criação.

Atualmente nas instalações de produção avícolas existem diversas demandas para motores elétricos, dentre elas os exaustores, que fazem a renovação do ar interno e executam as manutenções térmicas internas e a troca de gases do ambiente, mantendo as condições de sobrevivência das aves. Estes dispositivos possuem importância fundamental no desempenho global da produção e são responsáveis por grande parte dos resultados da produção.

Estes fatores levam a um constante aprimoramento do sistema de controle visando não apenas a melhoria funcional das instalações, mas também a melhoria da eficiência energética e a redução da necessidade de manutenção dos dispositivos instalados.

Neste contexto a aplicação de motores de indução controlados por inversores de frequência *Pulse Width Modulation* (PWM) podem gerar benefícios tanto operacionais quanto ao consumo de energia. Além dos dados mensuráveis em projeto teremos ainda a redução da manutenção necessária no dispositivo final deste projeto ao qual se destina o uso do dispositivo de comando de baixo custo.

1.1 OBJETIVO GERAL

O presente trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de um inversor de frequência capaz de variar a velocidade de motores de indução trifásicos aplicados a ventiladores ou exaustores, com baixo custo associado, realizando o controle em malha aberta com interface externa de programação de rampas e parâmetros de proteção de motor.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- a) Estudo da teoria de inversores de frequência.
- b) Desenvolver um inversor de frequência com entrada monofásica e saída trifásica 220V, com capacidade para realizar a partida de motores de até 2CV, 60Hz;
- c) Projetar os circuitos de entrada, *snubbers*, link *Continuous duty (DC)*, chaveamento, interface com usuário e proteções de saída;
- d) Construir um firmware capaz de realizar o controle por meio de um sinal PWM com a possibilidade de programação de rampas, limites de máximas e mínimas operações em corrente e tensão, detecção de falhas a terra e compensação de terceiro harmônico de saída.
- e) Construir protótipo de um exaustor com hélice acoplada diretamente ao eixo, com motor de até 2 cavalo vapor (CV) acoplado o módulo projetado para realizar o controle completo da partida do dispositivo.
- f) Realizar testes funcionais e relatar os dados obtidos neste projeto.

1.3 JUSTIFICATIVA

O desenvolvimento deste trabalho tem grande relevância para o setor de avicultura pois oferece oportunidades de melhorias e economia para as propriedades rurais, tendo em vista que o desenvolvimento deste projeto busca minimizar trabalhos de manutenção periódicas nos sistemas de produção, possibilitar a utilização de motores de indução acoplados diretamente a hélice em exaustores e reduzir os custos de energia elétrica devido aos picos de consumo provenientes do sistema de partida direta, permitindo maior gama de controle para a pressão de trabalho e melhorando o bem estar animal com reduções significativas dos estresse das aves em comparação ao sistema de partida direta.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho é dividido em três capítulos. O primeiro trata da parte inicial, de contextualização, apresentação de justificativas para o desenvolvimento do projeto e dos objetivos gerais do trabalho a ser desenvolvido. No segundo capítulo tem-se a teoria, que explica conceitos que são usados no capítulo seguinte. No terceiro é apresentada a ideia geral do desenvolvimento, com características para o funcionamento do inversor de frequência. No quarto capítulo é apresentada a solução desenvolvida neste trabalho com resultados específicos destacados no capítulo cinco. No sexto e último

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 A AVICULTURA NO BRASIL

Segundo a Associação Brasileira Proteína Animal, (ABPA), a história mostra que, em 1502, a bordo da frota portuguesa comandada por Gonçalo Coelho, o navegador encarregado de mapear parte do imenso e ainda desconhecido litoral do Brasil, também trouxe para o país as matrizes de aves (ABPA, 2018). Mas a produção comercial surgiu em Minas Gerais, por volta de 1860, quando o Estado começou a despachar galináceos e laticínios para outras regiões do País. A criação do frango, no entanto, era campestre. As aves (crioulas ou galinhas caipiras) viviam soltas e demoravam seis meses para atingir o peso de abate, na faixa de 2,5 quilos ou mais. (Avicultura Industrial, 2018).

Nas décadas de 60 a 70, os avicultores exerceram papel fundamental na implantação de novas tecnologias, pois neste período os fabricantes e as empresas se ajustavam a suas necessidades tecnológicas. (PIZZOLANTE, cd, cc, & dd, 2011). Com o mercado em expansão surgem os primeiros frigoríficos especializados na criação de aves, nas décadas de 1940 e 1950, instalados no estado de Santa Catarina as unidades da Sadia e Perdigão (atualmente BRF Food's). A partir da implantação dos frigoríficos, três tipos de sistemas de produção foram implementados no Brasil, sendo eles: sistema de integração, sistema cooperativo e sistema independente.

No sistema de integração, o integrador é o único responsável pelas decisões operacionais; o integrado executa os trabalhos segundo o acordo estabelecido entre ambos e aceita todas as

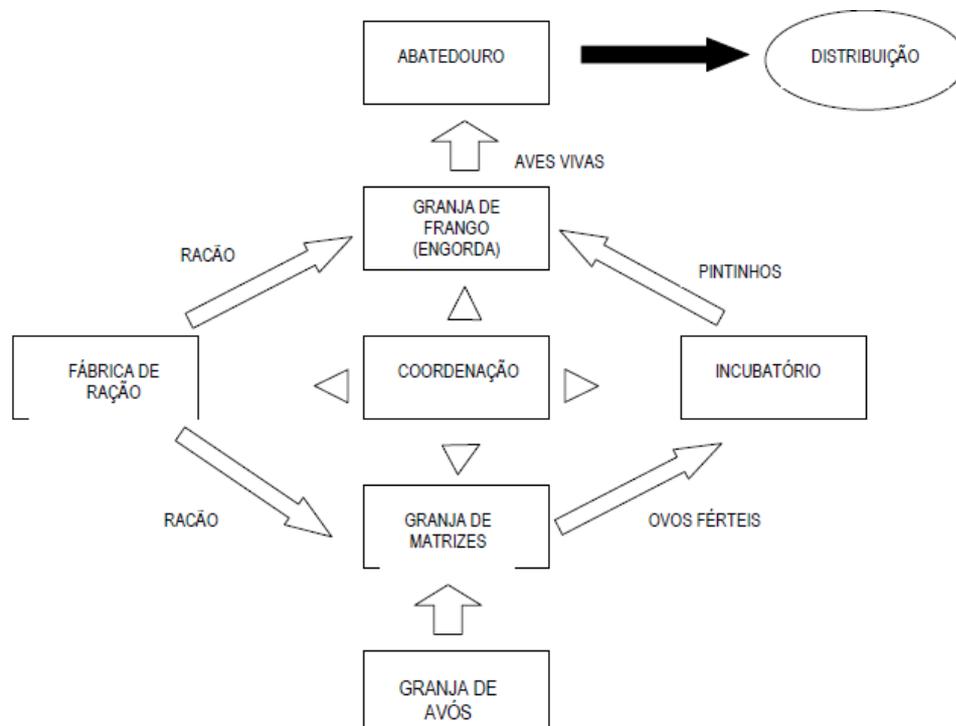
orientações técnicas repassadas pelo integrador. Por meio deste sistema, o integrador garante uma renda mínima para o integrado, de acordo com o desempenho da criação. (Cotta, 2003)

No caso do sistema cooperativo, o criador participa da organização e das decisões, correndo todos os riscos de um eventual fracasso das operações. Os insumos são repassados aos cooperados, pelo custo, além disso, são consideradas também as despesas administrativas e técnicas. (Cotta, 2003)

Já no sistema independente, o produtor é responsável por todo o processo de produção do frango e por toda e qualquer decisão, assumindo todos os riscos envolvidos nas operações. A produção independente de frangos de corte tende a desaparecer, por ser um sistema administrativamente pesado para o produtor. Ele é responsável por todo o processo de produção do frango e por toda e qualquer decisão, assumindo também todos os riscos envolvidos nas operações. (Cotta, 2003).

A Figura 1, apresenta a esquematização do processo produtivo no método integração de frangos de corte no Brasil.

Figura 1- Segmentos da produção de frangos do sistema integrado.



Fonte: (Luce & Karsten, 1992).

O Brasil é o segundo maior produtor de aves de corte do mundo, perdendo apenas para o mercado dos Estados Unidos (EUA) e seguido de perto pela China, de acordo com os dados produtivos de 2016. Chegando a um total de 16,4 milhões de cabeças por dia. (ABPA, 2018).

Os sistemas de produção em métodos de integração, como a avicultura industrial brasileira, são mais produtivos, porém, demandam de grandes quantidades de energia elétrica em seus processos produtivos. Neste sentido, a eficiência na utilização energética na produção de proteína animal, devem ter cuidados redobrados.

A rentabilidade do integrado fica de certa forma condicionada aos interesses da integradora. Por isso, não há alternativa melhor do que ser o mais eficiente possível no processo de criação. Nesse sentido, a redução de custos com energia, entre outros, pode ser uma maneira de melhorar as margens de lucro sem perder as eficiências já alcançadas. (Nascimento, 2011).

2.1.1 Climatização

Climatizar um aviário é adaptar o ambiente interno da edificação aos parâmetros ideais de alojamento para as aves, tendo sempre como referência as condições externas. A climatização é a estratégia que proporciona criar uma certa independência das condições externas. (Nass, et al., 2001)

O confinamento de aves tem suas próprias demandas de climatização, como mostra a Figura 2, o ajuste de temperatura, umidade, intensidade luminosa, qualidade de ar estão diretamente ligadas as necessidades de cada dia de vida das aves confinadas.

Figura 2 – Necessidades de temperatura e umidade conforme idade de aves.

Idade – dias	% de Umidade Relativa	Temperatura °C
0	30-50%	32-33
7	40-60%	29-30
14	50-60%	27-28
21	50-60%	24-26
28	50-65%	21-23
35	50-70%	19-21
42	50-70%	18
49	50-70%	17
56	50-70%	16

Fonte: Adaptado de COOB, 2009, p24.

Dentro das instalações os animais são responsáveis pela maioria da geração de calor. O resultado de suas funções vitais gera no ambiente uma concentração de umidade e gases que devem ser removidos do ambiente para evitar o sufocamento ou a saturação do ar interno.

A atividade não tolera improvisos, qualquer erro no manejo das aves pode levar a reduções consideráveis de lucratividade. (Nascimento, 2011)

2.1.2 Instalações de produção de frangos de corte

As instalações em que as aves são criadas, são denominados aviários. Dentro dos aviários as aves são alojadas e os equipamentos que viabilizam a criação, como: comedouros, bebedouros e sistemas de ventilação, são instalados. Dotados de uma estrutura civil retangular com larguras entre 8 a 20 metros, comprimento de 50 a 200 metros e pé direito de 2 até 3 metros.

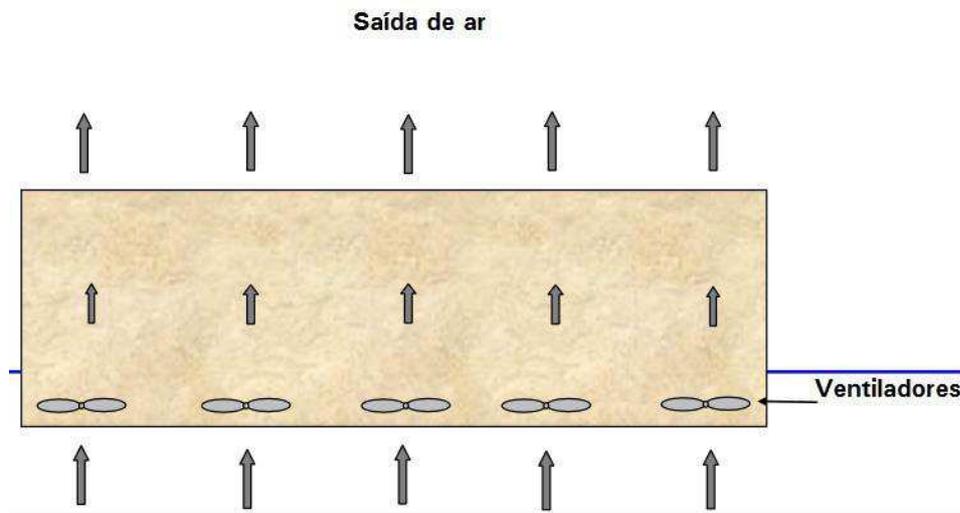
O tipo da instalação onde está inserida a produção das aves determinam o prazo em que as mesmas vão atingir o peso desejado e a quantidade de aves que essa instalação será capaz de suportar até o final do ciclo produtivo. Dentro de um aviário serão distribuídos um número de aves específico, que varia de acordo com a capacidade da instalação manter a temperatura da população de aves interna.

Ao projetar e construir um aviário deve-se, primeiramente, selecionar um local com boa drenagem hídrica e com bastante movimentação natural de ar. A orientação do galpão deve seguir o eixo Leste-Oeste a fim de reduzir a intensidade da incidência de luz direta nas paredes laterais durante a parte mais quente do dia. O principal objetivo é reduzir ao mínimo a flutuação de temperatura durante as 24 horas do dia, principalmente durante a noite. (COOB, 2009)

Atualmente existem três tipos de instalações de produção avícolas de frangos de corte, sendo convencional, túnel de pressão e *dark house*.

As instalações do modelo convencionais são dotadas de estrutura construtiva com laterais abertas protegidas por cortinas móveis que são abertas, de modo manual ou através de um controlador automatizado, conforme a necessidade de ventilação ou resfriamento interno do aviário. A ventilação interna se dá pelo método natural de convecção do ar interno, que quando aquecido pela temperatura corporal das aves (mais leve), sai da estrutura deixando o ar externo, resfriado (mais pesado) entrar. Ou por sistemas de ventilação forçada por meio do uso de ventiladores, instalados em uma das laterais da estrutura, levemente direcionados para o chão, que fazem com que o ar entre em movimento atingindo as aves e exerça a retirada do calor das mesmas pela velocidade de ar incidente. O funcionamento básico do sistema de ventilação forçada por meio de ventiladores pode ser visto na Figura 3.

Figura 3 - Esquemático de funcionamento de ventilação forçada em sistema convencional.



Fonte: (Abreu & Abreu, 2000, p 38).

Este modelo produtivo está em desuso, pois com o avanço tecnológico, a redução da disponibilidade de mão de obra produtiva, extremamente requerida neste sistema de produção, e os custos associados a este modelo o tornaram obsoleto. Produtores que ainda possuem este modelo de instalação estão recebendo incentivos para migrarem para sistemas mais avançados e mais rentáveis.

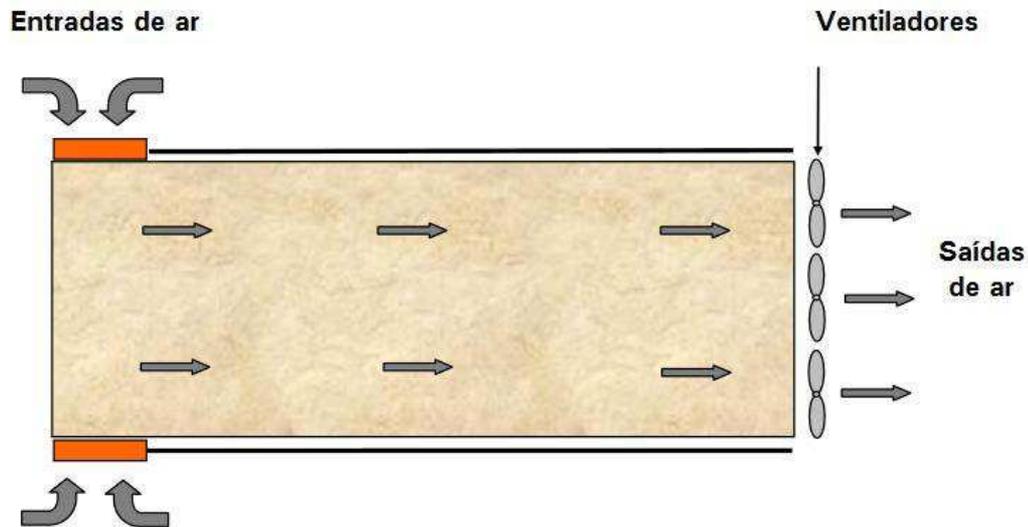
Nos sistemas túnel e *dark house*, toda a ventilação é executada através da passagem do ar por uma saída instalada em uma extremidade do aviário, sendo que as laterais são mantidas fechadas, a extremidade oposta, conta com aberturas chamadas de entradas de ar. A ventilação interna se dá pelo método de ventilação forçada, através de exaustores instalados na extremidade de retirada de ar da estrutura, que faz com que o ar presente na instalação seja retirado do ambiente interno e um ar renovado entre na estrutura.

Neste método de trabalho ao menos um exaustor deverá estar em operação em modo “ventilação mínima” para evitar a concentração de gases internos e o consequente sufocamento das aves. É a quantidade mínima de ventilação (volume de ar) necessária para permitir que todo o potencial genético das aves se expresse, garantindo o fornecimento adequado de oxigênio e removendo do ambiente os resíduos do processo de crescimento e de combustão. (COOB, 2009).

A maneira mais eficiente de se conseguir uma boa distribuição de ar para a ventilação mínima é por meio do sistema de ventilação por pressão negativa. (COOB, 2009).

O funcionamento básico deste sistema de pressão negativa pode ser visto na Figura 4.

Figura 4 - Esquemático de funcionamento de ventilação em sistema túnel e dark house.



Fonte: (Abreu & Abreu, 2000, p 36).

2.2 EXAUSTORES

“Como ventilação industrial entende-se o processo de retirar ou fornecer ar por meios naturais ou mecânicos de, ou para, um recinto fechado”. (de Oliveira, 2008).

Dentro do processo de ventilação industrial, destacam-se os dispositivos que exercem a movimentação do ar, como os ventiladores e exaustores.

O ventilador pode ser definido como um equipamento provido por pás a qual funciona para vencer as pressões de resistência impostas pelos dutos e demais equipamentos do sistema de ventilação. De modo geral, as relações mais importantes para os ventiladores são três: o fluxo de ar produzido pelo ventilador é diretamente proporcional à sua rotação; a pressão gerada é proporcional ao quadrado da rotação e, por fim, a potência elétrica é proporcional ao cubo da rotação. (Baêta & Souza, 1997).

São os responsáveis pelo fornecimento de energia ao ar, com a finalidade de movimentá-lo, quer seja em ambientes quer seja em sistema de dutos. A função básica de um ventilador é, pois, mover uma dada quantidade de ar por um sistema de ventilação a ele conectado. (de Oliveira, 2008).

Existem inúmeros modelos e formas destes dispositivos, seus diversos tipos podem ser divididos em, pelo menos dois grandes grupos: Centrífugos e Axiais.

2.2.1 Ventiladores centrífugos.

Os ventiladores centrífugos são constituídos de um rotor, uma carcaça de conversão de pressão e um motor. O ar entra no centro do rotor em movimento na entrada, é acelerado pelas palhetas e impulsionado da periferia do rotor para fora da abertura de descarga. (de Oliveira, 2008).

O ar que passa pelo ventilador centrífugo tem sua movimentação em formato radial e é aplicado principalmente para movimentação de grandes volumes de ar com grandes pressões de ar envolvidas. Na Figura 5, é possível observar um exaustor centrífugo destinado a movimentar volumes de ar em pressões elevadas.

Figura 5 - Ventilador Centrífugo.



Fonte: GSI Agromarau.

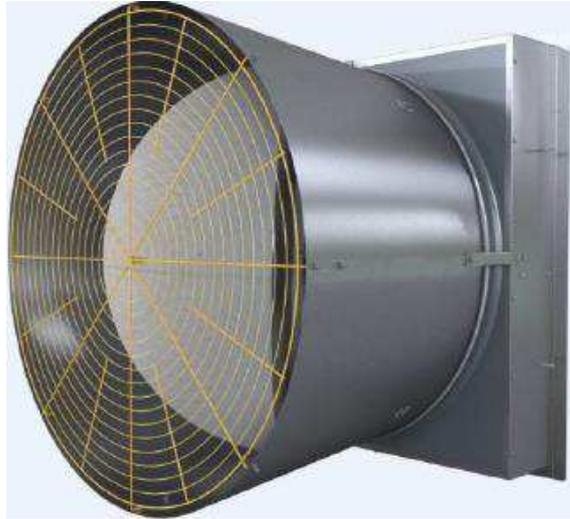
2.2.2 Ventiladores axiais.

O ventilador de hélice consiste em uma hélice montada numa armação de controle de fluxo, com o motor apoiado por suportes normalmente presos à estrutura dessa armação. O ventilador é projetado para movimentar o ar de um espaço fechado a outro a pressões estáticas relativamente baixas. (de Oliveira, 2008).

Neste modelo de dispositivo o ar tem movimentação de forma paralela ao eixo de rotação, possui grande aplicações onde a movimentação de ar requer baixas pressões.

Na Figura 6, é possível observar um exaustor axial destinado a movimentar grandes volumes de ar.

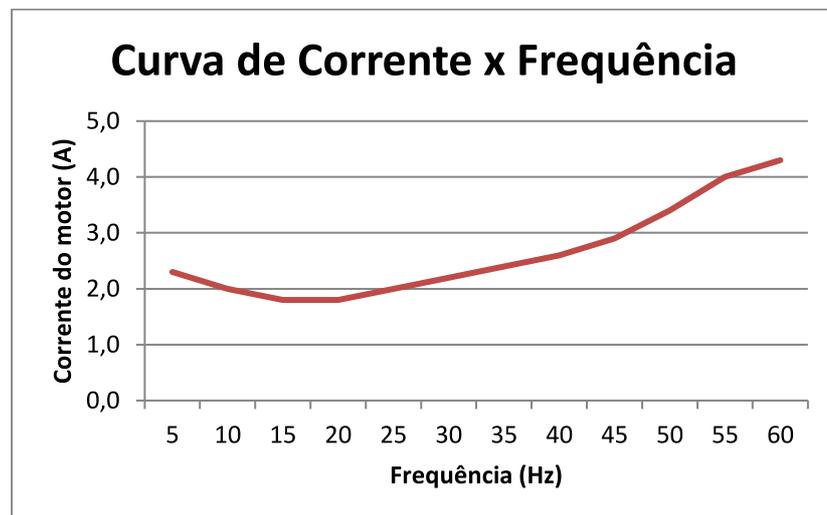
Figura 6 - Ventilador Axial de grande volume



Fonte: GSI Agromarau.

No Figura 7 Figura 7 - Curva característica corrente x frequência do exaustor axial.pode-se observar sua curva característica de consumo de corrente versus a frequência de operação do exaustor axial, modelo 1CV, do fabricante GSI Agromarau.

Figura 7 - Curva característica corrente x frequência do exaustor axial.

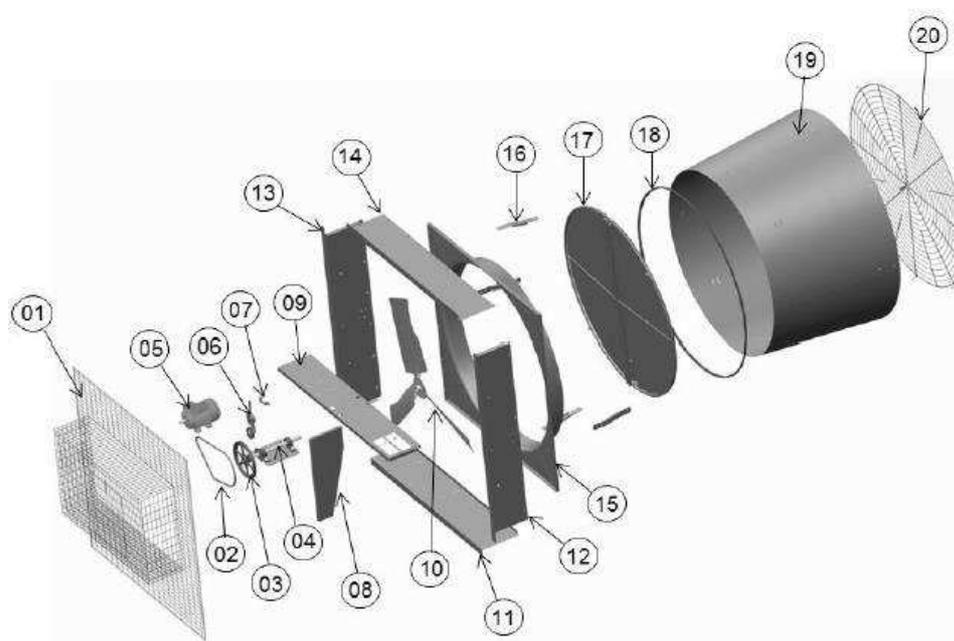


Fonte: Do Autor, 2018.

2.2.3 Componentes de um exaustor.

O exaustor é composto por conjuntos de peças que exercem um resultado final no sistema. Na Figura 8 será mostrado as partes do exaustor axial.

Figura 8 - Componentes de um ventilador axial.



Fonte: GSI Agromarau, manual de produto.

Onde:

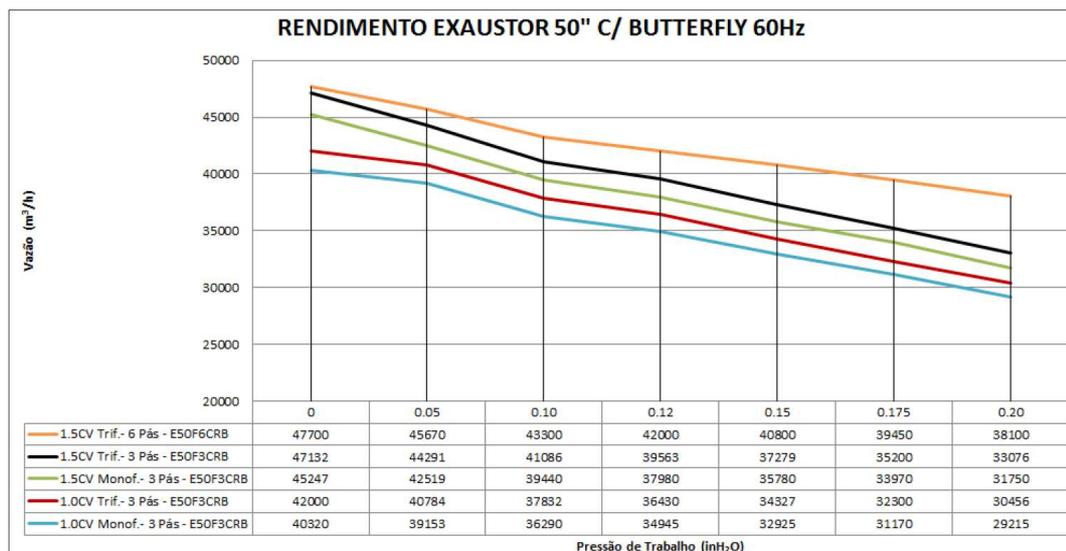
- **Corpo:** É seu elemento de fixação. Serve de sustentação para o conjunto mecânico, incluindo os apoios para o motor, mancais e quaisquer elemento do que fará parte do dispositivo. Compreende os elementos (08, 09, 11, 12, 13 e 14).
- **Hélice:** Responsável por exercer efetivamente a movimentação do ar, através dela o movimento rotacional do motor é transferido para o ar tornando o mesmo em movimento. Compreende o item 10.
- **Venturi:** Possui a função de reduzir o diâmetro do canal de saída do ar, aumentando sua velocidade e garantindo o escoamento do ar com o mínimo de perdas. Compreende o item 15.
- **Cone:** Serve para o direcionamento do ar de saída, aumentar a pressão e a vazão melhorando a eficiência do mesmo. Compreendo os itens (16, 17, 18 e 19).

- Sistema de transmissão: Responsável por transferir o movimento rotacional do motor para a hélice, reduzir a velocidade nominal do eixo do motor para transferência para a hélice. Compreende os itens (02, 03, 04, 05, 06 e 07).
- Motor: É o responsável pelo movimento do sistema de exaustão, e abordaremos este tema mais profundamente nos próximos itens. Compreende o item 05.
- Grades: Servem para proteção do acesso as partes moveis do exaustor. Compreendem os itens (01 e 20).

2.2.4 Vazão e torque em trabalho.

O volume de ar que os exaustores axiais movimentam, varia conforme a pressão de trabalho dos mesmos. Na Figura 9, é possível observar o comportamento da vazão dos modelos de exaustores 50 polegadas com diversas opções de motorização do fabricante *Grain System Inc.* (GSI) Agromarau nas condições de testes as quais o dispositivo foi testado. As curvas retratam o comportamento do dispositivo dentro da região de operação nominal à 60Hz, somente variando a pressão de trabalho.

Figura 9- Curva de vazão x pressão de trabalho de exaustores.

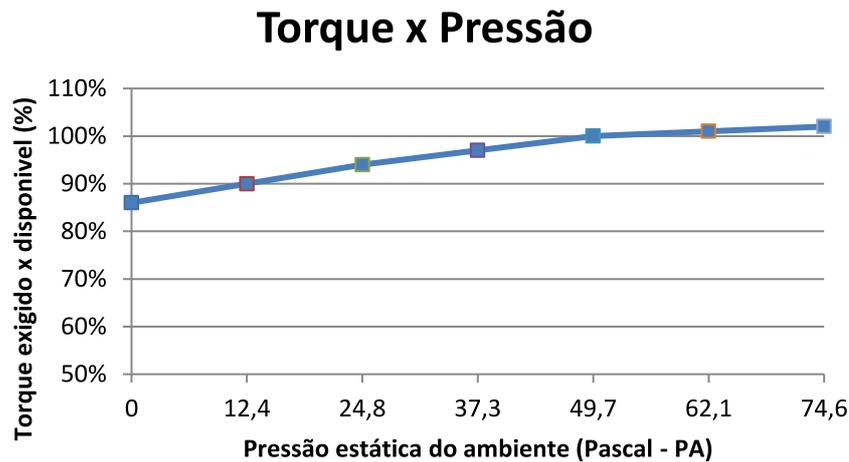


Fonte: GSI Agromarau, Manual de produto.

Cada acréscimo de pressão imposto ao exaustor demanda uma alteração de potência requisitado ao eixo do motor. Cada forma construtiva possui uma curva característica de torque

em função da pressão de trabalho. A Figura 10 mostra a curva característica de torque em função da pressão de trabalho do modelo 50 polegadas com motorização 1CV do fabricante GSI Agromarau.

Figura 10 - Curva de torque exigido do motor em função da pressão.



Fonte: Do Autor, 2018.

2.3 MOTORES ELÉTRICOS

Os motores elétricos são dispositivos que executam a conversão de energia elétrica para energia de movimento rotacional mecânico. Suas inúmeras possibilidades construtivas e aplicações garantiram a este dispositivo uma grande diversificação de tecnologias de fabricação e diferentes dispositivos, cada um deles possui uma segregação específica e uma classificação.

O motor de indução de rotor de gaiola de esquilo é o modelo mais usado de todos os tipos de motores existentes, combinando eficiência, baixo custo, facilidade de limpeza e comando com grande robustez, versatilidade e adaptação aos mais diferentes tipos de conjugados de cargas existentes.

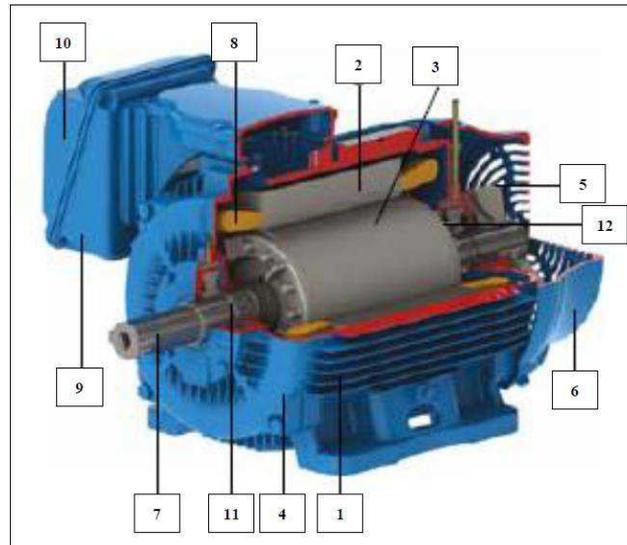
Motores desta forma construtiva funcionam pelo efeito de indução eletromagnética no estator, possuindo velocidades nominais praticamente constantes, variando ligeiramente com a carga mecânica aplicada ao seu eixo.

2.3.1 Motor de indução.

Os motores de indução alimentados por corrente alternada (CA) são segregados em monofásicos e polifásicos, no ramo de polifásicos encontramos os motores trifásicos.

Sua construção física é composta por componentes mecânicos e elétricos como na Figura 11.

Figura 11 – Identificação de partes de motores de indução trifásicos.



Fonte: (WEG, 2014).

A estrutura do motor é composta por:

2.3.1.1 Carcaça.

A carcaça é a parte mais externa do motor, estática e abrange os itens:

- (1) Carcaça – responsável pelo suporte mecânico do conjunto, pode ser construída de ferro fundido, chapas de aço, alumínio injetado. Seu formato pode variar conforme a norma ao qual o motor se destina e alguma funcionalidade específica que a aplicação requer.
- (2) Estator – É formado de chapas ferromagnéticas isoladas entre si. O estator possui cavidades para recepção dos enrolamentos de fios de cobre que farão parte das bobinas do motor.

- (8) Enrolamento – Composto de fios de cobre, 3 grupos de bobinas são projetadas com determinado número de espiras com uma seção de condutor específica.

2.3.1.2 Rotor.

O rotor está situado ao centro do motor de indução e faz parte do conjunto girante do mesmo.

- (7) Eixo – É responsável por transmitir a potência mecânica desenvolvida pelo motor e por garantir o acoplamento das cargas ao motor.
- (3) Núcleo de chapas – É constituído por um núcleo ferromagnético, com seu interior vazado para acomodação das barras de curto circuito de secundário.
- (12) Barras e anéis de curto-circuito – Construídas em alumínio injetado sob pressão, fazem o curto do secundário do motor.

2.3.1.3 Outras partes do motor.

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

2.3.1.4 Funcionamento.

Quando uma bobina é percorrida por uma corrente elétrica, é criado um campo magnético orientado conforme o eixo da bobina e de valor proporcional à corrente. (WEG, 2014).

Ao ser alimentado por correntes trifásicas um enrolamento, cria um “campo girante”, de intensidade constante. Este campo girante, criado pela alimentação do enrolamento trifásico no estator, induz tensões nas barras do rotor (através das linhas de fluxo magnético que cortam as

barras do rotor), que por estar curto-circuitadas geram correntes, e, conseqüentemente, um campo no rotor, de polaridade oposta à do campo girante do estator. Como campos opostos se atraem e como o campo do estator é rotativo, o rotor tende a acompanhar a rotação deste campo. Desenvolve-se então, no rotor, um conjugado motor que faz com que ele gire, acionando a carga. (WEG, 2014).

A velocidade do campo girante é denominada rotação síncrona, sendo a rotação síncrona do motor, definida pela velocidade de rotação do campo girante, a qual depende do número de polos ($2p$) ou par de polos (p) do motor e da frequência (f) da rede, em Hertz (Hz).

A Equação (1) demonstra a interação do número de polos com a frequência de alimentação para obtenção da rotação síncrona (n_s) dada em (rpm).

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

Quanto maior a carga, maior terá que ser o conjugado necessário para acioná-la. Por características construtivas, o motor de indução possui a característica do rotor girar a uma velocidade diferente da velocidade síncrona, ou seja, diferente da velocidade do campo girante. Pela diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade real do eixo do motor, o enrolamento do rotor “corta” as linhas de força magnética do campo e, pelas leis do eletromagnetismo, circularão nele correntes induzidas. (WEG, 2014).

“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, ou como ainda, porcentagem desta” (WEG, 2014), como mostra a Equação (2):

$$s(\%) = \frac{n_s - n}{n_s} * 100 \quad (2)$$

A velocidade rotórica pode ser encontrada em função do escorregamento e da rotação síncrona como descrito na Equação (3).

$$n = n_s * \left(1 - \frac{s(\%)}{100}\right) \quad (3)$$

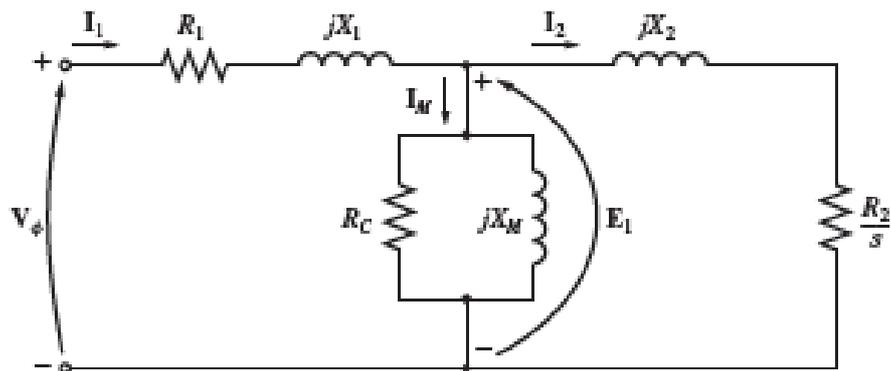
Onde:

$s(\%)$ = Escorregamento percentual;
 n_s = Rotação síncrona;
 n = Rotação do motor.

2.3.1.5 Circuito elétrico equivalente.

O conhecimento e esboço do circuito elétrico equivalente de um motor elétrico, possibilita analisar algumas características para vários pontos de operação do motor de forma simplificada como o rendimento, torque, corrente, fator de potência etc. Um motor é uma máquina de excitação simples, pois a potência é fornecida somente nos terminais do estator. Assim, o circuito equivalente de uma fase, demonstrado na Figura 12, se assemelha muito ao de um transformador. (Chapman, 2013).

Figura 12 - Circuito elétrico equivalente



Fonte: (Chapman, 2013).

Onde:

R_1 = Resistência do enrolamento do estator por fase (Ω);
 jX_1 = Reatância de dispersão do estator por fase (Ω);
 R_c = Resistência equivalente das perdas no núcleo por fase (Ω);
 jX_m = Reatância equivalente do fluxo magnético principal (Ω);
 jX_2 = Reatância de dispersão do rotor refletida ao estator por fase (Ω);
 R_2 = Resistência do rotor refletida ao estator por fase (Ω);
 V_ϕ = Tensão aplicada a uma fase (V);
 I_1 = Corrente de fase do estator (A);
 I_m = Corrente do ramo magnético (A);

I_2 = Corrente do rotor refletida ao estator (A);

S = escorregamento;

E_1 = Força eletromotriz induzida refletida no estator (V).

2.3.1.6 Rendimento.

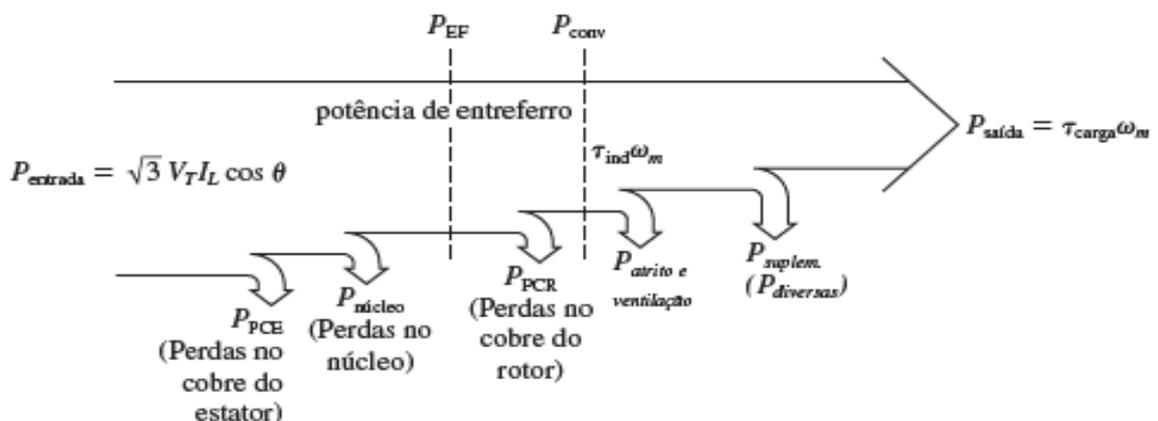
O rendimento define a eficiência com que é feita a conversão da energia elétrica absorvida da rede pelo motor, em energia mecânica disponível no eixo. (WEG, 2014).

Conforme a Figura 13, a potência elétrica ($P_{entrada}$) é dada em termos de tensões e correntes de linha trifásicas. A partir da entrada de energia, as perdas começam nos condutores do estator (P_{pce}), ao passar pelo estator e acoplar ao núcleo magnético, as correntes geram perdas no núcleo ($P_{núcleo}$), após o acoplamento no secundário do motor, as perdas nos condutores do rotor (P_{pcr}) e ainda as perdas de atrito, de ventilação ($P_{mecânicas}$) e as perdas por diversos motivos ($P_{suplementares}$) finalizam o processo de conversão de energia do motor de indução trifásico.

A soma de todos esses conjuntos de perdas é a potência de saída ($P_{saída}$). A Equação (4) define as perdas de um motor de indução.

$$P_{saída} = P_{entrada} - P_{pce} - P_{núcleo} - P_{pcr} - P_{mecânicas} - P_{suplementares} \quad (4)$$

Figura 13- Diagrama de fluxo de potência de um motor de indução.



Fonte: Chapman (2013).

Assim, o rendimento do motor (η) é dado pela Equação (5) e leva em conta a potência de entrada e saída do motor em Watts (W).

$$\eta = \frac{Psaida}{Pentrada} \quad (5)$$

2.3.1.7 Conjugado.

O conjugado (também chamado torque ou momento) é a medida do esforço necessário para girar um eixo. (WEG, 2014).

O motor entrega em seu eixo um torque para ser usado na carga, denominado conjugado nominal (C_n), porém este torque disponível é menor que o torque gerado internamente na máquina. O torque gerado pelo motor deve ser suficiente para garantir as perdas mecânicas de atrito, ventilação e as perdas suplementares além é claro da potência entregue em seu eixo.

Tomando como base a rotação síncrona do estator, pode-se observar através da Equação (6), que o torque induzido de um motor elétrico está atrelado a potência que a carga necessita, já que a rotação síncrona é parâmetro construtivo e deste modo, constante. Em resposta a maior exigência de carga no eixo, a corrente das bobinas do estator se elevam, para garantir o torque que está sendo gerado pelo motor, assim à medida que a carga vai solicitar mais torque do eixo, a corrente tenderá a aumentar e o escorregamento da máquina também.

$$\tau_{ind} = \frac{P_{ef}}{W_{sinc}} \quad (6)$$

Onde:

τ_{ind} = Torque induzido;

P_{ef} = Potência de entreferro;

W_{sinc} = Velocidade angular síncrona.

O torque desenvolvido pelo motor de indução segue na Equação (7).

$$T = k \cdot \phi \cdot I \quad (7)$$

Onde:

T = Torque na ponta do eixo (N.m);

k = Constantes de máquina (material e projeto);

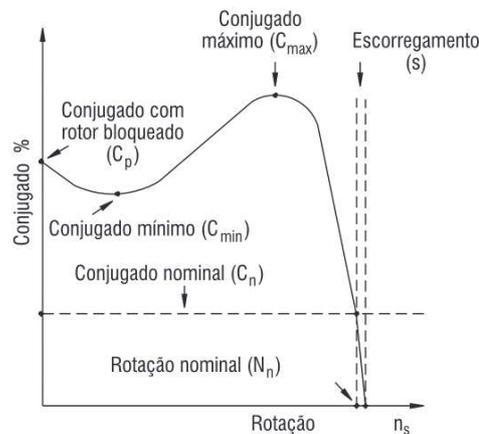
ϕ = Fluxo de magnetização (Wb);

$I =$ Corrente (A).

O motor de indução tem conjugado igual a zero na velocidade síncrona. À medida que a carga aumenta, a rotação do motor vai caindo gradativamente, até um ponto em que o conjugado atinge o valor máximo que o motor é capaz de desenvolver em rotação normal. (WEG, 2014).

Na Figura 14, observa-se comportamento do conjugado de saída de motores de indução trifásicos com relação a sua velocidade, desde o instante de partida até a velocidade síncrona (ns).

Figura 14 - Curva característica de conjugado x velocidade em motores de indução.



Fonte: (WEG, 2014).

2.4 VARIAÇÃO DE VELOCIDADE EM MOTORES

Durante muitos anos, as aplicações industriais de velocidade variável foram ditadas pelos requisitos dos processos e limitadas pela tecnologia disponível, pelo custo, pela eficiência e pelos requisitos de manutenção dos componentes necessários para possibilitar este processo.

Os sistemas mais utilizados para variação de velocidade foram, por muito tempo, implementados com motores de indução de velocidade fixa como primeiro dispositivo de conversão de energia elétrica para energia mecânica. Sendo que para a obtenção de velocidade variável o sistema necessitava de um segundo dispositivo de conversão de energia que utilizava outros dispositivos e componentes, normalmente mecânicos como caixas de reduções e relações de correias e polias.

Com o advento da eletrônica de potência e da criação de dispositivos semicondutores durante a década de 80, a situação mudou. Aliando excelentes características de desempenho e

confiabilidade, foi possível a implementar novas formas de variação de velocidade de modo eletrônicos. O dispositivo de conversão de energia elétrica para mecânica continuou sendo o motor de indução, mas agora sem a utilização de dispositivos secundários mecânicos.

Em muitos casos, a eficiência das instalações equipadas com estes novos dispositivos chegou a ser duplicada quando comparada com os sistemas antigos.

2.5 INVERSORES DE FREQUÊNCIA

O acionamento de motores elétricos por meio de conversores estáticos de frequência, ou comercialmente denominados por inversores de frequência, é uma solução relativamente nova, porém, já amplamente utilizada na indústria. Com o avanço da eletrônica, dos processos de controle e dos dispositivos responsáveis pelo chaveamento de cargas, sua utilização pode ainda ser ampliada e disseminada em praticamente todos os dispositivos controlados.

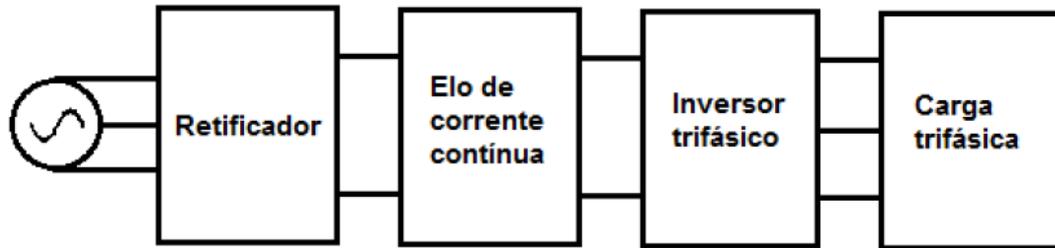
A aplicação de inversores de frequência, dependem de um dimensionamento adequado para que possam ser efetivamente vantajosas na comparação entre eficiência energética e custos. Dentre os muitos benefícios estão a otimização da aplicação, o controle, possibilidades de obter precisão no controle e a melhor utilização da energia elétrica. (WEG, 2014).

Os inversores de frequência transformam a tensão da rede, de amplitude e frequência constantes, em uma tensão de amplitude e frequência variáveis. Variando-se a frequência da tensão de alimentação, varia-se também a velocidade do campo girante e conseqüentemente a velocidade mecânica do motor. Dessa forma, o inversor atua como uma fonte de frequência variável para o motor. (WEG, 2014).

A ideia básica do inversor de frequência é transformar a tensão de entrada da rede, de corrente alternada 50Hz ou 60Hz, em corrente contínua, e depois transformar novamente em corrente alternada, mas agora com um sinal modulado, através dessa modulação consegue-se alterar tanto a amplitude como a frequência do sinal de saída.

Um inversor de frequência é composto por um retificador, acoplado a um inversor trifásico através de um elo de corrente contínua, ou comumente conhecido como “Barramento de corrente continua (CC)”, como mostrado na Figura 15.

Figura 15 - Diagrama simplificado de um inversor de frequência.



Fonte: (BORBA, 2009)

A Figura 16 mostra a aparência de um inversor de frequência comercial, destinado a diversas aplicações ou aplicações genéricas.

Figura 16 - Inversor de frequência.



Fonte: (WEG, 2014).

Atualmente existem várias empresas especializadas na fabricação de inversores, como a Siemens, Weg, Danfoss, Allen Bradley, ABB, entre outras.

2.5.1 Técnicas de modulação.

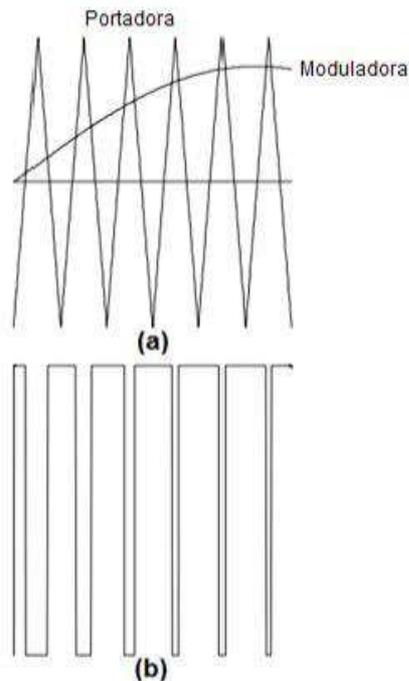
O acionamento dos transistores de saída pode ser feito através da modulação por largura de pulso (PWM), sendo que o tipo de controle pode variar conforme características desejadas, podem ser do tipo modulação senoidal, modulação vetorial, modulação ótima, modulação aleatória, histerese, entre outras.

2.5.2 Modulação senoidal.

A modulação senoidal é a mais popular, encontrada em praticamente todos os dispositivos e possui muito conteúdo difundido na literatura.

Com a aplicação da PWM senoidal, um sinal senoidal de referência chamado de moduladora é comparado com uma portadora triangular, e assim gera os pulsos que disparam o acionamento dos transistores. A Figura 17 (a) mostra a comparação entre o sinal da moduladora e a portadora, e a Figura 17 (b) apresenta o resultado da comparação, ou o sinal PWM que irá ativar um determinado transistor da saída do dispositivo.

Figura 17 - (a) Princípio de Operação do PWM senoidal. (b) Pulsos oriundos da comparação do sinal de referência e da portadora.



Fonte: (Nicolau, 2007).

2.5.3 Modos de Controle.

Os modos de controle definem como os inversores de frequência vão interagir com o motor que será acoplada ao mesmo. Basicamente existem dois métodos de controle de motor: o escalar e o vetorial.

2.5.4 Controle escalar.

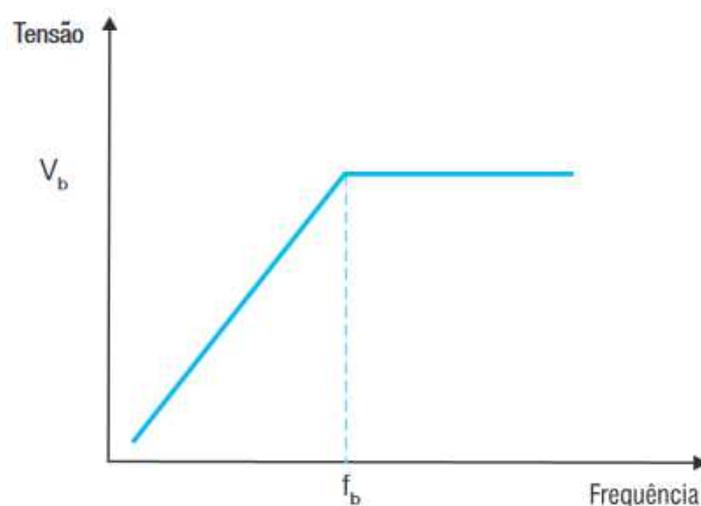
Este método se baseia no conceito original do inversor de frequência. Onde a relação tensão e frequência (V/F) é mantida constante, ou seja, o motor trabalha com fluxo tecnicamente constante em toda a faixa de operação.

Este método é aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a mudanças bruscas de torque e velocidade. O controle é realizado em malha aberta e a velocidade obtida com a imposição de uma relação de (V/F) é basicamente o resultado do escorregamento do motor, que varia em função da carga que está no eixo do motor.

O controle escalar é o mais utilizado devido à sua simplicidade de aplicação e também em resposta ao tipo de controle que a carga exige, sendo que a grande maioria das aplicações não requer precisão e/ou rapidez no controle da velocidade.

Na Figura 18 é possível observar a curva característica da relação (V/F) do controle escalar, sendo (V_b) e (f_b) respectivamente as tensões e frequências nominais, acima dos valores nominais, a tensão permanecerá constante e apenas a frequência será alterada. (WEG, 2014)

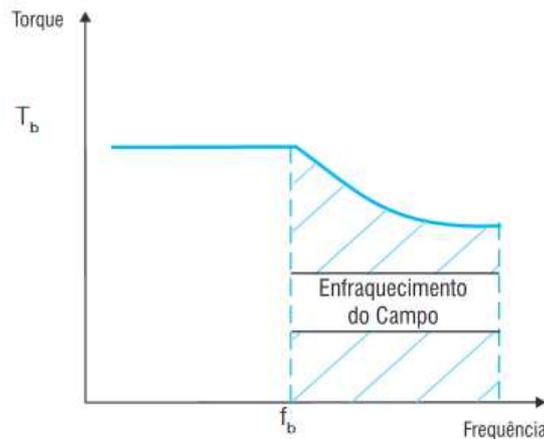
Figura 18 - Curva de controle escalar, relação V/F.



Fonte: (WEG, 2014).

Quando o chaveamento supera a frequência nominal cria-se uma região chamada de região de enfraquecimento de campo, pois o fluxo magnético descrece com o aumento da frequência, com menos fluxo o torque disponível também cai. Essa região é observada através da Figura 19.

Figura 19 - Região de enfraquecimento de campo.



Fonte: (WEG, 2014).

“Como a potência é o resultado do produto do torque pela rotação, a potência útil do motor cresce linearmente até a frequência base e permanece constante acima desta.” (WEG, 2014).

1.1.1.1.1 O controle vetorial.

O método de controle vetorial permite garantir elevada precisão e agilidade no controle do torque e da velocidade do motor. “O controle decompõe a corrente do motor em dois vetores: um que produz o fluxo magnetizante e outro que produz torque, regulando separadamente o torque e o fluxo.” (WEG, 2014).

Este método de controle se divide em duas formas de aplicação, com sensor e sem sensor.

Com sensor – Permite ao inversor executar o controle em malha fechada, administrando o valor desejado lido diretamente através de algum parâmetro de saída. Necessariamente requer a instalação de um sensor (por exemplo, um encoder incremental em um modelo de leitura direta de velocidade de saída, ou por meio de sensores indiretos, como sensores de pressão ou vazão). Este tipo de controle permite a maior precisão possível no controle da velocidade e do torque, inclusive em rotação zero.

Sem sensor – É um método mais simples que o controle com sensor, exige menor número de componentes e tenta identificar indiretamente o resultado de seu controle na saída do motor. Este meio apresenta limitações de controle de torque, principalmente em baixíssimas rotações. Em velocidades maiores é praticamente tão bom quanto o controle vetorial com realimentação.

As principais diferenças entre os dois tipos de controle são que o controle escalar só considera as amplitudes das grandezas elétricas instantâneas (fluxos, correntes e tensões), referindo-as ao estator, e seu equacionamento baseia-se 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 da máquina, com as grandezas referidas ao fluxo enlaçado pelo rotor, ou seja, o motor de indução é visto pelo controle vetorial como um motor de corrente contínua, havendo regulação independente para torque e fluxo. (WEG, 2014).

3 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO.

A aplicação da velocidade variável em motores de exaustores pode gerar ganhos expressivos em economia de energia dentro das instalações avícolas, especialmente no ciclo de trabalho denominado ventilação mínima, além de permitir ao sistema as compensações de pressão de trabalho internamente a estrutura aplicada. Com o controle da velocidade é possível modificar as montagens tradicionais de sistemas de exaustores, retirando os componentes responsáveis pela redução da velocidade da hélice, minimizando os custos de mão de obra e parada de equipamentos.

Com o crescente avanço das produções de frango de corte e dos constantes aprimoramentos dos processos de produção avícolas, a eficiência energética tem se tornado cada vez mais importante.

As soluções comerciais muito difundidas nos meios industriais apresentam uma vasta gama de equipamentos que atenderiam a necessidade da instalação, porém com custos elevados e uma solução superdimensionada para a necessidade da aplicação. Neste sentido o presente estudo propôs desenvolver um inversor de frequência capaz de executar o controle, pelo método escalar, de motores de indução trifásicos de rotor de gaiola de até 2 CV, 60Hz, aplicados em exaustores do modelo axial.

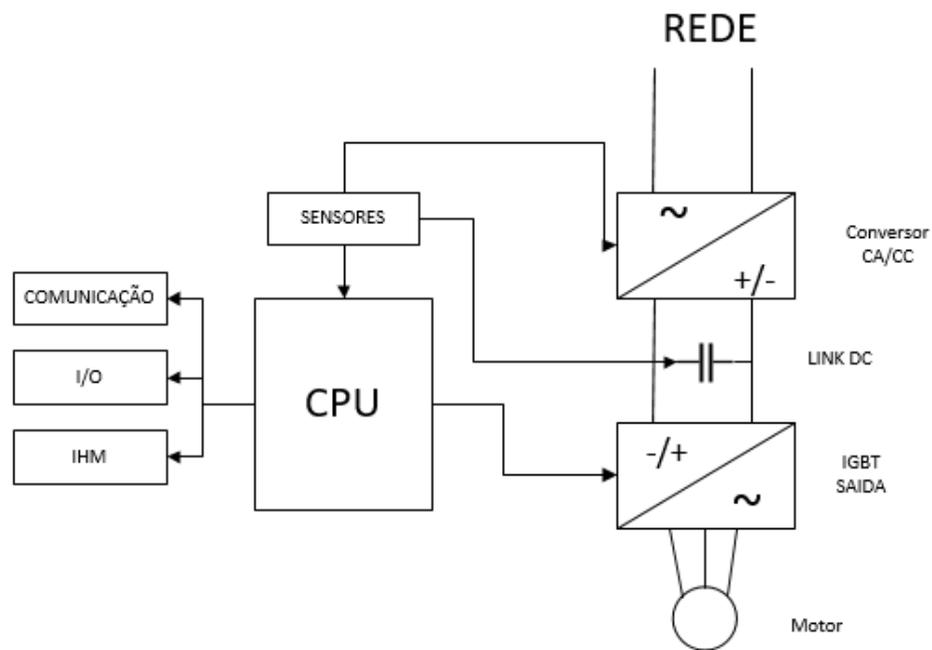
O inversor é alimentado por tensão monofásica 220VAC e sua saída deve fornecer ao motor a saída trifásica em 220VAC com a frequência variando de 0 Hz até o valor máximo especificado na programação do dispositivo ajustado através da IHM.

Sua entrada de energia é composta pela etapa de conversão CA/CC através de ponte retificadora, com circuito de pré-carga de capacitores, que mantém a tensão de um barramento CC, que por sua vez deve suprir as necessidades da fonte de alimentação chaveada com múltiplas saídas de tensão e as saídas de potência através dos IGBT's.

O componente a ser produzido deve contar com um microcontrolador capaz de executar as tarefas de monitoramento dos dados de entrada, programações, interface com o usuário, proteções do sistema, geração do PWM, rampas e disparo dos componentes de saída. Este microcontrolador dotado de canais analógico/digitais (A/D) suficientes para executar leituras de corrente, tensões máximas e correntes de fuga. Possuir ainda saída de controle de PWM e saída de comunicação para interligação dos dispositivos por meio de protocolo de longa distância, devido as características da instalação ao qual o inversor é aplicado.

Assim, neste capítulo, é apresentada a ideia do projeto, seus componentes pré-selecionados para realização do mesmo. Na Figura 20 observa-se o diagrama de blocos do projeto que está sendo proposto.

Figura 20 - Diagrama de blocos proposto.



Fonte: do autor, 2019.

Através da Figura 20, é possível verificar que o microcontrolador gerencia o circuito, recebendo a alimentação do conversor CA/CC, e assumindo, a partir de então, o controle das informações do tensão do link DC permitindo ou não o arranque do motor. Após o link DC estar estabilizado o microcontrolador passa a admitir que o sistema efetue a partida mediante interface de usuário, uma vez recebido, inicia o processo de controle das saídas, emitindo o chaveamento dos IGBT's das saídas para o controle do motor.

3.1 MOTOR.

O motor ao qual o inversor se destina a controlar é um motor trifásico de rotor de gaiola que possui as seguintes características técnicas:

- Tensão de alimentação: 220/380V.
- Potência: 0,33CV.
- Corrente nominal: 1,36/0,787 A.

- Número de polos: 4.
- Rotação nominal: 1755 RPM.
- Classificação de rendimento de motor: IE2.

3.2 ENTRADA.

A entrada monofásica 220V, 60Hz é retificada e filtrada. Nessa condição é possível obter a tensão do link DC de $220 \cdot \sqrt{2}$ que, posteriormente é chaveada pelos IGBT's de potência. Ainda no link DC é derivado uma saída específica para o sistema de fonte de alimentação dos disparos de IGBT, alimentação de circuito de comando e interface com o usuário.

3.3 FONTE.

O projeto conta com uma fonte própria para alimentação dos diversos circuitos que ele requisita. A fonte é alimentada do link DC, e por tanto rebaixar a tensão de entrada, através de um conversor flyback, para nível de alimentação dos IGBT's, microcontrolador e saídas auxiliares.

Devido à topologia de ligação dos IGBT's de saídas, se faz necessário pelo menos quatro saídas distintas com tensão suficiente para acionamento do IGBT e que seja possível conectar entre os pontos de Emissor e Gate de cada IGBT. Essa topologia é abordada novamente no próximo capítulo.

A fonte possui as seguintes saídas de tensão:

- 5V – para alimentação do microcontrolador.
- 15V – Para alimentação dos IGBT's ligados ao menos do link DC, IGBT4, IGBT5 e IGBT6.
- 15V – Para alimentação do IGBT's ligada ao IGBT 1.
- 15V – Para alimentação do IGBT's ligada ao IGBT 2.
- 15V – Para alimentação do IGBT's ligada ao IGBT 3.
- 24V – Para alimentação de circuitos auxiliares, externos.

A corrente de saída deve atender a necessidade de cada dispositivo conectado a cada tensão de saída, nas Figura 21, Figura 22, Figura 23, Figura 24, Figura 25 e Figura 26 é

destacado cada dispositivo de projeto e sua respectiva corrente estimada. Após obter os valores de consumo de todos os dispositivos, foi especificada a corrente de cada uma das saídas, na Figura 27, são mostrados os valores estipulados para o dimensionamento da fonte do projeto. Além de um circuito adicional auxiliar para alimentação do próprio conversor flyback.

Figura 21 - Consumo de corrente estimado para fonte 5V.

Dispositivo	Consumo estimado	Parcial
Microcontrolador	8mA	8mA
TLP250 (saidas)	22,5mA	157mA
LM358	500uA	500uA
Display	6,65mA	6,65mA
	Total	0,17A

Fonte: do autor, 2019.

Figura 22 - Consumo de corrente estimado para fonte 15V, conectada aos IGBT's 4, 5 e 6.

Dispositivo	Consumo estimado	Parcial
IGBT	1,5mA	4,5mA
Zener	0,3mA	0,9mA
	Total	5,4mA

Fonte: do autor, 2019.

Figura 23 - Consumo de corrente estimado para fonte 15V, IGBT 1.

Dispositivo	Consumo estimado	Parcial
IGBT	1,5mA	1,5mA
Zener	0,3mA	0,3mA
	Total	1,8mA

Fonte: do autor, 2019.

Figura 24 - Consumo de corrente estimado para fonte 15V, IGBT 2.

Dispositivo	Consumo estimado	Parcial
IGBT	1,5mA	1,5mA
Zener	0,3mA	0,3mA
	Total	1,8mA

Fonte: do autor, 2019.

Figura 25 - Consumo de corrente estimado para fonte 15V, IGBT 3.

Dispositivo	Consumo estimado	Parcial
IGBT	1,5mA	1,5mA
Zener	0,3mA	0,3mA
	Total	1,8mA

Fonte: do autor, 2019.

Figura 26 - Consumo previsto fonte 24V.

Dispositivo	Consumo estimado	Parcial
RELE	40mA	40mA
Circuito externo	200mA	200mA
	Total	240mA

Fonte: do autor, 2019.

Para o circuito auxiliar de 24V foi previsto um consumo máximo externo de 200mA para fornecer energia para dispositivos como sensores de segurança e ou sensores industriais a serem adicionados em uma automação simples, apenas com inversor e logicas externas.

Figura 27 - Correntes para saídas da fonte chaveada.

	Tensão	Corrente	
Fonte 5V	5	0,5	A
Fonte +15V	15	0,3	A
	15	0,3	A
	15	0,3	A
Fonte 15V	15	0,9	A
Fonte 24V	24	0,5	A

Fonte: do autor, 2019.

3.4 CHAVES SEMICONDUTORAS DE SAIDA.

O módulo de saída deve atender a necessidade do motor na tensão de 220V, para o projeto o IGBT possui as especificações mínimas a seguir:

- Corrente de saída: $1,36 \times 1,5 = 2,04A$.

A corrente de saída do dispositivo é limitada em 1,5 vezes a corrente nominal, observando a necessidade de corrente da partida do dispositivo e das rampas disponibilizadas no controle do inversor.

3.5 LEITURAS DOS DISPOSITIVOS DE PROTEÇÃO

O inversor conta com dispositivos de proteção contra sobrecorrente, sub e sobre tensão e ainda proteção para correntes de fuga na saída. Para as proteções de sub e sobretensão, foi preparado um circuito específico na entrada através de um divisor de tensão isolado dará ao dispositivo de controle a dimensão da tensão de entrada permitindo a análise da mesma pelo controlador.

Para as proteções de sobrecorrente, foi adicionado um resistor em série com um dos barramentos DC da alimentação dos IGBT's, nele é identificado a queda de tensão gerada pela proporção da corrente de saída. Já para as detecções de correntes de fuga, foi adicionado outro resistor ao outro barramento DC da alimentação dos IGBT's, sua queda de tensão será comparada à queda do resistor da outra barra e sua diferença representa ao microcontrolador a corrente de fuga do dispositivo.

3.6 INTERFACE DE OPERAÇÃO

A operação do inversor é possível através de uma interface própria do dispositivo, através de bornes de conexão externa, display de programação e leitura de dados e das teclas de programação. Além da operação local, pretende-se implementar uma comunicação específica para enviar comandos a distância e ler os dados de programação do dispositivo.

4 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

Neste capítulo é abordado como o projeto foi constituído, definindo o funcionamento de todas as partes que foram desenvolvidas. O presente trabalho propõe o desenvolvimento de um inversor de frequência de baixo custo, com hardware simplificado, capaz de acionar um motor de rotor de gaiola de esquilo de até 2CV, que possibilite controle através de interface de usuário, hardware, software de controle.

4.1 HARDWARE.

Neste subcapítulo são abordadas todas as partes envolvidas no hardware do projeto e suas características.

4.2 ENTRADA.

A entrada do inversor de frequência é do modelo AC, que é retificada, de modo a alimentar o banco de capacitores, para essa conexão foi preparado um conector que permite a conexão dos cabos de entrada e fixação deles através de parafusos.

A corrente total de entrada será, proveniente da corrente requerida pela potência máxima da carga conectada. Logo, é possível obter a corrente máxima de entrada através da Equação (8).

$$I_{entrada} = \frac{\left(\frac{\left(\frac{V \times I}{\eta} \right)}{\eta_{inv}} \right)}{V}$$

$$I_{entrada} = \frac{\left(\frac{\left(\frac{220 \times 6,4}{0,71} \right)}{0,98} \right)}{220} \quad (8)$$

$$I_{entrada} = 9,19 \text{ A}$$

Onde:

V = Tensão do motor (V);

I = Corrente nominal do motor (A);

η = Rendimento do motor;

η_{inv} = Rendimento do inversor;

$I_{entrada}$ = Corrente de entrada do inversor (A).

Com base na corrente de entrada obtida, foi estabelecido um fator de folga adicional para ser disponibilizado para o usuário, de 1,5 vezes a necessidade máxima. Tal dimensionamento vai atender às cargas que possuem fator de serviço (F.S) e porventura requeiram essa potência do inversor ou em casos onde a tensão de entrada sofra uma queda em relação a nominal prevista.

O inversor, necessita de um sistema de partida suave para evitar correntes de pico causadas pela carga dos capacitores, limitando o surto e garantindo a carga com uma corrente máxima que permita a conexão do inversor à rede sem causar o desarme de dispositivos de proteção. Através da Equação (9) obtém-se o valor nominal da resistência a ser adicionada ao circuito.

$$R = \frac{V}{I_{entrada\ max}}$$

$$R = \frac{220}{15} \quad (9)$$

$$R = 14,67 \Omega$$

Onde:

V = Tensão de entrada (V);

$I_{entrada\ max}$ = Corrente de entrada máxima permitida (A);

R = Resistencia necessária (Ω).

Devido a tensão aplicada e os níveis de correntes que vão ser expostos os resistores de pré-carga, sua potência deve ser dimensionada através da Equação que denota a necessidade para o resistor.

$$P = I_{entrada}^2 \times t \quad (10)$$

$$P = 15^2 \times 100$$

$$P = 22,5 \text{ W}$$

Onde:

I_{entrada} = Corrente de entrada (A);

t = Tempo máximo de exposição a corrente (mS);

P = Potência (W).

Na Figura 28, é possível observar os resistores R48 e R49 responsáveis pela limitação de corrente de entrada, foi definido a utilização de dois resistores em paralelo para suportar a potência requerida.

Quando o link DC atinge uma tensão suficiente, detectada pelo microcontrolador, superior à 80% da tensão nominal, os resistores são colocados em curto pelo relé, RL1, que passa a alimentar a ponte retificadora, BR1, diretamente da rede. O relé é disparado pelo microcontrolador após a estabilização da fonte. Sendo a ponte retificadora definida com base na corrente de entrada, dada pela Equação (8) multiplicada pelo fator de serviço disponibilizado. A Equação (11) mostra a corrente mínima da ponte retificadora necessária para o dispositivo.

$$I_{\text{retificador}} = I_{\text{entrada max}} \times 1.5$$

$$I_{\text{retificador}} = 15 \times 1.5 \quad (11)$$

$$I_{\text{retificador}} = 22,5 \text{ A}$$

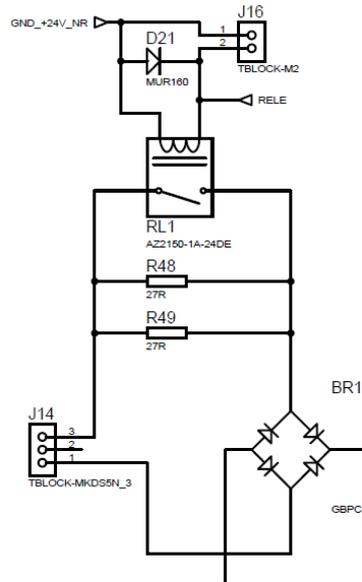
Onde:

$I_{\text{entrada max}}$ = Corrente de entrada máxima (A);

$I_{\text{retificador}}$ = Corrente mínima do retificador (A).

Com base nos modelos disponibilizados no mercado, foi selecionado uma ponte capaz de fornecer 25A de corrente, modelo GBJ2510-F.

Figura 28 – Entrada inversor.



Fonte: do autor, 2019.

Após retificado, o sinal de alimentação chega ao link DC. Foi necessário dimensionar os capacitores que compõe essa etapa do circuito. A Equação (12), mostra o dimensionamento da capacitância total requerida para o link DC. Admitindo uma queda de tensão máxima nos capacitores de 12% e considerando o fator de utilização da potência pelo usuário.

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{cmin}^2)}$$

$$C = \frac{(736 \times 2 \times 1,5)}{60(311^2 - 276^2)}$$

$$C = \frac{(736 \times 2 \times 1,5)}{60(311^2 - 276^2)}$$

$$C = 0,0179 F$$
(12)

Onde:

P_{in} = Potência de entrada (W);

F = Frequência da rede (Hz);

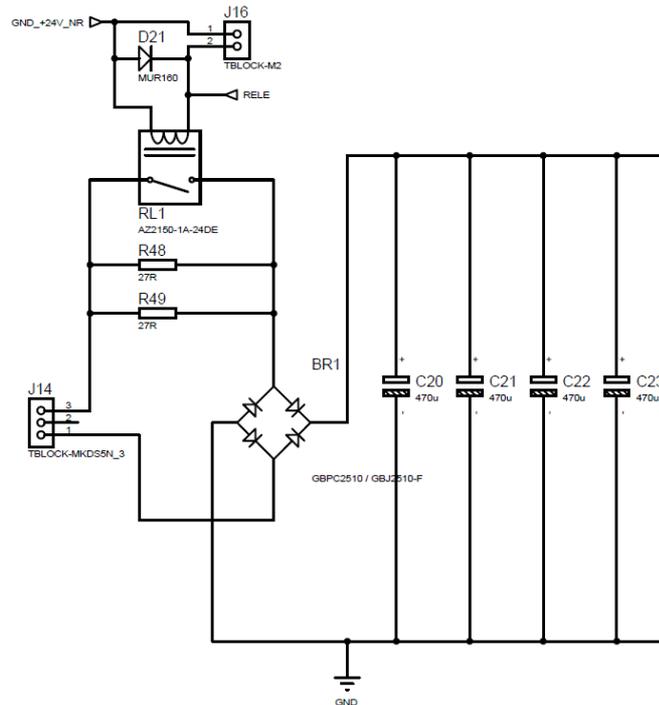
V_{pk} = Tensão de pico no capacitor (V);

V_{cmin} = Tensão mínima permitida no capacitor (V);

C = Capacitância (F).

Assim sendo, foi definido a utilização de quatro capacitores C20 à C23, com 470uF x 400V cada, totalizando 1,88mF ou 0,0188F. Ao final do desenvolvimento obtemos o circuito completo da fonte de entrada observado na Figura 29

Figura 29 - Fonte de entrada completa.



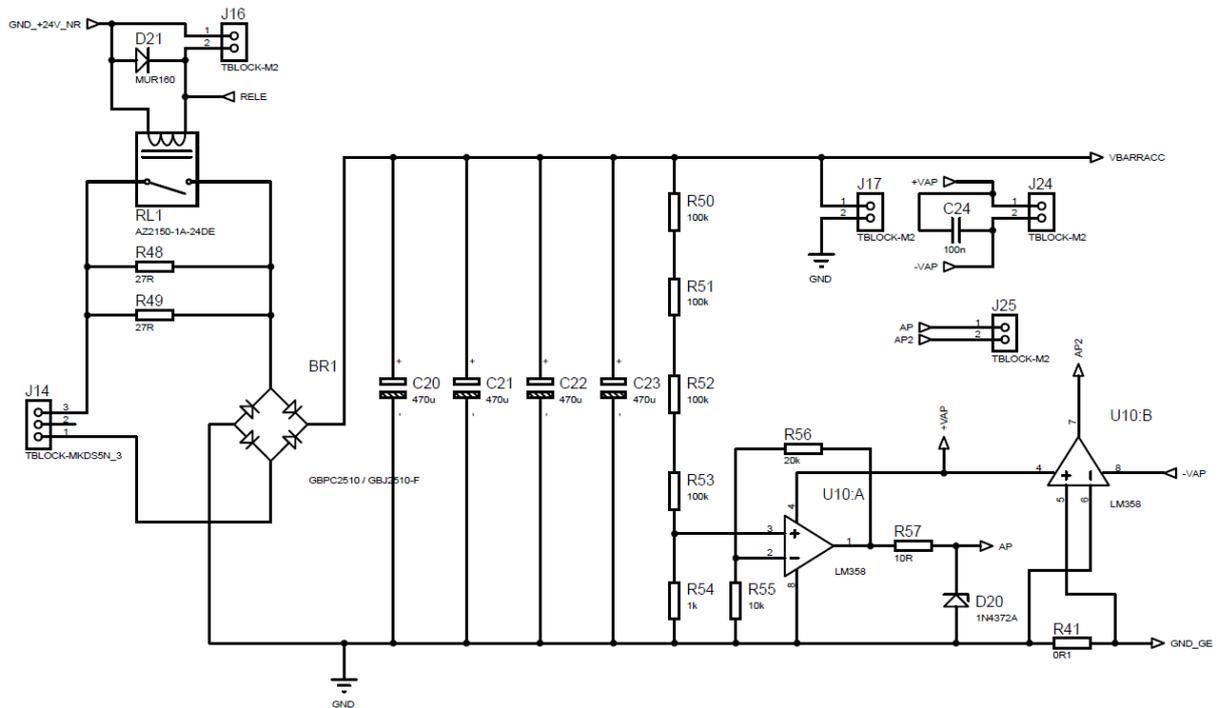
Fonte: do autor, 2019.

Para adquirir as leituras provenientes do link DC bem como o consumo de corrente do circuito, foram projetados dois circuitos auxiliares, que mandam informações ao microcontrolador referente aos níveis de corrente e tensão. A Figura 30, mostra o circuito de leitura de tensão, composto por um divisor de tensão efetuados pelos resistores R50 à R54, este sinal é comparado e amplificado para ser enviado ao controlador pelo amplificador operacional LM358, sendo seu nível de saída máximo limitado pelo pino de entrada do A/D do microcontrolador, em 3,3V, foi previsto um limitador com diodo Zener (D20) para assegurar proteção em caso de excesso de tensão detectada. Na Figura 31, é mostrado o resultado completo do projeto já com sua respectiva placa de circuito, com vista 3D na Figura 32.

O mesmo LM358 é utilizado para detectar a intensidade de corrente que sai do link DC, através da detecção da queda de tensão no resistor R41, devido a proporcionalidade deste sinal apenas será determinado a corrente máxima dentro do conversor A/D do microcontrolador.

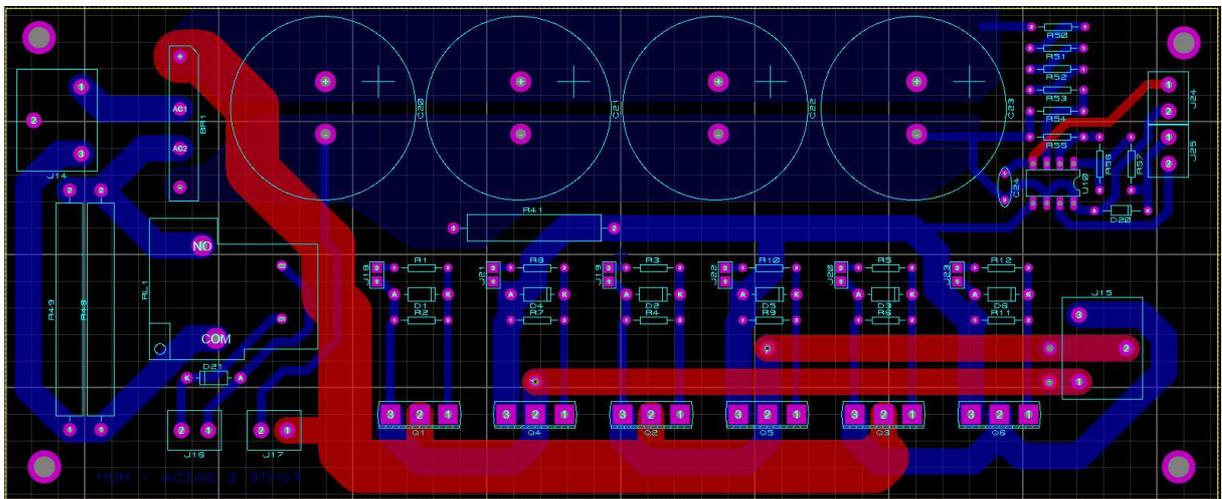
Do circuito da entrada são derivados dois conectores para alimentação ou entrada de alimentação, o conector J17, emite a tensão do link DC para o circuito da fonte e o J24 recebe sinais externos de alimentação para o LM358. O sinal de disparo para o relé, que faz o by-pass de entrada RL1 é efetuado pelo conector e J16, restando o conector J25, que efetua as saídas dos comparadores para o microcontrolador.

Figura 30 - Circuitos auxiliares e fonte completa.



Fonte: do autor, 2019.

Figura 31 - Projeto da placa de entrada e saída do inversor.



Fonte: do autor, 2019.

Figura 32 - Vista 3D da placa de entrada e saída do inversor.



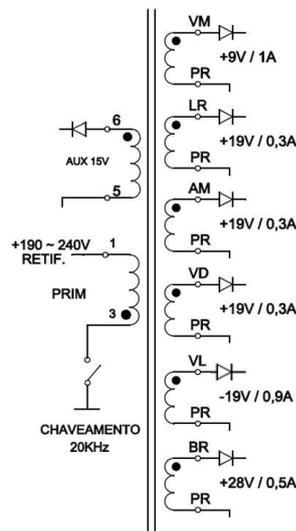
Fonte: do autor, 2019.

4.3 FONTE

O circuito da fonte baseia-se em um conversor flyback, rebaixador, alimentado pela tensão do link DC com entrada através do conector J1.

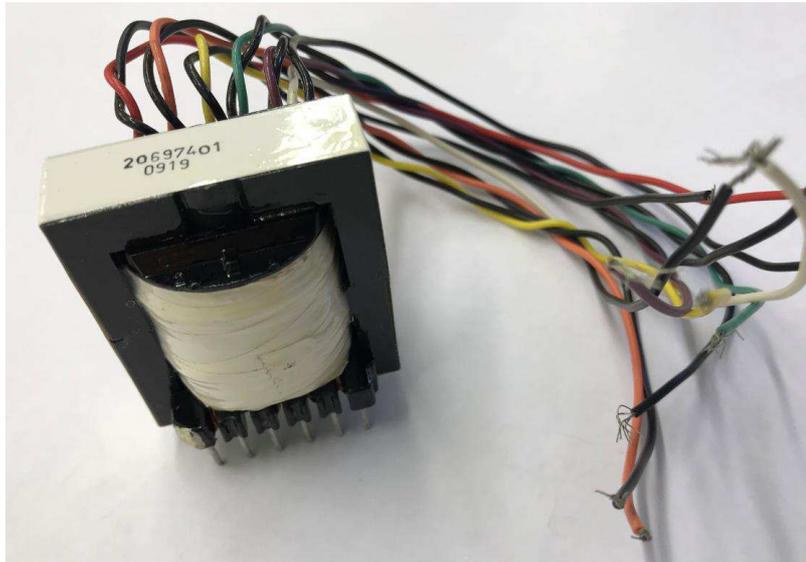
O conversor é baseado em um transformador de alta frequência, dimensionado e adquirido para a tensão de entrada do projeto e para todas as saídas individuais especificadas no capítulo 3, este transformador pode ser observado na Figura 33 em suas definições técnicas e uma visão do conjunto montado na Figura 34.

Figura 33 - Transformador com saídas específicas para conversor flyback.



Fonte: do autor, 2019.

Figura 34 - Foto transformador para fonte chaveada.



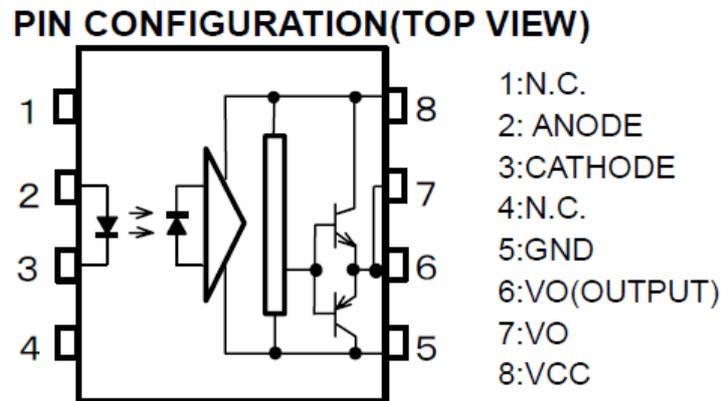
Fonte: do autor, 2019.

No momento em que o inversor for conectado a alimentação, não há nenhuma alimentação auxiliar para suprir a fonte e gerar os pulsos de controle do conversor. Para obter uma tensão de *start* do circuito, foi inserido um circuito de alimentação baseado em um diodo Zener D7, dimensionado para a tensão de 15V, e os resistores R20, R23 e R24, responsáveis por entregar uma parcela da tensão e limitar a corrente no diodo. Ao atingir a tensão mínima DC capaz de efetuar a alimentação dos componentes U1 e do opto acoplador U9, inicia-se o chaveamento e o transformador TR1, fará a alimentação do circuito através da bobina auxiliar.

A frequência de chaveamento e os respectivos sinais de acionamento para o conversor são responsabilidades do TL494, como observado na Figura 37, denominado U1, foi dimensionado para oscilar em frequência de 20KHz, com *duty-cycle* mínimo de 20%. O dispositivo fará o ajuste automático da largura de pulso do sinal de disparo conforme a tensão de comparação do pino número 1. Caso a tensão neste, seja superior à tensão do divisor de tensão entre R13 e R12, o TL494 efetua a redução do período ligado da saída, até seu completo desligamento, se necessário, até que o nível de tensão volte para os níveis estipulados no ajuste.

A saída do TL494 passa por um isolador opto acoplado, com saída específica para dispositivos acionados por tensão, o TLP250, que possui em sua saída uma topologia que permite uma alta isolação do sinal de controle e uma baixa impedância dos transistores de saída para chaveamento entre VCC e GND, a Figura 35, mostra a pinagem e a configuração do dispositivo utilizado no projeto.

Figura 35 - Topologia e pinagem do TLP250.

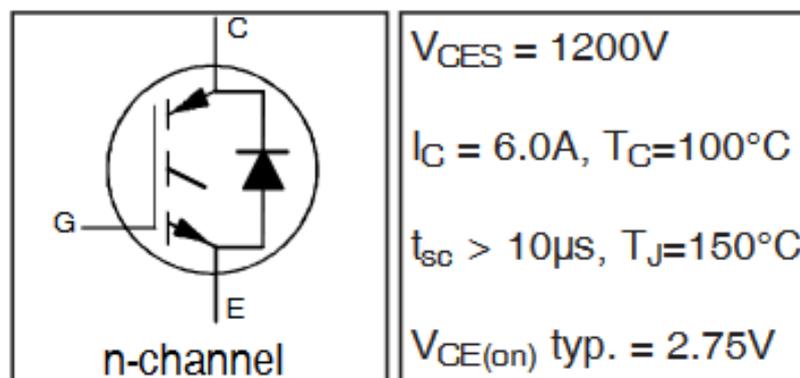


Fonte: Adaptado do datasheet do TLP250.

Para a execução do chaveamento do transformador de alta frequência, será utilizado um IGBT frequência de chaveamento compatível com a saída do TLP250 e com a corrente estipulada para o TR1. O uso deste dispositivo permite um consumo extremamente baixo de corrente no pino de dreno, em conjunto com uma capacidade de chaveamento de corrente com baixas perdas por aquecimento.

Em sua entrada foram previstos circuitos de proteção para que o sistema não exceda a tensão gate-emissor (VGE) limitada pelo diodo Zener D11, bem como foi limitada a corrente de entrada do gate através do resistor R25. A fim de evitar disparos indesejados provenientes das frequências altas envolvidas com o chaveamento foi adicionado um resistor R28 entre o pino de dreno e o GND do circuito. O IGBT selecionado foi o IRGB5B120KD, que possui as características principais mostradas pela Figura 36.

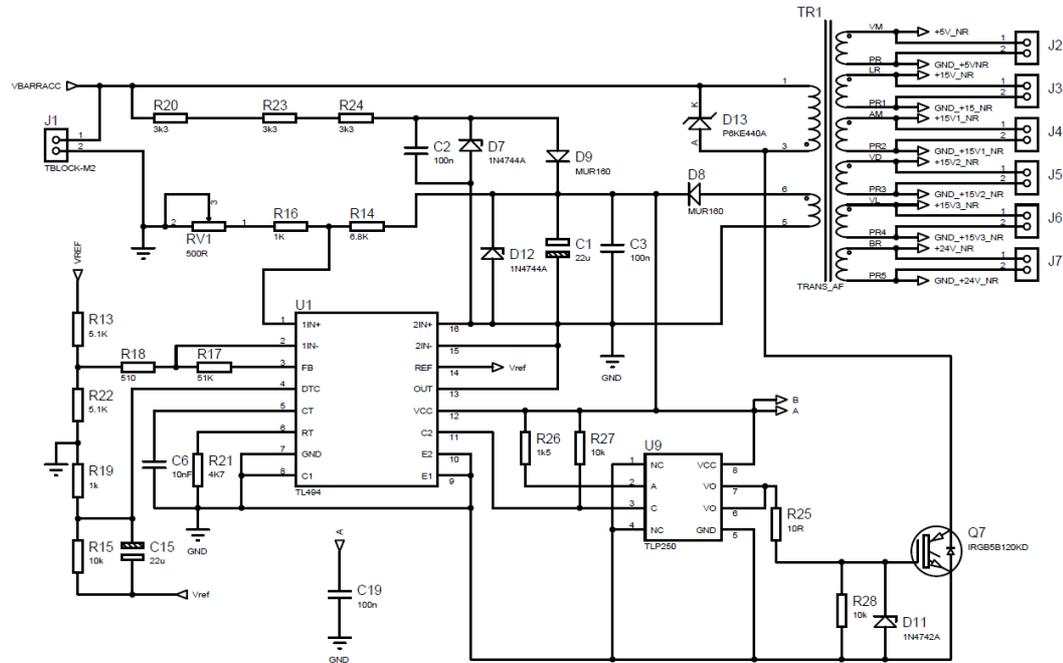
Figura 36 - Características principais IRGB5B120KD.



Fonte: Adaptado do datasheet do IRGB5B120KD.

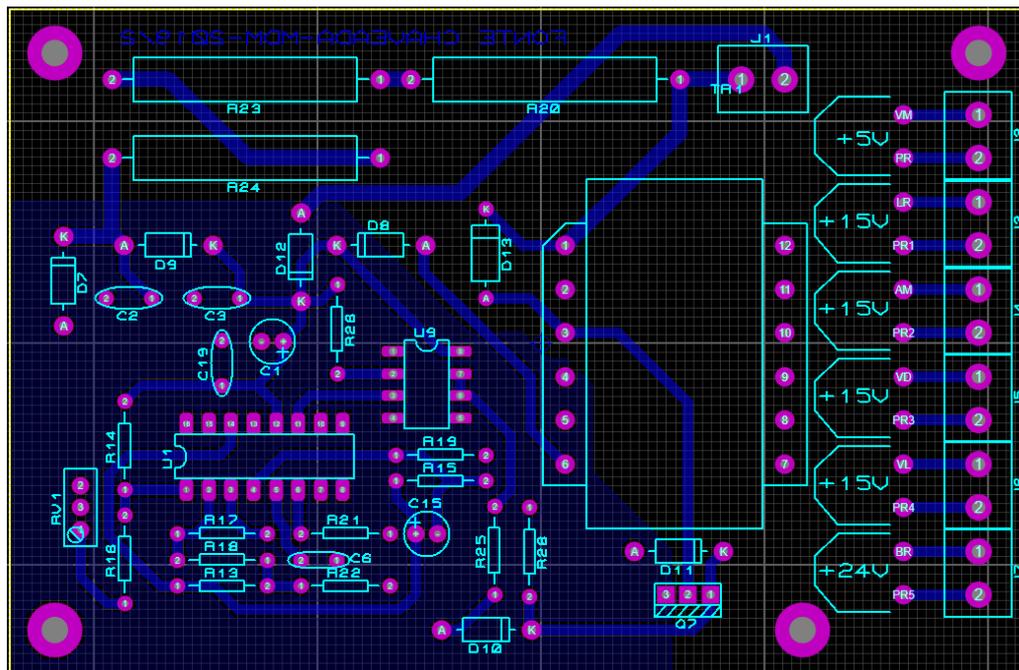
Para simplificar as conexões entre a fonte e os dispositivos de consumo, foram previstos conectores de J2 à J7, como mostra a Figura 37, na Figura 38 e Figura 39 o resultado do projeto já em placa com seu resultado em 3D, respectivamente.

Figura 37 - Circuito de fonte chaveada.



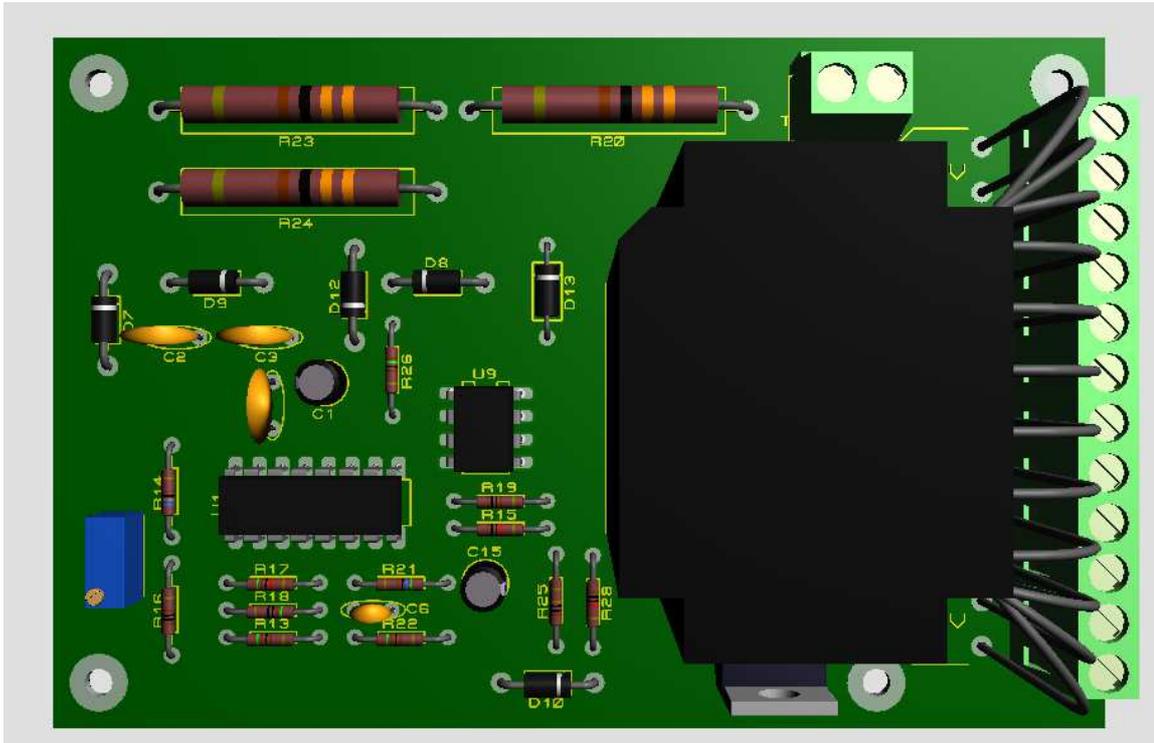
Fonte: do autor, 2019.

Figura 38 - Layout da placa de fonte chaveada.



Fonte: do autor, 2019.

Figura 39 - Vista 3D da placa da fonte chaveada.



Fonte: do autor, 2019.

4.4 REGULAÇÃO DE FONTE CHAVEADA

Após a transformação efetuada pelo conversor flyback, a tensão gerada em cada saída do transformador TR1 é retificada e estabilizada com capacitores para correção do ripple para fornecer a tensão DC de cada circuito projetado.

A fonte de 5 volts, recebeu uma atenção especial, visto a criticidade da alimentação deste circuito, ao qual está ligado o microcontrolador. Na Figura 40 está demonstrado o circuito criado para conversão do sinal de TR1, retificado pelo diodo rápido (D14) e estabilizado pelo capacitor C4. Tensão de saída ainda passa pelo regulador de tensão 7805 para filtrar ao máximo possíveis níveis de tensão superiores a 5V. O capacitor C4 é definido com base na Equação (13), admitindo uma variação máxima de 5%, uma tensão de entrada de 9V, e valores de correntes provenientes da Figura 27.

$$C = \frac{I_{ok} \times D_{max}}{f_s \times \Delta_{ok}} \quad (13)$$

$$C = \frac{1 \times 0,4}{20000 \times (9 \times 0,05)}$$

$$C = 47\mu F$$

Onde:

I_{ok} = Corrente máxima do circuito (A);

D_{max} = Duty-cycle máximo do flyback depois de estabilizado;

f_s = Frequência de chaveamento do flyback;

Δ_{ok} = Variação da tensão de entrada aceitável;

C = Valor do capacitor (μF).

O elemento capacitivo ao ser submetido a altas frequência altera a capacidade de armazenamento e conseqüentemente reduz seu nível de eficiência na retificação, a Equação (14), define o fator de perdas (Fp) para o capacitor C4.

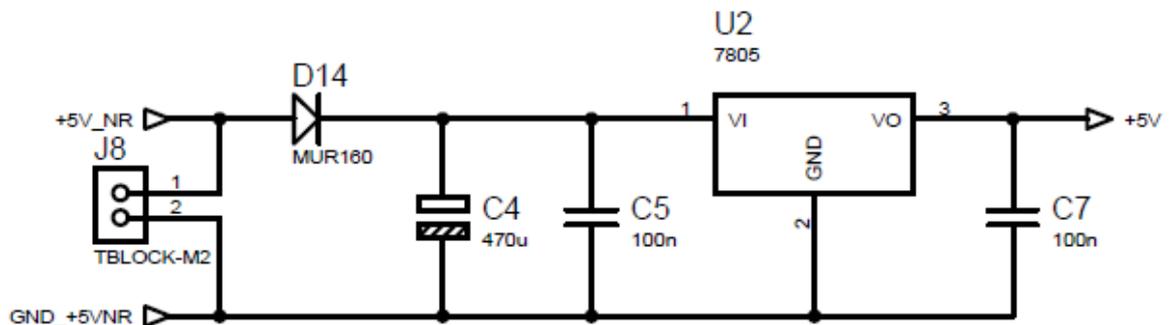
$$Fp = \frac{\Delta_{ok}}{I_{ok}} \times (2 \times \pi \times f_s \times C)$$

$$Fp = \frac{(9 \times 0,05)}{1} \times (2 \times \pi \times 20000 \times 47\mu)$$

$$Fp = 0,75$$

O capacitor calculado para o circuito deve possuir características de tensão compatíveis com a aplicação e devido as perdas de capacitância (Fp) em função da frequência, foi adotado um capacitor de valor comercial superior ao calculado. Na prática o valor adotado foi 470 μF com tensão de 25V.

Figura 40 - Circuito de regulação da tensão de 5V.



Fonte: do autor, 2019.

A primeira saída de 15Volts, aqui denominada 15V, possui circuito de regulação no ponto de consumo, no IGBT, logo do Trafo TR1, teremos apenas o diodo D15 retificando o sinal, e os capacitores C8 e C9 linearizando a tensão. Na Figura 41 é verificado o esquema de saída previsto, e o capacitor C8 é calculado através da Equação (15), admitindo uma variação máxima de 5%, uma tensão de entrada de 19V, e valores de correntes provenientes da Figura 27.

$$C = \frac{I_{ok} \times D_{max}}{f_s \times \Delta_{ok}}$$

$$C = \frac{0,3 \times 0,4}{20000 \times (19 \times 0,05)} \quad (15)$$

$$C = 6,8 \mu F$$

Com seu respectivo fator de perdas, calculado através da Equação (16).

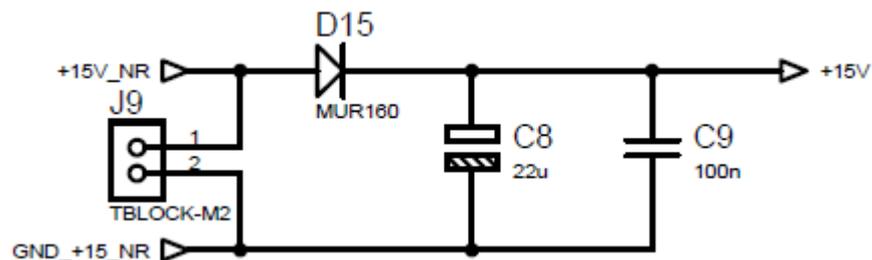
$$Fp = \frac{\Delta_{ok}}{I_{ok}} \times (2 \times \pi \times f_s \times C)$$

$$Fp = \frac{(19 \times 0,05)}{0,3} \times (2 \times \pi \times 20000 \times 6,8 \mu) \quad (16)$$

$$Fp = 0,75$$

Com base nos itens expostos, deve ser adotado um valor comercial superior ao calculado. Na prática o valor adotado foi 22uF com tensão de 35V.

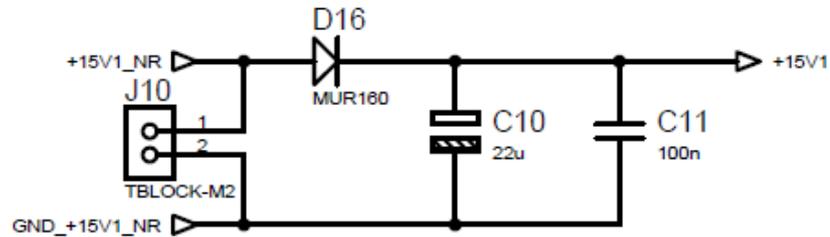
Figura 41 - Saída 15V - regulação.



Fonte: do autor, 2019.

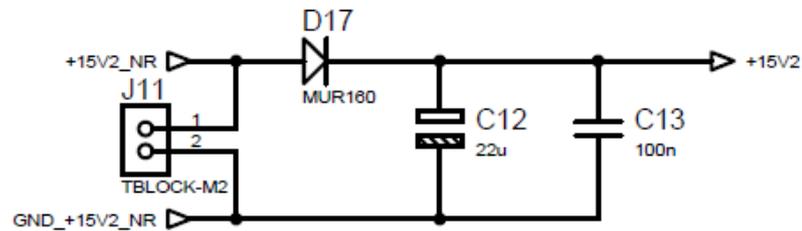
A segunda e a terceira saídas de 15V da fonte chaveada, compartilham os mesmos índices de tensão, corrente e necessidade de isolamento do capacitor C8. Para tanto a Figura 42 e Figura 43, mostram a aplicação dos capacitores C10 e C12.

Figura 42 - Segunda fonte 15V, regulação.



Fonte: do autor, 2019.

Figura 43 - Terceira fonte 15V, regulação.



Fonte: do autor, 2019.

A quarta fonte de 15V, possui um consumo pouco acima das demais e para tal consumo os valores para definição de C14, são expressados pela Equação (17), admitindo uma variação máxima de 5%, uma tensão de entrada de 19V, e valores de correntes provenientes da Figura 27.

$$C = \frac{I_{ok} \times D_{max}}{f_s \times \Delta_{ok}}$$

$$C = \frac{0,9 \times 0,4}{20000 \times (19 \times 0,05)} \quad (17)$$

$$C = 22 \mu F$$

Com seu respectivo fator de perdas, calculado através da Equação (18).

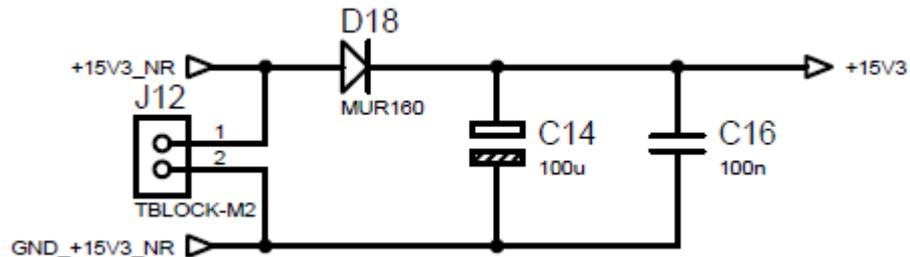
$$Fp = \frac{\Delta_{ok}}{I_{ok}} \times (2 \times \pi \times f_s \times C)$$

$$Fp = \frac{(19 \times 0,05)}{0,9} \times (2 \times \pi \times 20000 \times 22 \mu) \quad (18)$$

$$Fp = 0,75$$

Com base nos valores calculados, deve ser adotado um valor comercial superior ao obtido. Na prática o valor adotado foi 100uF com tensão de 50V. Conforme mostrado na Figura 44.

Figura 44 - Quarta fonte 15V, regulação.



Fonte: do autor, 2019.

A saída 24V, por sua vez, é retificada pelo diodo (D19) e para regulação o capacitor C17 é dimensionado através da Equação (19), admitindo uma variação máxima de 5%, uma tensão de entrada de 24V, e valores de correntes provenientes da Figura 27.

$$C = \frac{I_{ok} \times D_{max}}{f_s \times \Delta_{ok}}$$

$$C = \frac{0,5 \times 0,4}{20000 \times (24 \times 0,05)} \quad (19)$$

$$C = 22 \mu F$$

Com seu respectivo fator de perdas, calculado através da Equação (20)(18).

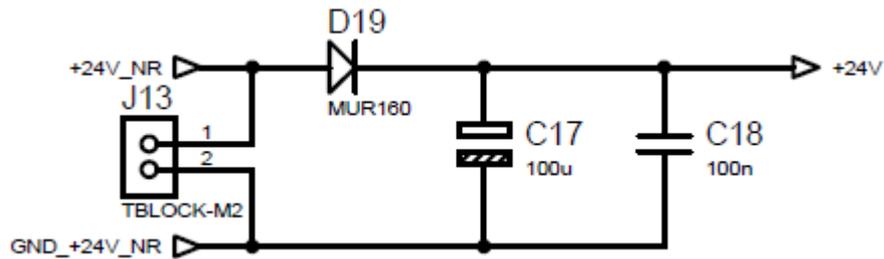
$$Fp = \frac{\Delta_{ok}}{I_{ok}} \times (2 \times \pi \times f_s \times C)$$

$$Fp = \frac{(24 \times 0,05)}{0,5} \times (2 \times \pi \times 20000 \times 22\mu) \quad (20)$$

$$Fp = 0,75$$

Com base nos valores calculados, deve ser adotado um valor comercial superior ao obtido. Na prática o valor adotado foi 100uF com tensão de 50V, o circuito final é mostrado na Figura 45.

Figura 45 - Saída 24V, regulação.



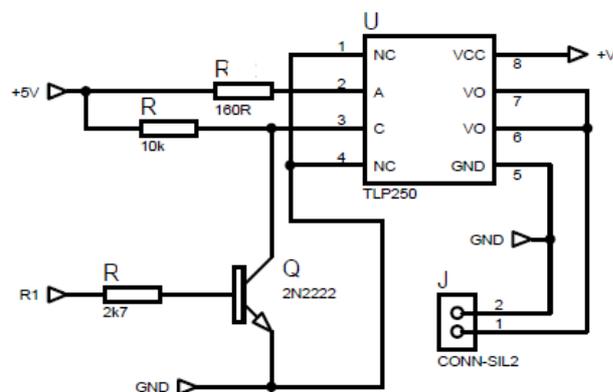
Fonte: do autor, 2019.

Para a montagem final dos componentes, será executada a montagem junto aos componentes de interface do sinal, a seguir descrito.

4.5 INTERFACE DE SAÍDAS.

O microcontrolador faz os acionamentos e o processamento de todas os sinais de saída, porém cada pino do controlador aciona na tensão máxima de 3,3V, com baixíssima corrente possível de ser drenada de cada pino. Para possibilitar o acionamento dos opto acopladores foi desenvolvida uma interface, conforme a Figura 46Figura 47, que conta com transistor para amplificar a tensão de saída ao nível necessário no LED do TLP250, resistor para limitar a corrente do LED e resistor para evitar acionamentos involuntários.

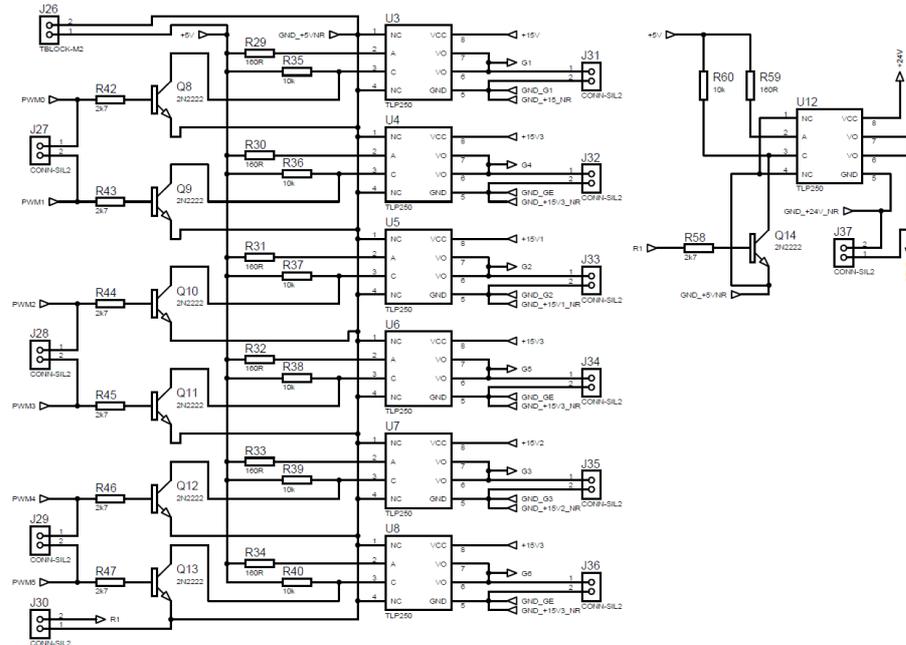
Figura 46 - Circuito de interface projetado para interface micro-opto



Fonte: do autor, 2019.

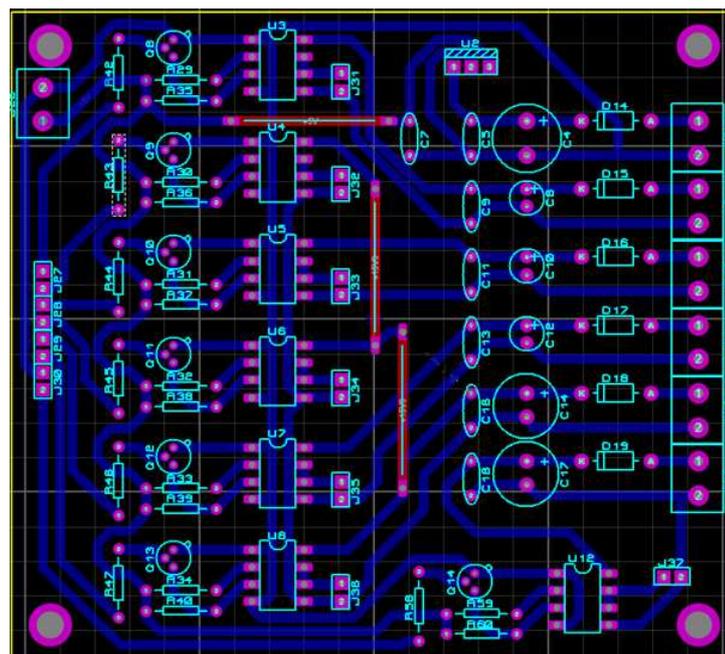
Para cada saída do micro foi utilizado o mesmo esquemático de componentes. Na Figura 47, é informado cada circuito e suas respectivas saídas e fontes conectadas, visando o acionamento de cada IGBT ou saída a ser comandada.

Figura 47 - Interface de sinais do microcontrolador.



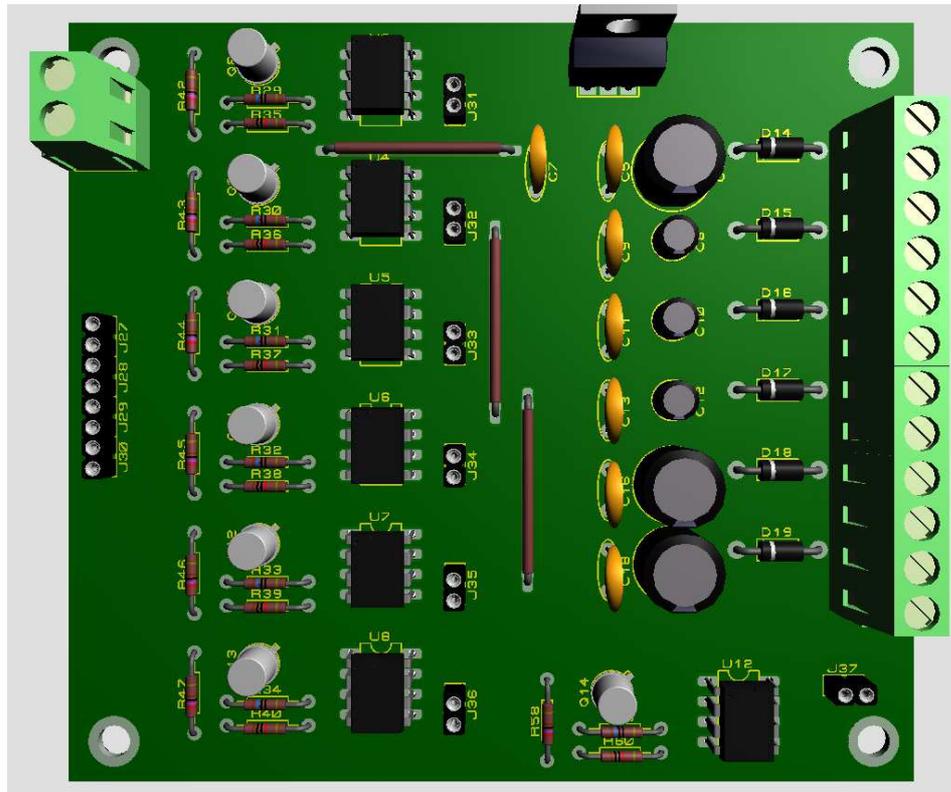
Fonte: do autor, 2019.

Figura 48 - Layout da placa de interface e regulação de fonte.



Fonte: do autor, 2019.

Figura 49 - Layout 3D da placa de interface e regulação.



Fonte: do autor, 2019.

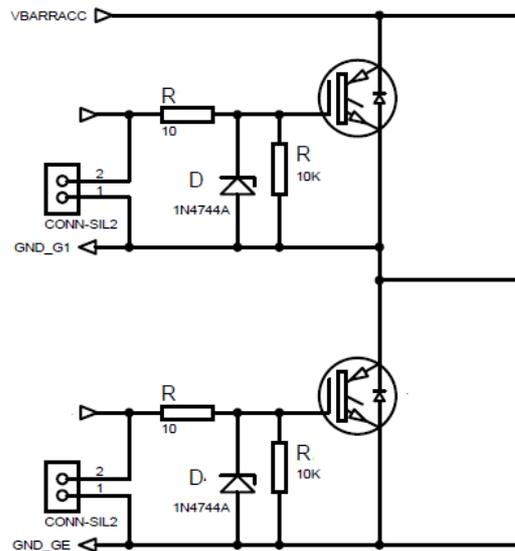
4.6 SAÍDAS

Para efetuar a saídas do inversor de acordo com as modulações PWM e prover as correntes de cada fase para o motor foi desenvolvido um conjunto de saída individual, com dois IGBT's, circuito de proteção de tensão máxima, corrente máximas e para acionamentos involuntários.

Na Figura 50 é demonstrado o circuito genérico de cada fase. Composto por um IGBT ligado ao positivo do link DC, e outro IGBT de igual capacidade conectado ao 0V. O Emissor do dispositivo conectado ao positivo do link, flutua conforme a tensão de saída, no ponto comum entre os dois IGBT's. Desta forma a fonte que alimenta o gate do dispositivo deve possuir referência (0V ou GND) no ponto central, para garantir o acionamento do dispositivo. Esse efeito vai ocorrer em todos os IGBT's conectados ao positivo, com base na Figura 51, é possível afirmar que os dispositivos Q1, Q2 e Q3, devem ter um acionamento com fontes individualizadas.

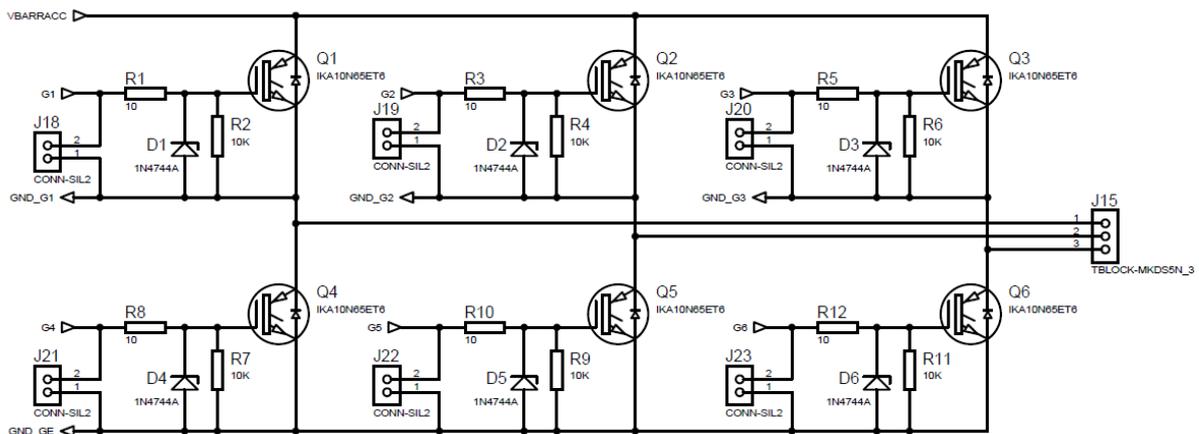
Para os dispositivos, conectado ao GND do link DC, a mesma fonte pode ser compartilhada para todas as fases. Conforme pode ser visto na Figura 51,

Figura 50 - Conjunto de IGBT's de saída para cada fase.



Fonte: do autor, 2019.

Figura 51 - Conjunto de IGBT's de saída.



Fonte: do autor, 2019.

A corrente de cada IGBT é definida pela corrente de saída máxima do dispositivo, para conforme o item 3.4, foi selecionado o IKA10N65ET6, da *Infineon*, que possui corrente máxima de 10A, suficiente para a aplicação.

Não é necessário nenhum tipo de *snubbers* ou filtro atenuador de saída, surtos de tensão provenientes das cargas acionadas, vão ser desviados pelos diodos dos IGBT's para o link DC.

4.7 MICROCONTROLADOR E FIRMWARE

No projeto, foi utilizado o kit de desenvolvimento *LauchPad*[®] modelo TM4C123G, que é responsável por administrar todas as entradas e saídas dos dispositivos do inversor.

O software deve interpretar o valor da frequência desejada pelo operador e emitir os sinais de controle para a placa de interface se os parâmetros de permissão de funcionamento estiverem adequados a operação. Os limites de operação do dispositivo são, corrente de saída abaixo do valor máximo previsto em projeto, tensões de entrada acima de 190VAC e abaixo de 240VAC na entrada ou 280VCC e 340VCC no link DC.

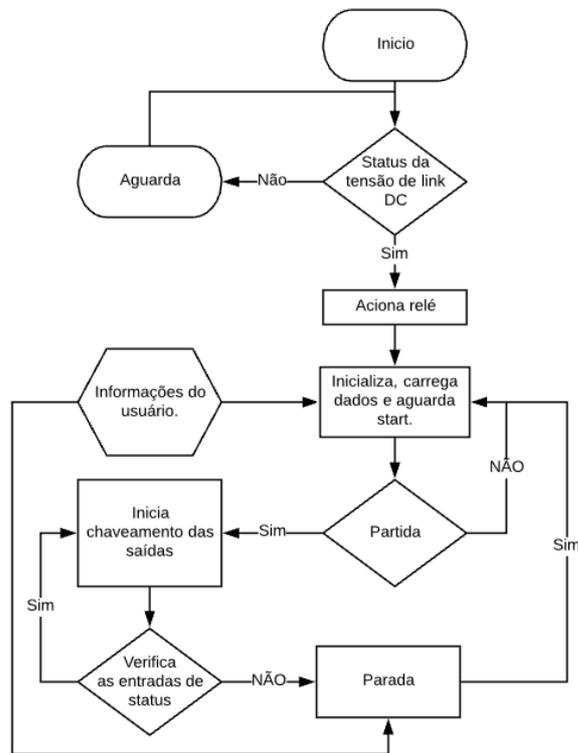
A frequência de chaveamento das saídas PWM deve estar situada na faixa funcional dos disparos do IGBT. Para o modelo selecionado a faixa de frequência vai de 5KHz até 30KHz.

Ao ser energizado o *firmware* vai varrer as entradas e os sensores, até que as condições iniciais sejam atendidas, ao verificar que os parâmetros de entrada estão dentro das faixas de valores, a saída responsável por atuar o relé é ativada. Após o processo de inicialização o microcontrolador aguarda informações do usuário, como frequência desejada, tempo de arranque e o comando de início e parada. Ao receber o comando de início de chaveamento de saídas, passa a emitir os comandos lógicos coordenados para cada pino de disparo dos IGBT's, cada ponto de disparo é calculado para gerenciamento da ponte de saída.

O conjunto de disparo somente é interrompido quando o usuário intervir na interface ou algum dos parâmetros de funcionamento situar-se fora da faixa desejada.

O fluxograma especificado na Figura 52, mostra as etapas de firmware executadas pelo microcontrolador durante a execução do dispositivo.

Figura 52 - Fluxograma de firmware.

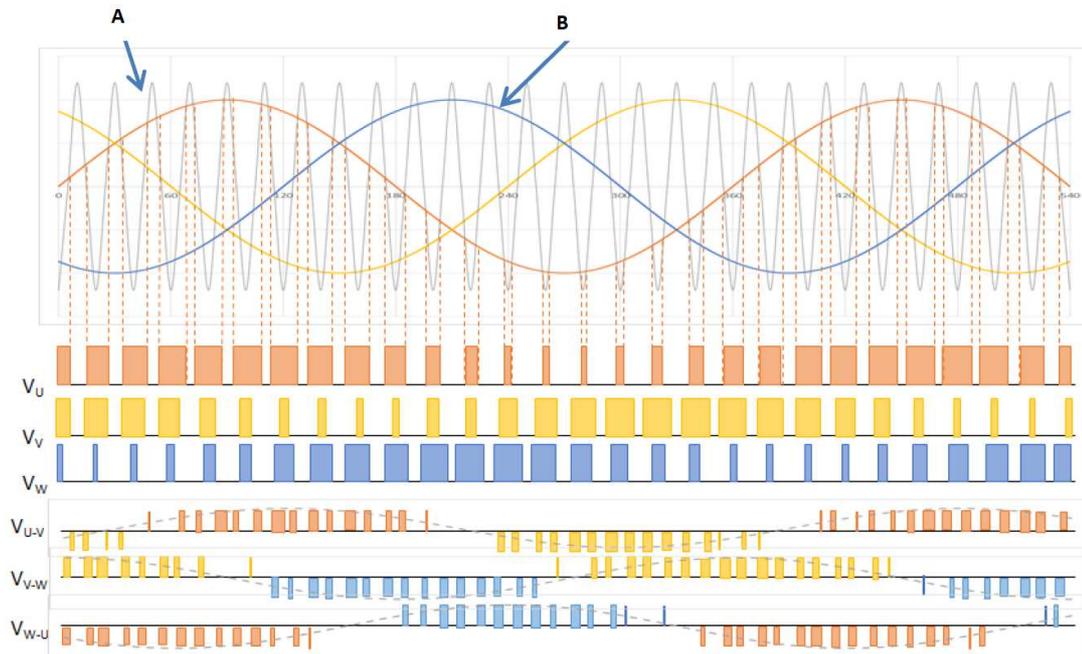


Fonte: do autor, 2019.

Os sinais de disparos do PWM de saída, são gerados através da comparação de duas curvas, a curva senoidal versus uma onda triangular na frequência de chaveamento desejada. Este método gera pontos, onde o disparo de cada IGBT é identificado pelo cruzamento da intensidade da triangular com a onda senoidal. Pela Figura 53 é possível identificar os pontos de cruzamento da onda (A) triangular, com a onda (B) senoidal.

Como o inversor possui três fases de saídas, U, V e W, defasadas entre si de 120° , cria-se o gráfico com três disparos distintos de acordo com o valor de seno defasado de cada fase, onde na Figura 53, é visto nos itens V_U , V_V , V_W . A ponte de IGBT, requer seis acionamentos distintos para garantir a geração do sinal senoidal positivo, de 0 à π , e negativo de π à 2π em cada fase. Para tal disparo, é exemplificado na Figura 53, através dos itens V_{U-V} , V_{V-W} , V_{W-U} , como os sinais para cada IGBT da ponte de saída.

Figura 53 - Comparação de onda senoidal x onda triangular e sinais de saída.



Fonte: Adaptado de Toshiba, 2018.

Com o objetivo de prevenir a geração de terceiro harmônico de saída, as saídas PWM será gerada através da intercessão de da curva gerada pela Equação (21) para a fase U, Equação (22), para a fase V e Equação (23) para a fase W.

$$U = K * \sin(x * 2 * \pi * f) + (K/6) * \sin(3 * x * 2 * \pi * f) \quad (21)$$

$$V = K * \sin((x * 2 * \pi * f) - (2 * \pi/3)) + (K/6) * \sin(3 * (x * 2 * \pi * f - (2 * \pi/3))) \quad (22)$$

$$W = K * \sin((x * 2 * \pi * f) + (2 * \pi/3)) + (K/6) * \sin(3 * (x * 2 * \pi * f + (2 * \pi/3))) \quad (23)$$

Onde:

K = Valor de intensidade;

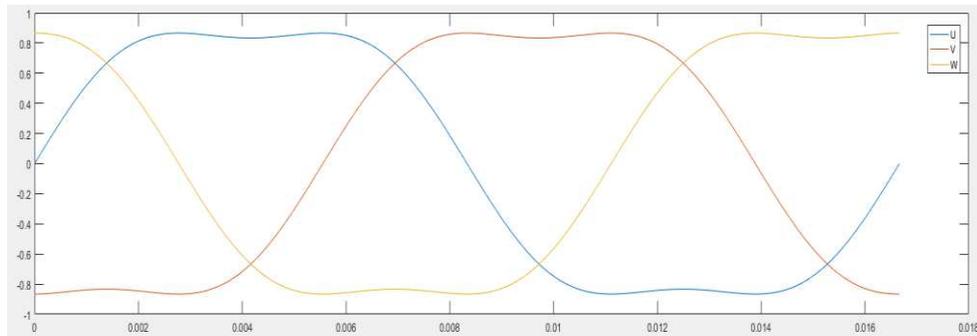
x = Ponto de incremento para obtenção de precisão da curva;

f = Frequência desejada;

U, V e W = Fases de saída.

Através das equações definidas acima, são obtidas as ondas senoidais com atenuação do terceiro harmônico, na Figura 54 é representado o resultado gráfico de cada uma das fases geradas no cálculo.

Figura 54 - Forma de onda gerada pela equação de compensação de terceiro harmônico.



Fonte: do autor, 2019.

A partir dos resultados das equações de seno compensado, gera-se a triangular de frequência fundamental de 10KHz, e executar a comparação das intensidades dos dois sinais e detectar os pontos onde elas se cruzam, cada ponto é um sinal de disparo para um dos IGBT's da ponte de saída.

5 RESULTADOS E TESTES

Ao final do processo de desenvolvimento e construção, o sistema foi submetido à ensaios de verificações de suas tarefas. Primeiramente foi realizado ensaio para comprovar a capacidade de isolamento e suportar a tensão máxima do circuito. No segundo ensaio foi testada a fonte chaveada do conversor flyback. No terceiro ensaio foi executado as tentativas de programação e repasse de instrução de programação para o conjunto de microcontrolador.

5.1 ENSAIO DA TENSÃO DE ISOLAÇÃO DE PLACAS

Devido a tensão elevada dos circuitos utilizados no projeto, foi necessário testar a isolamento das placas de circuito impresso para certificar a segurança da execução. Neste teste ambas as placas obtiveram resultados positivos. Na Figura 55 é possível observar a placa de entradas e saídas em teste, a Figura 56, mostra os ensaios da placa de flyback e a Figura 57 os ensaios da placa de interface e regulação. No Quadro 1, é possível identificar os resultados dos testes de isolamento das placas.

Quadro 1 - Resultados de testes de isolamento placas

Placa	Tensão de projeto	Tensão de ensaio	Status
Entradas e Saídas	346 VCC	350 VCC	OK
Interface e Regulação	24V	24V	OK
Flyback	346V	350V	Ajustes

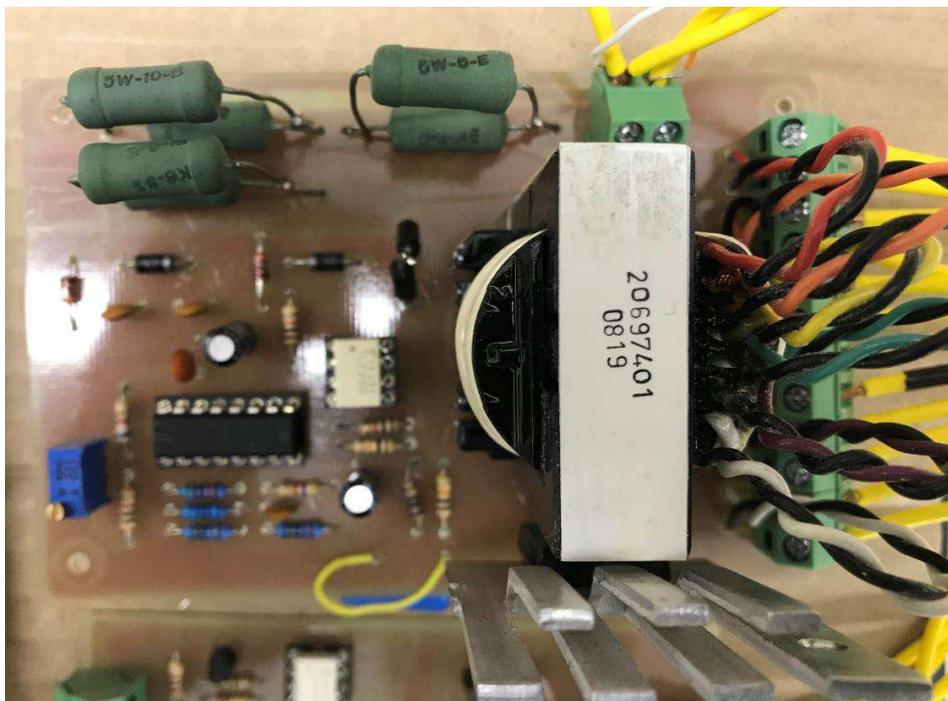
Fonte: do autor, 2019.

Figura 55 - Foto placa de entradas e saídas em teste.



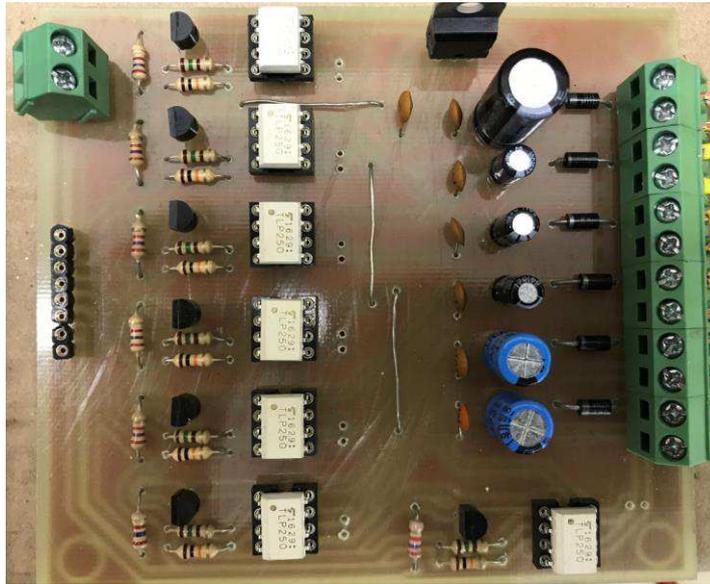
Fonte: do autor, 2019.

Figura 56 - Placa de flyback



Fonte: do autor, 2019.

Figura 57 - Foto placa de regulação e acoplamento.



Fonte: do autor, 2019.

Com o resultado satisfatório dos testes seguiu-se para os testes de funcionamentos do circuito.

5.2 ENSAIO DO CONVERSOR FLYBACK E REGULAÇÃO DE FONTE

Para o conjunto de flyback ser testado foi iniciado pelo chaveamento do PWM gerado pelo circuito previsto no TL494. Pela Figura 58 é possível observar os dados dos pulsos gerados pelo conversor, dentre eles a frequência de chaveamento em 20,71KHz.

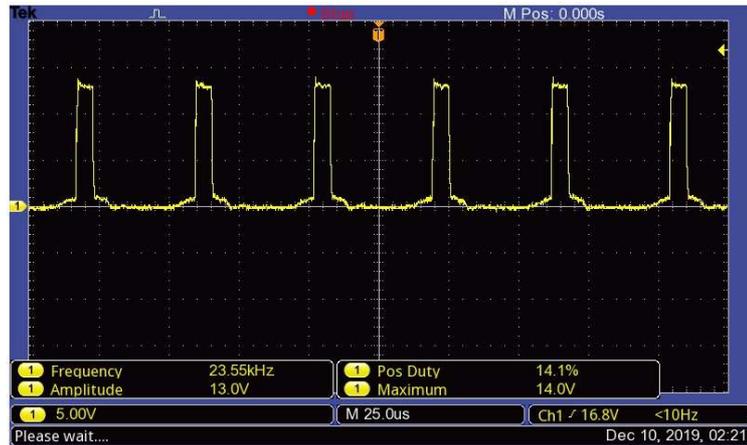
Figura 58 - Testes do PWM gerado pelo circuito lógico TL494.



Fonte: do autor, 2019.

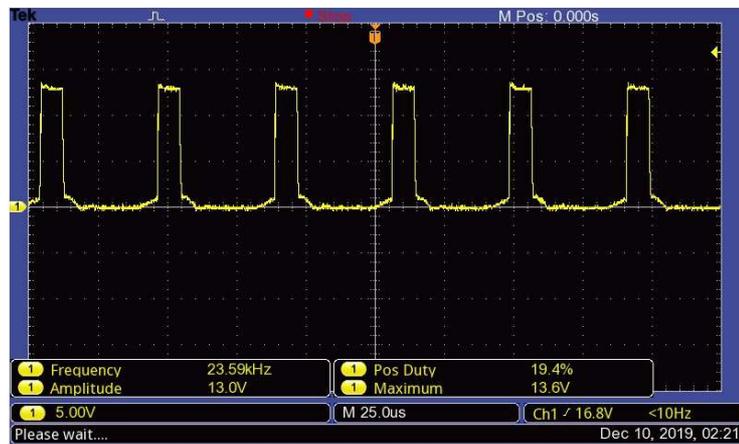
Foi testado a correção do circuito de disparo, frente a uma elevação sutil da tensão de entrada. Nas Figura 59 e Figura 60 é possível observar o aumento da largura de pulso executada pelo TL494 no pino de disparo do IGBT do flyback. Na Figura 68 tem-se a tensão regulada de saída.

Figura 59 - PWM de disparo de flyback com tensão estável em 130V do link DC.



Fonte: do autor, 2019.

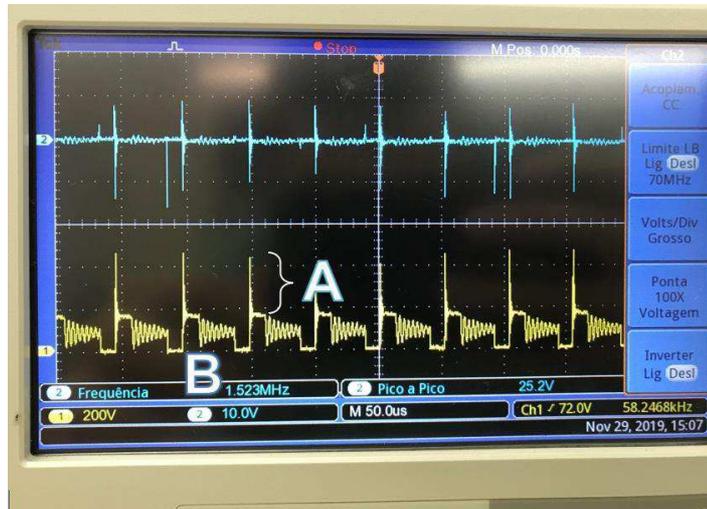
Figura 60 – PWM de disparo de flyback com tensão estável em 100V do link DC.



Fonte: do autor, 2019.

Ao certificar os resultados do disparo do dispositivo, foi inserido as tensões de alimentação do Trafo TR1 e o chaveamento da potência para geração de tensão do conversor. A aplicação de tensão no transformador gerou uma tensão de ciclo muito elevada para os dispositivos de chaveamento, na Figura 61, é possível observar a tensão reversa gerada pelo transformador em cima do comutador IGBT para uma tensão de link DC de 85VCC, gerando tensões de pico de 450V a cada ciclo de desligamento. No item “B”, é observado a tensão reversa em cima do IGBT e no “A”, a tensão VCC somada à contra FEM gerada pelo TR1.

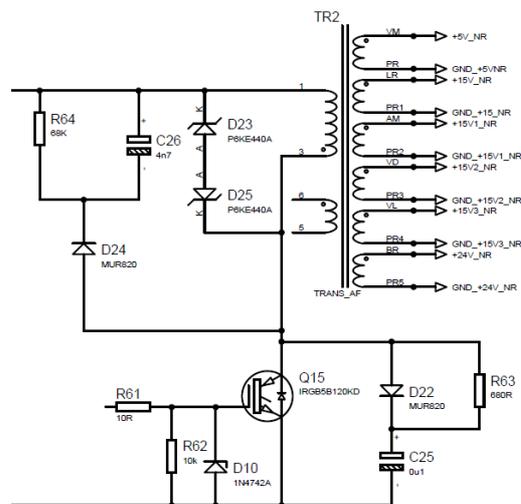
Figura 61 - Forma de onda de tensão (amarelo) e corrente (azul) no conversor flyback.



Fonte: do autor, 2019.

Para solucionar as tensões reversas geradas pelo acionamento do transformador, foram projetados dois circuitos de *snnuber*, o primeiro, adicionado ao primário do transformador TR1, composto por um resistor de 69Kohm em paralelo a um capacitor de 4,7nF, em série a eles, um diodo rápido bloqueia em um dos sentidos o fluxo de corrente. O segundo circuito foi adicionado em paralelo ao IGBT de acionamento do transformador, eliminando residuais de tensão que o primeiro circuito não conseguir eliminar. Na Figura 62 é possível observar o resultado das melhorias executadas no circuito da fonte e onde foram aplicadas.

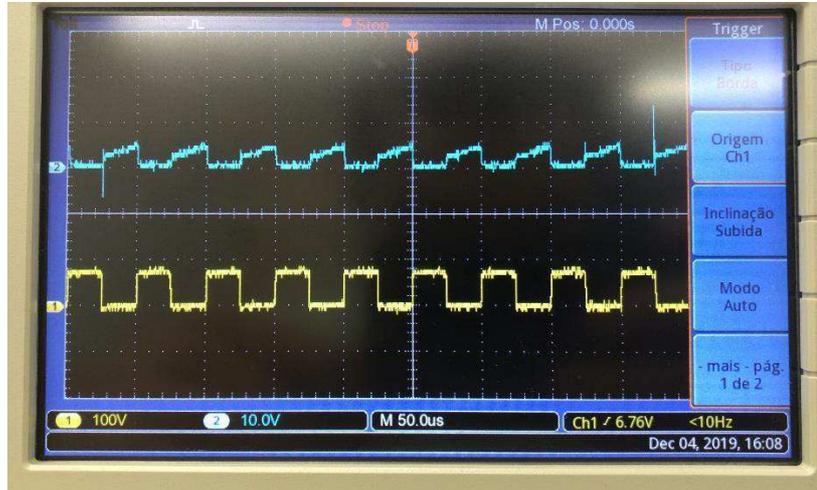
Figura 62 - Circuitos de *snnubers* adicionados ao conversor flyback.



Fonte: do autor, 2019.

Após a adição dos amortecedores o sinal gerado pelo TR1 é observado na Figura 63, com a aplicação da tensão de entrada de 85V no link DC.

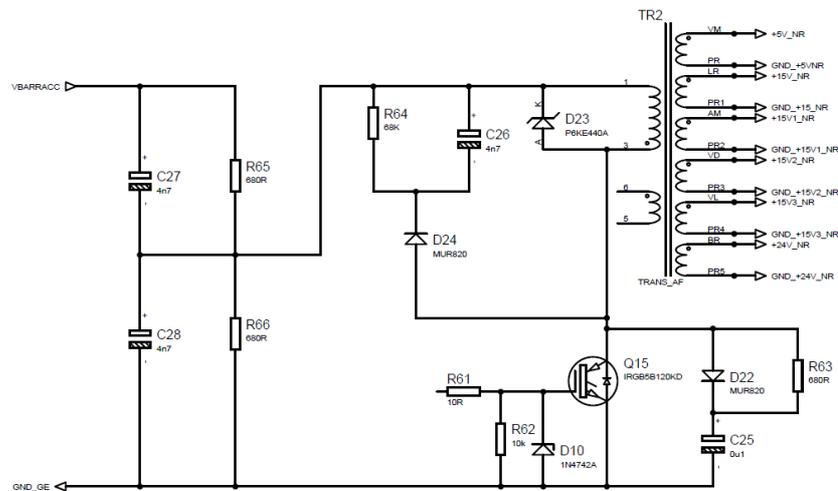
Figura 63 - Sinal tensão (amarelo) e corrente (azul) do conversor flyback.



Fonte: do autor, 2019.

Com o funcionamento do conversor *flyback* estabilizado, os circuitos foram testados em seu estado nominal, e novamente o *flyback* apresentou queima, neste teste, por excesso de corrente no IGBT. Na Figura 64 é possível encontrar o divisor resistivo efetuado para dividir a tensão de alimentação do *flyback*, limitando a corrente e permitindo o funcionamento do circuito sem maiores dificuldades.

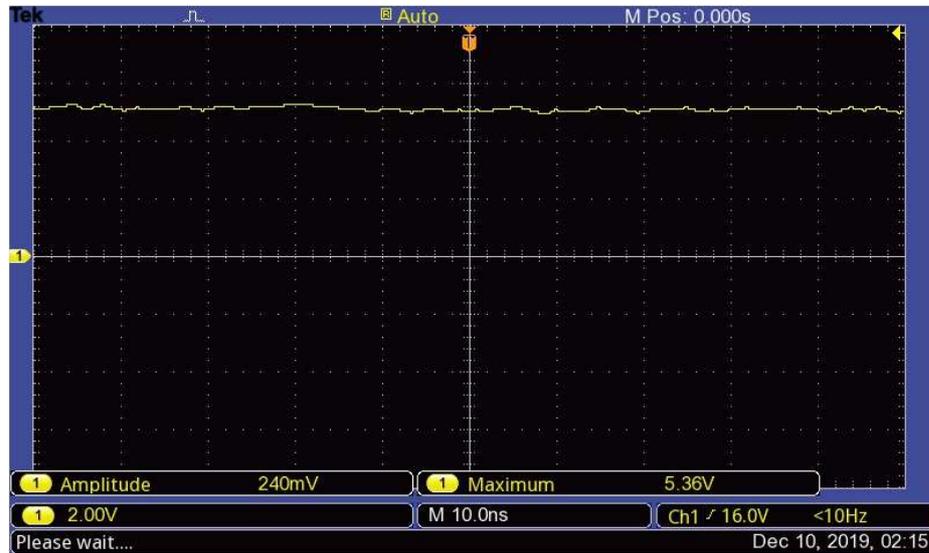
Figura 64 - Divisor resistivo para alimentação do Flyback.



Fonte: do autor, 2019.

Após os circuitos de conversão estabilizados, foram efetuados os testes de saídas de tensão e dados de retificação e regulação. Na Figura 65 é demonstrado os resultados práticos do teste da saída 5V projetada, com o dreno da corrente especificada da Figura 27.

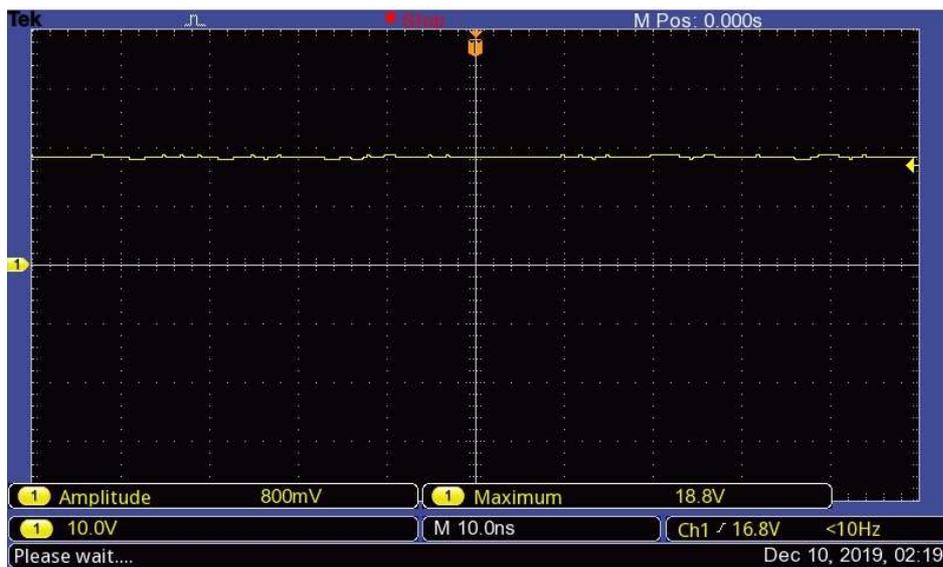
Figura 65 - Ripple e tensão de saída 5V.



Fonte: do autor, 2019.

Na Figura 66 é demonstrado os resultados práticos do teste das saídas 15V projetadas para apenas um acionamento de IGBT, com o dreno da corrente especificada da Figura 27.

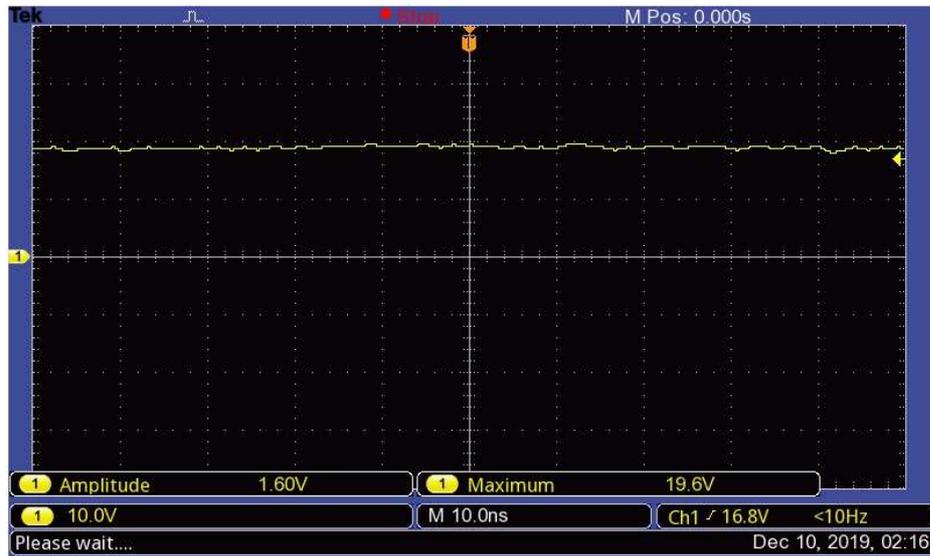
Figura 66 - Ripple e tensão de saída 15V



Fonte: do autor, 2019.

Na Figura 67 é demonstrado os resultados práticos do teste das saídas 15V projetadas para apenas um acionamento de IGBT, com o dreno da corrente especificada da Figura 27.

Figura 67 - Ripple e tensão regulada saída 15V para 3 IGBT.



Fonte: do autor, 2019.

Na Figura 68 é demonstrado os resultados práticos do teste das saídas 24V projetadas para apenas um acionamento de IGBT, com o dreno da corrente especificada da Figura 27.

Figura 68 - Leitura da saída da fonte regulada de 24V.



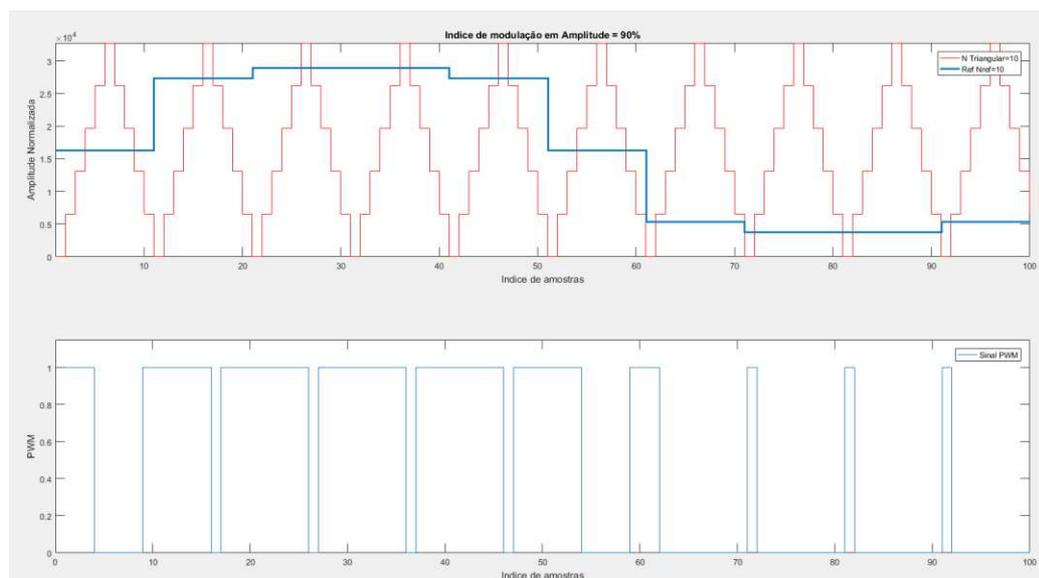
Fonte: do autor, 2019.

5.3 FIRMWARE

O firmware desenvolvido, dentro das limitações do microcontrolador, possibilita a seleção de dois disparos distintos. Com frequência de chaveamento e, conseqüentemente, frequência de saída variável.

Os pontos de disparo foram calculados externamente através de um script desenvolvido no software *MatLab*®, comparando os pontos de cruzamento entre uma triangular, com 10 degraus de precisão, e uma onda senoidal, característica de cada fase necessária. O mesmo já emite em um vetor de saídas, os sinais zeros e um para comparações quando maiores e menores, respectivamente. O resultado dessa comparação é observado na Figura 69, apenas de modo visual, sem referência a frequência e as amostras efetuadas.

Figura 69 - Sinal triangular, senoidal e saída PWM geradas pelo *MatLab*®.



Fonte: do autor, 2019.

O vetor final, por sua vez é salvo em um arquivo de texto, com dez mil posições de zero à π com sinal um (1) para ligado e zero (0) para desligado. De π à 2π sinal é invertido para indicar ao firmware do microcontrolador, que existe a necessidade de alteração do IGBT de disparo. O exemplo de arquivo de texto gerado é mostrado na Figura 70.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com o término do projeto, percebe-se a importância do estudo a respeito de questões funcionais dos dispositivos chaveados com baixas impedâncias e altas frequências de chaveamento. Além de conhecimento agregado, abrangendo formas de controle e disparos, condições de funcionamento, sensores, eletrônica de potência, além das características dos inversores comerciais.

Após o desenvolvimento do projeto e construção do protótipo, verifica-se que o trabalho atingiu parcialmente os objetivos traçados, a qual era implementar um conversor de frequência monofásico, gerando os sinais através de cálculos cíclicos e instantâneos para os parâmetros de disparo. O microcontrolador não consegue realizar as quantidades de interações de cálculo necessária para o disparo das saídas, porém com pequenos ajustes de operação foi possível obter um resultado de saída de controle satisfatória.

Apesar das dificuldades na realização de alguns ensaios, pelo fato de o protótipo não ser totalmente concebido em projeto, por ter encontradas dificuldades com os a tensão de disparo do conversor flyback na prática, após a estabilização do mesmo não foi encontrado correspondência da solução de microcontrolador selecionada.

Com base nos resultados obtidos, o protótipo do conversor flyback, do conversor e banco de capacitores, da placa de interface se mostrou adequado para realizar alimentações, interpretações dos sinais de disparo e regulação de entrada de energia. Os resultados mostraram equilíbrio quando colocado em modo de operação, tanto térmico quanto funcional mostrando a assertividade de projeto, pós ajustes.

Para projetos futuros com conversores, é possível indicar a seleção de microcontroladores que possuam a função específica para controles de conversores de frequência, já disponíveis no mercado e não selecionados para este projeto. O método de controle preciso, obtido com as equações propostas, requerem diversos cálculos para a obtenção dos pontos demandando capacidade de clock e interações do dispositivo não específico. Também como sugestão de aproveitamento de hardware, pode ser avaliado a implementação de um controle vetorial para o inversor.

REFERÊNCIAS

- ABPA. Associação Brasileira de Proteína Animal. **www.abpa-br.com.br**, 2018. Disponível em: <<http://abpa-br.com.br/setores/avicultura/a-avicultura-brasileira>>. Acesso em: 26 out. 2018.
- ABREU, P. G.; ABREU, V. M. N. **Ventilação na Avicultura de Corte**. Concórdia: Embrapa Suínos e Aves, v. Documentos, 63, 2000.
- AVICULTURA Industrial. **www.aviculturaindustrial.com.br**, 2018. Disponível em: <<https://www.aviculturaindustrial.com.br/imprensa/a-historia-da-avicultura-brasileira/20030520-151203-0539>>. Acesso em: 14 out. 2018.
- BAÊTA, F. C.; SOUZA, C. F. **Ambiência em Edificações Rurais, conforto animal**. Viçosa: UFV, 1997.
- BORBA, J. L. **Sistema de Transmissão Elétrica**. Minas Gerais: Pontifícia Universidade Católica, 2009.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- COOB, V. **Manual de Manejo de Frangos de Corte**. L-1020-02. ed. Guapiaçu: [s.n.], 2009.
- COTTA, J. T. D. B. **Produção de Frangos de Corte**. Viçosa: Centro de Produções Técnicas e Editora Ltda, 2003.
- DE OLIVEIRA, J. M. **Noções de Ventilação Industrial**. Parana: [s.n.], 2008.
- LAZIA,. Portalagropecuario. **www.Portalagropecuario.com.br**, 2012. Disponível em: <<http://www.portalagropecuario.com.br/avicultura/sistemas-de-producao-empregados-na-avicultura/>>. Acesso em: 14 out. 2018.
- LUCE, F. B.; KARSTEN, R. **Análise competitiva da industria de frangos do Rio Grande do Sul**. São Paulo: Revista de Administração, v. 27, 1992.
- NASCIMENTO, L. A. B. D. **Análise Energética na Avicultura de Corte**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, p. 147. 2011.
- NASS, I. A. et al. **Avaliação térmica de telhas de composição de celulose e betumem, pintadas de branco, em modelos de aviários com escala reduzida**. 2. ed. Jaboticabal: Engenharia Agrícola, v. 21, 2001.
- NICOLAU, P. F. **Técnica de modulação por Largura de Pulso Vetorial para Inversores Fontes de Tensão**. Itajubá: Universidade Federal de Itajubá, 2007.
- PIZZOLANTE, C. C. et al. **A trajetória tecnológica na avicultura de postura**. [S.l.]: Pesquisa e Tecnologia, 2011.

TINÔCO, I. D. F. F. **Produção de Frangos de Corte em Alta Densidade**. Viçosa: Centro de Produções Técnicas e Editora, 2018.

WEG. **Guia de Especificação - Motores Elétricos**. Jaraguá do Sul : WEG Equipamentos S.A., 2014.

APENDICE A – CÓDIGO EM MATLAB PARA GERAÇÃO DE PWM COM BASE NA ONDA SENOIDAL.

```

%-----
% Arquivo para geração de sinal PWM a partir de
% uma senóide da senóide de referência utilizando alinhamento central
% (portadora triangular)
%
% Parâmetros que podem ser atualizados:
% N_ref = n° de pontos da senóide de referencia
% N_triangular = número de pontos da onda dente de serra
% Indice_modulacao = valor entre 0 a 1 para controle da amplitude do
% sinal de referencia
%-----

clc;
clear all;
close all;
f = 15;           % Frequência fundamental (0 -60hz).
T = 1/f;         % Período
N_ref = 1000;     % N° de amostras da senóide - refere-se a freq chaveamento
Normalizacao = 2^15-1; % Valor mínimo de normalizado
n_ref = 0:1:N_ref-1;
N_triangular = 10; % N° de pontos da portadora triangular ****era 16
%Modulacao_amplitude = 0.45; % índice com valor de 0 (0%) a 1 (100%)
Modulacao_amplitude = 0.9; % índice com valor de 0 (0%) a 1 (100%)

N_pontos = N_ref * N_triangular; % Número total de amostras

%Cálculo dos vetores da senóide e onda dente de serra
for j=1:N_ref
    for i=1:N_triangular
        senoide(i+(j-1)*N_triangular) = sin((2*pi*(j-1)/N_ref)+(1/6)*sin(3*(2*pi*(j-1)/N_ref)));
        %senoide(i+(j-1)*N_triangular) = sin((2*pi*(j-1)/N_ref)-(2*pi/3)+(1/6)*sin(3*(2*pi*(j-1)/N_ref-(2*pi/3))));
    end
end

```

```

        %senoide(i+(j-1)*N_triangular) = sin((2*pi*(j-1)/N_ref)+(2*pi/3))+(1/6)*sin(3*(2*pi*(j-1)/N_ref+(2*pi/3)));
    if i < (N_triangular+4)/2 % subida
        vetor_contador(i+(j-1)*N_triangular) = (i-1);
    else % descida
        vetor_contador(i+(j-1)*N_triangular) = (N_triangular+1-i);
    end;
    vetor_contador(i+(j-1)*N_triangular) = vetor_contador(i+(j-1)*N_triangular)/(N_triangular/2);
end;
end;

```

```

% Ajusta o índice de modulação em amplitude, normaliza os valores e soma offset
senoide_norm = (senoide * (Normalizacao/2)* Modulacao_amplitude) + (Normalizacao/2);
vetor_cnt_norm = vetor_contador * Normalizacao;

```

```

% Cálculo da tabela com a senoide para incluir na projeto do Quartus II
indice = 0;
for i=1:N_triangular:(N_pontos-N_triangular+1)
    indice = indice + 1;
    tabela_senoide(indice,1)=round(senoide_norm(i));
end;

```

```

% Comparação para geração dos sinais PWM
for i=1:N_pontos
    if senoide_norm(i) > vetor_cnt_norm(i)
        sinal_pwm(i) = 1; sinal_pwm_negado(i) = 0;
    else
        sinal_pwm(i) = 0; sinal_pwm_negado(i) = 1;
    end;
end;

```

```

% metade do PWM para carregar o vetor.
for q = 1:(N_pontos/2);

```

```
    meiopwm (q)= sinal_pwm(q);  
end  
  
%saida para arquivo "saida.txt".  
fid = fopen('saida.txt','w');  
fprintf(fid,'%d', sinal_pwm);  
fclose(fid);  
  
indice = 1:1:N_pontos; % indice para os graficos  
  
subplot(2,1,1);  
stairs(indice,vetor_cnt_norm,'r'); hold on;  
stairs(indice,senoide_norm,'LineWidth',2);  
title(['Indice de modulação em Amplitude = ',num2str(Modulacao_amplitude*100),'%']);  
axis tight;xlabel('Indice de amostras');ylabel('Amplitude Normalizada');  
legend(['N Triangular=',num2str(N_triangular)],['Ref Nref=',num2str(N_ref)]);  
  
subplot(2,1,2);  
stairs(indice,sinal_pwm); xlabel('Indice de amostras');ylabel('PWM');  
axis ([0 N_pontos 0 1.15]); legend('Sinal PWM');
```

APENDICE B – FIRMWARE DE CONTROLE DO INVESOR

```

#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include "inc/hw_gpio.h"
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/timer.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/adc.h"
#include "inc/hw_ints.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "math.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/timer.h"
#include "nfase_r.h"
#include "nfase_s.h"
#include "nfase_t.h"

//----- Definição dos pinos do saídas -----//

#define GPIO_PORTF_LOCK_R (*((volatile uint32_t *)0x40025520))
#define GPIO_PORTF_CR_R (*((volatile uint32_t *)0x40025524))

#define PA2 (*((volatile long *) 0x40004010)) //PORTF3 como PA0
#define PA3 (*((volatile long *) 0x40004020)) //PORTF3 como PA1
#define PA4 (*((volatile long *) 0x40004040)) //PORTF3 como PA2
#define PA5 (*((volatile long *) 0x40004080)) //PORTF3 como PA3
#define PA6 (*((volatile long *) 0x40004100)) //PORTF3 como PA4
#define PA7 (*((volatile long *) 0x40004200)) //PORTF3 como PA5
#define CHAVES (*((volatile uint32_t*) 0x40025044)) //PF4 e PF0 da Launchpad

```

```

#define SW1  0x10  //PF4 da Launchpad
#define SW2  0x01  //PF0 da Launchpad

//----- Variaveis-----//

bool au=0, x=0;//, av=0, aw=0;
int b=0, vel=40;
//long int b=0;

/**ISR da borda de descida no PortF Pino 0**/
void GPIO_F_IntHandler(void)
{
  GPIOIntClear(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);
  if (x==0){x=1;} else {x=0;}
  SysCtlDelay(22000); //debounce
}

//-----//

void main (void)
{
  SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOA); // Habilita a PORTA.
  SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF); // Habilita a PORTF
  GPIOPinTypeGPIOInput(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_0|GPIO_PIN_4);
  //configuração de intradas para o PORT F

  GPIOPadConfigSet(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_4|GPIO_PIN_0,GPIO_STRENGTH_
  2MA,GPIO_PIN_TYPE_STD_WPU);

  GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTA_BASE,GPIO_PIN_2|GPIO_PIN_3|GPIO_PIN_4|
  GPIO_PIN_5|GPIO_PIN_6|GPIO_PIN_7); //configuração de saidas para o PORT F
  GPIOIntTypeSet(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0, GPIO_FALLING_EDGE);
  GPIOIntEnable(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);

  IntRegister(INT_GPIOF_TM4C123, GPIO_F_IntHandler);

```

```
GPIO_PORTF_LOCK_R = 0x4C4F434B; //desbloqueio de PF0
```

```
GPIO_PORTF_CR_R = 0x11; // pinos PF0 e 4 como GPIO
```

```
SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_2_5|SYSCTL_USE_PLL|SYSCTL_XTAL_16MHZ|SY  
SCTL_OSC_MAIN); // 80MHz
```

```
IntEnable(INT_GPIOF_TM4C123);
```

```
while(1){
```

```
    switch (CHAVES)
```

```
    {
```

```
        case 0x10: //SW2 pressionado
```

```
            vel=100;
```

```
        break;
```

```
        case 0x01: //SW1 pressionado
```

```
            vel=200;
```

```
    break;
```

```
    }
```

```
    if(x==1)
```

```
    {
```

```
        for (b=0;b<=10000;b++)
```

```
        {
```

```
            //comando da fase U
```

```
            au=fase_r[b];
```

```
            if (au==1 && b<5000) // detecta quando está no semiciclo positivo e dispara quando aw
```

```
for 1, a saída do transistor Q1
```

```
            {
```

```
                PA2=0xff; // LIGAR para Q1
```

```
            }
```

```
        else
```

```
        {
```

```
            PA2=0x00; // DELIGAR para Q1
```

```
        }
```

```

    if (au==0 && b>=5000) // detecta quando está no semiciclo negativo e dispara quando aw
for zero, a saída do transistor Q4
    {
        PA3=0xff; // LIGAR para Q4
    }
else
    {
        PA3=0x00; // DELIGAR para Q4
    }
//au=0;
// comando da fase V
au=fase_s[b];
    if (au==1 && b>3333 && b<8333) // detecta quando está no semiciclo negativo e dispara
quando aw for 1, a saída do transistor Q1
    {
        PA4=0xff; // LIGAR para Q2
    }
else
    {
        PA4=0x00; // DELIGAR para Q2
    }

    if (au==0 && b<=3333) // detecta quando está no semiciclo negativo e dispara quando aw
for zero, a saída do transistor Q4
    {
        PA5=0xff; // LIGAR para Q4
    }
    else if (au==0 && b>=8333) // detecta quando está no semiciclo negativo e dispara
quando aw for zero, a saída do transistor Q4
    {
        PA5=0xff; // LIGAR para Q4
    }
else
    {

```

```

    PA5=0x00; // DELIGAR para Q4
}

// comando da fase W
au=fase_t[b];
if (au==0 && b>1666 && b<6666) // detecta quando está no semiciclo negativo e dispara
quando aw for 1, a saída do transistor Q1
{
    PA6=0xff; // LIGAR para Q3
}
else
{
    PA6=0x00; // LIGAR para Q3
}
if (au==1 && b<=1666) // detecta quando está no semiciclo negativo e dispara quando aw
for zero, a saída do transistor Q4
{
    PA7=0xff; // LIGAR para Q6
}
else if (au==1 && b>=6666)
{
    PA7=0xff; // LIGAR para Q6
}
else
{
    PA7=0x00; // DESLIGAR para Q6
}

SysCtlDelay(vel);
}
}
}
}

```