

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA/ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA/AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

CRISTIANO TEITI INOUE

DANILO SHOOJI HIGAKI

GUILERME TRAPP

**DESENVOLVIMENTO DE CONVERSOR PARA CHUVEIRO COM
AQUECIMENTO POR INDUÇÃO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2015

CRISTIANO TEITI INOUE

DANILO SHOOJI HIGAKI

GUILERME TRAPP

**DESENVOLVIMENTO DE CONVERSOR PARA CHUVEIRO COM
AQUECIMENTO POR INDUÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso Superior de Engenharia Industrial Elétrica com ênfase em Eletrotécnica e Automação Industrial do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica – DAELT – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Eng. Walter Denis Cruz Sanchez

CURITIBA

2015

Cristiano Teiti Inoue
Danilo Shooji Higaki
Guilherme Trapp

Desenvolvimento de Conversor para Chuveiro com Aquecimento Indutivo

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 11 de fevereiro de 2015.

Prof. Emerson Rigoni, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemahlen Gehrke Castagna, Mestre
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Walter Denis Cruz Sanchez, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Alceu André Badin, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Guilherme Moritz, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Walter Denis Cruz Sanchez, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

RESUMO

INOUE, Cristiano T.; HIGAKI, Danilo S.; TRAPP, Guilherme. **Desenvolvimento de conversor para chuveiro com aquecimento por indução**. 2015. 75 p. Trabalho de Conclusão de Curso – Engenharia Industrial Elétrica ênfase em Eletrotécnica/Automação Industrial. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.

Este trabalho consiste no desenvolvimento de um conversor para chuveiro com aquecimento da água por indução magnética. Baseando-se nos efeitos da indução magnética com suas perdas por histerese e correntes de Foucault, que fornece na saída do conversor uma tensão alternada chaveada em alta frequência, resultando em uma maior dissipação de calor de um núcleo ferromagnético aquecendo a água. Além disso, esse documento relata uma ampla abordagem sobre a estrutura e o funcionamento dos conversores CC-CA.

Palavras-chave: Aquecimento indutivo. Conversor de frequência. Indução eletromagnética. Conversor CC-CA

ABSTRACT

INOUE, Cristiano T.; HIGAKI, Danilo S.; TRAPP, Guilherme. **Development of a converter for a shower with induction heating**. 2015. 75 p. Trabalho de Conclusão de Curso – Engenharia Industrial Elétrica ênfase em Eletrotécnica/Automação Industrial. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.

This document is about the development of a converter to a shower with water heating by induction heating. Based on the effects of magnetic induction's losses by hysteresis and Foucault currents, that provides a switched high frequency alternating voltage on the converter's output, resulting in a higher heat dissipation by a ferromagnetic resulting on heating through the water. Besides, this document also reports a wide usage about the structure and operation of DC-AC converter.

Keywords: Induction heating. Frequency converter. Electromagnetic induction.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Aquecimento por indução.....	20
Figura 2 - Circuito magnético	21
Figura 3 – Circuito magnético série.....	22
Figura 4 – Circuito magnético paralelo.....	22
Figura 5 – Circuito magnético.....	25
Figura 6- Ciclo de histerese menos intenso	27
Figura 7 - Ciclo de histerese mais intenso.....	27
Figura 8 – Bobina de Indução	29
Figura 9 – Bobina de única espira.....	29
Figura 10 – Bobina helicoidal multiespira	30
Figura 11 – Bobina panqueca	30
Figura 12 – Retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo	32
Figura 13 – Conversor CC-CA de tensão em ponte completa	36
Figura 14 – 1ª etapa de funcionamento.....	36
Figura 15 – 2ª etapa de funcionamento.....	37
Figura 16 – 3ª etapa de funcionamento.....	37
Figura 17 – 4ª etapa de funcionamento.....	37
Figura 18 – Principais formas de onda do conversor CC-CA de tensão monofásico em ponte completa.....	38
Figura 19 – Representação <i>MOSFET</i>	41
Figura 20 – Circuito ressonante LC em série	42
Figura 21 – Relação $Z \times f$ do circuito ressonante LC em série	43
Figura 22 – Circuito do UC2525 no Proteus.....	44
Figura 23 – Sinais nos terminais 11 e 14 do oscilador UC2525 com duty cycle no máximo.....	45
Figura 24 – Sinais nos terminais 11 e 14 do oscilador UC2525 com variação no duty cycle	45
Figura 25 – Sinais nos terminais 11 e 14 do oscilador	46
Figura 26 – Sinais nos terminais 11 e 14 do oscilador UC2525 com período de 145 μs	46
Figura 27 – Circuito da simulação conversor CC-CA	47

Figura 28 – Formas de onda de tensão da simulação do inversor.....	48
Figura 29 – Circuito da simulação do inversor com optoacoplador	49
Figura 30 – Sinal do osciloscópio na carga da simulação do inversor com optoacoplador.....	49
Figura 31 – Circuito do retificador com filtro capacitivo	51
Figura 32 – Placa montada do retificador com filtro capacitivo	51
Figura 33 – Circuito do oscilador com SG3525	53
Figura 34 – Placa montada do oscilador com SG3525	54
Figura 35 – Pinos do IR2110.....	55
Figura 36 – Circuito do inversor com driver IR2110	56
Figura 37 – Placa montada do conversor CC-CA	56
Figura 38 – Ponte RLC medindo o indutor	57
Figura 39 – Banco de capacitores para a carga.....	58
Figura 40 – Conversor montado completo	60
Figura 41 – Sinal de tensão no oscilador com 103 kHz	61
Figura 42 – Sinal de tensão no oscilador com 185 kHz	62
Figura 43 – Gráfico do teste de frequência x potência.....	63
Figura 44 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com frequência máxima	63
Figura 45 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com frequência mínima	64
Figura 46 – Gráfico do teste de aquecimento por passagem.....	65
Figura 47 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com 200 VA.....	66
Figura 48 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com 300 VA.....	66
Figura 49 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com 400 VA.....	67
Figura 50 – Gráfico do teste de aquecimento por passagem com 775 VA	68
Figura 51 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com 775 VA.....	68
Figura 52 – Gráfico do teste de aquecimento por recirculação	69
Figura 53 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com vazão de 0,5 L/min	70
Figura 54 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com vazão de 1,5 L/min	70

LISTA DE ACRÔNIMOS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
<i>MOSFET</i>	Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor (do original <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
<i>IGBT</i>	Transistor Bipolar de Porta Isolada (do original <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
<i>PWM</i>	Modulação por Largura de Pulso (do original <i>Pulse Width Modulation</i>)
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica

LISTA DE SÍMBOLOS

Φ	Fluxo magnético
\mathfrak{R}	Relutância magnética
μ	Permeabilidade magnética
μ_0	Permeabilidade absoluta do vácuo
μ_r	Permeabilidade relativa do material
k_1	Constante para o material da chapa
k_h	Constante para o tipo de material empregado
x	Coefficiente de Steinmetz
π	Razão entre o perímetro e o diâmetro de uma circunferência
e	Constante de Euler
Ω	Resistência Elétrica

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 TEMA	13
1.1.1 Delimitação do tema	13
1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS	14
1.3 OBJETIVOS	14
1.3.1 Objetivo geral	14
1.3.2 Objetivos específicos	14
1.4 JUSTIFICATIVA	15
1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	15
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO	16
2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS	17
2.1 CHUVEIROS ELÉTRICOS	17
2.1.1 Chuveiros resistivos domésticos	17
2.1.2 Aspectos térmicos dos chuveiros	17
2.1.3 Aspectos de consumo	18
2.2 AQUECIMENTO POR INDUÇÃO	19
2.2.1 Princípios físicos do aquecimento por indução	19
2.2.2 Circuito magnético	21
2.2.3 Perdas por correntes de foucault	25
2.2.4 Perdas por histerese	26
2.2.5 Efeito pelicular	28
2.2.6 Bobinas de indução para aquecimento	28
2.2.7 Tipos de bobinas	29
2.2.7.1 Bobina de única espira	29
2.3 CONVERSORES	31
2.3.1 Conversores CA-CC	32
2.3.1.1 Conversor CA-CC com diodos em ponte completa e filtro capacitivo	32
2.3.2 Conversores CC-CA	34
2.3.2.1 Conversor CC-CA de tensão	35
2.3.3 MOSFET	41
2.4 CIRCUITOS RESSONANTES LC	42
3 SIMULAÇÕES	44

3.1 PWM.....	44
3.2 INVERSOR	47
4 DIMENSIONAMENTO.....	50
4.1 CONVERSOR CA-CC.....	50
4.2 CIRCUITO OSCILADOR OU MODULADOR PWM	52
4.3 CONVERSOR CC-CA.....	54
4.4 CARGA	56
5 TESTES PRÁTICOS DO ESQUEMÁTICO	60
5.1 CIRCUITO OSCILADOR.....	61
5.2 LEVANTAMENTO DA CURVA FREQUÊNCIA X POTÊNCIA	62
5.3 AQUECIMENTO DE ÁGUA POR PASSAGEM.....	65
5.4 AQUECIMENTO DE ÁGUA POR RECIRCULAÇÃO	69
6 CONCLUSÃO	71
7 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	73
8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	74

1 INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência tem se tornado nas últimas décadas uma das áreas mais importantes e ativas na engenharia em geral. Inovando e desenvolvendo tecnologias amplamente utilizadas em todos os setores (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

Desde a década de 60, os conversores CC-CA têm passado por vários aprimoramentos principalmente após o desenvolvimento de microprocessadores e semicondutores, sendo de extrema importância sua aplicação em diversos campos da engenharia. Também chamados de conversores de frequência na indústria, esse equipamento tem a função de converter uma tensão contínua em uma tensão alternada com tensão e frequência diferentes (MATHEUS, 2014).

Realizam um tratamento eletrônico da energia elétrica visando obter a tensão e a frequência apropriadas para tornar o uso mais eficiente possível, também possuem grande utilidade para o controle de velocidade em motores de indução trifásicos e de corrente contínua.

Quanto ao tipo, podem ser monofásicos ou trifásicos e uma das técnicas de controle mais usadas é o PWM (*Pulse Width Modulation* ou Modulação por Largura de Pulso) que determina os tempos de chaveamento dos semicondutores.

O aquecimento por indução eletromagnética é aplicado por indústrias desde a década de 20, e durante a Segunda Guerra Mundial a tecnologia teve um grande salto para atender as urgências da época. Hoje, com circuitos acoplados através de sistemas controlados, a tecnologia de aquecimento por indução alcança novas áreas para atuação (GH ELECTROTERMIA, 2011).

O funcionamento do aquecimento por indução se dá basicamente pelas correntes de Foucault e histerese. Correntes de Foucault, também conhecidas como correntes parasitas, são aquelas correntes que são induzidas em um material ferromagnético quando este fica sujeito a um fluxo magnético variável. Já o efeito da histerese ocorre pela dissipação de uma potência na forma de calor quando os domínios magnéticos do material condutor se alinham devido a presença de um campo magnético externo. Esses dois efeitos irão causar o aquecimento do material

ferromagnético, para que este possa dissipar calor resultando no aquecimento da água para chuveiro.

Antes do surgimento do aquecimento por indução, as formas mais usadas de aquecimento eram através de resistência elétrica. As aplicações do aquecimento indutivo eram largamente utilizados na indústria siderúrgica (fornos de indução) podendo atingir a temperatura de 330°C em apenas 6 segundos, na indústria automotiva para aquecimento de componentes mecânicos e finalmente em aplicações domésticas como a utilização em fogões (GH ELECTROTERMIA, 2011).

1.1 TEMA

1.1.1 Delimitação do tema

A abrangência do seguinte trabalho trata do desenvolvimento de um conversor para chaveamento em altas frequências, favorecendo assim, as perdas por correntes de Foucault e histerese no interior do aquecedor do chuveiro que são induzidas pelo campo magnético das bobinas.

Este conversor consiste primeiramente por um retificador monofásico de onda completa CA-CC, seguido de um conversor CC-CA em ponte completa, composto por dois pares de semicondutores (em antiparalelo com diodos de roda-livre). Sua estrutura é utilizada para altas potências com níveis de tensão e corrente menores nos semicondutores. Este conversor provocará uma variação de tensão na carga indutiva induzindo os efeitos de perda. Os semicondutores utilizados no inversor para realizar a comutação em alta frequência poderão ser MOSFETs ou IGBTs. Para a escolha de qual semicondutor usar, serão utilizados os parâmetros de níveis de tensão, correntes e frequência para cálculos e simulações. Para o chaveamento será utilizado um oscilador.

1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

No presente trabalho será desenvolvido o conversor tipo ponte completa para aplicação no aquecimento de água com variáveis saltos de temperatura (chuveiro).

O foco do problema será a confecção do conversor de maneira a se conseguir altas frequências de chaveamento sem perdas de potência, e uma eficiente troca de calor com a água.

No ensino acadêmico não é possível encontrar disciplinas orientadas ao aquecimento por indução. Esse trabalho busca também despertar o interesse nas áreas de eletrônica de potência, eletromagnetismo e circuitos elétricos.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo geral

Desenvolver um conversor em alta frequência para utilização em chuveiros com aquecimento por indução.

1.3.2 Objetivos específicos

- Estudar conceitos teóricos de aquecimento por indução;
- Estudar conceitos teóricos de conversores CA-CC e CC-CA baseados em eletrônica de potência;
- Projetar o circuito de potência do conversor CA-CC;
- Projetar o circuito de potência do conversor CC-CA;
- Projetar o circuito de controle do conversor CC-CA;

- Definir componentes para o aquecimento indutivo;
- Validar e caracterizar o circuito.

1.4 JUSTIFICATIVA

A eficiência energética está crescendo gradativamente em várias aplicações, porém isso não ocorre em chuveiros residenciais, onde o aquecimento resistivo está presente há muito tempo e não se tem notado inovações nesses aparelhos domésticos. Segundo NETO (2013) estes representam cerca de 67,7% dos domicílios no Brasil sendo o maior vilão entre os eletrodomésticos tratando-se de consumo de energia elétrica.

Propõem-se uma solução alternativa aos chuveiros com aquecimento resistivo, desenvolver uma alternativa técnica que supra esta necessidade sem mudar a sua aplicação, projetar um conversor que atenda as necessidades de modo seguro.

O desenvolvimento de um conversor que atenda as necessidades do chuveiro indutivo do através do dimensionamento do projeto de modo que fique acessível e viável à todos no futuro. Aprofundar através de estudos e simulações qual a faixa de frequência a ser utilizado para um salto de temperatura de até 40 graus *celsius* que é adequado a chuveiros de uso doméstico. (RUDNEV, LOVELESS, *et al.*, 2003)

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

- Levantamento bibliográfico de tópicos de aquecimento por indução, com consultas em artigos, livros, dissertações, trabalhos de conclusão de curso, monografias;
- Levantamento bibliográfico de tópicos de conversores estáticos baseados em eletrônica de potência, estudo sobre os inversores de

tensão em ponte completa e também consulta em artigos, livros, dissertações, trabalhos de conclusão de curso, monografias;

- Cálculo e dimensionamento das grandezas elétricas para aquisição dos componentes a serem utilizados no protótipo com a utilização de simuladores disponíveis;
- Desenvolvimento do projeto do conversor com saída em alta frequência, incluindo o circuito do retificador CA-CC e inversor CC-CA;
- Testes de validação e caracterização do circuito.

Os trabalhos foram executados no laboratório em uma bancada com os equipamentos necessários. Ocorrerá a utilização de pacotes tais como *PSIM*, *Proteus*, *MatLab* e *Multisim* para propósitos de simulação. Também foi realizado o uso de softwares que auxiliem na confecção dos circuitos impressos como *EAGLE* e *OrCAD*.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Nosso trabalho consistirá nas seguintes etapas:

- Capítulo 1: Introdução, objetivos, delimitação do tema e justificativa;
- Capítulo 2: Fundamentação teórica;
- Capítulo 3: Dimensionamento;
- Capítulo 4: Simulações;
- Capítulo 5: Testes práticos;
- Capítulo 6: Conclusão;
- Capítulo 7: Sugestões de trabalhos futuros;
- Capítulo 8: Referências bibliográficas.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1 CHUVEIROS ELÉTRICOS

2.1.1 Chuveiros resistivos domésticos

Considerado um produto genuinamente brasileiro, o chuveiro resistivo surgiu no início do século XX como uma alternativa barata e simples para o aquecimento de água devido a matriz energética do país naquela época, mesmo com os problemas de choques elétricos devido a negligência dos fabricantes e consumidores em relação a segurança (NETO, 2013).

Em meados da década de 50, o chuveiro elétrico automático foi criado pelos irmãos Lorenzetti que foi um marco histórico não só para empresa mas para o país (LORENZETTI S.A., 2014). Mas foi somente nos anos 60, com o uso intensivo do plástico que esses aparelhos se tornaram agradáveis esteticamente, e permitindo melhor isolamento elétrico, o que contribuiu muito para uma segurança eficiente e uso adequado do aparelho (HISTÓRIA DE TUDO, 2014).

Devido a impossibilidade logística de canalizações de gás a tecnologia de aquecimento de passagem não foi alavancada, consagrando o chuveiro resistivo como o mais popular e utilizado eletrodoméstico no Brasil, e esta concepção permanece até hoje, já que este está presente em 67,6% das residências brasileiras (NETO, 2013).

2.1.2 Aspectos térmicos dos chuveiros

Caracterizado por aquecimento resistivo, possui um filamento espiralado composto por ligas de metais de alto ponto de fusão que é submetido a uma corrente elétrica provocando o efeito Joule e por consequência a dissipação de calor para o meio (NETO, 2013).

2.1.3 Aspectos de consumo

Segundo NETO (2013), o chuveiro elétrico é bastante utilizado no Brasil, principalmente na região Sul e Sudeste onde mais de 80% dos domicílios utilizam esse tipo de aparelho para aquecimento da água, se tornando um dos maiores vilões no consumo de energia elétrica, pois requer muita energia para esquentar o fluido. Hoje já existem chuveiros com potências de até 8800 watts, valor muito superior se comparado aos outros eletrodomésticos presentes na maioria das residências.

Antes de adotar medidas que visam economizar o consumo de energia elétrica é essencial entender como tal consumo é calculado. Os parâmetros que determinam o consumo de energia são a potência do chuveiro elétrico, na qual varia de acordo com o aquecimento do chuveiro, e outro fator é o tempo que se utiliza o aparelho doméstico conforme a equação (1) (ANEEL, 2014).

$$c = \frac{P}{1000} \times t \quad (1)$$

Onde:

c = consumo total [kWh];

P = potência [W];

t = tempo [h];

2.1.4.2 Fatores que influenciam na temperatura da água no chuveiro

- Potência elétrica que o chuveiro fornece de acordo com o fabricante;
- Fluxo de água (vazão) que passa no chuveiro;
- Temperatura inicial da água antes de ser aquecida.

2.2 AQUECIMENTO POR INDUÇÃO

Se baseia em um método para aplicar calor de maneira rápida e eficiente em aplicações industriais onde se exige união ou alteração nas propriedades de metais ou outros materiais condutores de eletricidade. Tal processo de aquecimento se dá pela corrente elétrica induzida no material que irá gerar calor, assim, o aquecimento indutivo se torna uma das formas mais simples e econômicas para tratamento térmico e ensaios de materiais (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

A tecnologia de indução foi fortemente desenvolvida na época das grandes guerras. Recentemente o foco está na manufatura e manipulação de peças sólidas com grande controle de potência garantindo alta qualidade do produto final (GH ELECTROTERMIA, 2011).

2.2.1 Princípios físicos do aquecimento por indução

Os equipamentos que compõem um sistema de aquecimento indutivo são: fonte de alimentação CA, bobina de indução e a peça de trabalho que é o material a ser aquecido. A fonte CA gera uma corrente alternada que irá gerar um campo magnético na bobina, quando a peça de trabalho é posta no meio da bobina, o campo magnético induz correntes parasitas que flui contra a resistividade do material da mesma aquecendo-a (cabe ressaltar que não existe contato físico entre a peça e a bobina de indução. A figura 1 mostra o material a ser aquecido dentro de uma bobina) (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

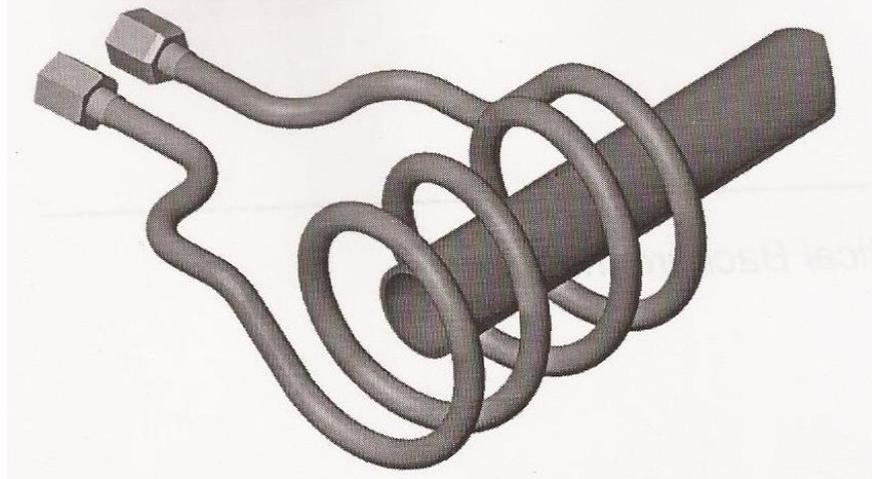


Figura 1 – Aquecimento por indução
Fonte: Rudnev (2003).

Existe uma relação entre a frequência do campo magnético e a profundidade de penetração na peça, até 30 kHz é considerada frequência baixa, sendo eficaz em materiais espessos que exigem aquecimento profundo no interior do material. Já em frequência entre 100 e 400 kHz, se torna conveniente em peças pequenas ou com alta penetração superficial. Quanto maior a frequência, maior a taxa específica de calor (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

Devido ao fenômeno do ciclo de histerese, os materiais ferromagnéticos respondem melhor ao aquecimento indutivo. Esses materiais resistem aos campos magnéticos de alta variação na bobina de indução resultando em atrito e gerando aquecimento por histerese além do aquecimento por correntes parasitas (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

Pode-se afirmar que materiais ferromagnéticos possuem alta permeabilidade magnética, enquanto que materiais não-magnéticos têm permeabilidade magnética baixa. As perdas por histerese ocorrem em temperaturas abaixo da de Curie que quando atingida, o material perde suas propriedades magnéticas (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

Dependendo da frequência, o fluxo de corrente induzida fica mais intenso na superfície da peça (efeito pelicular) e diminui à medida que a profundidade aumenta. 80% de todo calor gerado se concentra na superfície (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

2.2.2 Circuito magnético

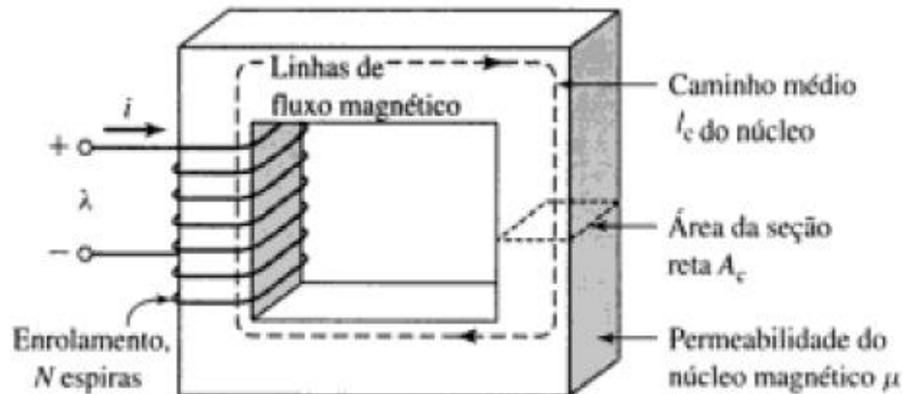


Figura 2 - Circuito magnético
Fonte: Fitzgerald (2006).

Em um circuito magnético composto por um material ferromagnético de permeabilidade constante, o fluxo magnético φ seguirá o caminho entre o núcleo e o entreferro (conforme a figura 2) e a relação entre a indutância L e a corrente i se dá pela equação (2) (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

$$L = \frac{N\Phi}{i} \quad (2)$$

Onde:

L = indutância [H];

N = número de espiras;

Φ = fluxo magnético [Wb];

i = corrente elétrica [A];

A indutância é proporcional ao número de espiras e inversamente proporcional à corrente, e sua unidade é dada em henrys. A permeabilidade de materiais ferromagnéticos pode chegar a dezenas de milhares de vezes que a permeabilidade do ar, assim o fluxo magnético está concentrado em caminhos muito bem definidos pelos domínios magnéticos do material (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

Em materiais ferromagnéticos podem ser encontradas vários tipos de características que em geral é definido pela curva $B \times H$ (curva de histerese). As perdas por histerese e por correntes parasitas são funções da intensidade de fluxo, da frequência de operação e também da propriedade do material. Existem duas formas de perdas associadas ao fluxo magnético variável no tempo, o primeiro é o aquecimento ôhmico devido às correntes induzidas no material do núcleo. Pela lei de Faraday o campo magnético variável produz um campo elétrico que por sua vez gera uma corrente induzida (correntes de Foucault) que circulam no núcleo do material e se opõem às mudanças da densidade de fluxo (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

Segundo WOLSKI (2005), um circuito magnético é um percurso definido para o fluxo magnético, normalmente constituído de material ferromagnético. Há dois tipos de circuito magnético: série e paralelo. No primeiro o fluxo se concentra pelo material ferromagnético e no último o fluxo se divide pelos dois braços, a figura 3 ilustra o circuito série, e a figura 4 o paralelo.

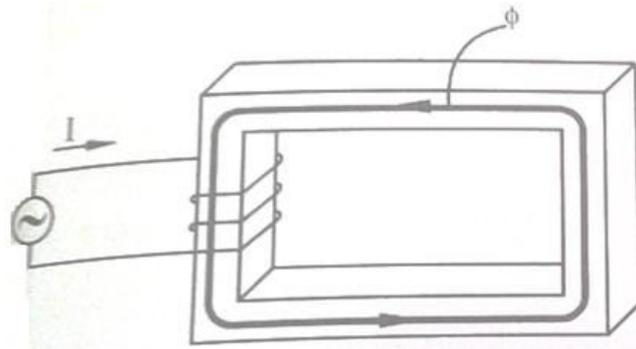


Figura 3 – Circuito magnético série
Fonte: Wolski (2005).

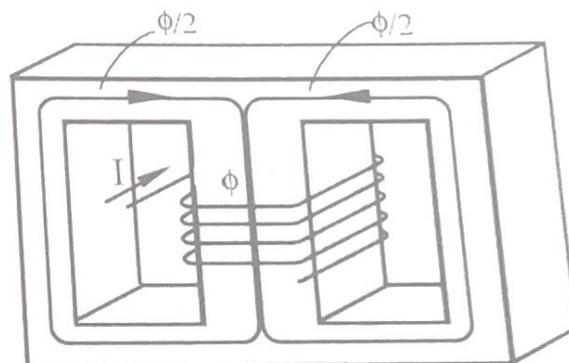


Figura 4 – Circuito magnético paralelo
Fonte: Wolski (2005).

Para compreender o funcionamento de um circuito magnético pode-se fazer analogia com o circuito elétrico, assim, a corrente elétrica, que também é chamado de fluxo de cargas, no circuito elétrico desempenha a mesma função que o fluxo magnético (WOLSKI, 2005).

Quanto à fonte de tensão de um circuito elétrico que se dá pela força eletromotriz (fem), no circuito magnético esta tem analogia com a força magnetomotriz (fmm). O fluxo magnético de uma bobina é gerado a partir de uma corrente elétrica e esta é proporcional ao número de espiras, portanto, quanto maior a corrente maior será o fluxo magnético e a força magnetomotriz. A força magnetomotriz é a grandeza que gera o fluxo magnético em um circuito que está representado pela equação (3) (WOLSKI, 2005).

Assim pode-se afirmar que:

$$fmm = N \times I \quad (3)$$

Onde:

fmm = força magnetomotriz [Ae];

N = número de espiras;

I = intensidade de corrente [A];

Os circuitos magnéticos têm facilidade para a passagem de fluxo, no entanto, todo material magnético apresenta uma resistência a essa passagem que se chama relutância magnética sendo análoga, portanto, a resistência elétrica de um circuito elétrico. A relutância depende de fatores como seção e comprimento do material constituinte do núcleo de acordo com a equação conforme a equação (4) (WOLSKI, 2005).

$$R = \frac{l}{\mu S} \quad (4)$$

Onde:

R = relutância magnética [A/Wb];

l = comprimento médio do circuito magnético [m];

S = seção transversal do núcleo [m²];

μ = permeabilidade magnética [H/m];

Obs: $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$

μ_0 = permeabilidade absoluta do vácuo;

μ_r = permeabilidade relativa do material;

Da mesma forma da Lei de Ohm em circuitos elétricos dada pela relação da equação (5) (WOLSKI, 2005).

$$I = \frac{fem}{R} \quad (5)$$

Onde:

fem = força eletromotriz gerada [V];

R = resistência elétrica [Ω];

Pode-se atribuir grandezas análogas para o circuito magnético, conforme a equação (6) (WOLSKI, 2005).

$$\Phi = \frac{fmm}{R} \quad (6)$$

Onde:

Φ = fluxo magnético;

fmm = força magnetomotriz;

R = relutância magnética;

Mais uma equação pode ser obtida para a força magnetomotriz a partir da equação (7) de campo H para um solenóide toroidal (WOLSKI, 2005).

$$H = \frac{NI}{l} \quad (7)$$

Onde:

H = campo magnético [A/m];

Mas de acordo com a equação (3), obtem-se a equação (8) (WOLSKI, 2005).

$$fmm = H l \quad (8)$$

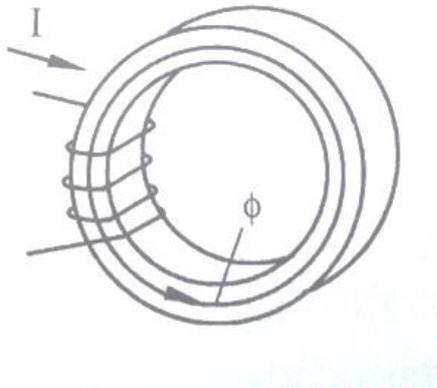


Figura 5 – Circuito magnético.
Fonte: Wolski (2005).

2.2.3 Perdas por correntes de foucault

De acordo com a Lei de Faraday, um fluxo variável no tempo induz uma força eletromotriz. Esse fenômeno ocorre no núcleo magnético uma vez que a corrente alternada provoca a circulação de correntes parasitas causando aquecimento do núcleo (WOLSKI, 2005).

Essas perdas ocorrem também em motores de corrente alternada, transformadores, reatores, contadores, etc. Segundo WOLSKI (2005), todo condutor apresenta uma resistência, portanto, as correntes parasitas geram aquecimento no núcleo, causando perdas de acordo com a equação (9) da potência elétrica.

$$P = R \times I^2 \quad (9)$$

Onde:

P = potência elétrica [W];

R = resistência elétrica [Ω];

I = corrente elétrica [A];

As perdas por correntes de Foucault podem ser obtidas através da equação (10) (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

$$P_F = k_1 \times t^2 \times B^2 \times f^2 \times V \quad (10)$$

Onde,

k_1 = constante para o material da chapa [Js/T²m⁵];

t = espessura da chapa [mm];

B = indução nominal [T];

f = frequência [Hz];

V = volume do ferro [m³];

P_F = perdas por correntes de Foucault [W];

2.2.4 Perdas por histerese

As perdas por histerese surgem devido ao atrito interno entre os domínios magnéticos que sofrem influência na orientação causado pelo campo magnético em que é submetido. Conseqüentemente, esse atrito aquece o núcleo dissipando calor para o meio. Tal aquecimento ocorre devido às variações do fluxo magnético que variam de forma senoidal. Como exemplo, na frequência de 60 Hz, haverá 60 ciclos de histerese do material a cada segundo, portanto, esse tipo de perda tem relação direta com a frequência e também depende das características do material (WOLSKI, 2005).

A curva de histerese de um determinado material é resultante da relação entre a indução magnética [B] e o campo magnético [H], onde a área interna da curva está diretamente relacionada as perdas de energia por histerese. A equação (11) representa a potência dissipada por histerese (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

$$P_h = k_h \times B^x \times f \times V \quad (11)$$

Onde:

P_h = perdas por histerese [W];

V = volume do material sujeito à variação de fluxo [m^3];
 k_h = constante para o tipo de material empregado [J/Wb];
 B = indução nominal [T ou Wb/m^2];
 f = frequência [Hz];
 x = coeficiente de STEINMETZ (1,6 a 2,0);

Constata-se que quanto maior a área de histerese maior será a perda pela mesma. A figura 6 mostra uma curva com pouca perda por histerese, e a figura 7 a curva de um material com alta perda de energia por histerese. Materiais com ciclo de histerese com maior área requerem maior atrito interno entre os domínios durante as inversões do campo magnético (WOLSKI, 2005).

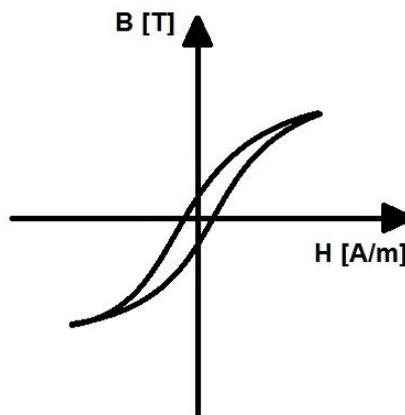


Figura 6- Ciclo de histerese menos intenso
 Fonte: Autoria própria (2014).

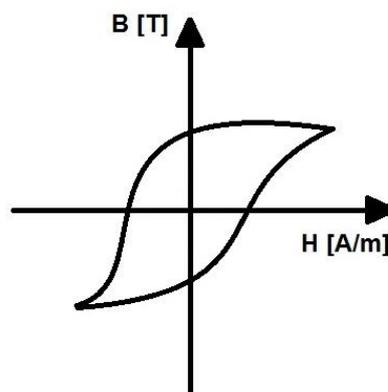


Figura 7 - Ciclo de histerese mais intenso
 Fonte: Autoria própria (2014).

Uma das aplicações para as perdas por histerese, é a hipertermia magnética que consiste na elevação da temperatura de nanopartículas com o intuito de eliminar células cancerígenas (SANTOS, 2007).

2.2.5 Efeito pelicular

Quando uma corrente alternada flui através de um fio, esta não se distribui uniformemente na seção transversal e varia de acordo com a frequência desse sinal, seu campo elétrico gerado e a condutividade elétrica do material. A densidade de corrente varia dentro da seção transversal, sendo máxima na superfície, e a essa concentração máxima dá-se o nome de efeito pelicular ou efeito Kelvin. Esses efeitos provocam o aumento da resistência elétrica do condutor, ocasionando em uma maior perda por efeito joule e também modificações da reatância indutiva interna (ROBERT, 2000).

Utilizar condutores ocios ou cabos isolados entrelaçados atenua o efeito pelicular que por sua vez pode ser medido como uma grandeza métrica δ chamada de espessura pelicular (ROBERT, 2000).

2.2.6 Bobinas de indução para aquecimento

Também conhecida como indutor, são amplamente utilizadas em sistemas de aquecimento por indução em indústrias. Podem ser de vários formatos principalmente helicoidal (solenóide). São condutores de cobre arrefecidos por água constituído por um tubo também de cobre que confere a forma pela qual será a bobina (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

É utilizada para transferir energia da fonte de alimentação do aquecimento indutivo gerando um campo eletromagnético alternado. Esse campo fornece uma corrente que circula na peça que será aquecida através da resistividade da peça.

Outro tipo de aquecimento que pode ser obtido é o aquecimento por histerese que ocorre quando a peça a ser aquecida é de material ferromagnético, assim a energia é gerada no interior do material aquecido pelo campo magnético alternado com a constante alteração da polaridade magnética. A figura 8 é um exemplo de uma bobina de indução (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

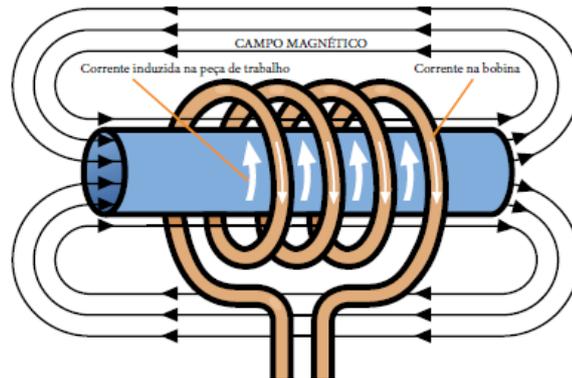


Figura 8 – Bobina de Indução
Fonte: Ambrell (2014).

2.2.7 Tipos de bobinas

2.2.7.1 Bobina de única espira

São ideais para o aquecimento de uma peça com faixa estreita ou na ponta da mesma, além disso são usadas para tratamento térmico com alta precisão. A figura 9 é um exemplo desse tipo de espira (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

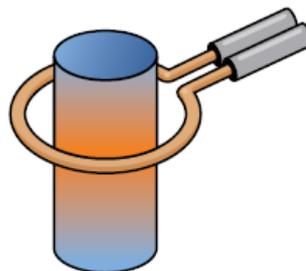


Figura 9 – Bobina de única
espira
Fonte: Ambrell (2014).

2.2.7.2 Bobina helicoidal multiespira

Também chamado de solenóide é o tipo mais eficiente e usado. A caracterização do aquecimento é dado através do número de espiras. Esse aquecimento é progressivo e uniforme. A figura 10 exemplifica essa bobina (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).



Figura 10 – Bobina helicoidal multiespira
Fonte: Ambrell (2014).

2.2.7.3 Bobina Panqueca

As bobinas panquecas são utilizadas para a necessidade de aquecer apenas um lado da peça ou quando não é possível contornar a peça a ser aquecida. A figura 11 exemplifica essa bobina (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

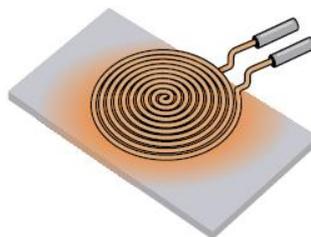


Figura 11 – Bobina panqueca
Fonte: AMBRELL

2.3 CONVERSORES

A Eletrônica de Potência é uma ciência que estuda basicamente os conversores estáticos, e com o desenvolvimento do tiristor nos laboratórios americanos da General Electric por volta da década de 60, teve seu crescimento e importância alavancados em diversas áreas da engenharia. Antigamente, essa busca pelo controle do fluxo de energia se dava pela utilização de interruptores como relés, reatores com núcleo saturáveis e contadores, mas com o crescimento da tecnologia surgiram os interruptores eletrônicos como: diodos, tiristores, MOSFETs, IGBTs e GTOs, proporcionando novas possibilidades para os conversores estáticos. A principal função dos conversores é a de processar um sinal de energia elétrica (tensão, corrente, frequência) através de seu chaveamento (BARBI, 2006).

Os conversores tem diversas aplicações em ambientes residenciais, comerciais e industriais. Algumas de suas aplicações que podem ser citadas atualmente são: (BARBI, 2006)

- Fontes chaveadas;
- Controle de motores;
- Carregadores de bateria;
- Compensador estático para potência reativa;
- Filtros ativos de potência;
- Transmissão em corrente contínua;
- Reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes;

Basicamente, pode-se dizer que há 4 categorias de conversores: CC-CC, CA-CC, CC-CA e CA-CA, que tratam um sinal de entrada das mais variadas formas possíveis através do chaveamento eletrônico. E dentro de cada uma dessas categorias, ainda há muitas topologias diferentes existentes. Conversores podem agir nas amplitudes de tensão e corrente, característica da tensão ou corrente em ser contínua ou alternada, e também no valor da frequência desse sinal (BARBI, 2006). Porém o presente trabalho abordará apenas uma topologia específica do conversor CA-CC e uma do CC-CA.

2.3.1 Conversores CA-CC

Também conhecidos como retificadores, esses conversores CA-CC são utilizados para converter um sinal de uma fonte alternada, em uma fonte de energia contínua. Possuem vários tipos de topologias e são muito utilizados em diversas aplicações (BARBI, 2006).

2.3.1.1 Conversor CA-CC com diodos em ponte completa e filtro capacitivo

Seu princípio de funcionamento é igual a todos os outros retificadores. Converte uma fonte de energia alternada em contínua através do chaveamento por semicondutores, neste caso, diodos. A figura 12 representa um conversor CA-CC com diodos em ponte completa e com filtro capacitivo.

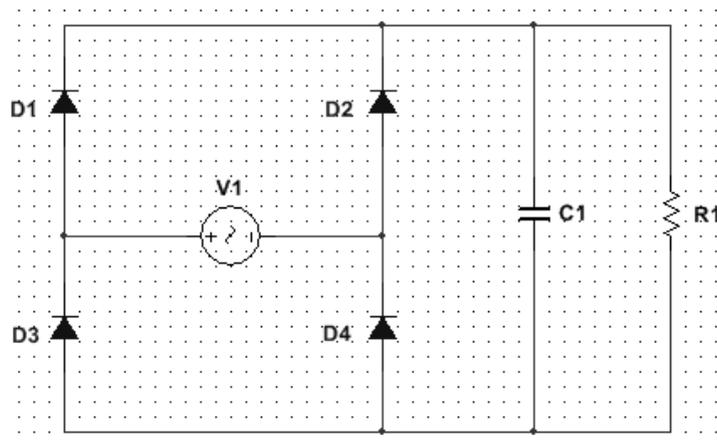


Figura 12 – Retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo
Fonte: Autoria própria (2014).

Nessa topologia do retificador monofásico o valor médio da tensão na carga pode ser calculado pela equação (12), a tensão de pico na carga pela equação (13), a corrente média na carga pela equação (14) e o valor eficaz da corrente na carga pela equação (15): (BARBI, 2006)

$$V_{Lmed} = \frac{2\sqrt{2}V_0}{\pi} = 0,9 \times V_0 \quad (12)$$

$$V_{Pico} = \sqrt{2} \times V_0 \quad (13)$$

$$I_{Lmed} = \frac{0,9 \times V_0}{R} \quad (14)$$

$$I_{Lef} = \frac{V_0}{R} \quad (15)$$

Onde:

R = resistência da carga [Ω];

V_0 = tensão eficaz [V];

O funcionamento do filtro capacitivo ocorre de maneira que durante o período em que a tensão da fonte é maior que a do capacitor, ocorre o carregamento do capacitor, e essa energia armazenada nele é que alimenta a carga durante o tempo em que a tensão da fonte decresce. Pode-se calcular o intervalo de condução dos diodos ou tempo de recarga do capacitor pela equação (16), a equação (17) calcula o valor da corrente de pico durante o tempo de recarga do capacitor, e a equação (18) demonstra o cálculo do valor de um capacitor para se obter uma determinada ondulação (BARBI, 2006).

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{Cmin}}{V_{pk}}\right)}{2 \times \pi \times f} \quad (16)$$

$$I_P = \frac{C \times \Delta V}{t_c} = \frac{C(V_{pk} - V_{Cmin})}{t_c} \quad (17)$$

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (18)$$

Onde:

V_{Cmin} = tensão mínima que o capacitor chega com seu descarregamento [V];

V_{pk} = tensão de pico do capacitor [V];

f = frequência [Hz];

É importante observar os esforços que haverá nos diodos do retificador e no capacitor do filtro. A equação (19) mostra a tensão reversa máxima e a equação (20) a corrente de pico máximo nos diodos. Já a equação (21) representa a tensão máxima no capacitor.

$$V_{Dmax} = \sqrt{2} \times V_0 \quad (19)$$

$$I_{Dmax} = I_P \quad (20)$$

$$V_{Cmax} = V_{pk} = \sqrt{2} \times V_0 \quad (21)$$

Onde:

V_0 = tensão eficaz [V];

I_P = corrente de pico durante a de recarga do capacitor [A];

V_{pk} = tensão de pico do capacitor [V];

2.3.2 Conversores CC-CA

Também conhecidos como inversores com forma de onda quadrada são de construção mais simples e mais baratos no mercado, porém, as desvantagens desses conversores estão na alta taxa de distorção harmônica (THD) que é superior a 40%, resultando na baixa eficiência de 60 a 80%. Outro fator indesejável é a baixa regulação do pico de tensão (SILVA, SILVA, *et al.*, 2013).

Basicamente o inversor é constituído de uma entrada CC, possui um par de chaves estáticas semicondutoras (conversor CC-CA em meia ponte) ou dois pares de chaves estáticas semicondutoras (conversor CC-CA em ponte completa ou ponte H). A topologia da ponte H é que será abordada no desenvolvimento deste trabalho (BARBI e MARTINS, 2008).

As chaves estáticas semicondutoras mais utilizadas nos circuitos conversores CC-CA são MOSFETs e IGBTs, todas controladas na entrada em condução como no bloqueio do sinal de referência (BARBI e MARTINS, 2008).

Um conversor CC-CA em ponte completa é constituído de 4 chaves estáticas semicondutoras. Uma das grandes vantagens dessa estrutura, é que se comparada com outras topologias ela consegue menores níveis de tensão e corrente nos semicondutores (BARBI e MARTINS, 2008).

2.3.2.1 Conversor CC-CA de tensão

São os mais utilizados na indústria atualmente, devido à facilidade de encontrar fontes estáveis de tensão como bancos de baterias e painéis solares fotovoltaicos. Estes conversores controlam o fluxo de energia para a carga, modulando os níveis de tensão e frequência na sua saída (BARBI e MARTINS, 2008).

Neste tipo de conversor será basicamente abordado o conversor monofásico em ponte completa.

2.3.2.1.1 Conversor CC-CA de tensão em ponte completa

Conhecido também como inversor em ponte H, possui dois braços inversores, acompanhados por seus respectivos diodos em antiparalelo. Indicado para circuitos de alta potência, pois tensões e correntes provocam menos esforços nas chaves estáticas, mas em contra partida um numero maior de chaves estáticas encarece o valor do projeto. Na figura 13 esta representado um conversor CC-CA monofásico em ponte com carga RL (BARBI e MARTINS, 2008).

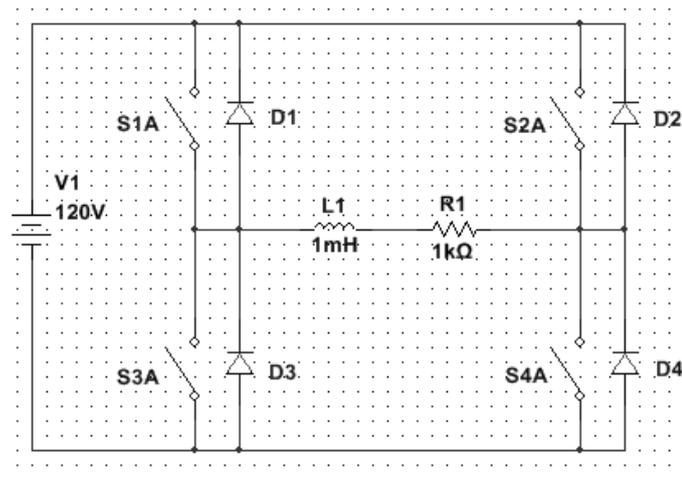


Figura 13 – Conversor CC-CA de tensão em ponte completa
Fonte: Autoria própria (2014).

Seu funcionamento é constituído por 4 etapas, onde na 1ª etapa (figura 14) as chaves S1 e S4 estão fechadas conduzindo corrente para a carga e consequentemente tensão $+E$. Na 2ª etapa (figura 15) nenhuma das chaves conduz, porém os diodos de roda-livre D2 e D3 conduzem devido ao atraso da corrente tipicamente provocado por uma carga indutiva, descarregando no resistor ficando a carga com tensão $-E$. Já na 3ª etapa (figura 16) atuam as chaves S2 e S3, conduzindo fluxo de corrente para a carga e com tensão ainda de $-E$. Na 4ª etapa (figura 17) é similar a 2ª, porém que conduz agora será os diodos D1 e D4 e consequentemente a tensão na carga ficará $+E$, reiniciando o ciclo de trabalho deste conversor (BARBI e MARTINS, 2008).

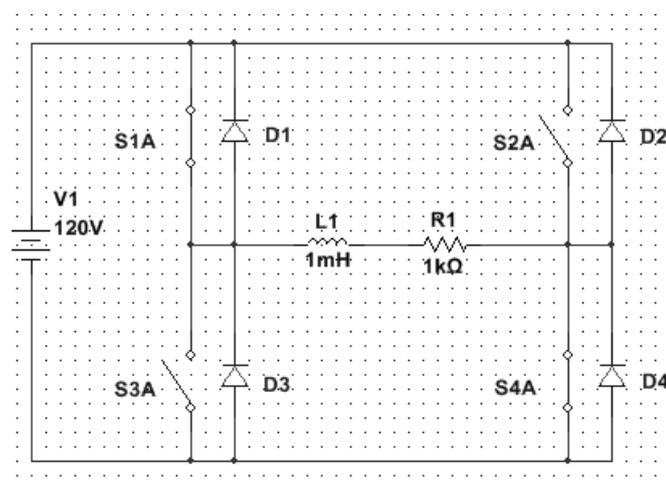


Figura 14 – 1ª etapa de funcionamento
Fonte: Autoria própria (2014).

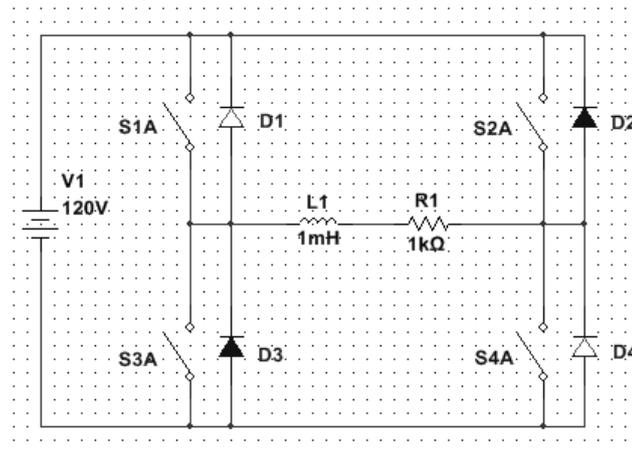


Figura 15 – 2ª etapa de funcionamento.
Fonte: Autoria própria (2014).

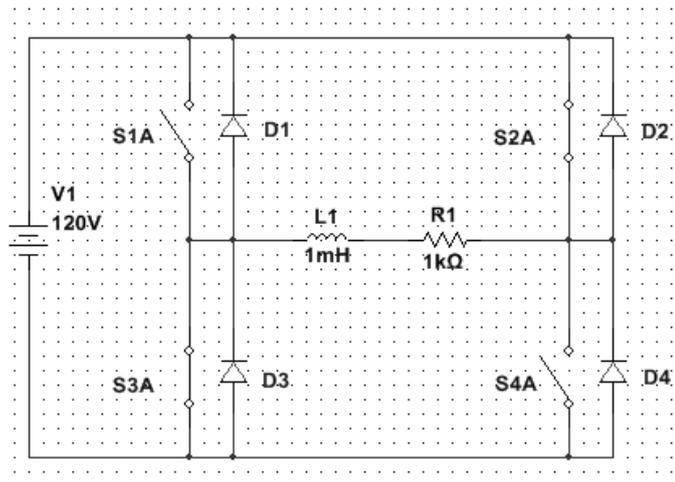


Figura 16 – 3ª etapa de funcionamento
Fonte: Autoria própria (2014).

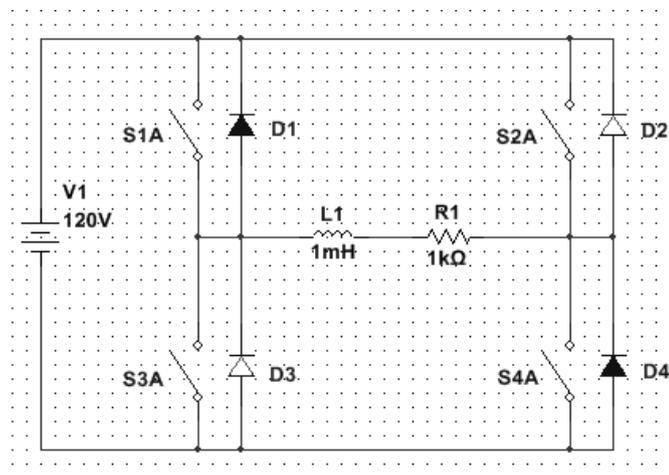


Figura 17 – 4ª etapa de funcionamento.
Fonte: Autoria própria (2014).

A figura 18 demonstra os sinais de onda do comportamento do conversor CC-CA de tensão monofásico em ponte completa (BARBI e MARTINS, 2008).

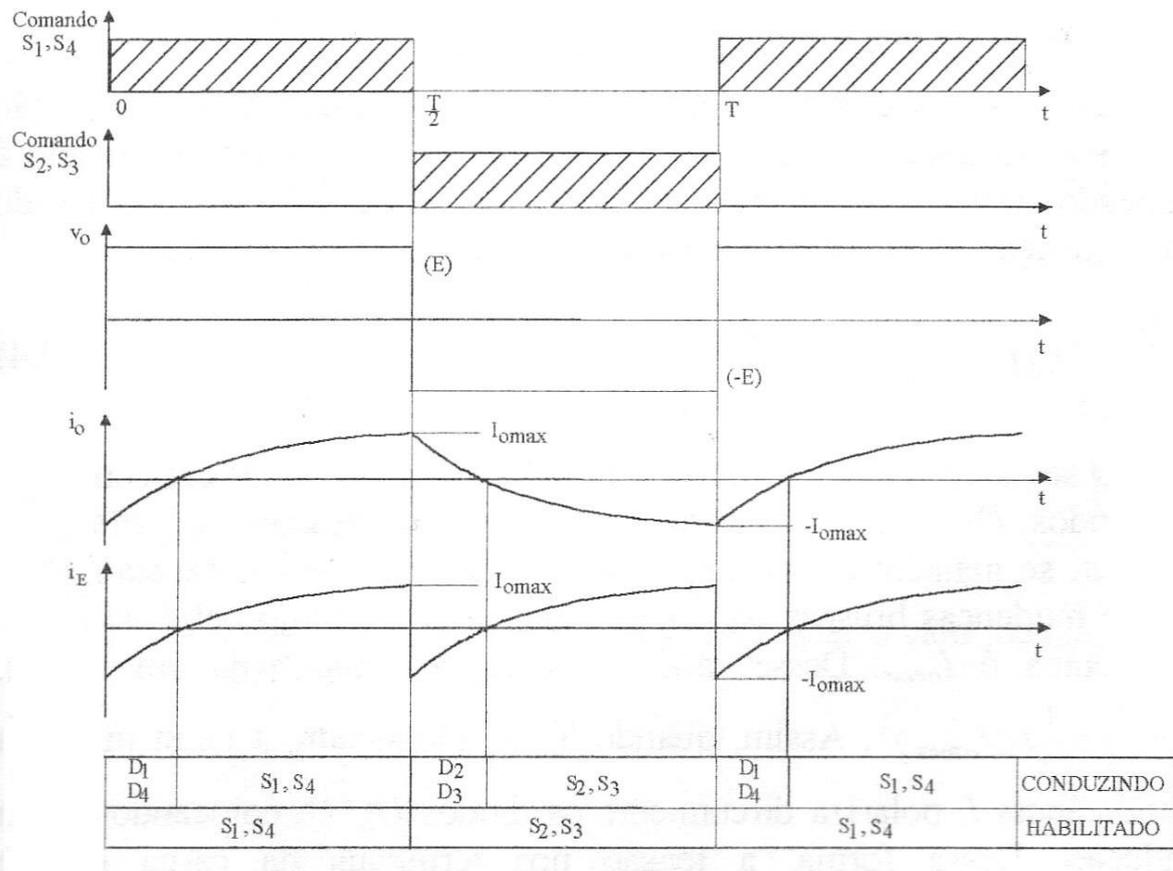


Figura 18 – Principais formas de onda do conversor CC-CA de tensão monofásico em ponte completa
Fonte: BARBI (2008).

Para encontrar as tensões e correntes eficazes na carga, máximos e mínimos de corrente e potência total de saída, segue as deduções matemáticas.

A tensão na carga, logo após à condução em S1 e S4 será dado pela equação (22) (BARBI e MARTINS, 2008).

$$E = R \cdot i_0(t) + L \frac{di_0(t)}{dt} \quad (22)$$

Onde:

$$E = \text{tensão na carga [V];}$$

Isolando $i_0(t)$ e admitindo condições iniciais nulas, tem-se a corrente de carga como na equação (23) (BARBI e MARTINS, 2008).

$$i_0(t) = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (23)$$

Onde:

$$\tau = \frac{L}{R} = \text{constante de tempo};$$

Após um período de $t=T/2$, é verificado pelas formas de onda a evolução exponencial da corrente na carga até I_{0max} e o encerramento do primeiro semiciclo. Entre o 1° e 2° semiciclo ocorre a condução dos diodos D2 e D3 pelo fato do indutor armazenar energia, induzindo uma *f. e. m* e polarizando os diodos. Neste momento tem-se a tensão equação (24) e corrente equação (25) na carga de (BARBI e MARTINS, 2008).

$$-E = R \cdot i_0(t) + L \frac{di_0(t)}{dt} \quad (24)$$

$$i_0(t) = -\frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_{0max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (25)$$

Após a conclusão do segundo ciclo tem-se a inversão de polarização da tensão e a corrente I_{0max} negativa. Resultando na equação (26) e equação (27) (BARBI e MARTINS, 2008).

$$E = R \cdot i_0(t) + L \frac{di_0(t)}{dt} \quad (26)$$

$$i_0(t) = -\frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - I_{0max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (27)$$

Para se obter a corrente de pico ou I_{0max} através das condições iniciais utiliza-se a equação (28) (BARBI e MARTINS, 2008).

$$I_{0max} = \frac{E}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \quad (28)$$

Onde:

$$T = \text{período do sinal [s];}$$

O valor eficaz da tensão na carga é calculado encontrando a série de Fourier da tensão instantânea e integrando este valor de zero até metade do período, logo tem-se a equação (29) (BARBI e MARTINS, 2008).

$$V_{0ef} = \frac{4E}{\pi\sqrt{2}} = 0,9E \quad (29)$$

O valor eficaz da corrente é dado pela equação (30).

$$I_{0ef} = \frac{4E}{\pi Z_1 \sqrt{2}} = 0,9 \frac{E}{Z_1} \quad (30)$$

Onde:

Z_1 = impedância da carga [Ω];

V_{0ef} = valor eficaz da tensão na carga [V];

I_{0ef} = corrente eficaz na carga [A];

Para encontrar a potência ativa aplica-se a equação (31).

$$P = I_{0ef}^2 \cdot R \quad (31)$$

Uma característica no funcionamento de um inversor ponte H se dá pelo fato de que a carga se encontra na conexão source dos dois *MOSFETs* localizados na parte de cima (conhecidos como *MOSFETs* de alta) do conversor, enquanto nos dois *MOSFETs* da parte de baixo do conversor (conhecidos como *MOSFETs* de baixa) estão conectados pelo drain à carga. Como o funcionamento das chaves é feito através do sinal de tensão V_{GS} (tensão em volts entre o gate e o source), não há problema no acionamento dos dois *MOSFETs* de baixa, pois a conexão source deles se encontra aterrada, conseguindo atingir a tensão V_{GS} necessária para sua condução. Porém, nos dois *MOSFETs* de alta, enquanto a chave não estiver conduzindo, há uma tensão de V_D igual a tensão na saída do retificador e V_S será de zero, pois a chave está aberta. Ao se aplicar uma tensão no terminal gate o *MOSFET* entra em condução, e ao entrar em condução, o valor de V_S será igual ao de V_D , com isso a tensão V_{GS} não é suficiente para garantir a condução da chave em situações onde V_D seja alta, sendo então necessário um alto valor de tensão no terminal gate para a condução do *MOSFET*. Costuma-se dizer que a tensão no terminal source dos *MOSFETs* de alta fica flutuando. É importante também lembrar, que a tensão V_{GS} máxima nos *MOSFETs* é de 20 V.

2.3.3 MOSFET

É um tipo de transistor com efeito de campo e se subdivide em 2 tipos: de depleção e de intensificação. Esses dois modos irão definir a maneira de atuação na qual o *MOSFET* vai operar. A palavra *MOSFET* significa transistor de efeito de campo metal óxido semiconductor (BOYLESTAD e NASHELSKY, 1994).

É usado tanto para chave quanto para amplificador de um sinal de tensão ou de corrente. São aplicados para controlar a resistência pela tensão e para comutação em circuitos de potência, para controlar a velocidade de um motor entre outras aplicações (LABORATÓRIO DE GARAGEM, 2012).

Possui camadas semicondutoras N e P, o controle de condução é feito por um terminal isolado *gate* (porta). A principal vantagem dos *MOSFETs* é o seu acionamento através de níveis de tensão sendo desnecessário grandes valores de potência para o seu disparo e esse tipo de semiconductor opera até em faixa maiores que 1000 V apesar de que podem ser restritos quanto à potência em torno de 100 W, seu tempo de acionamento é de 50 a 200 ns. A figura 19 representa a estrutura de um *MOSFET* canal N e canal P (ASSEF, 2014).

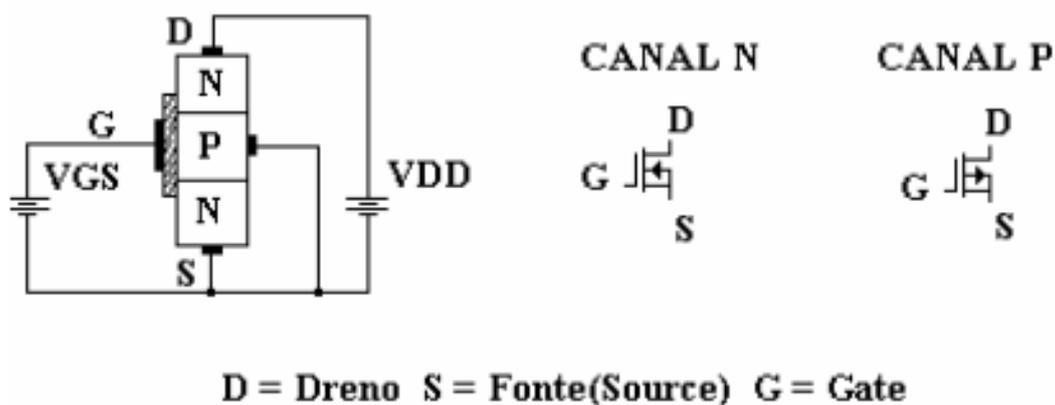


Figura 19 – Representação *MOSFET*
Fonte: Assef (2014).

Os semicondutores *MOSFETs* também proporcionam menores perdas por chaveamento, devido a esse fato que são indicados para aplicações em frequências mais altas. Porém, possuem maiores perdas por condução.

2.4 CIRCUITOS RESSONANTES LC

O circuito ressonante LC em série é composto por um indutor L ligado em série com um capacitor C conforme mostra a figura 20 (BRAGA, 2014).

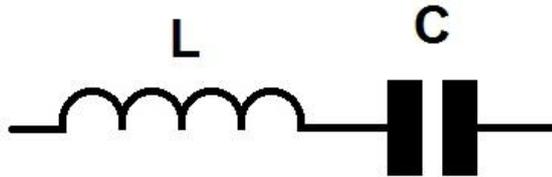


Figura 20 – Circuito ressonante LC em série
Fonte: Autoria própria (2014).

A frequência de ressonância é dada pela equação (32).

$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}} \quad (32)$$

Onde:

L = valor do indutor [H];

f_0 = frequência de ressonância [Hz];

C = valor do capacitor [F];

Neste caso, todos os sinais que estiverem fora da frequência de ressonância irão encontrar uma impedância altíssima, e o sinal na frequência de ressonante irá encontrar uma baixa impedância. Ou seja, na frequência citada tem-se o maior valor de corrente, e o circuito irá permitir apenas a passagem do sinal na frequência de ressonância, bloqueando todos os demais sinais restantes. A figura 21 mostra a relação impedância por frequência de um circuito ressonante LC em série (BRAGA, 2014).

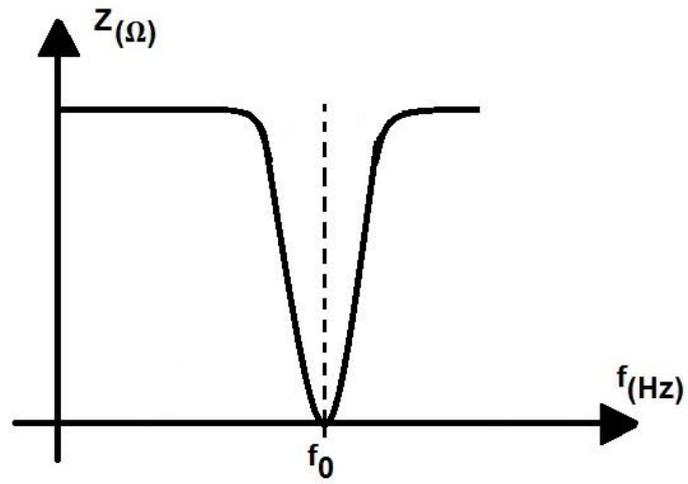


Figura 21 – Relação $Z \times f$ do circuito ressonante LC em série
Fonte: Autoria própria (2014).

3 SIMULAÇÕES

Com o objetivo de reforçar o estudo teórico de conversores, foram feitas simulações de diversos circuitos. As simulações são muito importantes pois ajudam na melhor compreensão sobre o funcionamento dos conversores de uma maneira mais prática e mais real.

3.1 PWM

Nos softwares de simulação Proteus e Multisim, não há o CI SG3525 disponível na biblioteca de componentes, isso impossibilitou com que fosse simulado mais precisamente o comportamento do oscilador utilizado. O componente mais próximo encontrado foi o CI UC2525 na biblioteca do Proteus. Como este é um CI de funcionamento bastante parecido com o SG3525, foram feitas simulações com ele a fim de melhor compreensão do oscilador e da modulação *PWM*.

A figura 22 mostra as ligações do circuito no Proteus.

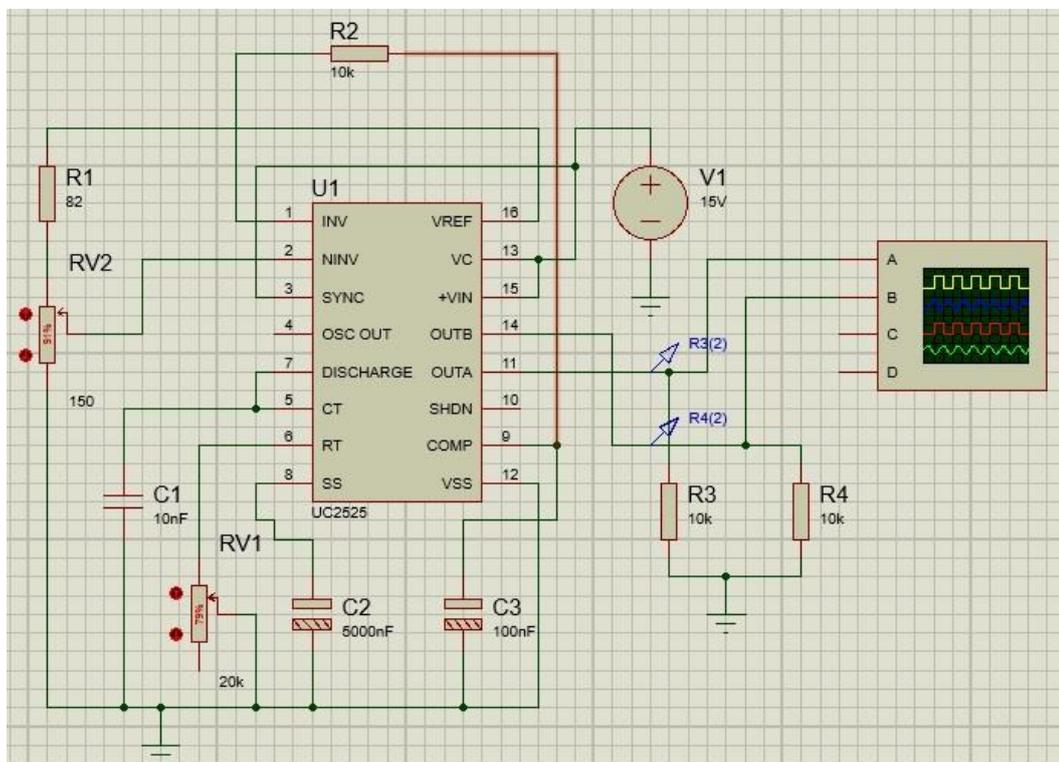


Figura 22 – Circuito do UC2525 no Proteus
Fonte: Autoria Própria (2015).

Com o trimpot RV2, que está ligado nos terminais 2 e 16 do UC2525, em seu valor máximo, obtém-se na saída do oscilador o sinal nos terminais 11 e 14, defasados em 180° , conforme a figura 23. Ao diminuir o valor do trimpot RV2, conseqüentemente tem-se a variação no duty cycle dos sinais na saída do oscilador, como é possível observar na figura 24.

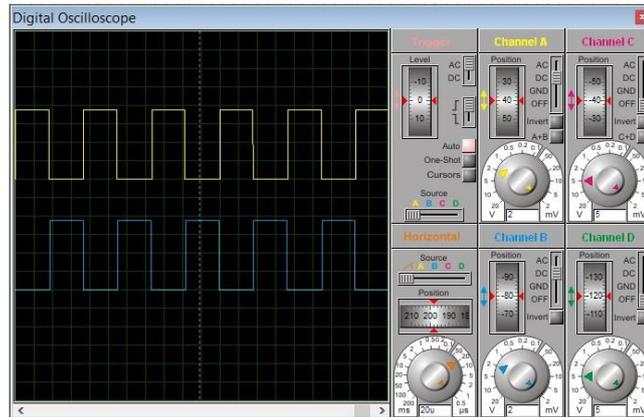


Figura 23 – Sinais nos terminais 11 e 14 do oscilador UC2525 com duty cycle no máximo
Fonte: Autoria Própria (2015).

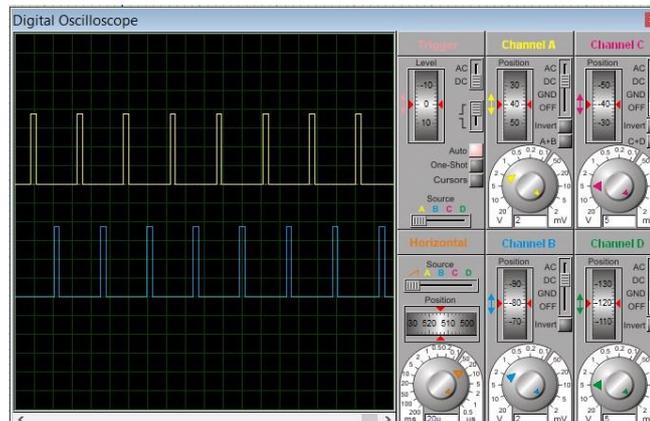


Figura 24 – Sinais nos terminais 11 e 14 do oscilador UC2525 com variação no duty cycle
Fonte: Autoria Própria (2015).

É possível observar também, que o valor do trimpot RV1, irá influenciar no valor da frequência que saíra do sinal do oscilador. Na figura 25 pode-se observar os sinais de saída com o período de $73 \mu\text{s}$, ao substituí-lo na equação (33), calcula-se a frequência do sinal.

$$f = \frac{1}{T} \quad (33)$$

Onde:

f = frequência [Hz];

T = período [s];

$$f = \frac{1}{73 * 10^{-6}} = 13698,63 \text{ Hz} = 136,98 \text{ kHz}$$

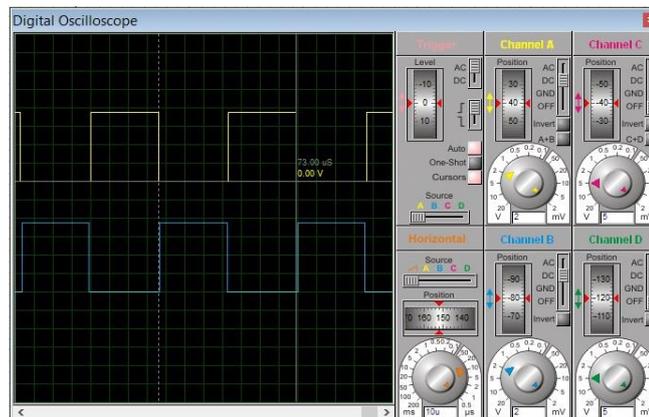


Figura 25 – Sinais nos terminais 11 e 14 do oscilador
Fonte: Autoria Própria (2015).

Comparando com o sinal obtido na figura 26, que representa o sinais na saída do oscilador com variação no valor do trimpot RV1, que possui período de 145 μs , observa-se uma variação de 130,09 kHz na frequência dos sinais do oscilador.

$$f = \frac{1}{145 * 10^{-6}} = 6896,55 \text{ Hz} = 6,89 \text{ kHz}$$

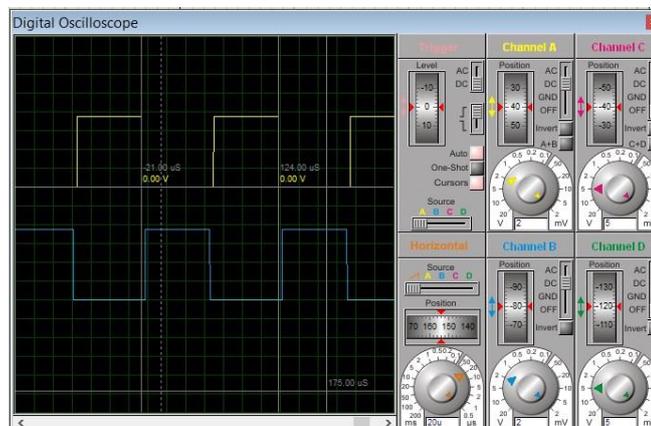


Figura 26 – Sinais nos terminais 11 e 14 do oscilador UC2525 com período de 145 μs
Fonte: Autoria Própria (2015).

3.2 INVERSOR

Primeiramente, foi simulado o inversor sem a utilização de nenhum optoacoplador ou driver, ou seja, simulando um circuito onde os sinais do oscilador vão direto para cada par de chaves semicondutoras. Esta simulação foi feita no software Multisim e o circuito é composto pelo retificador com filtro capacitivo, o inversor em ponte H e um gerador de função. Neste caso, o gerador de função substitui o oscilador do SG3525, sendo este o responsável pelos 2 sinais defasados em 180° que fornecem a tensão de 20 V aos terminais gate dos *MOSFETs*. O osciloscópio está ligado a fim de pegar o sinal na carga RLC. A figura 27 mostra o circuito.

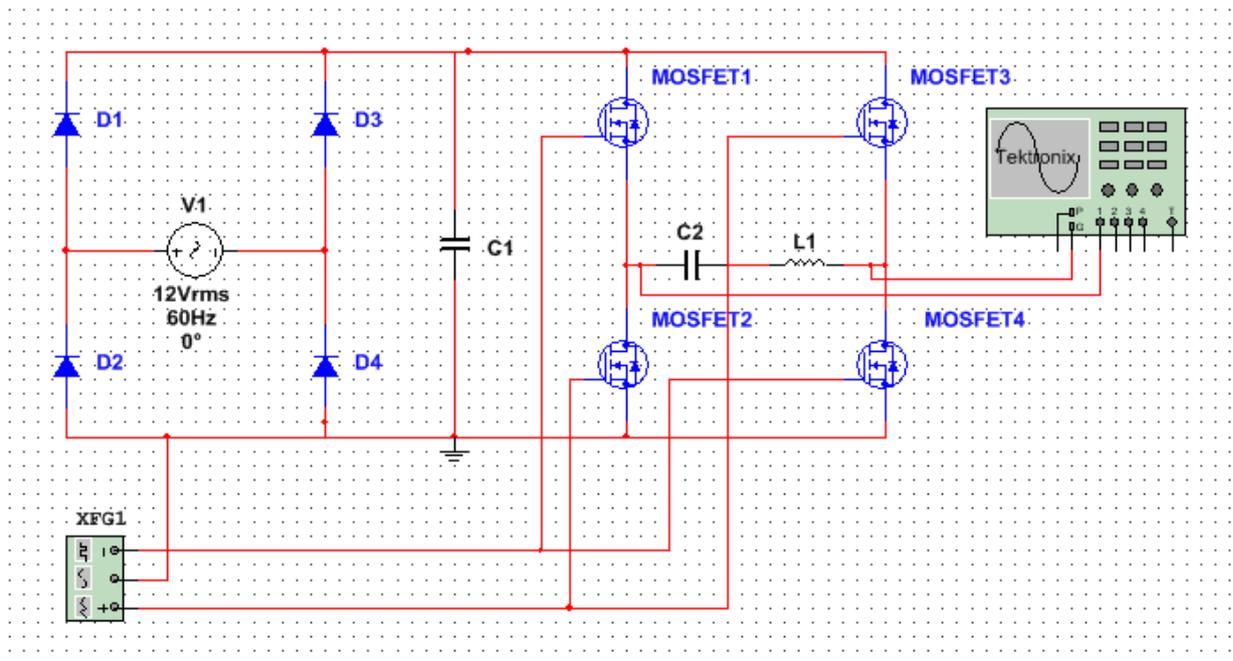


Figura 27 – Circuito da simulação conversor CC-CA
Fonte: Autoria própria (2014).

Dessa maneira, emitindo esses sinais defasados entre eles, será feito o chaveamento dos *MOSFETs* em pares (S1 e S4, e S2 e S3) de maneira a se permitir a conversão da tensão contínua em tensão alternada.

O sinal de onda obtido no osciloscópio é conforme a figura 28.

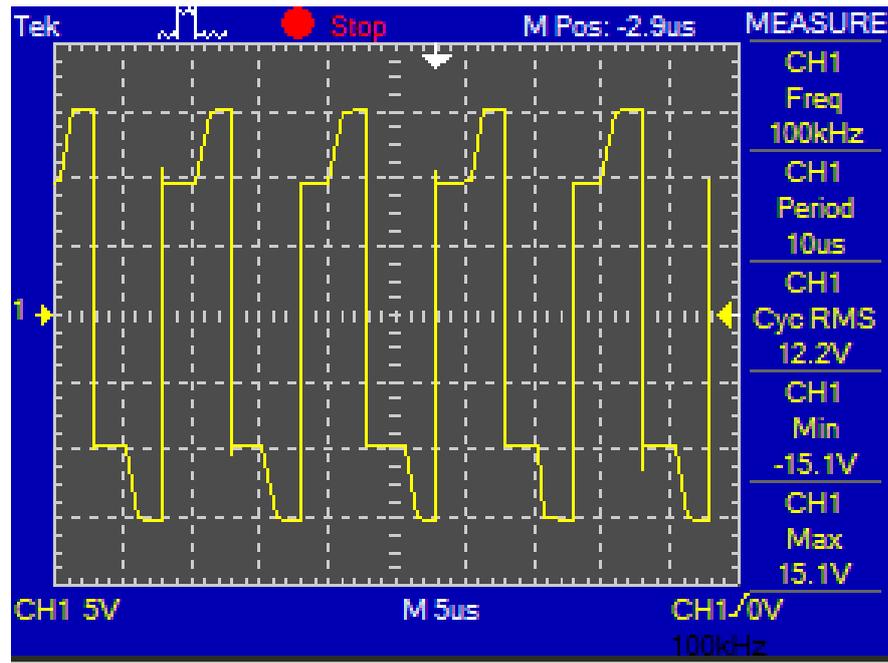


Figura 28 – Formas de onda de tensão da simulação do inversor
 Fonte: Autoria própria (2014).

Outra simulação feita, foi a do circuito contendo os optoacopladores, ou seja, o sinal do oscilador vai para um optoacoplador, e o optoacoplador irá enviar o sinal de chaveamento ao gate dos *MOSFETs*. Esse tipo de layout permite um isolamento entre o circuito de controle e o de potência, garantindo mais segurança ao circuito inteiro. Esta simulação foi realizada no software Proteus, e o circuito está disposto na figura 29.

A forma de onda na carga obtida através do osciloscópio, está representada na figura 30. Nela pode-se observar a tensão alternada na carga, sendo o sinal em amarelo o semiciclo positivo, e o sinal em azul o semiciclo negativo.

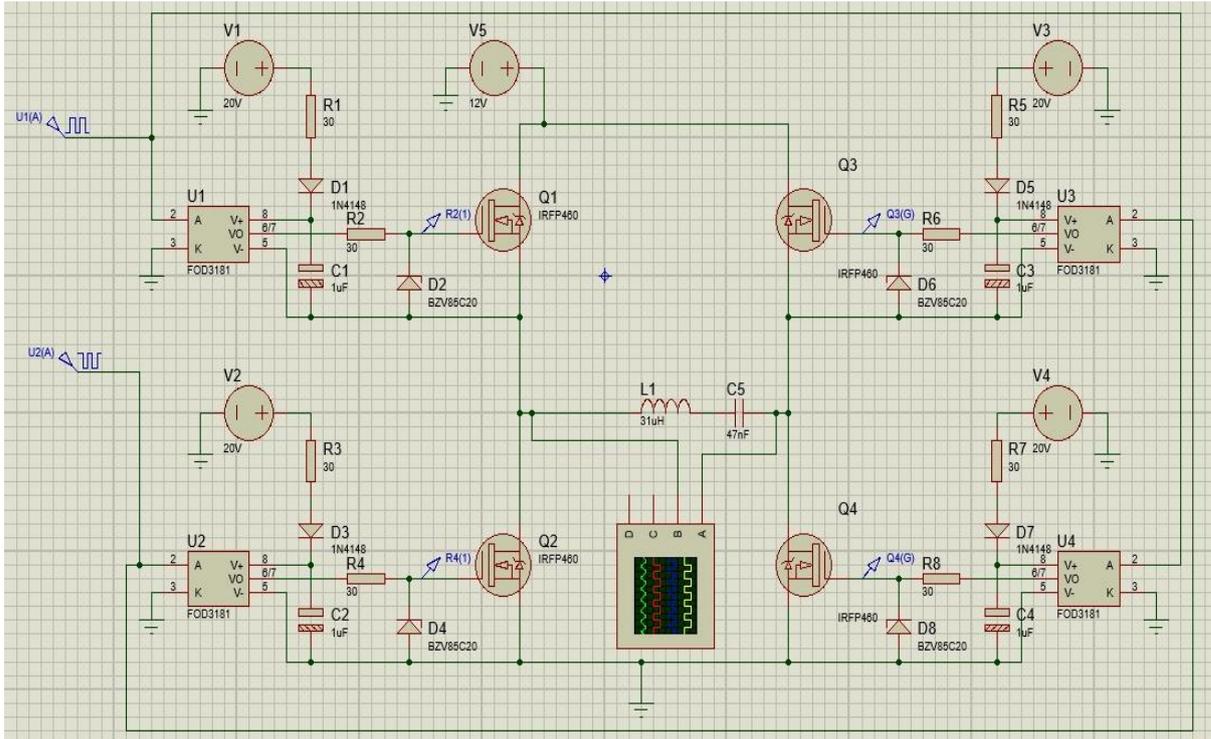


Figura 29 – Circuito da simulação do inversor com optocoplador

Fonte: Autoria Própria (2015).

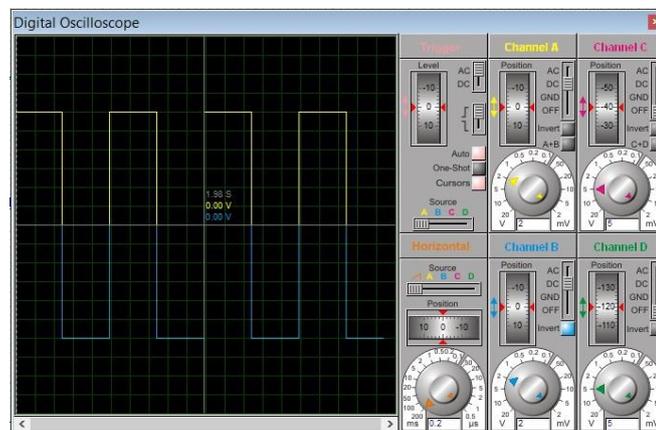


Figura 30 – Sinal do osciloscópio na carga da simulação do inversor com optocoplador

Fonte: Autoria Própria (2015).

4 DIMENSIONAMENTO

A implementação de um projeto envolve várias etapas até a concepção e o funcionamento, uma destas etapas e uma das mais importantes é o dimensionamento dos componentes semicondutores e condutores, pois as variáveis corrente, tensão, frequência e impedância é que determinam os esforços em cada componente e os limites que cada um pode suportar através dos seus respectivos datasheets.

4.1 CONVERSOR CA-CC

Embora o conversor CA-CC ou retificador, não envolva muitos componentes, se faz necessário seu dimensionamento para um correto funcionamento. Neste projeto foi utilizado o retificador monofásico de onda completa já explorado no capítulo 2, para retificar o sinal da rede junto com banco de capacitores para atenuar as variações de tensão para o conversor.

A tensão CA será controlada pelo variador de tensão, e não irá ultrapassar os 127 V, tendo a frequência de 60 Hz da rede. Então o primeiro passo foi dimensionar e determinar a ponte retificadora que torna o sinal CA em CC, neste ponto optou-se pelo KBPC3510/W, onde este possui uma tensão (rms) reversa de 700 V, corrente de saída de 35 A e queda de tensão de 1,2 V para cada diodo. O datasheet deste componente encontra-se no anexo A.

Para o cálculo do banco de capacitores ou filtro capacitivo se faz necessário o uso da equação (18), onde este calcula a capacitância necessária em virtude da variação de tensão na saída ou ondulação e a potência de entrada.

Com a potência de entrada estimada no projeto de 600 W e um ripple de no máximo 6 V, foi obtido o valor da capacitância necessária. O valor de tensão de pico é considerado descontando as quedas de tensões nos diodos.

Logo,

$$V_{pk} = (127 * \sqrt{2}) - (2 * 1,2) = 177 V$$

Então,

$$C = \frac{600}{120(177^2 - 171^2)} = 2,39 mF$$

O filtro capacitivo instalado utilizando valores comerciais ficou em $C = 2,44 mF$.

A figura 31 representa o circuito do retificador com filtro capacitivo, e a figura 32 mostra a placa do retificador já montada.

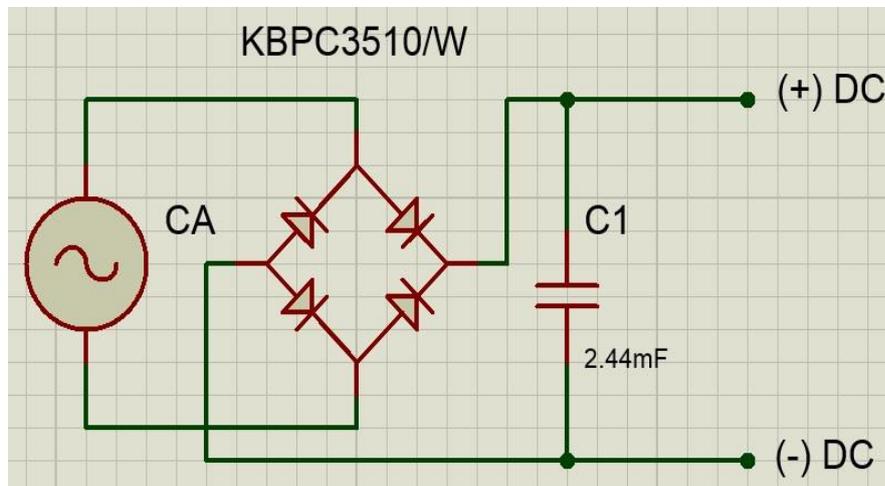


Figura 31 – Circuito do retificador com filtro capacitivo
Fonte: Autoria Própria (2015).



Figura 32 – Placa montada do retificador com filtro capacitivo
Fonte: Autoria Própria (2015).

4.2 CIRCUITO OSCILADOR OU MODULADOR PWM

Para o dimensionamento do circuito que emitirá pulsos numa faixa de frequência determinada e ajuste da largura de pulsos foi utilizado o CI SG3525 e seus periféricos que serão abordados mais a frente. O SG3525 possui internamente um bloco flip/flop (ver anexo B) que faz com que as suas duas saídas sejam atrasadas uma em relação à outra e complementares no período analisado, esta é uma das vantagens por utilizar este circuito integrado, pois se torna fundamental no acionamento dos pares de chaves estáticas, outro ponto importante é o controle de offset, pois garante que os sinais de saída não se sobrepõem evitando o incorreto chaveamento e possíveis curto circuitos na alimentação da carga.

Como visto, as saídas 11 (output A) e 14 (output B) são os comandos de pulsos para as chaves estáticas, além disto, rearranjo de componentes se faz necessário para a determinação da faixa de frequência utilizada e também a modulação na largura de pulso do sinal de saída.

Para a obtenção da faixa de frequência ajustável faz-se o uso da equação (34) para determinar este intervalo.

$$f = \frac{1}{C(0,7*R+3*R_d)} \quad (34)$$

A capacitância C vai interligado entre o pino 5 (C_T) e a referência, a resistência R para este dimensionamento é composto por um valor fixo e outro variável em série, justamente para trabalhar em uma faixa de frequência determinada, estes componentes vão interligados entre o pino 6 (R_T) e a referência, já a resistência R_d interliga o pino 5 com o 7 (Discharge) e é responsável pelo atraso ou offset citado anteriormente entre os sinais de saída do CI SG3525. As disposições destes componentes no circuito estão demonstrados na figura 33, e a figura 34 mostra a placa já montada do oscilador.

Componentes utilizados:

- $C = 1,5 \text{ nF}$;
- $R = 2000 \ \Omega$;
- $R(\text{variável}) = 0 \text{ a } 2000 \ \Omega$;

- $R_d = 15 \Omega$;

Frequências encontradas:

- Frequência mínima = 234 kHz;
- Frequência máxima = 461 kHz;

Estes valores são referentes ao bloco oscilador interno do SG3525, porém a frequência emitida na saída tem o seu valor a metade, com isto os novos valores ficaram em:

- Frequência mínima = 117 kHz;
- Frequência máxima = 230,5 kHz;

Este intervalo de frequência foi bem próximo comparado aos valores obtidos pelo osciloscópio e conseqüentemente utilizados ao longo do desenvolvimento do trabalho.

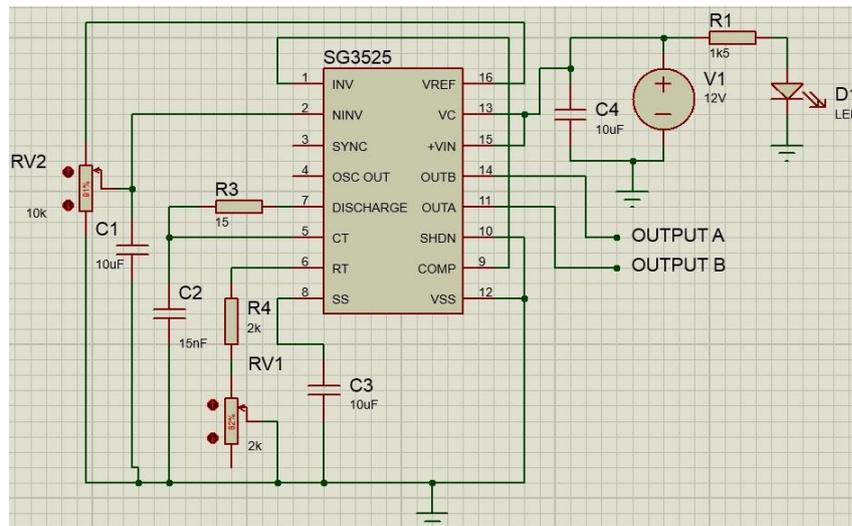


Figura 33 – Circuito do oscilador com SG3525
Fonte: Autoria Própria (2015).



Figura 34 – Placa montada do oscilador com SG3525
Fonte: Aatoria Própria (2015).

4.3 CONVERSÃO CC-CA

Para a escolha dos *MOSFETs*, é observado a corrente de condução suportada, a tensão limite entre a conexão *drain* e *source* e também a velocidade de comutação do semicondutor. Visando uma maior robustez no circuito, o *MOSFET* utilizado é o IRFP32N50K, um power *MOSFET* de alta potência e velocidade de chaveamento. Suporta até 32 A em fluxo de corrente pelo *drain* a 25 °C ou 20 A a 100 °C. Possui tensão limite entre o *drain* e *source* de 500 V e tempo de chaveamento na casa dos nanosegundos.

Outro fator importante também é o dimensionamento do dissipador de calor, visando garantir que a temperatura da junção do *MOSFET* não seja ultrapassada, resultando na danificação do componente. Considerando o valor da corrente como 10 A, que é o máximo de corrente suportada pelo modelo IRFP32N50K, e o R_{DSon} como 0,135 Ω conforme o datasheet (anexo C), pela equação (32) tem-se o valor da potência média perdida na condução.

$$P = 0,135 * 10^2 = 13,5 W$$

Para coordenar os pulsos gerados pelo oscilador e a intercalação dos *MOSFETs* da ponte H, foi utilizado dois drivers IR2110 que irão desempenhar o controle de chaveamento das chaves semicondutoras de ponte completa, sendo que cada circuito integrado IR2110 atuará sobre um par de *MOSFETs*.

A pinagem deste circuito integrado está disposta na figura 35.

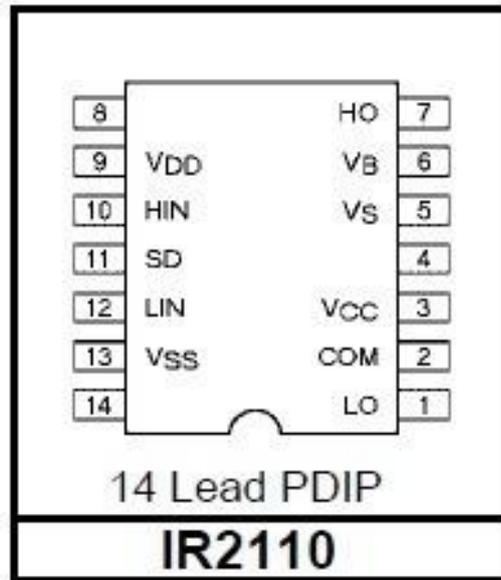


Figura 35 – Pinos do IR2110

Fonte: Anexo D.

O IR2110 possui as seguintes entradas conforme anexo D (PADILHA, 2004):

- HIN – Porta 10 que irá controlar a porta 7 de saída HO;
- LIN – Porta número 12 que irá controlar a porta 1 de saída LO;
- SD – Porta destinada à proteção, assim se for aplicado um nível lógico alto, as saídas HO e LO serão desligadas ao mesmo tempo.

Além destas entradas, sinais de referência de tensão e ground também estão presentes.

Na saída o sinal LO pino 1 está diretamente interligado ao gate do *MOSFET* de baixa, quando o sinal do pino 12 (LIN) estiver em nível lógico 1, o sinal do pino 3 (V_{CC}) é que estará presente na saída LO caso contrário ficará referenciado ao terra através do pino 2 (COM). Para a saída HO pino 7 funcionar corretamente uma realimentação de tensão oriunda do terminal source do *MOSFET* de alta é interligado ao pino 5 (V_S) do IR2110, quando o sinal do pino 10 (HIN) estiver em nível lógico 1 o sinal do pino 5 somado com uma tensão externa geralmente 12 ou 15 V presente no pino 6 (V_B) é que estará presente na saída HO caso contrário nenhuma tensão estará presente no gate deste *MOSFET* de alta, bloqueando a passagem de corrente para a carga.

A figura 36 mostra o circuito do conversor CC-CA, e a figura 37 a placa já montada.

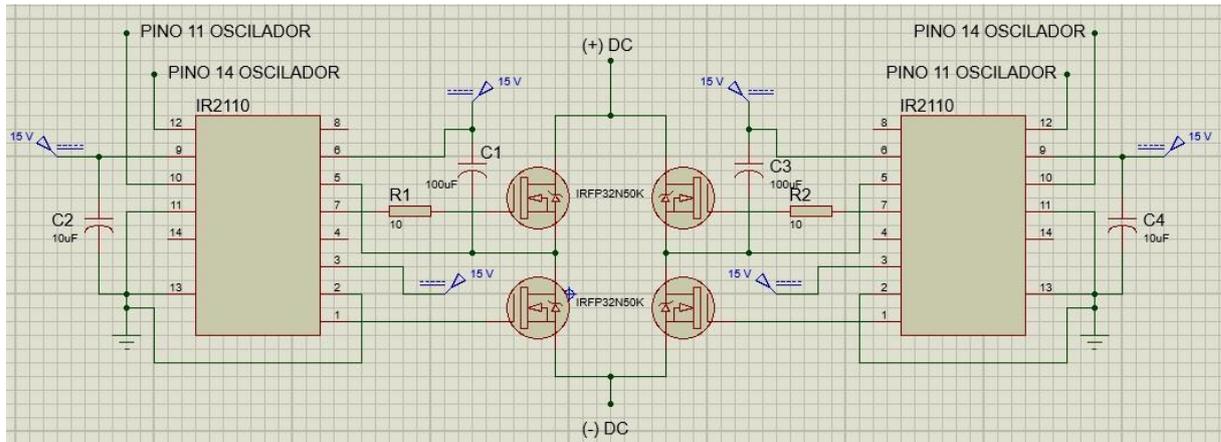


Figura 36 – Circuito do inversor com driver IR2110

Fonte: Autoria Própria (2015).

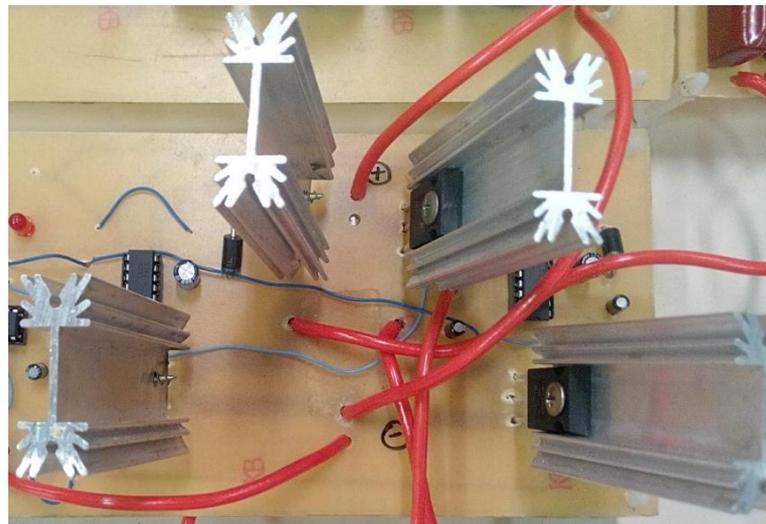


Figura 37 – Placa montada do conversor CC-CA

Fonte: Autoria Própria (2015).

4.4 CARGA

A eficiência do aquecimento e a proximidade da frequência ressonante da carga com a frequência do conversor, fez com que fosse trabalhada a carga de modo a conseguir os melhores resultados possíveis sempre respeitando a faixa de

frequência que se tinha à disposição com o oscilador implementado. Como não se tem o melhor arranjo a ser utilizado foi proposto a construção de um indutor e construção de um banco de capacitores.

O indutor construído tem 52 espiras envoltas em um núcleo de ferro fundido no formato espiral para melhor realizar a troca térmica com o fluido água. O enrolamento do indutor é composto por um cabo rígido de 6mm² que suporta uma corrente de até 32 A, com um raio de espira de aproximadamente 25 mm.

A figura 38 mostra o indutor enrolado no núcleo e o seu respectivo valor de indutância de 30,9 μ H obtido com o auxílio da ponte RLC digital.



Figura 38 – Ponte RLC medindo o indutor
Fonte: Autoria Própria (2015).

Para a construção do capacitor sabendo-se do valor da indutância obtida e tendo a faixa de frequência gerada pelo oscilador, calculou-se uma capacitância que atenda a esses limites.

Dados:

- Faixa de frequência de 103 Hz à 185 kHz;
- Frequência ressonante estipulada em 130 kHz;
- Indutância encontrada de 30,9 μ H;

Através da equação (36), isolando a capacitância tem-se:

$$C = \left(\frac{1}{2 * \pi * f_o}\right)^2 * \frac{1}{L}$$

Para,

$$L = 30,9 \mu H;$$

$$f_o = 130 kHz;$$

Logo,

$$C = 48,51 nF$$

Na figura 39 mostra a confecção do banco de capacitores, constituído por 16 capacitores de 680 nF ligados em série e o seu valor de capacitância encontrado com o auxílio da ponte RLC série.



Figura 39 – Banco de capacitores para a carga
Fonte: Autoria Própria (2015).

Esta disposição do banco de capacitores foi para obter um valor mais próximo do calculado, também um fator importante para o dimensionamento deste componente é o cálculo da potência no capacitor, conforme apresentado na equação (35).

$$P_c = V^2 * \omega * C * 10^{-3} \quad (35)$$

Onde:

P_c = Potência do capacitor [kVA];

V = Tensão do capacitor [kV];

C = Capacitância [μ F];

O valor da potência em cada capacitor foi calculado tendo como base o valor da tensão de 630 V (conforme encapsulamento do componente), a capacitância de 680 nF (conforme encapsulamento do componente) e considerando a frequência mais baixa obtida pelo oscilador no valor de 103 kHz.

Logo,

$$P_c = (0,63)^2 * 2 * \pi * 103 * 0,68$$

$$P_c = 174,66 \text{ VA}$$

Como os 16 capacitores estão dispostos em série, a tensão irá se dividir entre todos eles, somado ao fato de que a tensão em nosso circuito é inferior à 630 V, garante que a potência no capacitor seja inferior ao máximo calculado.

5 TESTES PRÁTICOS DO ESQUEMÁTICO

A placa montada composta pelo retificador, oscilador, inversor e carga LC está representada na figura 40.

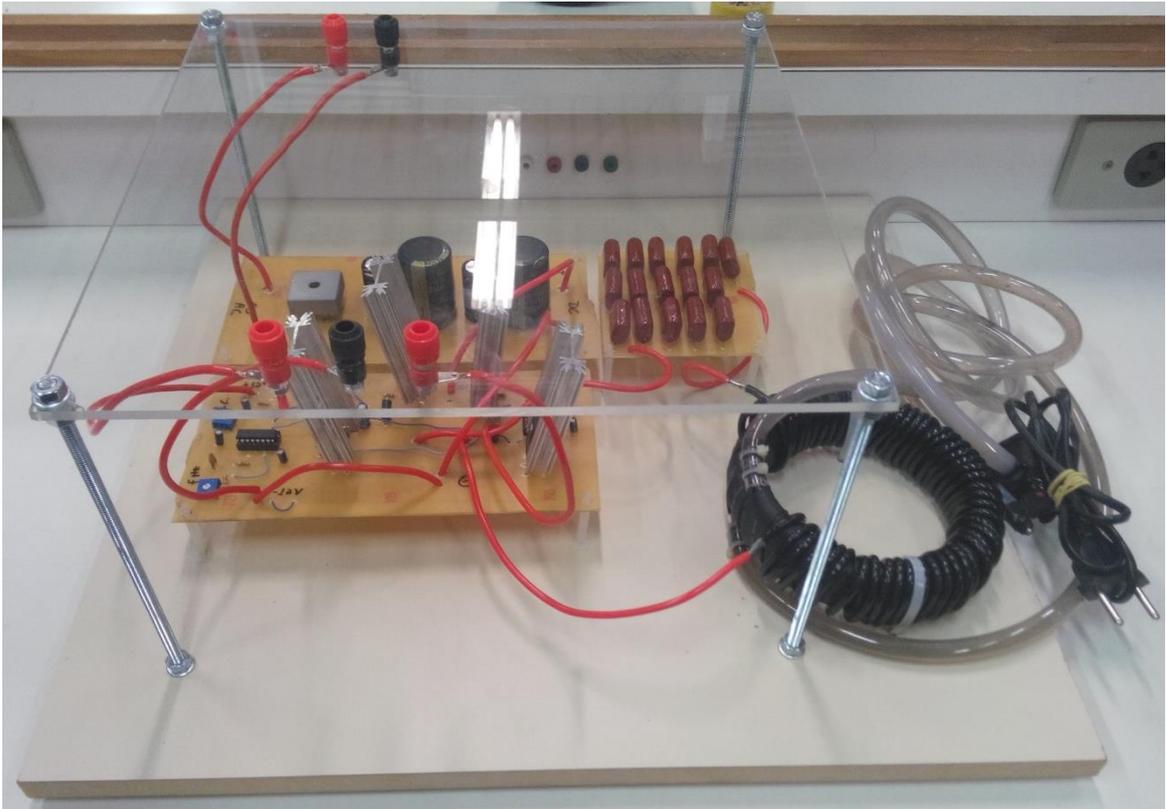


Figura 40 – Conversor montado completo
Fonte: Autoria Própria (2015).

Os testes foram realizados no laboratório C-002 da Universidade Tecnológica Federal do Paraná com os seguintes equipamentos:

- Variador de tensão CA;
- Fonte de tensão CC com dois canais;
- Osciloscópio;
- Multímetros digitais;
- Garra ponta corrente;
- Bomba d'água;

5.1 CIRCUITO OSCILADOR

Para testar o funcionamento do oscilador, foi utilizado apenas a fonte CC de 2 canais independentes, alimentando a placa com 12 V. Foram utilizadas 2 pontas de prova do osciloscópio, sendo uma ligada no pino 11 e a outra no pino 14 do CI SG3525. A imagem do sinal obtido no osciloscópio pode ser vista na figura 41. Observa-se que o sinal possui frequência de 103 kHz, que é o valor mínimo do sinal do oscilador deste circuito.

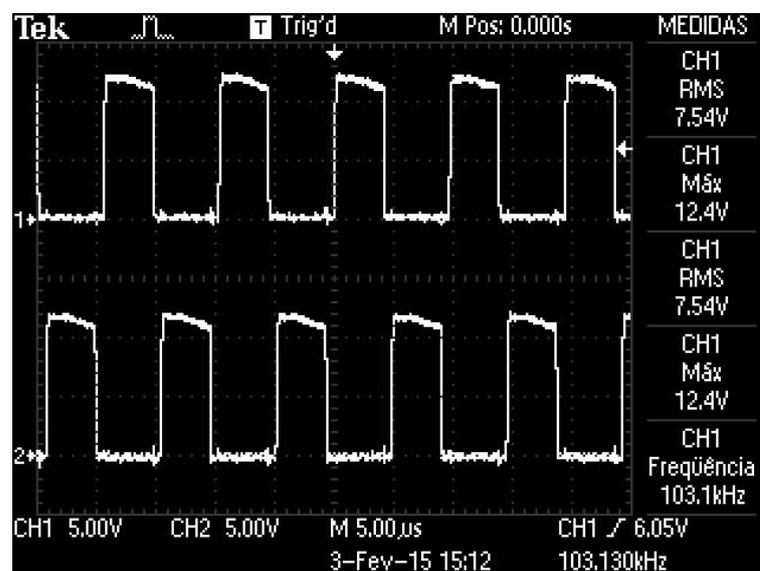


Figura 41 – Sinal de tensão no oscilador com 103 kHz
Fonte: Autoria Própria (2015).

Ao variar o valor do trimpot conectado no pino 6 do SG3525, varia-se também a frequência do oscilador, e atingir a frequência máxima de 185 kHz, conforme a figura 42.

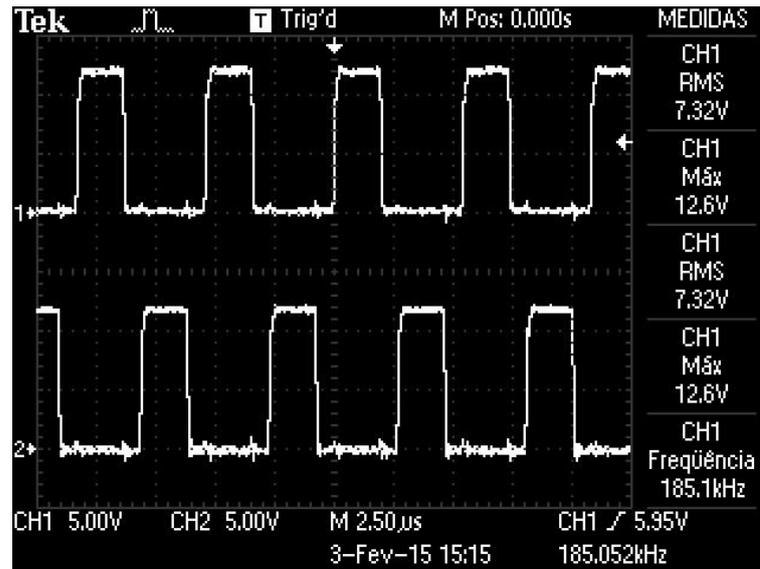


Figura 42 – Sinal de tensão no oscilador com 185 kHz
 Fonte: Aatoria Própria (2015).

5.2 LEVANTAMENTO DA CURVA FREQUÊNCIA X POTÊNCIA

Neste teste, manteve-se a saída do variador de tensão fixa em 40 VCA, e variou-se a frequência do oscilador, do valor mínimo até o máximo possível, verificando o comportamento da potência na carga LC. A gráfico na figura 43 mostra o resultado obtido neste experimento. A figura 44 mostra o sinal de tensão e corrente obtido na carga com a frequência máxima, e a figura 45 com a frequência no mínimo.

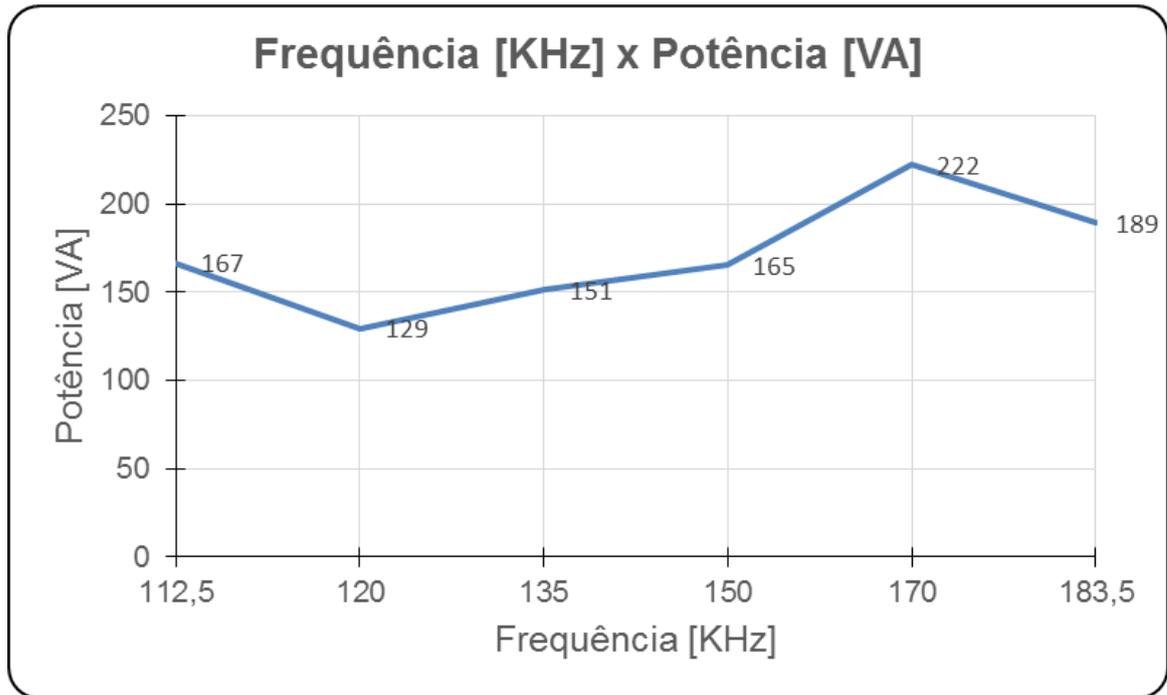


Figura 43 – Gráfico do teste de frequência x potência
 Fonte: Autoria Própria (2015).

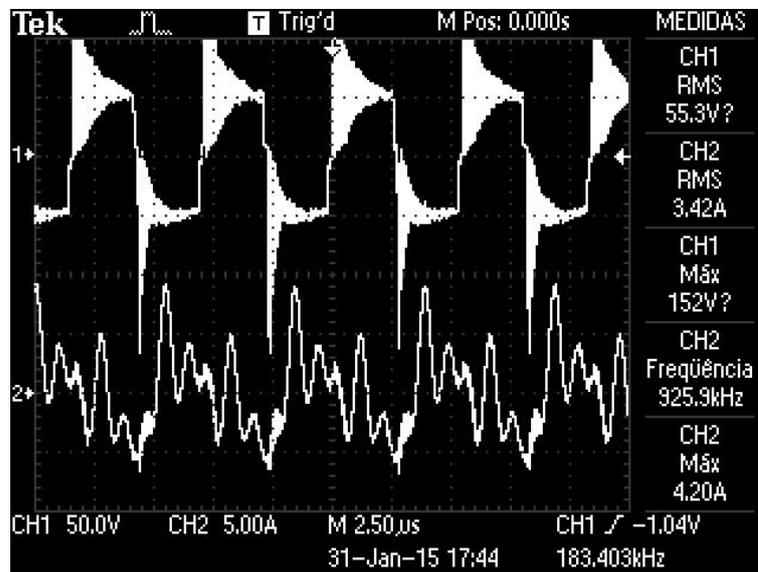


Figura 44 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com frequência máxima
 Fonte: Autoria Própria (2015).

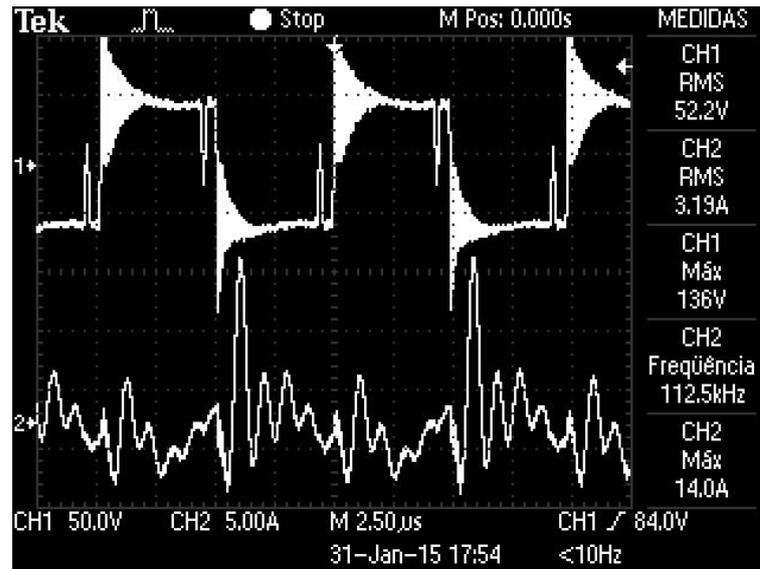


Figura 45 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com frequência mínima
 Fonte: Autoria Própria (2015).

Através do gráfico na figura 43, é possível observar uma tendência do aumento da potência fornecida à carga com o aumento da frequência de chaveamento. O esperado do comportamento de uma carga LC série é que obtenha-se na frequência ressonante a maior potência entregue a carga. Mas na frequência ressonante de 130 kHz encontrada no dimensionamento, não se verifica esta maior potência entregue na carga. Um fator que possa ter influenciado neste fato, é uma leitura imprecisa do valor do indutor e/ou capacitor pela ponte RLC digital disponível no laboratório.

O motivo de ter sido mantido o valor da tensão de entrada 40 VCA, foi para manter os saltos de tensão e corrente dentro de valores seguros, pois em determinadas faixas de frequência somadas com maiores valores de tensão de entrada, os picos de tensão e corrente ultrapassam os limites dos componentes empregados no circuito.

5.3 AQUECIMENTO DE ÁGUA POR PASSAGEM

Para a utilização do conversor para aquecimento de água para banho, é necessário que o salto térmico necessário da água ocorra em uma passagem pela serpentina envolta pelo indutor. Este teste foi realizado com 4 variações de potência na carga, mantendo-se fixo a frequência e a vazão de água em 0,5 L/min, que corresponde a menor vazão da bomba d'água utilizada. Como o aquecimento de água para banho precisa ser rápido, o circuito ficou ligado por 5 minutos, à fim de observar o salto de temperatura obtido. O gráfico figura 46 mostra os resultados obtidos.

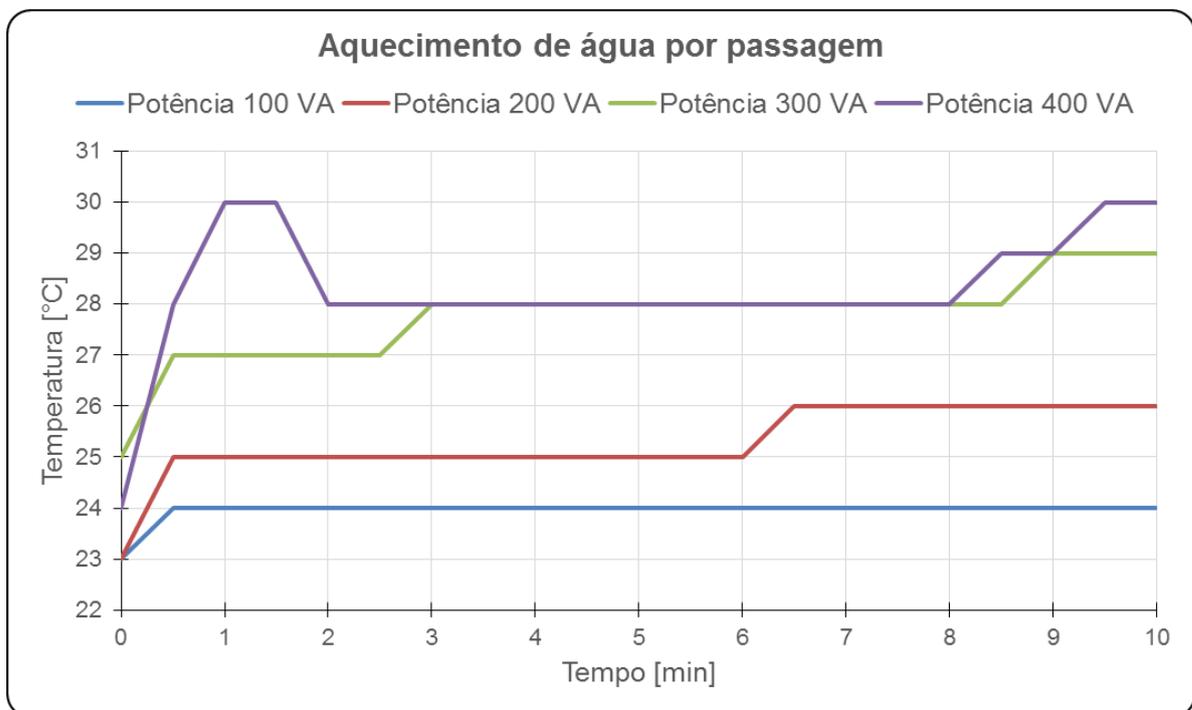


Figura 46 – Gráfico do teste de aquecimento por passagem
Fonte: Autoria Própria (2015).

A figura 47 mostra o sinal na carga obtido pelo osciloscópio na potência 200 VA, a figura 48 mostra a potência 300 VA e a figura 49 a potência 400 VA.

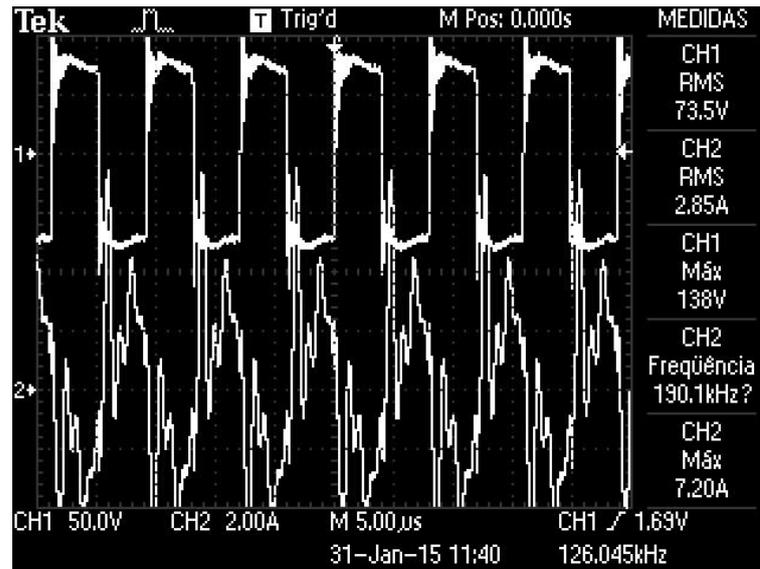


Figura 47 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com 200 VA

Fonte: Autoria Própria (2015).

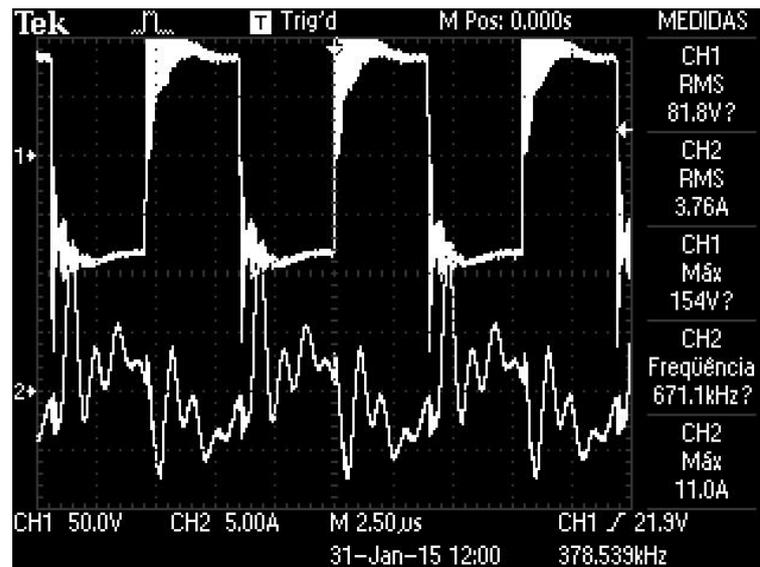


Figura 48 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com 300 VA

Fonte: Autoria Própria (2015).

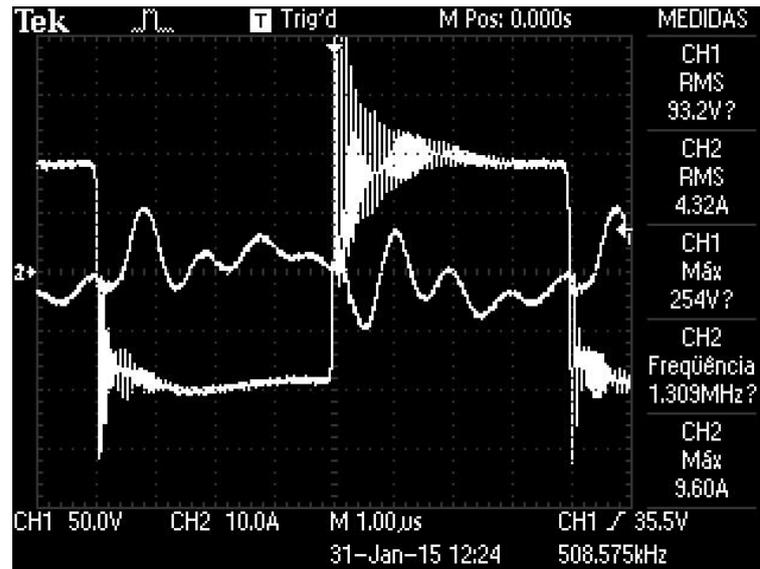


Figura 49 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com 400 VA
Fonte: Autoria Própria (2015).

Analisando o gráfico figura 46, é possível observar que há uma tendência no aumento do salto de temperatura com o aumento da potência na carga, porém, nestas 4 potências testadas o salto de temperatura mostrou-se ineficiente e com alta inércia térmica para o objetivo de banho.

Foi a partir dos resultados ineficientes de aquecimento de água, que foi realizado um teste com a maior potência possível na carga mantendo a segurança e integridade dos componentes do circuito, e uma faixa de frequência onde foram apresentadas menores saltos de corrente e tensão nos chaveamentos. Neste teste também foi utilizada a vazão de 0,5 L/min, e a água passando uma única vez pela serpentina. A água se encontrava à temperatura ambiente de 23 °C. O gráfico figura 50 mostra o resultado obtido, e a figura 51 o sinal na carga.

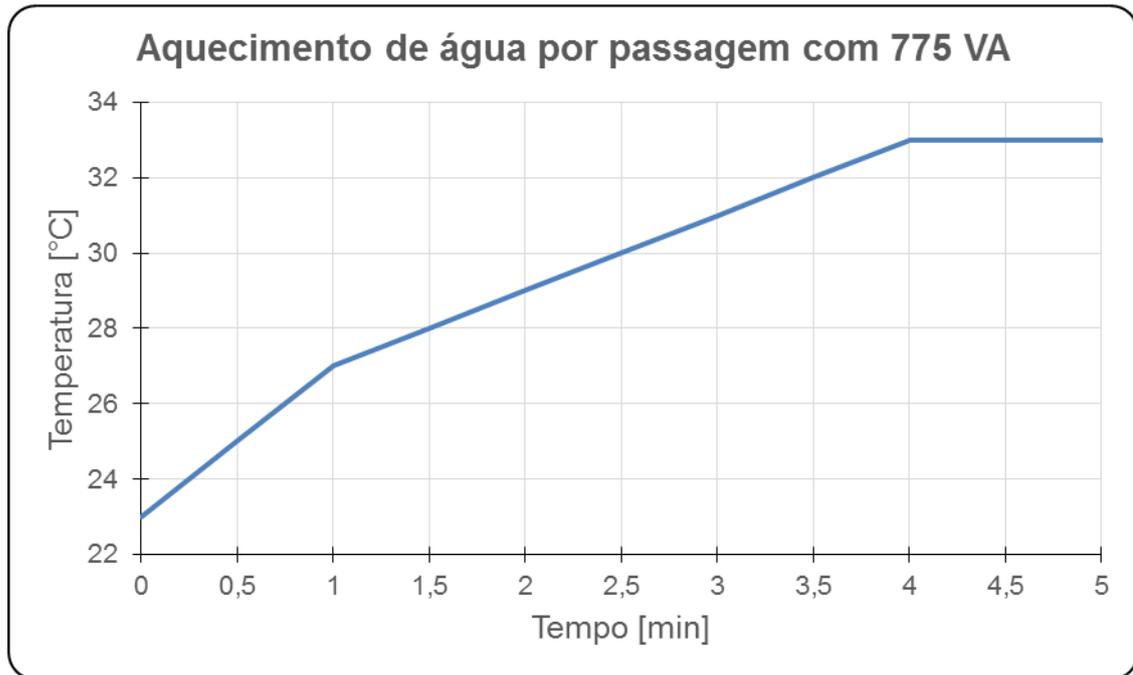


Figura 50 – Gráfico do teste de aquecimento por passagem com 775 VA
Fonte: Autoria Própria (2015).

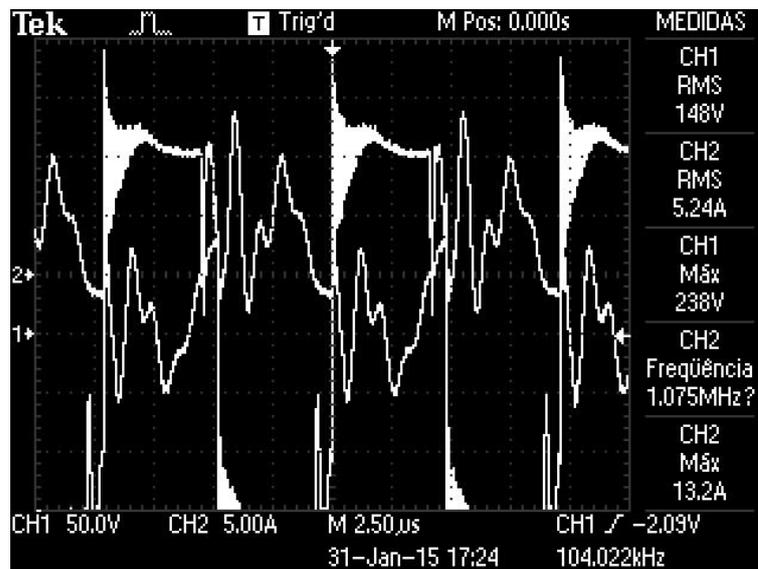


Figura 51 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com 775 VA
Fonte: Autoria Própria (2015).

Após este teste, foi possível concluir que é necessário maior potência à carga do que o circuito desenvolvido consegue fornecer, além disso, um maior tempo de troca térmica se faz necessário para alcançar saltos térmicos satisfatórios.

5.4 AQUECIMENTO DE ÁGUA POR RECIRCULAÇÃO

Após os resultados insatisfatórios obtidos no teste de aquecimento por passagem, à fim de conseguir melhor salto térmico, foram feitos testes com a recirculação da água por um mesmo recipiente. Nestes testes foram utilizados água a temperatura ambiente, monitorando o tempo que o aquecedor leva para aquecer um volume de 10 Litros de água à 24 °C. A tensão de entrada foi de 115 VCA, e foram testadas em 2 vazões diferentes, 0,5 L/min e 1,5 L/min.

O gráfico figura 52 apresenta os resultados obtidos, e a figura 53 o sinal na carga com vazão de 0,5 L/min, e a figura 54 o sinal na carga com vazão de 1,5 L/min.

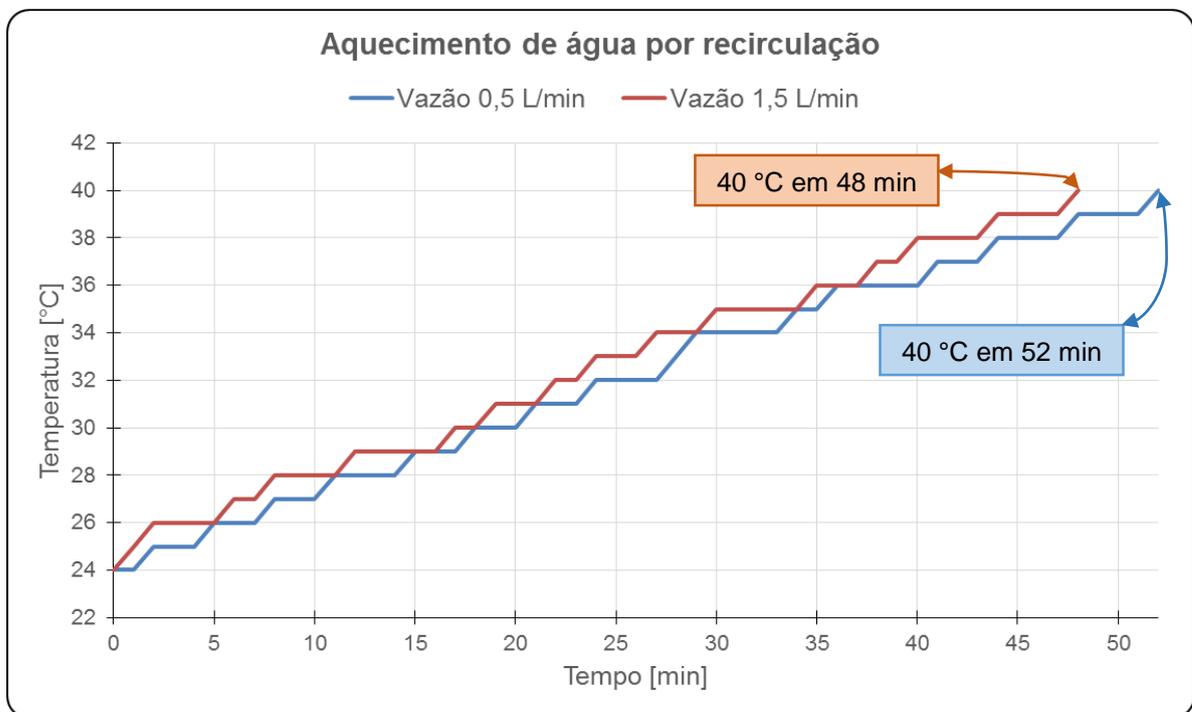


Figura 52 – Gráfico do teste de aquecimento por recirculação

Fonte: Autoria Própria (2015).

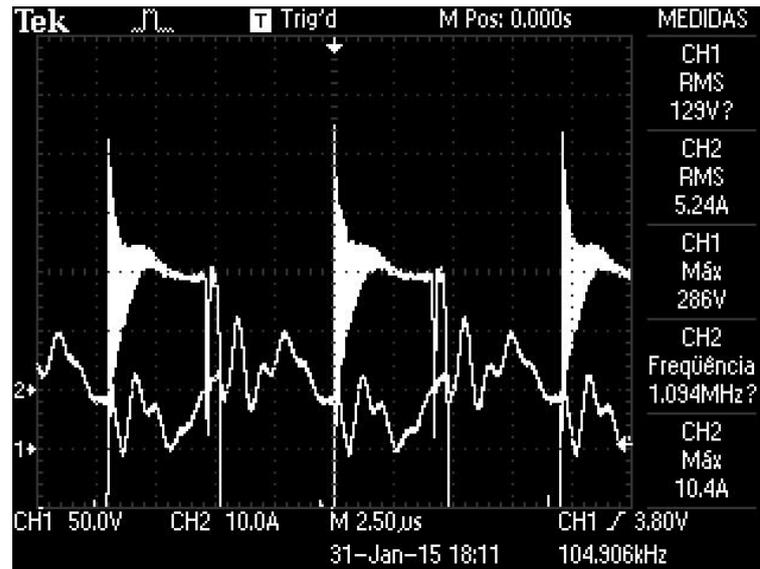


Figura 53 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com vazão de 0,5 L/min
Fonte: Autoria Própria (2015).

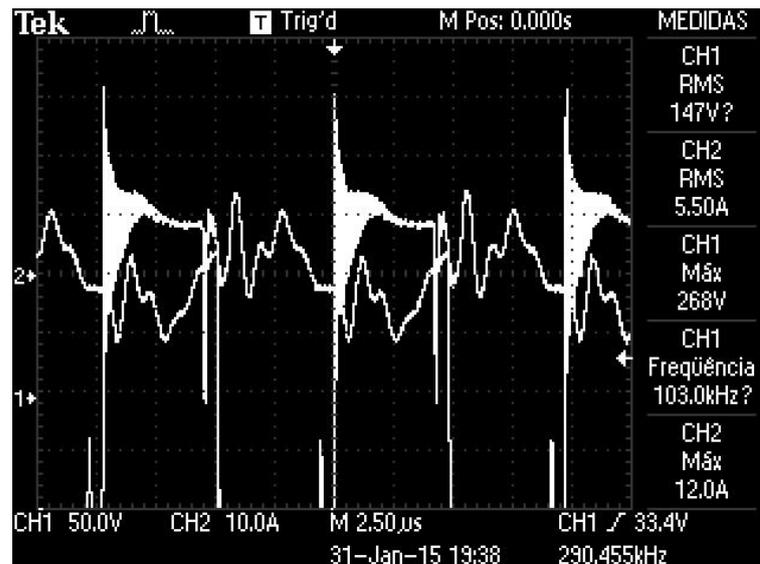


Figura 54 – Sinal de tensão (ch1) e corrente (ch2) na carga com vazão de 1,5 L/min
Fonte: Autoria Própria (2015).

Embora à princípio para um chuveiro convencional o aquecimento com recirculação não seja aplicável, este teste com o conversor de baixa potência mostra outras possíveis aplicações do aquecimento indutivo de água.

6 CONCLUSÃO

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho, uma das primeiras conclusões possíveis, é de que o conversor desenvolvido possui muitas limitações (dimensionamento de *snubber*, mais alternativas de tipos de cargas LC, desenvolvimento de carcaça para a carga LC), o que impossibilitou alcançar melhores resultados.

Existem diversas possibilidades para a forma do indutor, e um melhor estudo na área de transferência de calor também tem muito a contribuir na eficiência da troca térmica entre o material ferromagnético e o fluido.

O conversor inicialmente foi implementado através do uso de 4 optoacopladores os quais não forneciam tensão suficiente para condução entre gate e o source impossibilitando a passagem de corrente para os chaveamentos dos *MOSFETs*. Assim fez-se necessário o uso do driver IR2110 para que se pudesse aumentar a tensão do circuito de potência.

Uma melhor medição dos valores reais dos componentes na carga, com equipamentos de melhor precisão também colaboram para o projeto. A ponte RLC digital utilizada neste trabalho possui baixa precisão das grandezas medidas, mas era o único equipamento disponível. Ocorreram incompatibilidades nos valores calculados e medidos, o que impossibilitou encontrar o valor da potência ativa fornecida no aquecimento da água. Foi verificado que os sinais de corrente medidos no trabalho pela ponta de prova de corrente A622 poderiam estar incorretos devido a limitação de frequência do alicate, porém, realizados testes com a ponta de prova TCPA300 da Tektronix, emprestada pelo laboratório de Eletrônica de Potência, verificou-se que existe muita pouca diferença entre os sinais lidos pelas duas pontas de prova de corrente diferentes.

Mesmo com os resultados obtidos menos expressivos, o conversor testado permitiu um salto de temperatura na água de 10 °C com uma vazão de 0,5 L/min (lembrando que a vazão média de um chuveiro é de 4,5 L/min), potência de 775 VA em um tempo muito curto (aproximadamente 5 minutos). Nota-se que existe sim um potencial para o aquecimento indutivo para água, talvez não para aquecimento de passagem, pois a inércia térmica magnética é muito maior do que a inércia resistiva

(Efeito Joule), porém para volumes de água em recirculação o resultado pode ser mais vantajoso.

Ressalta-se também a importância do trabalho em agregar conhecimentos práticos e teóricos na área de eletrônica de potência, eletromagnetismo, circuitos elétricos, entre outros diversos conhecimentos adquiridos com os estudos, dimensionamentos de diferentes topologias, confecção de placas de circuito impresso, vários testes práticos e simulações.

7 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

- Estudos de dispositivos para melhorar a qualidade do sinal de energia elétrica das distorções causadas por cargas LC em alta frequência;
- Estudo e análise para maior eficiência térmica na carga LC, com diferentes geometrias do indutor assim como a transferência térmica em diferentes núcleos ferromagnéticos;
- Estudo comparativo no consumo elétrico entre o aquecedor indutivo e o aquecedor resistivo;

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING. **Aquecimento por indução Bobinas de indução**. Ambrell. [S.l.], p. 4. 2014.

ANEEL. ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. **Site da ANEEL**, 2014. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br>>. Acesso em: 01 Agosto 2014.

ASSEF, A. A. Amauri Amorin Assef - Páginas Pessoais - UTFPR. **Página Pessoal Amauri Assef**, 2014. Disponível em: <<http://paginapessoal.utfpr.edu.br/amauriassef>>. Acesso em: 01 Agosto 2014.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 5ª. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2ª. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2006.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. 2ª. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2008. ISBN 9788590520313.

BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 5ª. ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil LTDA, 1994.

BRAGA, I. N. Instituto Newton C. Braga. **Site do Instituto Newton C. Braga**, 2014. Disponível em: <<http://www.newtonbraga.com.br>>. Acesso em: 10 Junho 2014.

FITZGERALD, A. E.; JR., C. K.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas**. 6ª. ed. [S.l.]: Bookman, 2006.

GH ELECTROTERMIA. Sobre aquecimento por indução. **Site da GH Electrotermia**, 2011. Disponível em: <<http://www.ghinduction.com>>. Acesso em: 23 Julho 2014.

HISTÓRIA DE TUDO. História do Chuveiro. **Site da História de Tudo**, 2014. Disponível em: <<http://www.historiadetudo.com/chuveiro.html>>. Acesso em: 21 Abril 2014.

LABORATÓRIO DE GARAGEM. Tutorial: Conheça e Utilize MOSFETs. **Laboratório de Garagem**, 2012. Disponível em: <<http://www.labdegaragem.com>>. Acesso em: 05 Agosto 2014.

LORENZETTI S.A. Lorenzetti S.A. - História da Empresa. **Site da Lorenzetti S.A.**, 2014. Disponível em: <<http://www.lorenzetti.com.br/historia.asp>>. Acesso em: 20 Abril 2014.

MATHEUS, H. **Conversores de Frequência e Soft Starters**. EJM Engenharia. [S.l.], p. 33. 2014.

MEZAROBA, M. **Página de Professor - UDESC Joinville**, 2014. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/mezaroba/materiais/Modulacao_PWM.pdf>. Acesso em: 05 Agosto 2014.

NETO, F. B. **EFICIÊNCIA ENERGÉTICA NO AQUECIMENTO DOMÉSTICO DE ÁGUA PARA BANHO**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, p. 77. 2013.

PADILHA, F. J. D. C. **Retificador PWM "Boost" Dobrador de Tensão com Redução da Distorção Harmônica na Fonte**. Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, p. 63. 2004.

ROBERT, R. **Efeito Pelicular**. Universidade Federal do Paraná. Curitiba, p. 5. 2000.

RUDNEV, V. et al. **Handbook of Induction Heating**. Basel: Taylor & Francis, 2003.

RUDNEV, V. et al. **Handbook of Induction Heating**. Madison Heights, Michigan, USA: CRC Press, 2003.

SANTOS, C. A. D. Histerese magnética: perdas e ganhos. **Ciência Hoje**, 2007. Disponível em: <<http://cienciahoje.uol.com.br/colunas/do-laboratorio-para-a-fabrica/histerese-magnetica-perdas-e-ganhos>>. Acesso em: 07 Janeiro 2015.

SILVA, F. S. L. D. et al. **Conversor de Frequência CC-CA**, Belo Horizonte, 11 Março 2013. 75-82.

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ. **NORMAS PARA ELABORAÇÃO DE TRABALHOS ACADÊMICOS**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, p. 116. 2008.

WOLSKI, B. **Fundamentos de Eletromagnetismo**. 1ª. ed. Rio de Janeiro: Ao Livro Técnico, 2005.



KBPC35005/W - KBPC3510/W

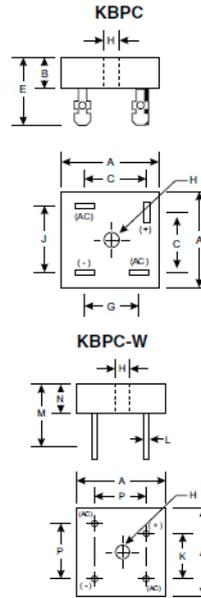
35A BRIDGE RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Reverse Leakage Current
- Low Power Loss, High Efficiency
- Surge Overload Rating to 400A Peak
- Electrically Isolated Metal Case for Maximum Heat Dissipation
- Case to Terminal Isolation Voltage 1500V
- UL Listed: Recognized Component Index, File Number E95060

Mechanical Data

- Case: High Conductivity Metal
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Symbols Marked on Case
- Mounting: Through Hole for #10 Screw
- Mounting Torque: 8.0 Inch-pounds Maximum
- Weight: KBPC 31.6 grams (approx)
- KBPC-W 28.5 grams (approx)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number



KBPC / KBPC-W		
Dim	Min	Max
A	28.40	28.70
B	10.97	11.23
C	15.50	17.60
E	22.86	25.40
G	13.30	15.30
H	Hole for #10 screw	
	4.85∅	5.59∅
J	17.10	19.10
K	10.40	12.40
L	0.97∅	1.07∅
M	30.50	—
N	10.97	11.23
P	17.10	19.10
All Dimensions in mm		

"W" Suffix Designates Wire Leads
No Suffix Designates Fast-on Terminals

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ T_A = 25°C unless otherwise specified

Single phase, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	KBPC35005/W	KBPC3501/W	KBPC3502/W	KBPC3504/W	KBPC3506/W	KBPC3508/W	KBPC3510/W	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{FRM} V _R	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	V _{R(RMS)}	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current @ T _C = 55°C	I _O	35							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}	400							A
Forward Voltage (per element) @ I _F = 17.5A	V _{FM}	1.2							V
Peak Reverse Current @ T _C = 25°C at Rated DC Blocking Voltage @ T _C = 125°C	I _{RM}	10 1.0							μA mA
I ² t Rating for Fusing (t < 8.3ms) (Note 3)	I ² t	664							A ² s
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C _J	300							pF
Typical Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}	2.7							K/W
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{STG}	-65 to +150							°C

- Notes: 1. Thermal resistance junction to case mounted on heatsink.
2. Measured at 1.0MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC.
3. Measured at non-repetitive, for t > 1.0ms and < 8.3ms.

SG3525A

Pulse Width Modulator Control Circuit

The SG3525A pulse width modulator control circuit offers improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of deadtime can be programmed by a single resistor connected between the C_T and Discharge pins. This device also features built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the changing of the soft-start capacitor when V_{CC} is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG3525A features NOR logic resulting in a low output for an off-state.

Features

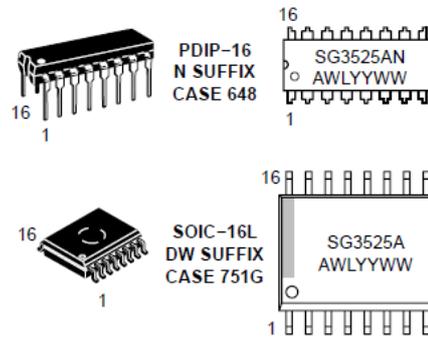
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V \pm 1.0% Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs: \pm 400 mA Peak
- Pb-Free Packages are Available*



ON Semiconductor®

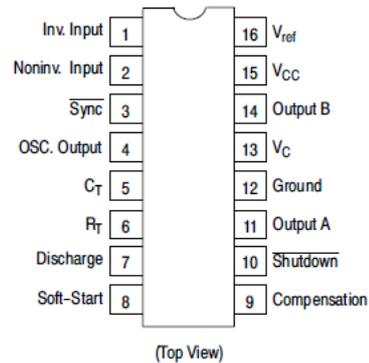
<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



A = Assembly Location
WL = Wafer Lot
YY = Year
WW = Work Week

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

International
IR Rectifier

SMPS MOSFET

PD - 94099B

IRFP32N50K

HEXFET® Power MOSFET

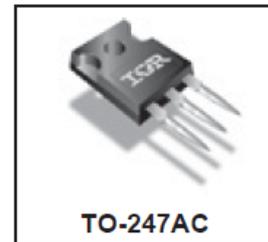
Applications

- Switch Mode Power Supply (SMPS)
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits

V_{DSS}	$R_{DS(on)typ.}$	I_D
500V	0.135Ω	32A

Benefits

- Low Gate Charge Qg results in Simple Drive Requirement
- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dv/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche Voltage and Current
- Low $R_{DS(on)}$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	32	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	20	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	130	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	460	W
	Linear Derating Factor	3.7	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ②	13	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)	300	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw		

Avalanche Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	—	450	mJ
I_{AR}	Avalanche Current②	—	32	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy②	—	46	mJ

Thermal Resistance

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case③	—	0.26	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient③	—	40	

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

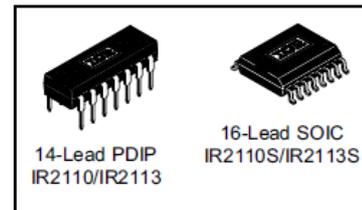
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection

