

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

PEDRO DE ALMEIDA ESMANHOTO

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR PARA SISTEMA DE
AQUECIMENTO POR INDUÇÃO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

TOLEDO

2015

PEDRO DE ALMEIDA ESMANHOTO

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR PARA SISTEMA DE
AQUECIMENTO POR INDUÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso 1, apresentado ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico.

Orientador: Prof. Me. Marcos Roberto Bombacini

Coorientador: Prof. Me. Rodrigo da Ponte Caun

TOLEDO

2015



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Toledo
Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 031

Desenvolvimento de um Conversor para Sistema de Aquecimento por Indução

por

Pedro De Almeida Esmanhoto

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às 14:40 h do dia **26 de novembro de 2015** como requisito parcial para a obtenção do título **Bacharel em Engenharia Eletrônica**. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado **APROVADO**.

Prof. Dr. Alberto Yoshihiro Nakano
(UTFPR-TD)

Prof. Dr. Gerson Filippini
(UTFPR-TD)

Prof. M. Marcos Roberto Bombacini
(UTFPR-TD)
Orientador

Visto da Coordenação

Prof. M. Alessandro Paulo de Oliveira
Coordenador da COELE

DEDICATÓRIA

Dedico aos meus pais por todo o apoio e incentivo que sempre deram aos meus estudos.

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer aos meus pais, por terem me orientado corretamente desde meus primeiros anos de vida. Hoje sou o resultado de seus ensinamentos.

Aos meus professores e amigos pelas sugestões, observações e contribuições valiosas que foram fundamentais para a conclusão deste trabalho.

A minha namorada pelo estímulo, dedicação e esforço pessoal proporcionado.

E a todos os outros que contribuíram direta ou indiretamente para a minha formação deixo os meus sinceros agradecimentos.

RESUMO

Este trabalho consiste no desenvolvimento de um conversor para um aquecedor 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. Inversor de frequência. Indução eletromagnética. Conversor CC-CA.

ABSTRACT

This document is about the development of a converter to a water heater 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 inverter. Electromagnetic induction.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Têmpera de uma peça de motor automotivo.....	16
Figura 2 - Fogão por indução evita queimaduras.....	17
Figura 3 - Aquecimento por indução.....	17
Figura 4 - Circuito magnético.....	18
Figura 5 - Correntes de Foucault.....	21
Figura 6 - Ciclo de histerese menos intenso.....	24
Figura 7 - Ciclo de histerese menos intenso.....	24
Figura 8 - Circuito do conversor CA-CC em ponte com filtro capacitivo.....	26
Figura 9 - Inversor monofásico em ponte com carga resistiva.....	29
Figura 10 - Tensão e corrente de carga para o circuito da figura 9.....	30
Figura 11 - Etapas de funcionamento do inversor monofásico em ponte com carga indutiva.....	31
Figura 12 - Tensão e corrente de carga para o circuito da figura 11.....	32
Figura 13 - Representação MOSFET.....	33
Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema.....	34
Figura 15 – Circuito retificador com filtro capacitivo.....	37
Figura 16 – Circuito utilizado na prática.....	38
Figura 17 – Circuito oscilador.....	41
Figura 18 – Circuito utilizado na prática com SG3525.....	41
Figura 19 – Pinagem do driver IR2110.....	43
Figura 20 – Circuito com driver IR2110.....	45
Figura 21 – Circuito utilizado na prática com IR2110.....	45
Figura 22 – Ponte RLC medindo o indutor.....	46
Figura 23 – Sistema completo.....	47
Figura 24 – Sinais de tensão nas saídas do oscilador com menor frequência.....	48
Figura 25 – Sinais de tensão nas saídas do oscilador com maior frequência.....	49
Figura 26 – Tempo morto entre o chaveamento dos MOSFET's.....	50
Figura 27 – Circuito trabalhando em máxima frequência e potência.....	51
Figura 28 – Gráfico de desempenho a 100 kHz.....	52
Figura 29 – Gráfico de desempenho a 150 kHz.....	53
Figura 30 – Gráfico de desempenho a 200 kHz.....	54
Figura 31 – Comparação entre as três frequências.....	55
Figura 32 – Protótipo para comparação com o sistema resistivo.....	56

LISTA DE ACRÔNIMOS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor (do original <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (do original <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do original <i>Pulse Width Modulation</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

Ω	Resistência Elétrica
L	Indutância
N	Número de espiras;
Φ	Fluxo magnético;
i	Corrente elétrica;
fmm	Força magnemotriz
N	Número de espiras
I	Intensidade de corrente
R	Relutância magnética
l	Comprimento médio do circuito magnético
S	Seção transversal do núcleo
μ	Permeabilidade magnética
μ_0	Permeabilidade absoluta do vácuo
μ_r	Permeabilidade relativa do material
k_1	Constante para o material da chapa
t	Espessura da chapa
B	Indução nominal
f	Frequência
V	Volume do ferro
PF	Perdas por correntes de Foucault
Ph	Perdas por histerese
V	Volume do material sujeito à variação de fluxo
kh	Constante para o tipo de material empregado
x	Coefficiente de STEINMETZ
R	Resistência da carga
V_0	Tensão eficaz
P_{in}	Potência de entrada do sistema
V_{Cmin}	Tensão mínima que o capacitor chega com seu descarregamento
V_{pk}	Tensão de pico do capacitor

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 JUSTIFICATIVA	14
1.2 OBJETIVO	15
1.2.1 Objetivos específicos	15
2 REFERENCIAL TEÓRICO	16
2.1 AQUECIMENTO POR INDUÇÃO	16
2.1.1 Aquecimento indutivo na indústria e no uso doméstico	16
2.1.2 Princípios físicos de aquecimento por indução	17
2.1.3 Circuito magnético	18
2.1.4 Efeito das Correntes de Foucault.....	21
2.1.5 Efeito de histerese	23
2.1.6 Efeito pelicular.....	25
2.2 CONVERSORES DE TENSÃO E FREQUÊNCIA.....	25
2.2.1 Conversor CA-CC	25
2.2.2 Conversor CC-CA	29
2.3 <i>MOSFET</i>	32
3 MATERIAIS E MÉTODOS	34
3.1 MATERIAIS UTILIZADOS.....	34
3.2 DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA.....	34
3.3 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	35
4 DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA	36
4.1 CIRCUITO RETIFICADOR OU CONVERSOR CA-CC.....	36
4.2 CIRCUITO OSCILADOR OU MODULADOR PWM	38
4.3 CIRCUITO INVERSOR OU CONVERSOR CC-CA	42
4.4 CARGA	46
5 TESTES PRÁTICOS DO SISTEMA	47
5.1 TESTES PRÁTICOS DO CIRCUITO OSCILADOR	48
5.2 TESTES PRÁTICOS DO AQUECEDOR	52
5.3 COMPARAÇÃO COM O SISTEMA RESISTIVO	56
6 CONCLUSÃO	58
7 SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS	59
REFERÊNCIAS	60

ANEXO A - Datasheet do componente SG3525	61
ANEXO B - Datasheet do componente IRFP32N50K.....	62
ANEXO C – Datasheet do componente IR2110.....	63

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).

O aparecimento da Eletrônica de Potência proporcionou uma alternativa vantajosa para o processamento de energia, devido à baixa perda no chaveamento somada a pouca necessidade de manutenção das chaves semicondutoras. A ideia de se fazer conversão de energia através do chaveamento surgiu na década de 1920, mas durante as três décadas subsequentes teve pouca evolução. Com a invenção do tiristor, ao fim dos anos 50, iniciou-se um grande surto de evolução tecnológica da Eletrônica de Potência, que se estendeu pelos anos 60.

Desde então, os conversores de frequência vêm crescendo acentuadamente, e nos anos 70, foi iniciada a implantação da Eletrônica de Potência em escala industrial. Daí em diante, o desenvolvimento paralelo da Microeletrônica e de materiais semicondutores tem contribuído significativamente para a contínua evolução da Eletrônica de Potência, sendo de extrema importância sua aplicação em sistemas controlados.

Esses conversores 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.

Os conversores também são usados para confeccionar aquecedores de indução, princípios básicos desse tipo de aquecimento são conhecidos e aplicados na indústria desde 1920. Durante a Segunda Guerra Mundial, a tecnologia desenvolveu-se rapidamente para atender as necessidades urgentes da guerra, para um processo rápido e confiável de aumentar a dureza de peças metálicas.

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 à presença de um campo magnético externo.

1.1 JUSTIFICATIVA

O tema sustentabilidade tem se tornado, a cada dia, mais importante e mais necessário para que, com o uso racional dos recursos disponíveis na natureza, as gerações futuras não sejam prejudicadas. Dentro desse contexto, a crescente necessidade no uso da energia elétrica e no uso da água tem estimulado a busca por melhores alternativas para aproveitamento desses recursos naturais.

Uma alternativa para o uso doméstico é o aquecimento indutivo que já é muito usado na indústria siderúrgica e se mostra muito eficiente no processo de selagem, endurecimento ou amolecimento de metais ou outros materiais condutores. Uma alternativa de aquecimento para uso doméstico é a utilização em um fogão de cozinha, o que trás mais segurança, pois não há fogo que possa causar algum acidente, e a base do fogão não tem sua temperatura elevada, somente a panela de material ferromagnético é aquecida. Outra aplicação é um sistema de aquecimento de água por passagem, para ser utilizado em uma torneira ou chuveiro, de forma que o núcleo de material ferromagnético ceda calor para a água de forma mais segura que o sistema resistivo, uma vez que a rede elétrica não terá contato direto com a água que pode estar em contato com uma pessoa.

O desenvolvimento de um conversor que atenda as necessidades do aquecedor indutivo através do correto dimensionamento na fase de projeto de modo que fique financeiramente acessível ao consumidor. Aprofundar através de estudos e simulações qual a faixa de frequência a ser utilizado para cada tipo de aplicação de uso doméstico, e também para obter maior rendimento do sistema para proporcionar uma economia no consumo de energia elétrica.

1.2 OBJETIVO

O objetivo do trabalho será desenvolver um conversor com chaveamento em altas frequências, favorecendo a dissipação de calor por correntes de Foucault e o efeito de histerese induzidos pelo campo magnético da bobina.

1.2.1 Objetivos específicos

- Projetar e implementar o circuito de potência do conversor CA-CC
- Projetar e implementar o circuito de potência do conversor CC-CA;
- Projetar e implementar o circuito de controle do conversor CC-CA;
- Projetar e implementar uma bobina e o sistema de troca térmica do núcleo com a água;
- Testar a eficiência, caracterizar o circuito e comparar o aquecimento indutivo com o resistivo;

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 AQUECIMENTO POR INDUÇÃO

2.1.1 Aquecimento indutivo na indústria e no uso doméstico

O aquecimento por indução eletromagnética é utilizado em várias indústrias, permitindo, por exemplo, a preparação de pastilhas de silício puro para componentes microeletrônicos ou o processamento de peças metálicas diversas. Esse tipo de aquecimento permite controlar com mais precisão a velocidade e o nível de aquecimento do material. A Figura 1 mostra o processo de têmpera de um virabrequim de motor automotivo.



Figura 1 - Têmpera de uma peça de motor automotivo
Fonte: Industrial Heating (2014).

Outra área de aplicação, bastante difundida, é a aplicação na cocção de alimentos, através do uso de fogões de indução, que é uma forma mais segura que o método convencional a gás, pois não há a presença da chama e a base do fogão não é aquecida, como pode ser visto na Figura 2. Tais equipamentos, embora seja possível adquiri-los no Brasil, representam um percentual muito pequeno quando comparado à outras tecnologias tradicionais, diferente de alguns países do hemisfério norte, onde o uso de sistemas indutivos para a cocção já está estabelecido e continua em expansão.



Figura 2 - Fogão indutivo
Fonte: Meliuz (2014).

2.1.2 Princípios físicos de 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 3 mostra o material a ser aquecido dentro de uma bobina (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

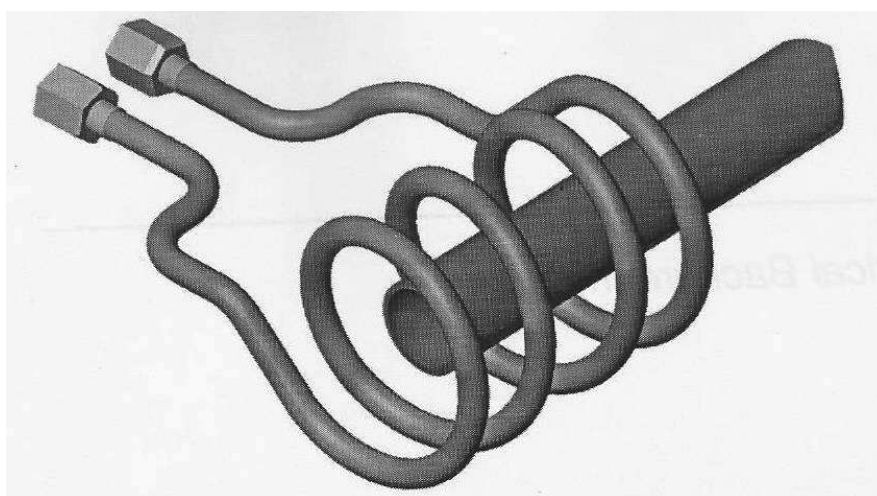


Figura 3 - Aquecimento por indução
Fonte: Rudnev (2003).

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 quanto 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 (AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING, 2014).

2.1.3 Circuito magnético

Um circuito magnético simples como o da Figura 4, consiste em uma estrutura que, em sua maior parte, é composta por material magnético de permeabilidade elevada. A presença de um material de alta permeabilidade tende a fazer com que as linhas de fluxo magnético sejam confinadas ao caminho delimitado pela estrutura, do mesmo modo que, em um circuito elétrico, as correntes são confinadas aos condutores (FITZGERALD, A. E., 2006).

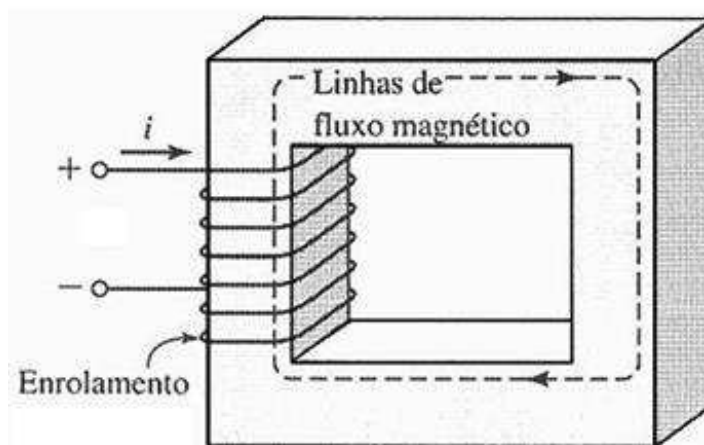


Figura 4 - Circuito magnético
Fonte: Fitzgerald (2006).

Conforme pode ser visto na Figura 4 o circuito é composto por um material ferromagnético de permeabilidade constante, o fluxo magnético Φ seguirá o caminho entre o núcleo e o entreferro e a relação entre a indutância L e a corrente i se dá pela Equação (1) (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

$$L = \frac{N\Phi}{i} \quad (1)$$

Sendo:

L = indutância [H];

N = número de espiras;

Φ = fluxo magnético [Wb];

i = corrente elétrica [A];

Devido à alta permeabilidade do núcleo magnético, uma solução exata mostraria que o fluxo magnético está confinado quase que inteiramente ao núcleo. Mostraria também que as linhas de campo seguem o caminho definido pelo núcleo, e que basicamente a densidade de fluxo é uniforme em uma seção reta qualquer, porque a área desta é uniforme. O campo magnético pode ser visualizado em termos de linhas de fluxo formando laços fechados interligados com o enrolamento (FITZGERALD, A. E., 2006).

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 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, e o segundo é devido ao efeito de histerese. 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).

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 (2) (WOLSKI, 2005).

$$fmm = N \times I \quad (2)$$

Sendo:

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 (3) (WOLSKI, 2005).

$$R = \frac{l}{\mu S} \quad (3)$$

Sendo:

R = relutância magnética [A/Wb];

l = comprimento médio do circuito magnético [m];

S = seção transversal do núcleo [m^2];

μ = permeabilidade magnética [H/m];

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

μ_0 = permeabilidade absoluta do vácuo;

μ_r = permeabilidade relativa do material;

2.1.4 Efeito das Correntes de Foucault

De acordo com a Lei de Faraday, a variação de fluxo magnético num condutor induz entre seus terminais uma força eletromotriz. (SADIKU, MATTHEW N. O., 2004).

Quando uma corrente elétrica circula por uma bobina induz um campo magnético. Se uma barra de material ferromagnético for inserida nesta bobina, os seus domínios magnéticos irão se orientar de acordo com o fluxo magnético gerado, e as linhas de indução vão circular por este material. (GARCIA, RICARDO, 2006)

Como o material ferromagnético usado nos transformadores e máquinas elétricas é bom condutor de eletricidade (núcleo de ferro), toda vez que houver fluxo variável passando por ele haverá uma força eletromotriz induzida e, como a resistência é muito baixa, causará a circulação de correntes induzidas muito elevadas chamadas correntes parasitas ou correntes de Foucault. (HALLIDAY, D. e RESNICK, R 1984)

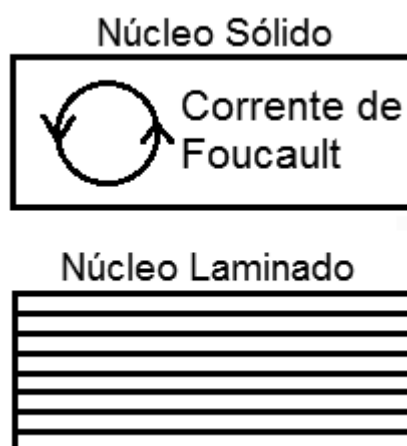


Figura 5 - Correntes de Foucault
Fonte: Autoria própria (2015).

Ao ocorrer esse fenômeno, há dissipação de considerável quantidade de energia em forma de calor, causando aquecimento do núcleo, de acordo com a Equação (4) da potência elétrica.

$$P = R \times I^2 \quad (4)$$

Sendo:

P = potência elétrica [W];

R = resistência elétrica [Ω];

I = corrente elétrica [A];

As perdas por correntes de Foucault podem ser obtidas através da Equação (5) (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

$$P_F = k_1 \times t^2 \times B^2 \times f^2 \times V \quad (5)$$

Sendo:

k_1 = constante para o material da chapa [$\text{Js}/\text{T}^2\text{m}^5$];

t = espessura da chapa [mm];

B = indução nominal [T];

f = frequência [Hz];

V = volume do ferro [m^3];

P_F = perdas por correntes de Foucault [W];

Nos transformadores e máquinas elétricas esse fenômeno é nocivo ao funcionamento. A construção desses equipamentos é feita com o intuito de minimizar os efeitos dessa corrente parasita. Como a resistência de um material é inversamente proporcional à seção transversal, basta então reduzir a seção do núcleo, laminando-o em chapas finas, como mostrado na Figura 5. Após, monta-se o pacote de chapas isoladas de acordo com o formato do núcleo.

Em alguns casos estas correntes parasitas têm aplicação útil, como nos fornos de indução, que o objetivo é potencializar as perdas por correntes de Foucault pelo efeito Joule.

2.1.5 Efeito de histerese

As perdas por histerese surgem devido ao atrito interno entre os domínios magnéticos que sofrem influência na orientação causada pelo campo magnético em que é submetido. Consequentemente, 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 (6) representa a potência dissipada por histerese (FITZGERALD, JR. e UMANS, 2006).

$$P_h = k_h \times B^x \times f \times V \quad (6)$$

Sendo:

P_h = perdas por histerese [W];

V = volume do material sujeito à variação de fluxo [m³];

k_h = constante para o tipo de material empregado [J/Wb];

B = indução nominal [T ou Wb/m²];

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).

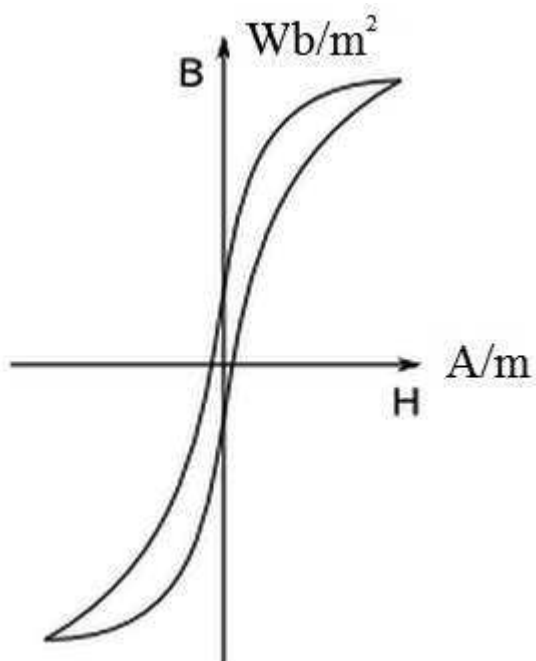


Figura 6- Ciclo de histerese menos intenso
Fonte: Autoria própria (2015).

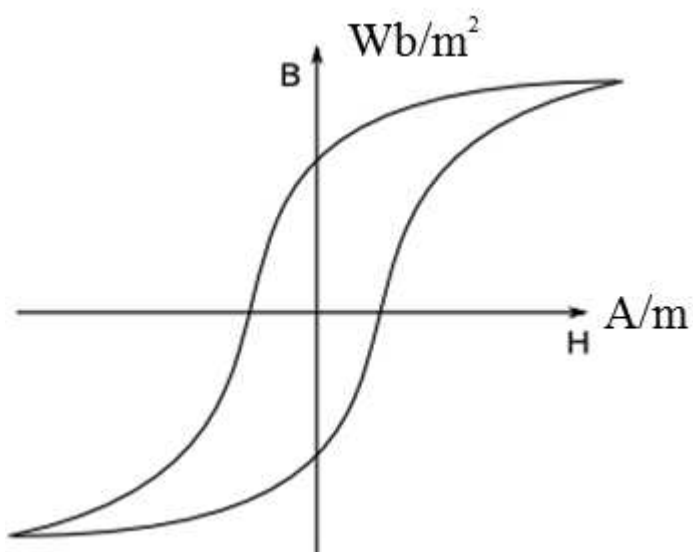


Figura 7- Ciclo de histerese mais intenso
Fonte: Autoria própria (2015).

2.1.6 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 uma maior perda por efeito Joule e também modificações na reatância indutiva interna (ROBERT, 2000).

2.2 CONVERSORES DE TENSÃO E FREQUÊNCIA

Os conversores encontrados na eletrônica de potência são circuitos eletrônicos responsáveis por converter energia elétrica de um nível de tensão, de corrente e de frequência para outro utilizando interruptores eletrônicos. A característica essencial destes circuitos é que os interruptores operam somente em condução ou em bloqueio. Através de modulação adequada e do emprego de determinada topologia, pode-se converter energia elétrica com rendimento elevado, diferentemente do que ocorre quando se utilizam interruptores operando na região ativa.

2.2.1 Conversor CA-CC

Conhecidos também como retificadores, os conversores CA-CC são utilizados para converter um sinal de uma fonte alternada, em uma fonte contínua. Existem vários tipos de topologias e são muito utilizados em diversas aplicações (BARBI, 2006).

2.2.1.1 Conversor CA-CC em ponte com filtro capacitivo

O princípio de funcionamento do circuito com diodos em ponte de onda completa é igual a todos os outros retificadores. Converte uma fonte de energia alternada em contínua através do chaveamento por semicondutores, que neste caso, são diodos. A Figura 8 representa um conversor CA-CC com diodos em ponte completa com filtro capacitivo e uma aproximação da forma de onda na saída.

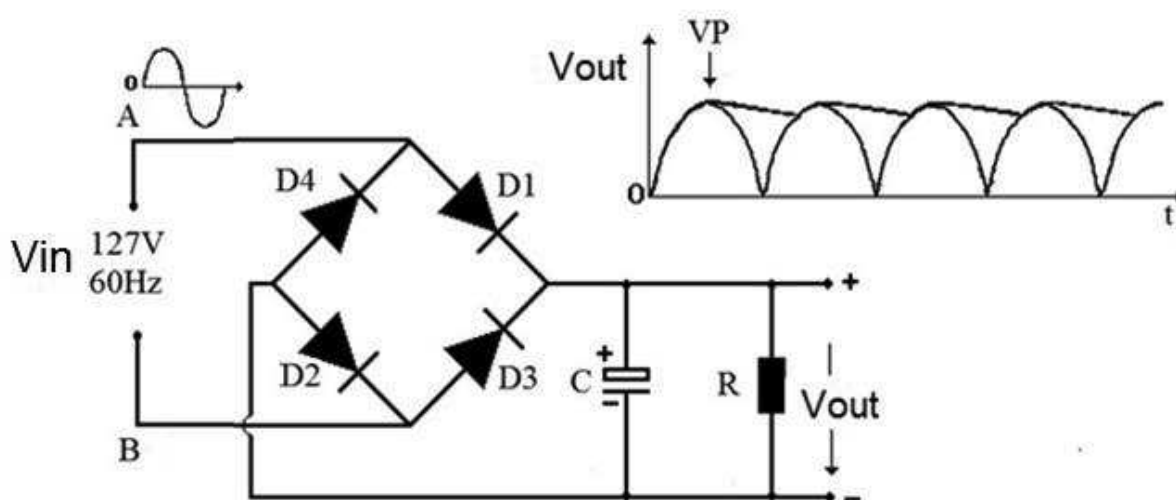


Figura 8 - Circuito do conversor CA-CC em ponte com filtro capacitivo
Fonte: Autoria própria (2015).

O circuito retificador em ponte opera do seguinte modo: durante os semiciclos positivos da tensão de entrada V_{in} é positiva e a corrente é conduzida pelo diodo D_1 e D_2 . Enquanto isso, os diodos D_3 e D_4 estarão inversamente polarizados. Durante os semiciclos negativos da tensão de entrada, a tensão V_{in} será negativa e, portanto, V_{out} será positiva, forçando a corrente a circular por D_3 e D_4 . Enquanto isso, os diodos D_1 e D_2 estarão inversamente polarizados (SEDRA, ADEL S., 2007).

Nessa topologia do retificador monofásico o valor médio da tensão na carga pode ser calculado pela Equação (7), a tensão de pico na carga pela Equação (8), a corrente média na carga pela Equação (9) e o valor eficaz da corrente na carga pela Equação (10) (BARBI, 2006):

$$V_{Lmed} = \frac{2\sqrt{2}V_0}{\pi} = 0,9 \times V_0 \quad (7)$$

$$V_{Pico} = \sqrt{2} \times V_0 \quad (8)$$

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

$$I_{Lef} = \frac{V_0}{R} \quad (10)$$

Sendo:

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 (11), a Equação (12) calcula o valor da corrente de pico durante o tempo de recarga do capacitor, e a Equação (13) demonstra o cálculo do valor de um capacitor para se obter uma determinada ondulação (BARBI, 2006).

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{Cmin}}{V_{pk}}\right)}{2 \times \pi \times f} \quad (11)$$

$$I_P = \frac{C \times \Delta V}{t_c} = \frac{C(V_{pk} - V_{Cmin})}{t_c} \quad (12)$$

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (13)$$

Sendo:

P_{in} = potência de entrada do sistema [W];

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

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

f = frequência [Hz];

A tensão máxima no capacitor pode ser expressa pela Equação (14):

$$V_{Cmax} = V_{pk} = \sqrt{2} \times V_0 \quad (14)$$

Sendo:

V_0 = tensão eficaz [V];

2.2.2 Conversor CC-CA

Os conversores são circuitos estáticos que convertem potência CC em potência CA com frequência e tensão ou corrente de saída controlada (AHMED, ASHFAQ, 2000).

A tensão de saída tem uma forma de onda periódica que, embora não-senoidal, pode, com uma boa aproximação, chegar a ser considerada como tal. Há muitos tipos de inversores, classificados de acordo com o número de fases, com a utilização de dispositivos semicondutores de potência, com os princípios de comutação e com as formas de onda de saída (AHMED, ASHFAQ, 2000).

Estes dispositivos são usados em muitas aplicações industriais, incluindo controles de velocidade para motores síncronos e de indução, aquecimento por indução, fontes de alimentação para aeronaves, fontes de alimentação de funcionamento contínuo e transmissão em alta tensão CC (AHMED, ASHFAQ, 2000).

2.2.2.1 Conversor CC-CA de tensão em ponte completa

A estrutura típica de um inversor monofásico em ponte completa é mostrada na Figura 9.

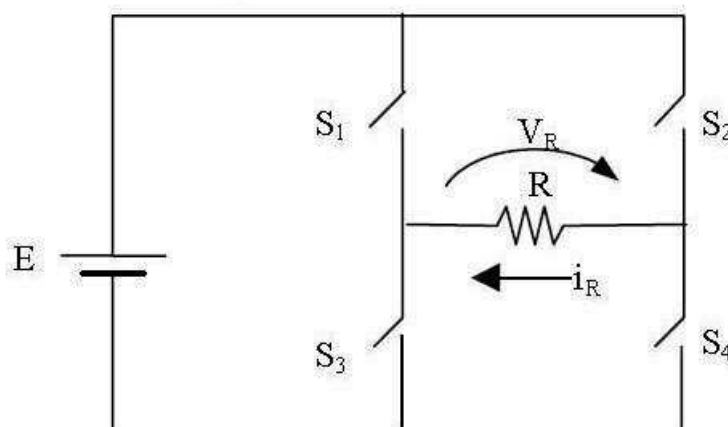


Figura 9 - Inversor monofásico em ponte com carga resistiva
Fonte: Unesp (2002).

Quando os contatos S_1 e S_4 fecham conduzindo e S_2 e S_3 permanecem abertos, a tensão da carga será igual a da fonte de alimentação. Quando S_2 e S_3 fecham conduzindo e S_1 e S_4 permanecem abertos, a tensão da carga será igual a $-E$. Formando assim ondas quadradas a cada ciclo. As formas de onda correspondentes estão representadas na Figura 10.

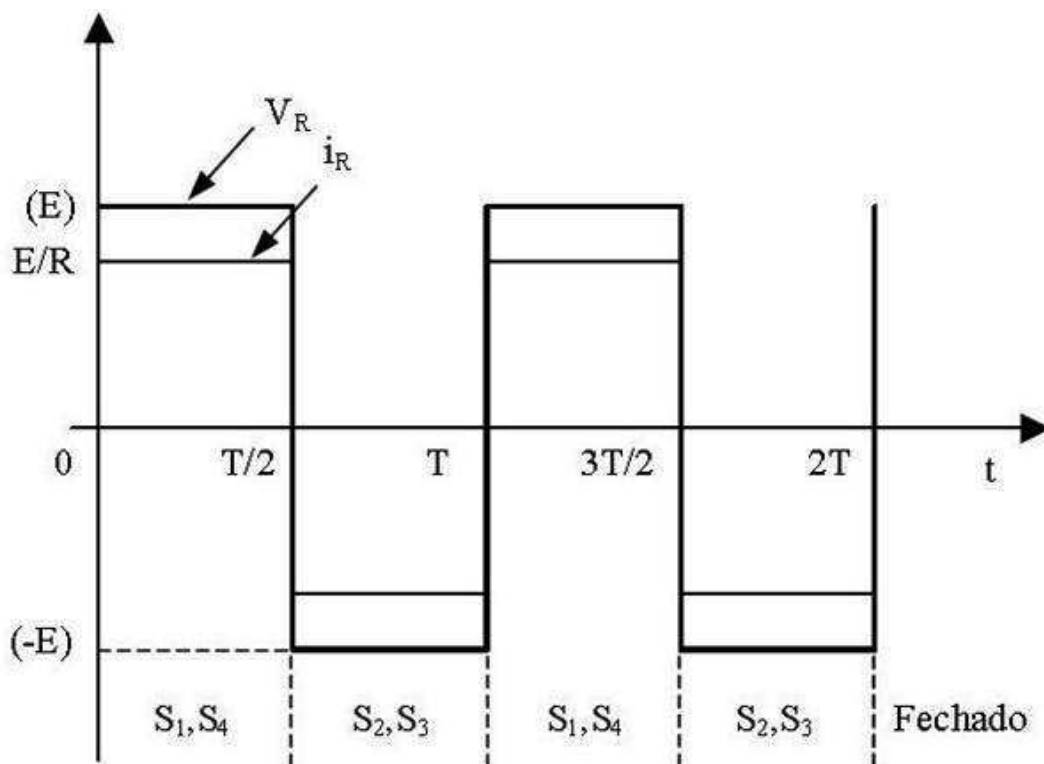


Figura 10 - Tensão e corrente de carga para o circuito da figura 9
Fonte: Unesp (2002).

Também é conhecido como inversor em ponte H, para carga indutiva, devem ser adicionados os diodos D_1 , D_2 , D_3 e D_4 em antiparalelo (roda livre), como representado na figura 11, onde aparecem também as quatro etapas de funcionamento da estrutura. Indicado para circuitos de alta potência, pois tensões e correntes provocam menos esforços nas chaves estáticas, mas em contra partida um número maior de chaves estáticas encarece o valor do projeto. (BARBI e MARTINS, 2008).

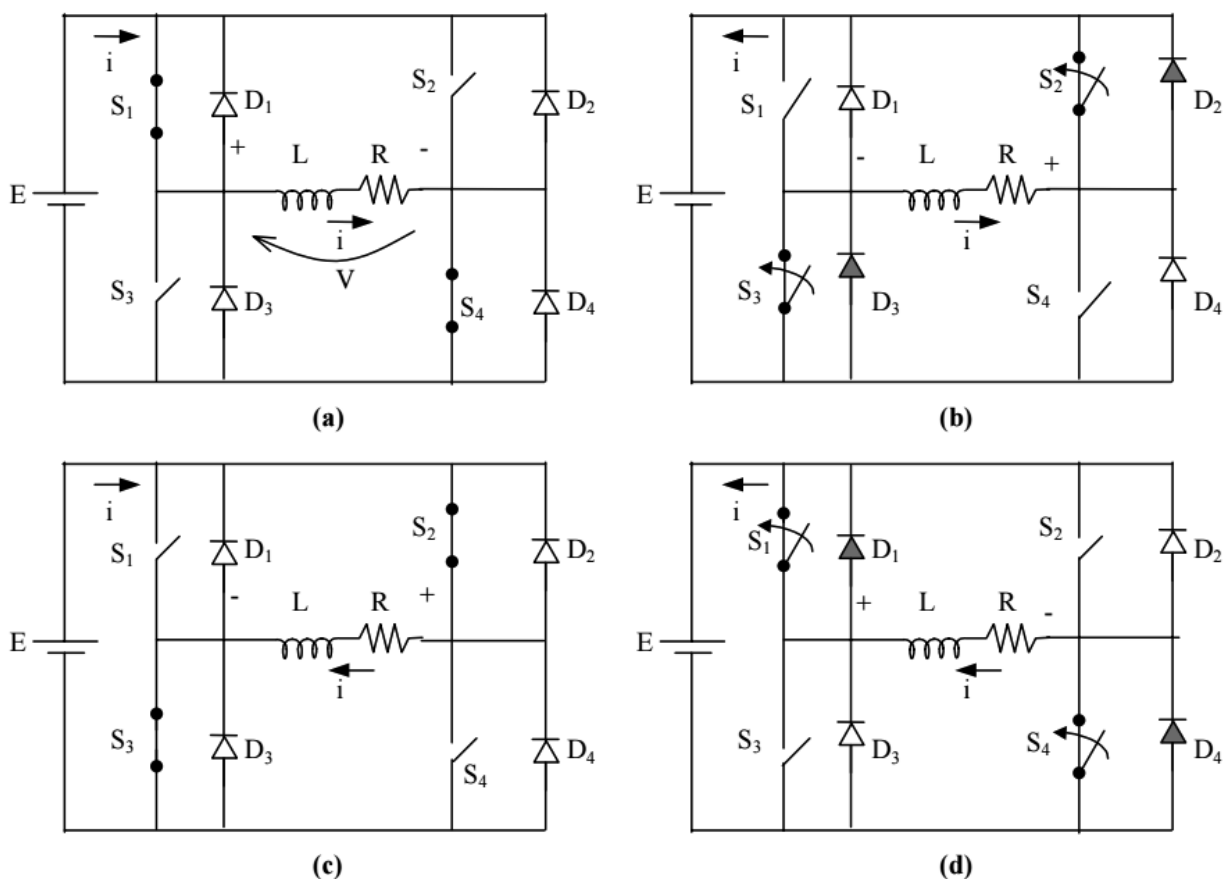


Figura 11 - Etapas de funcionamento do inversor monofásico em ponte com carga indutiva
 Fonte: Unesp (2002).

O funcionamento do circuito da Figura 11 é constituído por 4 etapas, sendo que na 1ª etapa (Figura 11 (a)) as chaves S1 e S4 estão fechadas conduzindo corrente para a carga e conseqüentemente tensão $+E$. Na 2ª etapa (Figura 11 (b)) 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 $-E$. Na 3ª etapa (Figura 11 (c)) atuam as chaves S2 e S3, conduzindo fluxo de corrente para a carga e com tensão ainda de $-E$. Na 4ª etapa (Figura 11 (d)) é similar a 2ª, porém agora a corrente é conduzida pelos diodos D1 e D4 e conseqüentemente a tensão na carga ficará $+E$, reiniciando o ciclo de trabalho deste conversor (BARBI e MARTINS, 2008).

Formando assim ondas quadradas a cada ciclo. As formas de onda correspondentes estão representadas na Figura 12.

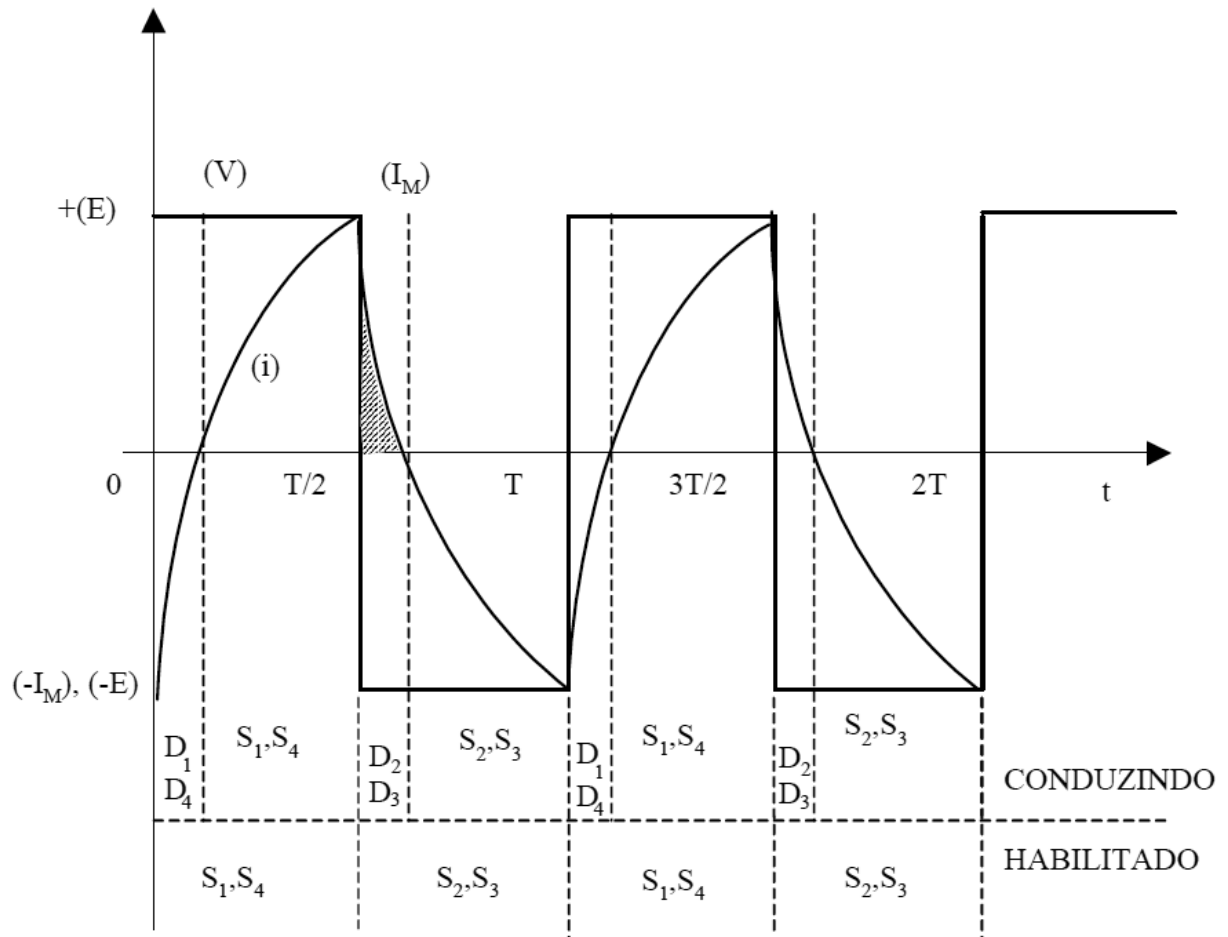


Figura 12 - Tensão e corrente de carga para o circuito da figura 11
Fonte: Unesp (2002).

2.3 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).

O *MOSFET* 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 desnecessários grandes valores de potência para o seu disparo e esse tipo de semicondutor 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 13 representa a estrutura de um *MOSFET* canal N e canal P (ASSEF, 2014).

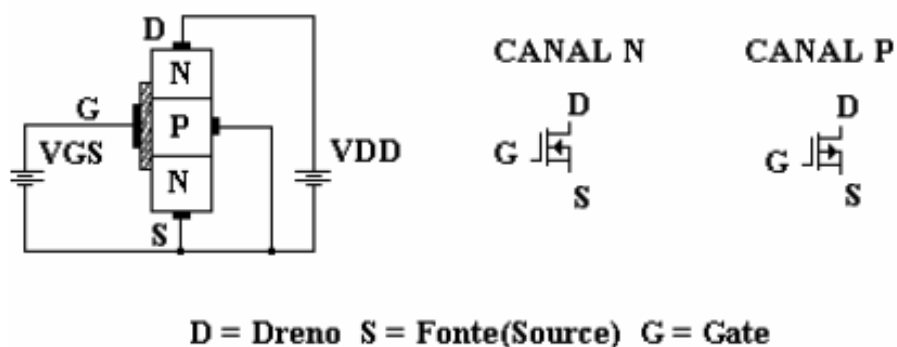


Figura 13 - Representação *MOSFET*
Fonte: Assef (2014).

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

3 MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 MATERIAIS UTILIZADOS

Os testes foram realizados no laboratório A-011 da Universidade Tecnológica Federal do Paraná , Campus Toledo, com os seguintes equipamentos:

- Variador de tensão CA;
- Fonte de tensão CC com dois canais;
- Osciloscópio;
- Multímetros digitais;
- Ponta tipo garra de corrente;
- Bomba d'água;
- Termômetros digitais;

3.2 DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA

O sistema de aquecimento desenvolvido é composto por uma bobina e um núcleo inserido no interior desta bobina. Quando uma corrente elétrica alternada é aplicada à bobina um campo magnético é gerado e este tem por efeito sobre o núcleo a indução de correntes chamadas de parasitas as quais, por efeito Joule, provocam aquecimento. Simultaneamente um segundo fenômeno também será responsável pelo aumento de temperatura do núcleo, a rotação dos domínios magnéticos do aço originado pela inversão de polaridade do campo magnético em virtude da tensão alternada que percorre a bobina.

Para o controle da frequência da corrente elétrica aplicada à bobina será implementado um circuito eletrônico gerador de tensão com alta frequência. O sistema eletrônico tem como objetivo elevar a frequência do sinal elétrico proveniente da rede elétrica para frequências da ordem de kHz. A Figura 14 apresenta o diagrama de blocos do sistema.



Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema
Fonte: Autoria própria (2015).

Para comparar com o sistema resistivo, será implementado um protótipo de mesmas dimensões, potência e fluxo de água para obter dados e verificar os rendimentos das duas formas de aquecimento.

3.3 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;
- Analisar eficiência do sistema comparando com o sistema de aquecimento resistivo.

4 DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA

O desenvolvimento de um equipamento eletrônico envolve várias etapas até a concepção e o funcionamento, uma destas etapas e uma das mais importantes é o dimensionamento dos componentes a serem utilizados, pois as variáveis corrente, tensão, frequência e impedância é que determinam os esforços em cada componente e os limites que cada um pode suportar de acordo com seus respectivos *datasheets*, para que as partes do circuito não sejam danificadas.

4.1 CIRCUITO RETIFICADOR OU CONVERSOR CA-CC

Embora este circuito não possuir muitos componentes, se faz necessário seu dimensionamento para um correto funcionamento. Neste projeto foi utilizado o retificador monofásico de onda completa como já explorado no Capítulo 2, os diodos retificam o sinal da rede e o capacitor é usado para filtrar o *ripple*, ou seja, atenuar as variações de tensão para que em seguida este sinal possa ser invertido.

A tensão CA será controlada pelo variador de tensão, e não irá ultrapassar os 100 V devido este ser o limite de tensão do filtro capacitivo, tendo a frequência de 60 Hz da rede. Para retificar a tensão, foi utilizada a ponte de diodos do módulo IGBT 7MBR50SB120, que seria também utilizada para inverter o sinal, mas que depois foi preferido utilizar os *MOSFET's* como chave, mas optou-se por utilizar a ponte de diodos do módulo.

Para o cálculo do filtro capacitivo se faz necessário o uso da Equação (13), onde este calcula a capacitância necessária em virtude da variação de tensão na saída ou ondulação e a potência de entrada.

A princípio a potência de entrada estava estimada em 1400 W e um *ripple* de no máximo 5 V. Para estes valores de potência e *ripple* foi obtido o valor da capacitância necessária com a utilização da Equação (13), sendo 6,68 mF o valor da capacitância. O valor comercial mais próximo a isso é de 6800 uF. Após a aquisição do capacitor com tensão máxima de 100 V, foi visto que o limite de corrente do variador de tensão utilizado fornece é de 8 A, o que limitou a 800 VA de potência

com este capacitor, sendo difícil a aquisição de outro com maior valor de tensão, pois possui um custo elevado.

Então, com este valor de capacitância e uma potência de entrada de 800 VA, utilizando a Equação (13), foi obtido um novo *ripple* máximo de 2,8 V.

A Figura 15 mostra o esquema do circuito, e a Figura 16 o circuito implementado.

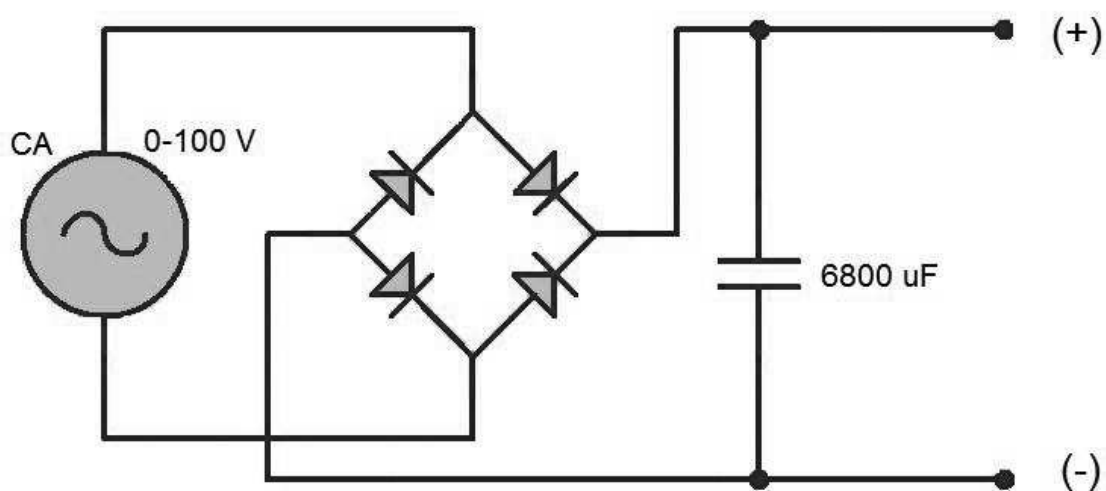


Figura 15 – Circuito retificador com filtro capacitivo
Fonte: Autoria própria (2015).



Figura 16 – Circuito utilizado na prática
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 A) 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 (tempo morto), pois garante que os sinais de saída não se sobrepõem evitando o incorreto chaveamento e possíveis curtos 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 (15) para determinar este intervalo.

$$f = \frac{1}{C(0,7*R+3*R_d)} \quad (15)$$

A capacitância C vai interligado entre o pino 5 (CT) 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 (RT) e a referência, já a resistência Rd 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 demonstradas na Figura 17, e a Figura 18 mostra a placa já montada do oscilador.

Componentes utilizados:

- $C = 1 \text{ nF}$;
- $R = 1 \text{ k}\Omega$;
- $R(\text{variavel}) = 0 \text{ a } 10 \text{ k}\Omega$;
- $R_d = 15 \text{ }\Omega$;

Frequências encontradas:

- Frequência mínima = 100 kHz;
- Frequência máxima = 400 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 = 50 kHz;
- Frequência máxima = 200 kHz;

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

A Figura 17 mostra o esquema do circuito ligado ao CI SG3525, e a Figura 18 o esquema prático montado.

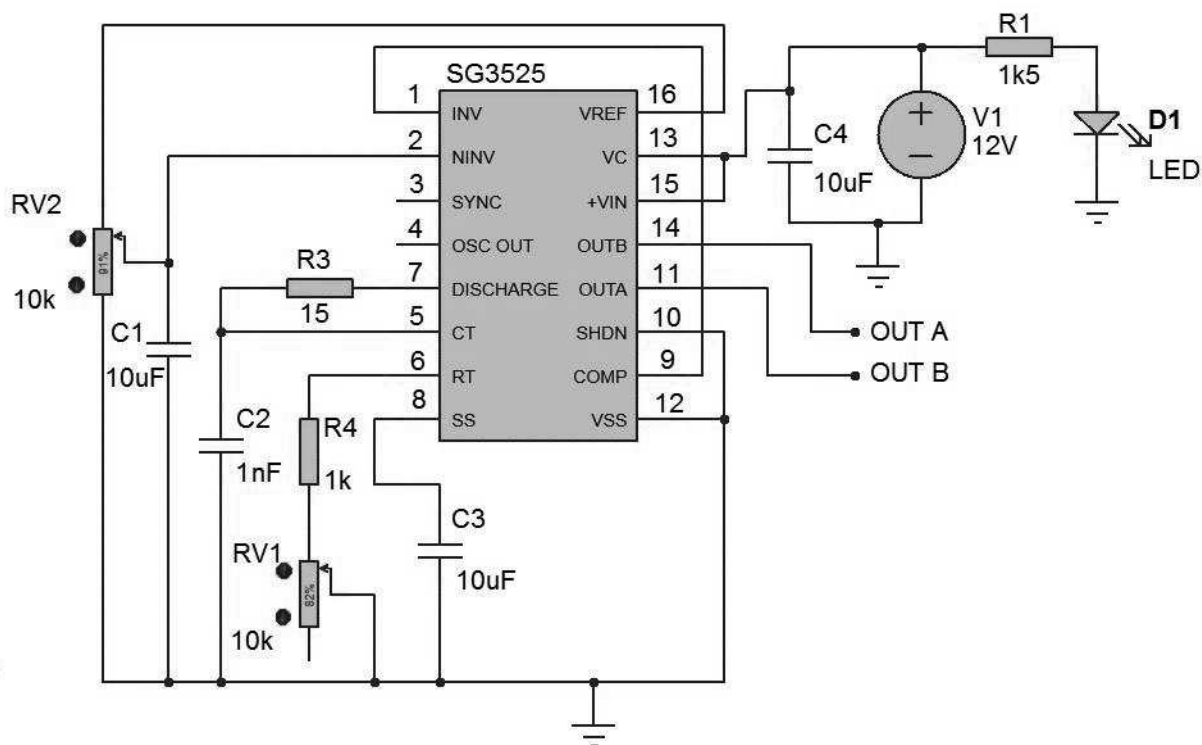


Figura 17 – Circuito oscilador
Fonte: Autoria própria (2015).

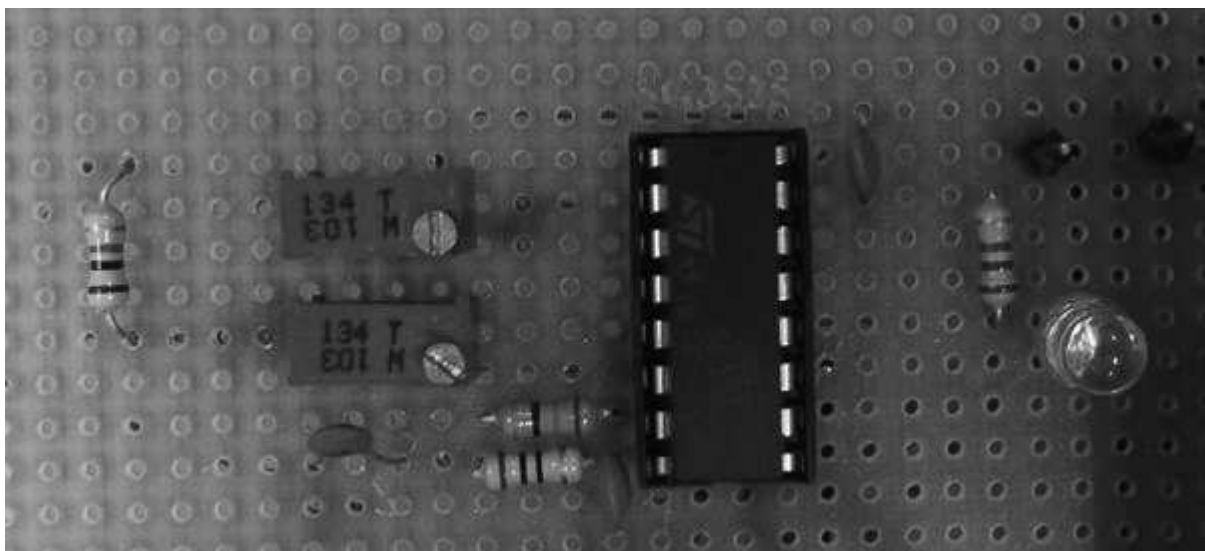


Figura 18 – Circuito utilizado na prática com SG3525
Fonte: Autoria própria (2015).

4.3 CIRCUITO INVERSOR OU CONVERSOR CC-CA

Para a escolha dos *MOSFET's*, é observado a corrente de condução suportada, a tensão limite entre a conexão *drain* e *source* e também a velocidade de comutação do semiconductor. Visando uma maior robustez no circuito, o *MOSFET* utilizado é o IRFP32N50K, um componente 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 8A, que é o máximo de corrente suportada pelo modelo IRFP32N50K, e o R_{DSon} como 0,135 Ω conforme o datasheet (anexo B), pela Equação (4) tem-se o valor da potência média perdida na condução.

$$P = 0,135 * 10^2 = 13,5 \text{ W}$$

Visto a necessidade de refrigeração dos *MOSFET's* e pensando em um total aproveitamento da energia, como trata-se de um aquecedor de água, foi implementado um sistema de refrigeração onde antes da água passar pelo tubo enrolado envolto pela bobina, essa água ainda fria passa pelo dissipador de calor dos *MOSFET's*, onde a energia dissipada pelo chaveamento também estará sendo aproveitada pelo sistema

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*. Ele é um tipo de driver de alta tensão e alta velocidade para *MOSFET's* e *IGBT's* de potência com dois canais de saída (Lado de alta e lado de baixa) com referências independentes, ideal para aplicações de conversores de potência que utilizam interruptores num

mesmo braço. Já é característica do driver conter os atrasos combinados para simplificar o uso em aplicações de alta frequência. O canal flutuante pode ser usado para acionar um *MOSFET* ou IGBT na configuração do lado de alta, que opera até 500 ou 600V.

A pinagem deste circuito integrado está disposta na Figura 19, e em seguida a descrição dos pinos na Tabela 1.

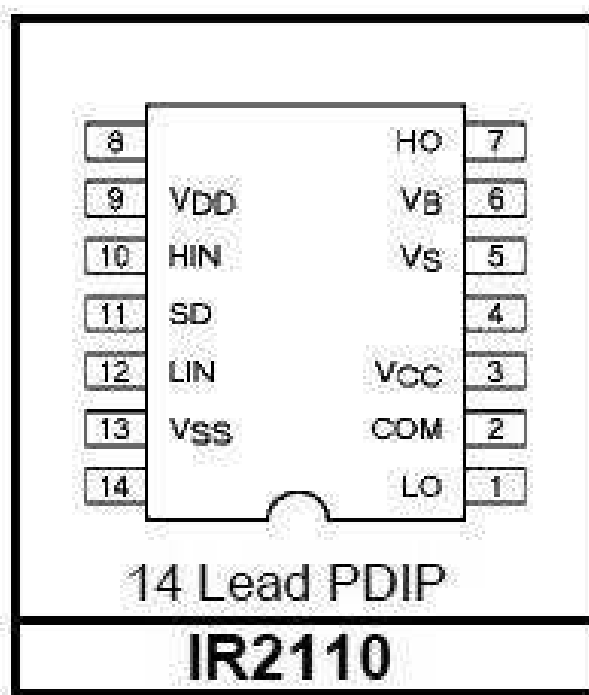


Figura 19 – Pinagem do driver IR2110
Fonte: Datasheet do componente (anexo C)

Tabela 1 – Pinagem do driver IR2110

SÍMBOLO	DESCRIÇÃO
V_{DD}	Alimentação.
HIN	Entrada lógica para saída alta do <i>driver</i> , em fase.
SD	Lógica de entrada para encerramento.
LIN	Entrada lógica para saída baixa do <i>driver</i> , em fase.
V_{SS}	Terra.
VB	Alimentação flutuante do lado alto.
HO	Saída do <i>driver</i> no lado alto.
V_s	Retorno da alimentação flutuante no lado alto.
V_{CC}	Alimentação do lado baixo.
LO	Saída do <i>driver</i> do lado baixo.
COM	Retorno do lado baixo.

O sinal de entrada *Hin* controla o sinal de saída *Ho* que por sua vez é conectado ao *gate* do MOSFET da parte superior do circuito *T1*. Analogamente o sinal *Lin* realiza a mesma tarefa com o sinal *Lo*, este conectado ao *gate* do MOSFET *T2*.

Os capacitores *C1* e *C3* servem como *buffer* para o driver dos MOSFET's *Q1* e *Q3*. Os capacitores são carregados através do pino V_{DD} do IR2110 o qual está conectado à alimentação de 15V.

Os capacitores *C2* e *C4* servem de *buffer* para o driver dos MOSFET's *Q2* e *Q4*. Os capacitores são carregados através de *Q2*, cada vez que *Q2* está em condução junto com *Q4*.

A Figura 20 mostra o esquema do circuito ligado ao driver IR2110, e a Figura 21 o esquema prático montado.

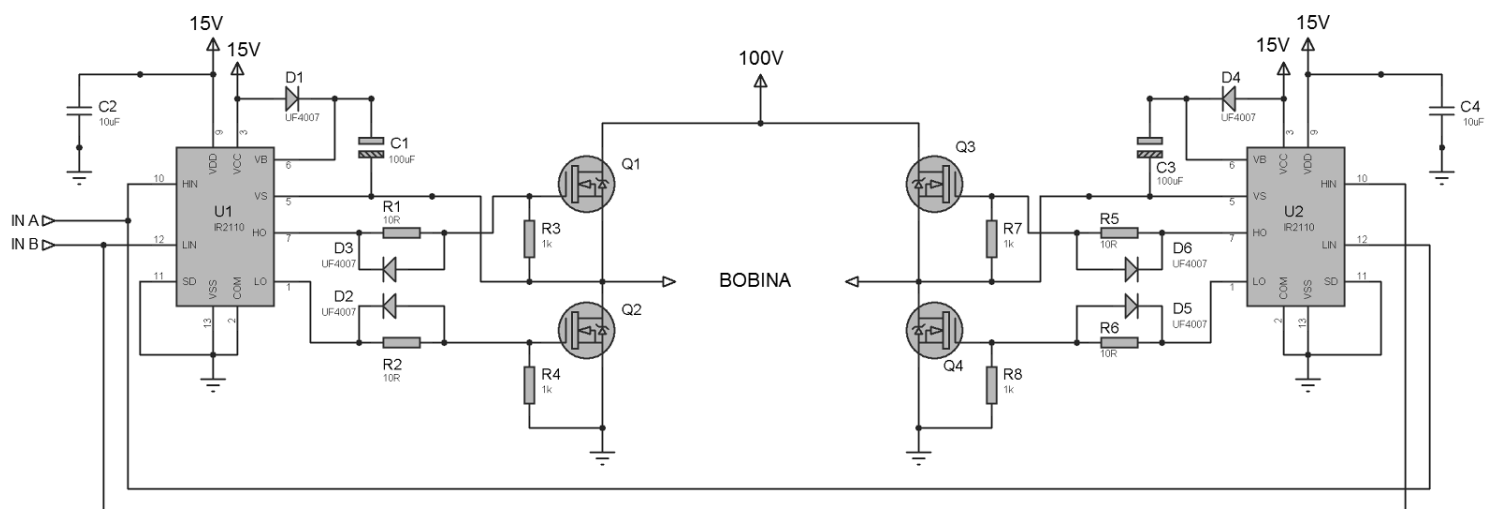


Figura 20 – Circuito com driver IR2110
Fonte: Autoria própria (2015).

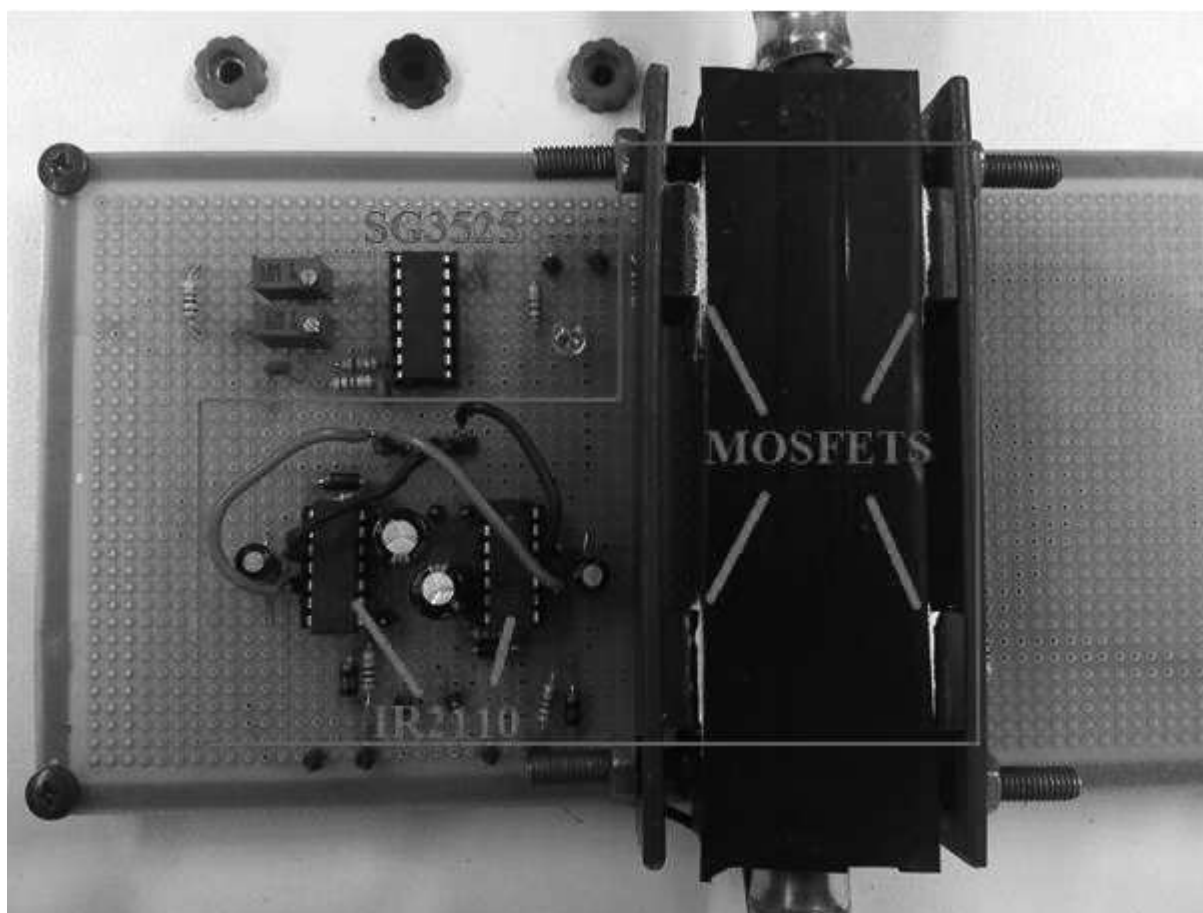


Figura 21 – Circuito utilizado na prática com IR2110
Fonte: Autoria própria (2015).

4.4 CARGA

Para obter uma maior eficiência no aquecimento, a carga foi trabalhada de modo a conseguir um melhor aproveitamento do sistema, de acordo a faixa de frequência que tinha à disposição com o oscilador implementado e obedecendo o limite de potência de 800 VA.

Como não se tem o melhor rearranjo a ser utilizado foi proposta a construção de um indutor envolto de um tubo de aço INOX, que possui propriedades que atendem os requisitos para essa aplicação. Este material é ferromagnético mas não é um bom condutor de eletricidade, portanto tanto o efeito das correntes parasitas como o da histerese magnética provocará aquecimento no núcleo.

O indutor construído tem 64 espiras envoltas no núcleo de aço INOX no formato espiral para melhor realizar a troca térmica com a água. O enrolamento do indutor é composto por um cabo flexível de 4mm^2 que suporta uma corrente de até 28 A, com um raio de espira de aproximadamente 20 mm.

A Figura 22 mostra o indutor enrolado no núcleo e o seu respectivo valor de indutância de $12,4\ \mu\text{H}$ obtido com o auxílio da ponte RLC digital.



Figura 22 – Ponte RLC medindo o indutor
Fonte: Autoria própria (2015).

5 TESTES PRÁTICOS DO SISTEMA

O circuito completo composto pelo retificador, oscilador, inversor, a bobina enrolada no núcleo de aço INOX e os termômetros de entrada e saída estão representadas na Figura 23.

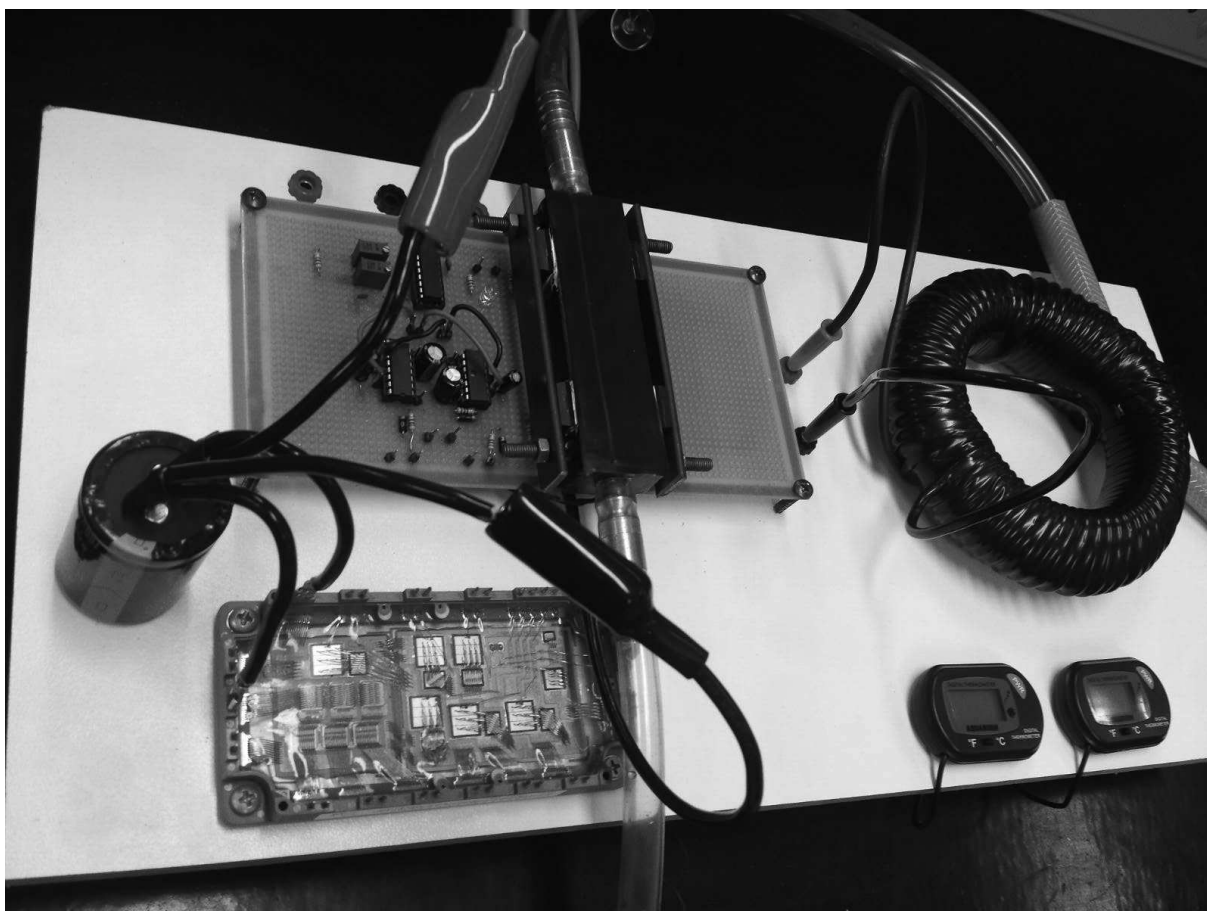


Figura 23 – Sistema completo
Fonte: Autoria própria (2015).

5.1 TESTES PRÁTICOS DO 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 24. Observa-se que o sinal possui frequência de aproximadamente 50 kHz, que é o valor mínimo do sinal do oscilador deste circuito.

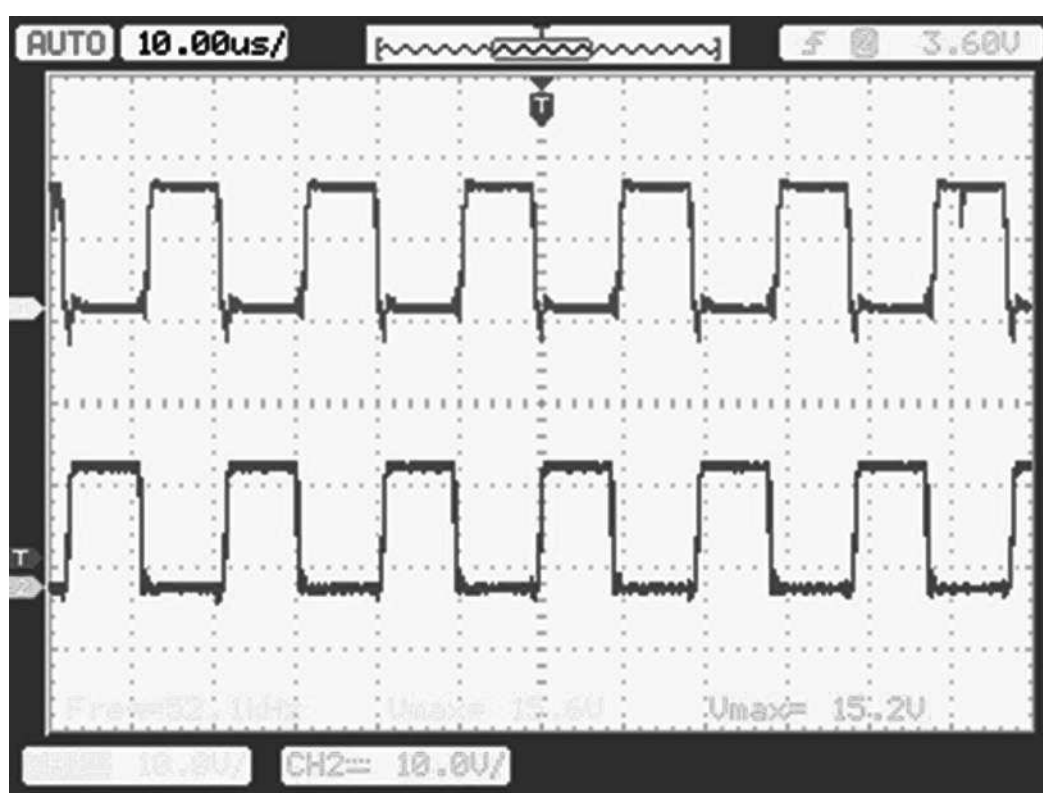


Figura 24 – Sinais de tensão nas saídas do oscilador com menor frequência
Fonte: Autoria própria (2015).

Ao variar o valor do trimpot conectado no pino 6 do SG3525, varia-se também a frequência do oscilador. A Figura 25 mostra as saídas do oscilador com a frequência máxima ajustada em 200 kHz.

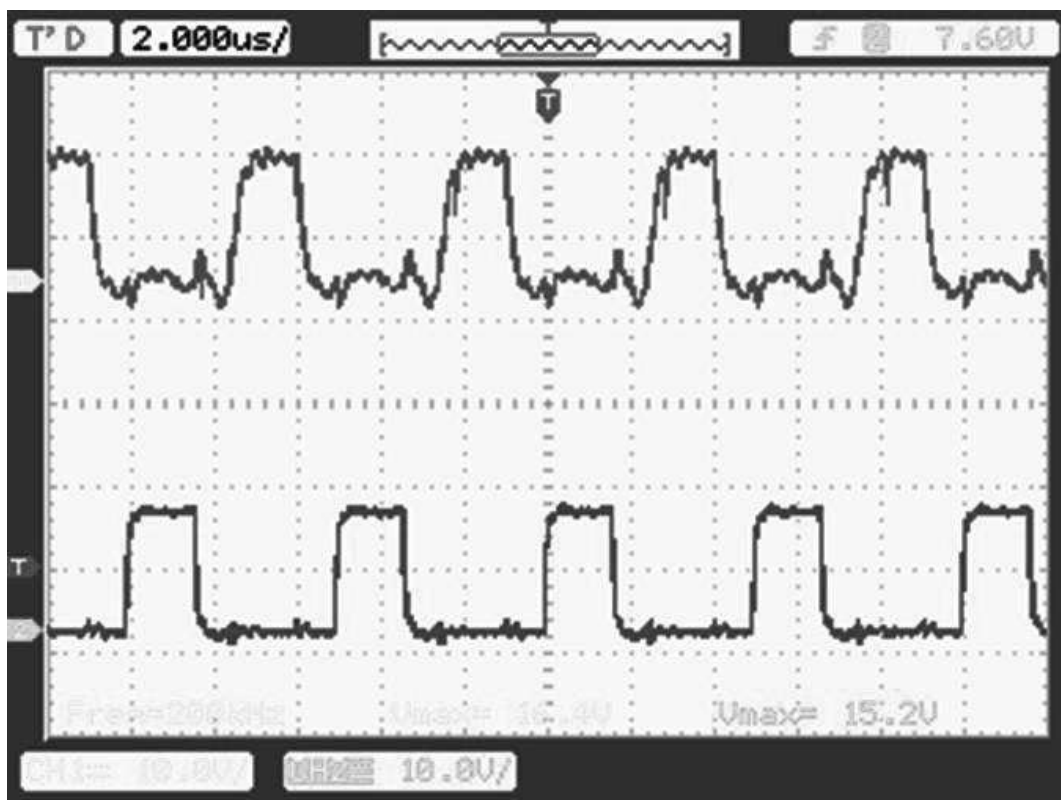


Figura 25 – Sinais de tensão nas saídas do oscilador com maior frequência
Fonte: Autoria própria (2015).

Para garantir que um os pares de *MOSFET's* não conduzam ao mesmo tempo, foi ajustado um “tempo morto” entre o chaveamento dos *MOSFET's* em que ambos estejam desligados para não causar um curto circuito no sistema. O tempo morto pode ser verificado observando a Figura 26.

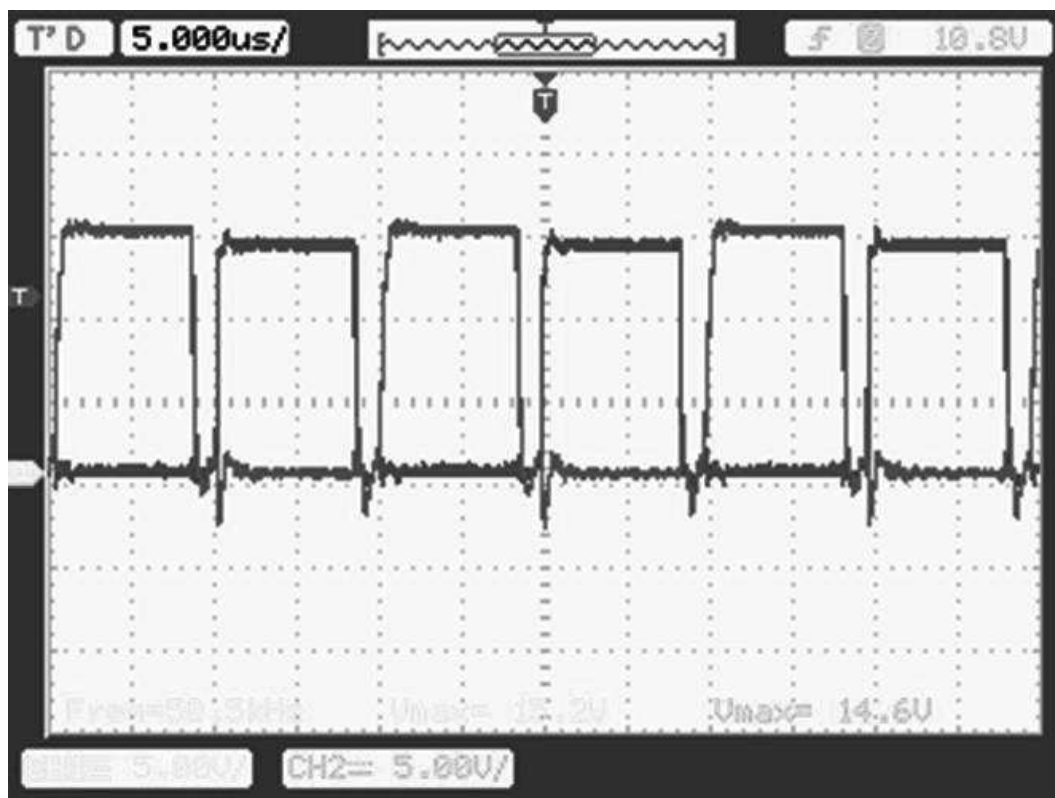


Figura 26 – Tempo morto entre o chaveamento dos MOSFET's
 Fonte: Autoria própria (2015).

Na Figura 27 pode se observar em amarelo, o sinal de tensão no *gate* de um dos *MOSFET's*, e em verde o sinal de corrente na carga obtido pela ponta de prova de corrente do osciloscópio, na escala de 10 mV/A, com a potência máxima que o circuito suporta, que é 800 VA. Esta potência foi atingida utilizando o máximo de corrente que o variador de tensão pode fornecer, que é 8 A, a tensão foi medida com o multímetro digital que foi 100 V e a máxima frequência do oscilador. Para que isso fosse possível, foi preciso diminuir o *duty cycle* do PWM através do trimpot RV2, para aproximadamente 65%, pois com isso, diminui-se o tempo de condução dos *MOSFET's*, reduzindo a corrente entregue à carga.

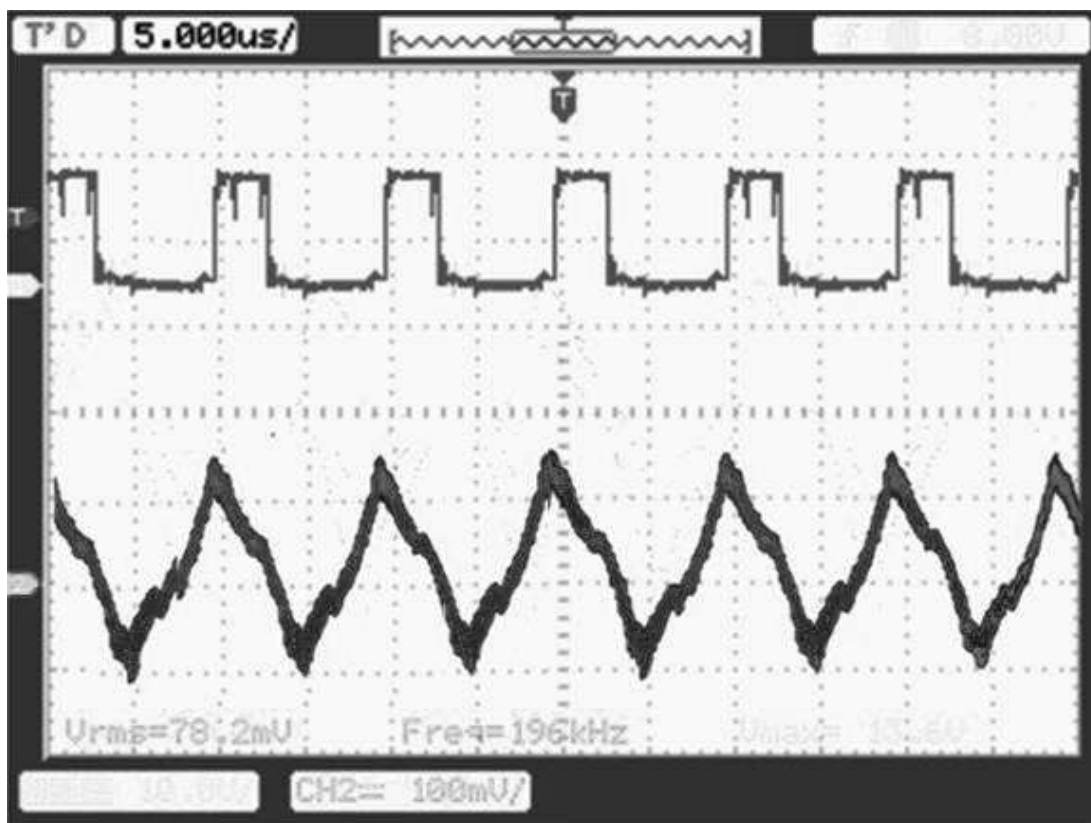


Figura 27 – Circuito trabalhando em máxima frequência e potência
Fonte: Autoria própria (2015).

5.2 TESTES PRÁTICOS DO AQUECEDOR

Para testar o funcionamento do aquecedor, foi utilizada uma bomba de água com vazão variável e um termômetro digital na entrada do sistema e outro na saída, desconsiderando o valor absoluto da temperatura, ou seja, trabalhando somente com o valor da variação da temperatura. A bomba fez com que a água passasse pela serpentina envolvida pelo indutor. Os testes foram realizados para 150 kHz e 200 kHz com 4 variações de potência na carga, 200 VA, 400 VA, 600 VA e 800 VA, e a vazão de água em aproximadamente 1 L/min. O gráfico da Figura 28 mostra os resultados obtidos para a frequência de 100 kHz, o da Figura 29 para a frequência de 150 kHz e o da Figura 30 para a frequência de 200 kHz.

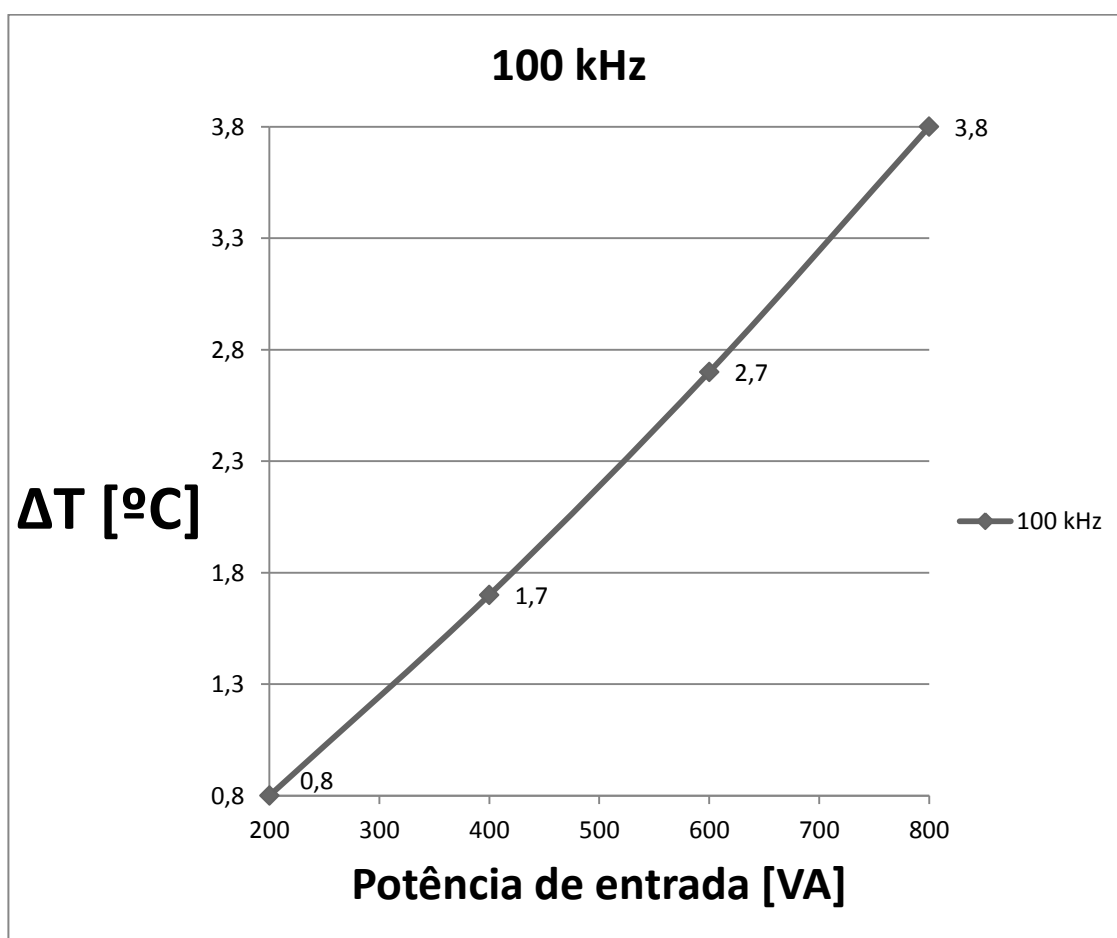


Figura 28 – Gráfico de desempenho a 100 kHz

Fonte: Autoria própria (2015).

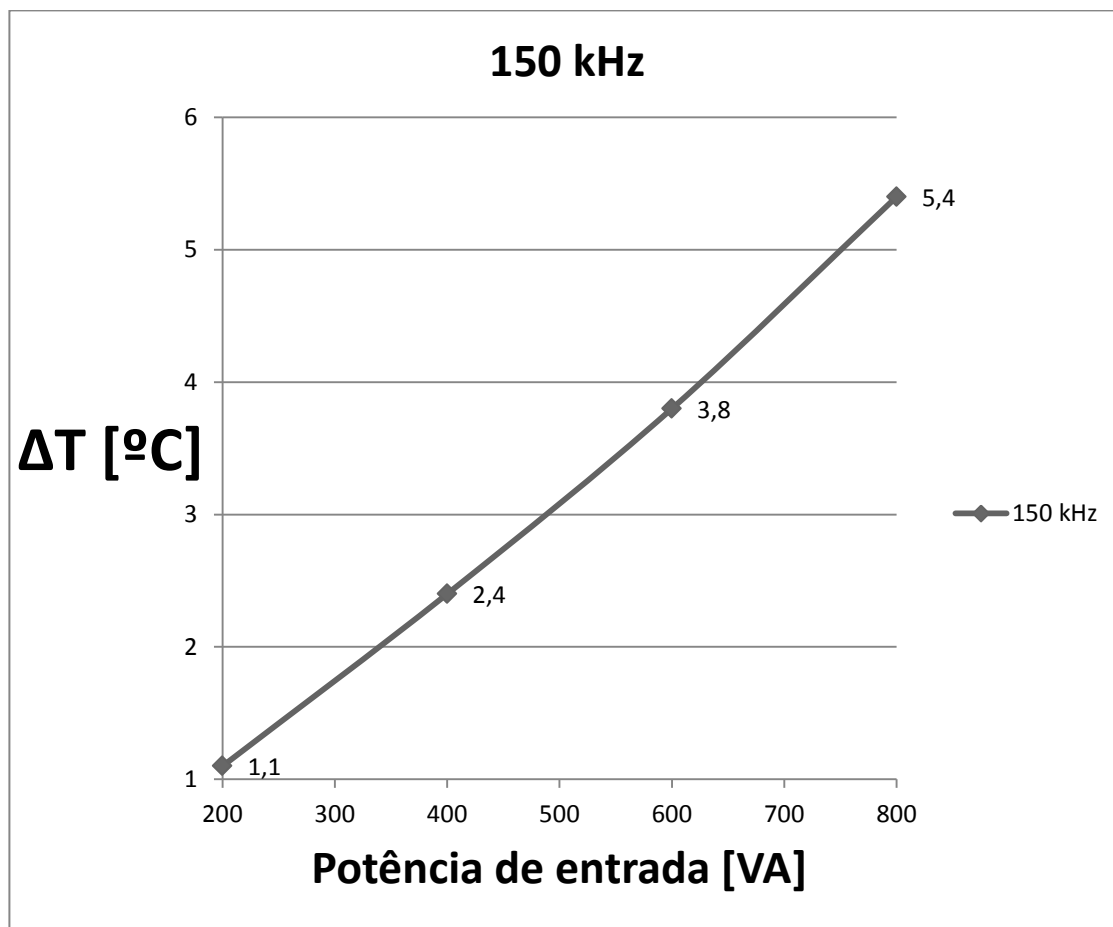


Figura 29 – Gráfico de desempenho a 150 kHz
Fonte: Autoria própria (2015).

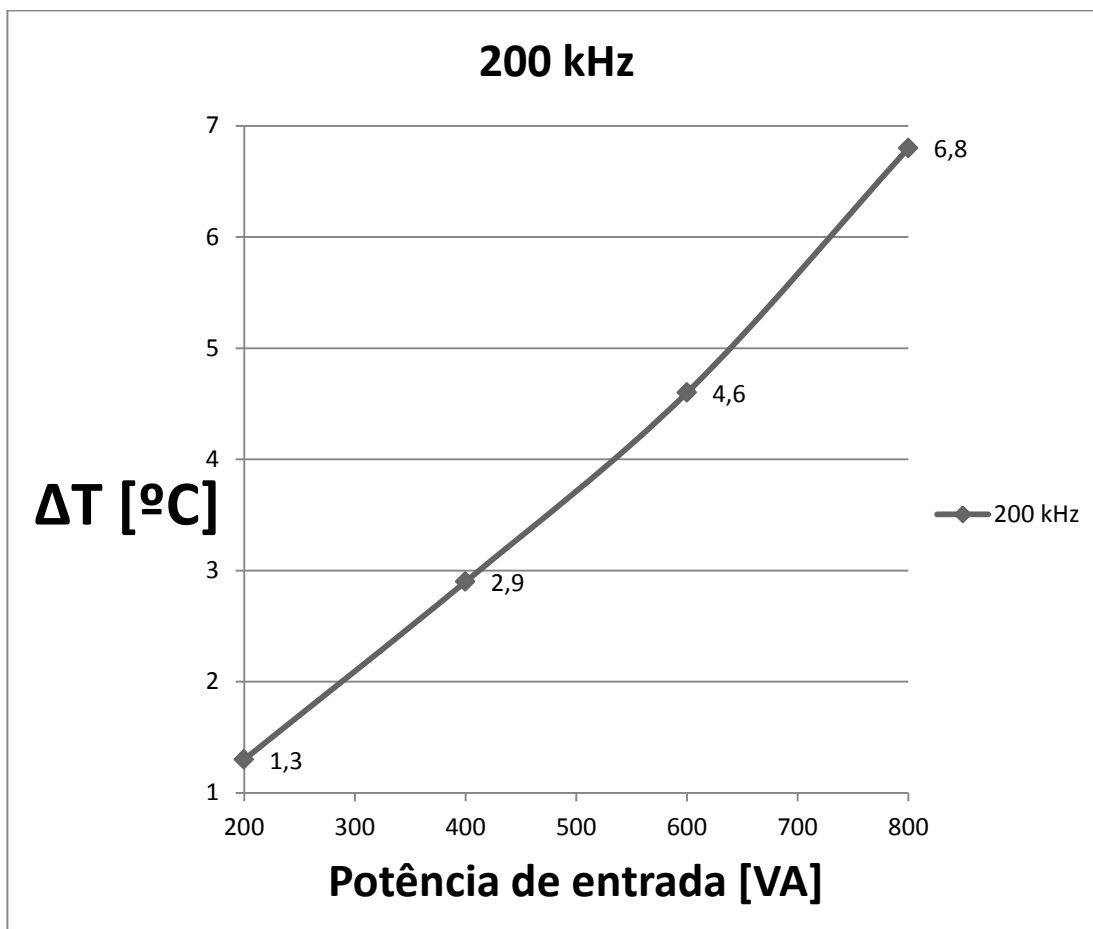


Figura 30 – Gráfico de desempenho a 200 kHz
Fonte: Autoria própria (2015).

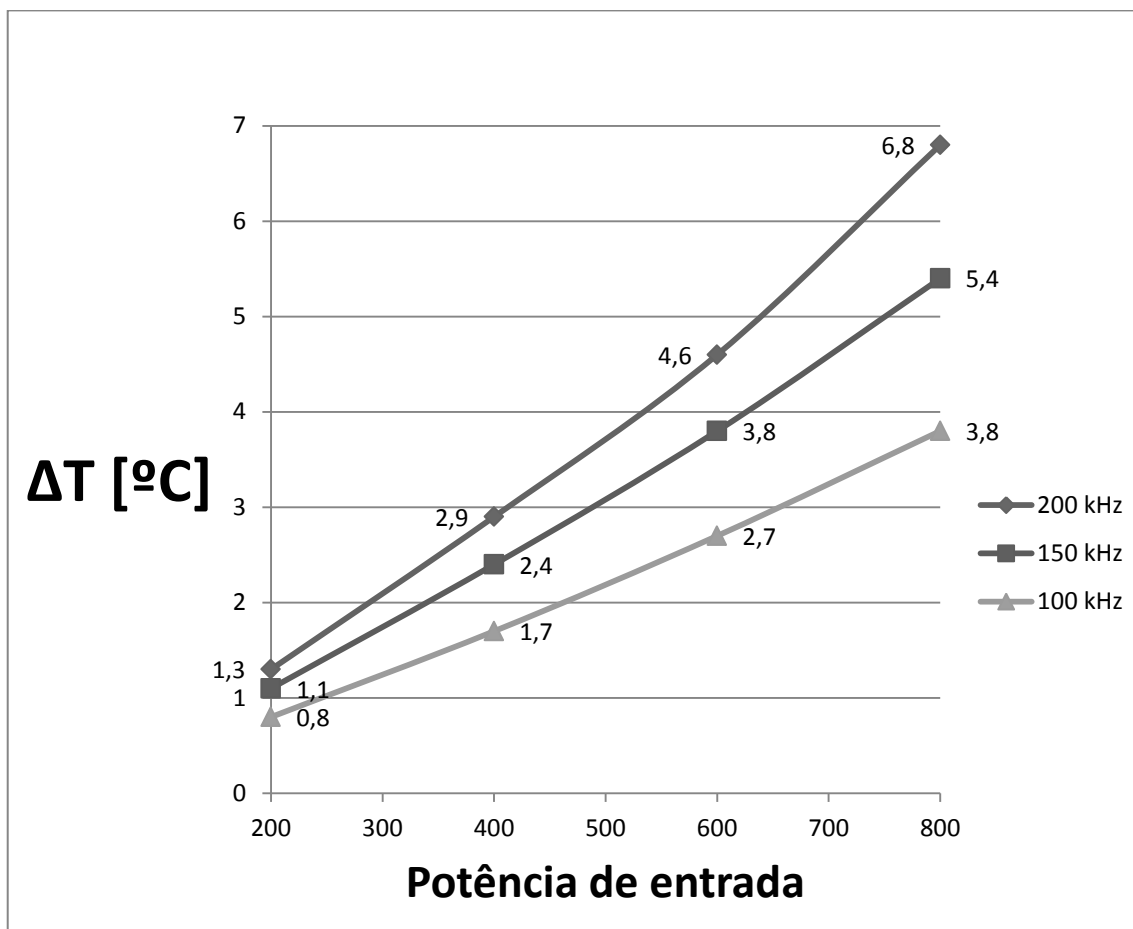


Figura 31 – Comparação entre as três frequências
 Fonte: Autoria própria (2015).

Analisando os gráficos de desempenho, pode-se concluir que para este sistema a eficiência aumenta conforme aumenta a frequência. Em algum valor de frequência a eficiência deve estabilizar ou começar a diminuir, isso não foi possível descobrir devido à limitação de frequência do circuito em 200 kHz.

A um olhar rápido nos resultados obtidos, nota-se que a potência dissipada em forma de calor aumenta linearmente conforme a potência de entrada. Ao observar atentamente os resultados, percebe-se que a diferença de temperatura para cada uma das potências não é a mesma. Esta situação já era esperada devido ao calor dissipado pelo chaveamento dos *MOSFET's*, pois a água antes de passar pela serpentina é utilizada para resfriar as chaves, e em baixas potências a perda de energia em forma de calor nos *MOSFET's* é muito menor do que em potências mais elevadas.

5.3 COMPARAÇÃO COM O SISTEMA RESISTIVO

Para realizar a comparação do sistema indutivo projetado neste trabalho com o sistema de aquecimento resistivo, foi confeccionado um protótipo com características físicas muito próximas ao utilizado com o aquecedor indutivo.

Uma resistência de 10Ω foi inserida em uma mangueira, de modo a ficar totalmente imersa no fluxo água, como pode ser observado na Figura 31.



Figura 32 – Protótipo para comparação com o sistema resistivo
Fonte: Autoria própria (2015).

Para realizar a comparação, foi escolhido o ponto de melhor desempenho do sistema implementado, com potência de entrada de 800 VA e com a frequência de 200 kHz. Com esses parâmetros, a variação de temperatura entre a entrada e a saída do sistema a uma vazão de 1 L/min foi de 6,8 °C.

A resistência foi submetida a uma tensão 89 V, fazendo com que fluísse uma corrente de 8,9 A, dando uma potência praticamente igual à utilizada pelo sistema indutivo.

A variação de temperatura obtida neste teste foi de 15,8 °C, com a mesma vazão de água, obtendo um desempenho muito melhor comparado ao sistema implementado.

Vale ressaltar que a resistência ficou totalmente imersa no fluxo de água, proporcionando uma troca térmica mais eficiente, enquanto no método indutivo, a água tinha contato somente com o interior da serpentina.

6 CONCLUSÃO

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho, uma das primeiras conclusões possíveis, é de que o conversor desenvolvido possui muitas limitações, como faixa de frequência de operação e dimensionamento da carga, 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 sistema de aquecimento foi implementado e testado. A confecção do conversor agregou 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 do protótipo e vários testes práticos. Tendo isto em consideração, pode-se afirmar que os objetivos propostos foram alcançados.

7 SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

- Realizar o controle de temperatura do núcleo mediante variação da frequência elétrica do sinal de excitação;
- Tornar o fator de potência unitário na carga aumentando assim a potência ativa do sistema. A colocação de um capacitor variável em paralelo com a carga pode realizar esta função para diversas frequências;
- Utilizar um perfil de núcleo que tenha a maior área possível de contato para aquecimento de água ou outro fluido;

REFERÊNCIAS

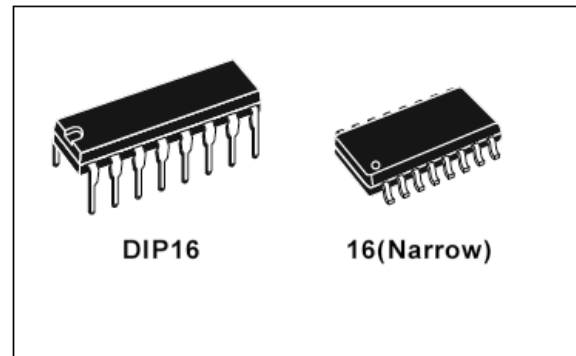
- AMBRELL PRECISION INDUCTION HEATING. **Aquecimento por indução Bobinas de indução**. Ambrell. [S.l.], p. 4. 2015.
- ASSEF, A. A. Amauri Amorin Assef - Páginas Pessoais - UTFPR. **Página Pessoal Amauri Assef**, 2015. Disponível em: <<http://paginapessoal.utfpr.edu.br/amauriassef>>. Acesso em: 07 Maio 2015.
- 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.
- 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 Abril 2015.
- LABORATÓRIO DE GARAGEM. Tutorial: Conheça e Utilize MOSFETs. **Laboratório de Garagem**, 2012. Disponível em: <<http://www.labdegaragem.com>>. Acesso em: 17 Maio 2015.
- ROBERT, R. **Efeito Pelicular**. Universidade Federal do Paraná. Curitiba, p. 5. 2000.
- BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 5ª. ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil LTDA, 1994.
- HALLIDAY, D. e RESNICK, R. Física volume 3. 4ª ed. [s.d.]: Livros Técnicos e Científicos S. A., 1984.
- SEDRA, ADEL S. **Microeletrônica** / Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith. – 5 ed. – São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.
- SADIKU, MATTHEW N. O. **Elementos de eletromagnetismo** / Matthew N. O. Sadiku; – 3 ed. – Porto Alegre: Bookman 2004.
- AHMED, ASHFAQ. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

ANEXO A - Datasheet do componente SG3525


SG2525A
SG3525A

REGULATING PULSE WIDTH MODULATORS

- 8 TO 35 V OPERATION
- 5.1 V REFERENCE TRIMMED TO $\pm 1\%$
- 100 Hz TO 500 KHz OSCILLATOR RANGE
- SEPARATE OSCILLATOR SYNC TERMINAL
- ADJUSTABLE DEADTIME CONTROL
- INTERNAL SOFT-START
- PULSE-BY-PULSE SHUTDOWN
- INPUT UNDERVOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS
- LATCHING PWM TO PREVENT MULTIPLE PULSES
- DUAL SOURCE/SINK OUTPUT DRIVERS

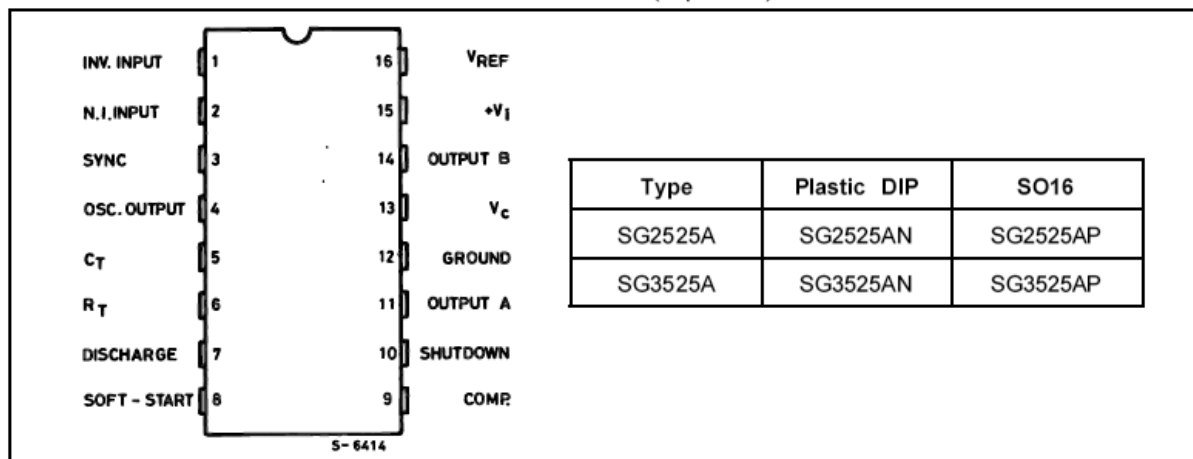


DESCRIPTION

The SG3525A series of pulse width modulator integrated circuits are designed to offer improved performance and lowered external parts count when used in designing all types of switching power supplies. The on-chip $+5.1\text{ V}$ reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the input common-mode range of the error amplifier includes the reference voltage eliminating external resistors. A sync input to the oscillator allows multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A single resistor between the C_T and the discharge terminals provide a wide range of dead time adjustment. These devices also feature built-in soft-start circuitry with only an external timing capacitor required. A shutdown terminal 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. These functions are also controlled by an undervoltage lockout which keeps the outputs off and the soft-start capacitor discharged for sub-normal input voltages. This lockout circuitry includes approximately 500 mV of hysteresis for jitter-free operation. Another feature of these PWM circuits is a latch following the comparator. Once a PWM pulses has been terminated for any reason, the outputs will remain off for the duration of the period. The latch is reset with each clock pulse. The output stages are totem-pole designs capable of sourcing or sinking in excess of 200 mA . The SG3525A output stage features NOR logic, giving a LOW output for an OFF state.

PIN CONNECTIONS AND ORDERING NUMBERS (top view)



ANEXO B - Datasheet do componente IRFP32N50K

International
IR Rectifier

SMPS MOSFET

PD - 94099A

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
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	32	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	20	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	130	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	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 ③	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 Current①	—	32	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	—	46	mJ

Thermal Resistance

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

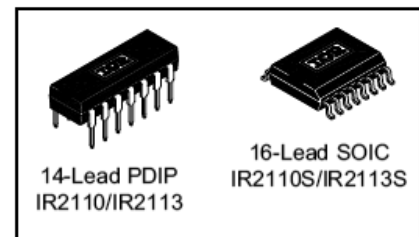
Product Summary

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

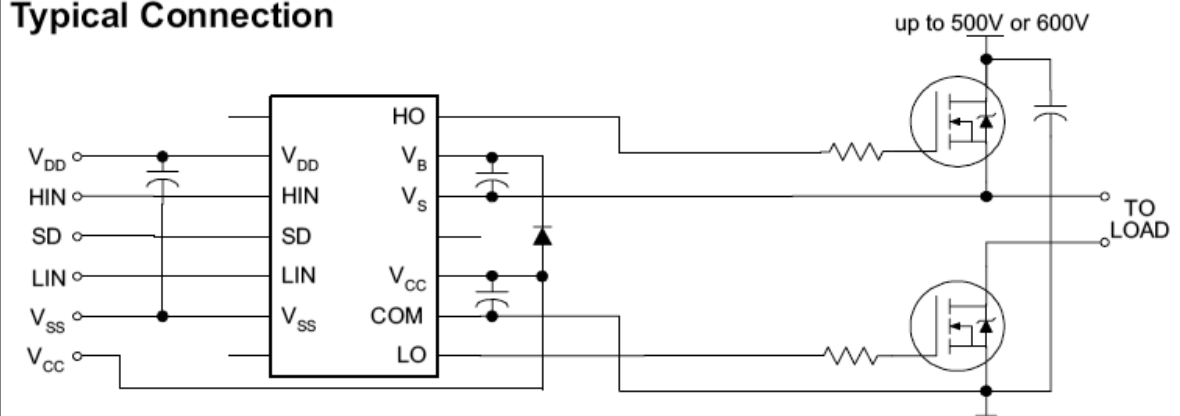
Description

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



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.