

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA  
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

LUCAS GUSTAVO DA SILVA MIOTTO

**PROJETO, IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE DE UM INVERSOR MONOFÁSICO COM  
SAÍDA SENOIDAL MODIFICADA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CAMPO MOURÃO

2019

LUCAS GUSTAVO DA SILVA MIOTTO

**PROJETO, IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE DE UM INVERSOR MONOFÁSICO COM  
SAÍDA SENOIDAL MODIFICADA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso, do curso Superior de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico.

Orientador: Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon

CAMPO MOURÃO

2019



---

TERMO DE APROVAÇÃO DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO  
PROJETO, IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE DE UM INVERSOR MONOFÁSICA COM  
SAÍDA SENOIDAL MODIFICADA  
DO DISCENTE  
LUCAS GUSTAVO DA SILVA MIOTTO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 01 de julho de 2019 ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Campo Mourão. O discente foi arguido pela Comissão Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a comissão considerou o trabalho aprovado com alterações.

---

Prof.

André Luiz Regis Monteiro  
UTFPR

---

Prof.

Lucas Ricken Garcia  
UTFPR

---

Prof.

Gilson Junior Schiavon  
UTFPR

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus por cada passo permitido. Por ter me dado criatividade para elaborar ideias, determinação para aplica-las, experiências para me tornar o que sou, fé e foco para nunca desviar dos meus objetivos, lucidez para me manter calmo e centrado, perseverança para sempre me levantar depois da frustração, saúde para permitir que eu termine a caminhada e, acima de tudo, amigos, que levarei para toda vida.

Agradeço a minha família por todo apoio e incentivo que me deram durante todos esses anos: minha mãe Célia Nogueira da Silva, minha vó Maria do Carmo Alves da Silva, Izauri Rocha, Celso Miotto e Mirian Carrasco. Em especial, aos meus tios Elessandro Nogueira da Silva e Erica Andrade, juntamente com meu primo João Alfredo, por cederem um espaço para residir e poder continuar com meus estudos.

Ao meu professor orientador Dr. Gilson Junior Schiavon, pelas horas assíduas de dedicação, pelo trabalho árduo e imensamente satisfatório que construímos e pelos conselhos que levarei para sempre, meus mais sinceros agradecimentos.

Aos amigos que fiz durante os anos de universidade, em especial Fabian Amer, Larissa Franklin, Mateus Eller, Leonardo Andrade, Samuel Leite, Thadeu Brito, Tiago Fonseca e Victor Cruz, os quais compartilhei os melhores momentos da minha vida, que foram essenciais para a construção de toda minha formação.

Aos amigos e companheiros que carreguei por toda vida, que com toda demonstração de apoio e amizade, foram fundamentais para o desenvolvimento desse trabalho: Aldo Bastos, Igor Gomes, João Bernini, Jorge de Oliveira, Kleber Scarabelot, Leonardo Walker, Lucas Schenckel, Luiz Claudio Pol, Mailson Peixim, Rafaela Paglia, Rodolpho Pepinelli e Wanderson Froes Eduardo.

## RESUMO

MIOTTO, L. G. S. **PROJETO, IMPLEMENTAÇÃO E ANÁLISE DE UM INVERSOR MONOFÁSICO COM SAÍDA SENOIDAL MODIFICADA.** Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Eletrônica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão, 2019.

A eletrônica de potência pode ser considerada como uma ciência que tem como objetivo aplicar os dispositivos semicondutores na conversão e controle de energia elétrica. Esses dispositivos são utilizados para conversão de potência, que permitem a aplicação de seis tipos de conversores: retificadores com diodos, conversores CA-CC, conversores CA-CA, conversores CC-CC, conversores CC-CA e chaves estáticas.

Os inversores são conversores de potência que transformam uma tensão de entrada CC em tensão de saída CA, com frequência constante e amplitude simétrica. O controle do chaveamento do inversor pode ser feito por modulação por largura de pulso, *PWM (Pulse Width Modulation)*, que pode ser ajustado por pulso único, múltiplos, senoidal, senoidal modificada e deslocamento de fase.

Neste trabalho é apresentado a implementação de um protótipo de inversor que converte a tensão de entrada CC em tensão de saída CA, cuja modulação é baseada nas técnicas de modulação *PWM* com saída senoidal modificada. Para realizar a modulação das chaves eletrônicas com o objetivo de apresentar esse tipo de saída, foi utilizado um CI oscilador IR2153. Todos os passos da confecção do projeto, bem como sua fundamentação teórica e seus resultados serão fundamentados no decorrer do trabalho.

**Palavras chave:** inversor; modulação; senoidal; semicondutores; CC; CA.

## RESUMO

MIOTTO, L. G. S. **DESIGN, IMPLEMENTATION AND ANALYSIS OF A SINGLE-PHASE INVERTER WITH MODIFIED SINUSOIDAL OUTPUT.** Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Eletrônica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão, 2019.

Power electronics can be considered as a science that has as objective, to apply the semiconductors devices in the conversion and control of electrical energy. These devices are used to make the conversion of power, which allows applications of six types of converters: rectifiers diodes, converters AC-DC, converters AC-AC, converters DC-DC, converters DC-AC and static switches.

The inverters are power converters that transform an input DC voltage into an output AC voltage, with constant frequency and symmetric amplitude. The switching control of the inverter can be done by PWM (Pulse Width Modulation), which can be adjusted by single pulse, multiple, sinusoidal, modified sinusoidal and phase shift.

In this work is presented the implementation of an inverter prototype that converts the DC input voltage to AC output voltage, which modulation is based on PWM modulation techniques with modified sinusoidal output. To perform the modulation of the electronic keys, with the purpose to present this type of output, it was used an oscillator IC IR2153. All the steps in the design of the project, as well as its theoretical basis and its results it is shown on the work.

**Key words:** Inverter; modulation; sinusoidal; semiconductors; DC; AC

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Forma de onda quadrada da saída de um inversor. ....	16
Figura 2 - Forma de onda senoidal modificada de um inversor.....	16
Figura 3 - Forma de onda senoidal de um inversor em ponte completa. ....	17
Figura 4 - Circuito de um inversor de tensão em meia-ponte.....	21
Figura 5 - Forma de onda da tensão de saída. ....	21
Figura 6 - Estrutura de um inversor de tensão em ponte completa.....	22
Figura 7 - Forma de onda da tensão de saída do inversor.....	22
Figura 8 - Inversor em ponte completa com carga RL. ....	24
Figura 9 - Formas de onda do inversor em ponte completa com carga RL. a) Tensão de saída do inversor $V_0$ , b) Corrente na carga $i_0$ , c) Corrente de entrada $i_s$ . ....	24
Figura 10 - Modulação por largura de pulso único. a) Comparação entre sinal da portadora e sinal de referência, b) Sinal de comando para acionamento de transistor Q1, c) Sinal de comando para acionamento de transistor Q4. ....	25
Figura 11 - Modulação por múltiplos pulsos. ....	26
Figura 12 - Modulação SPWM. ....	27
Figura 13 - Modulação por largura de pulso senoidal modificada. ....	28
Figura 14 - Projeto de um inversor em ponte completa com filtro na saída. ....	29
Figura 15 - Fluxograma de procedimentos metodológicos.....	30
Figura 16 - Pinagem e Encapsulamento do IR2153.....	31
Figura 17 - Formas de onda de LO e HO em função de VCT. ....	32
Figura 18 - Esquema de modulação MSPWM. ....	33
Figura 19 – Formas de onda dos MOSFETS e a saída do inversor.....	34
Figura 20 - Circuito Snubber. ....	38
Figura 21 - Filtro capacitivo de saída. ....	39
Figura 22 – Circuito implementado do inversor MWPSM.....	41
Figura 23 - Vista superior placa de circuito integrado do Inversor.....	41
Figura 24 - Desenho das trilhas do circuito. ....	42
Figura 25 - Forma de onda entre porta e terra do par complementar M1 e M4. ....	42
Figura 26 - Forma de onda entre porta e terra do par complementar M2 e M3. ....	43
Figura 27 - Deslocamento de fase entre M1 e M2. ....	43
Figura 28 - Deslocamento de fase entre M3 e M4. ....	44

Figura 29 - Forma de onda entre fonte e terra de M1 e M2. ....	44
Figura 30 - Forma de onda entre dreno e terra de M3 e M4 .....	45
Figura 31 - Forma de onda resultante da saída do inversor sem transformador.....	46
Figura 32 - Forma de onda da saída do transformador a vazio.....	47
Figura 33 - Forma de onda do secundário após filtragem. ....	47
Figura 34 - Forma de onda no primário do transformador 6+6 V. ....	48
Figura 35 - Forma de onda do inversor após o processo de filtragem. ....	48
Figura 36 - Forma de onda do secundário com carga.....	49
Figura 37 - Forma de onda da tensão de saída com alimentação de 12 V.....	50
Figura 38 - Forma de onda da tensão de saída com alimentação de 13 V.....	50
Figura 39 - Forma de onda da tensão de saída com alimentação de 14 V.....	51
Figura 40 - Forma de onda da tensão de saída com alimentação de 15 V.....	51
Figura 41 - Projeto do Inversor Monofásico com saída senoidal modificada. ....	52
Figura 42 - Projeto do Inversor Monofásico com saída senoidal modificada em 3D. ....	52



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Definição dos terminais do IR2153.....	31
Tabela 2 - Características elétricas do Diodo BA159.....	35
Tabela 3 - Características do MOSFET IRF740.....	36
Tabela 4 - Especificações do Inversor. ....	40
Tabela 5 - Ajuste de resistores para frequência e tensão de saída.....	49

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CFL	<i>Compact fluorescent lamps</i>
CI	Circuito integrado
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
Hz	<i>Hertz</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MSPWM	<i>Modified Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
SIT	<i>Static Induction Transistor</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
TDH	Taxa de distorção harmônica
UVLO	<i>Under-Voltage Lockout Mode</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_c$	Amplitude de onda portadora triangular
$A_r$	Amplitude de sinal de referência
C	Capacitor
CT	Entrada do capacitor de temporização do oscilador
CT1	Capacitor de frequência do circuito
d	Ciclo de trabalho
D	Diodos retificadores
E	Tensão da fonte de entrada
$f_0$	Frequência da saída
$f_c$	Frequência da portadora
HO	Saída do CI para alto nível
$i_o$	Corrente na carga
$I_{0max}$	Máximo valor da corrente de saída
IS	Corrente de entrada
L	Indutor
LC	Indutor-Capacitor
LO	Saída do CI para baixo nível
M	Índice de modulação
M1	MOSFET 1
M2	MOSFET 2
M3	MOSFET 3
M4	MOSFET 4
n	Número, quantidade
PL	Potência entregue para a carga
p	Número de pulsos
Q	Transistor
R	Resistor
RL	Resistor-Indutor
RT1	Resistor de frequência do circuito
S	Elemento de chaveamento
T	Tempo

$T_{ON}$	Tempo de operação de uma chave eletrônica
$V$	Tensão
$V_{CT}$	Tensão do terminal CT
$V_{GS}$	Tensão entre porta e fonte
$V_{RT}$	Tensão do terminal RT
$v_o$	Tensão de saída
$V_{ref}$	Onda senoidal de referência
$V_{tri}$	Sina triangular
$\delta$	Largura de Pulso
$\pi$	"PI", 180°

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>14</b>
1.1 OBJETIVOS .....	18
1.1.2 Objetivos Específicos .....	18
1.2 JUSTIFICATIVA .....	18
<b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	<b>20</b>
2.1 TOPOLOGIA .....	20
2.1.1 Inversor de tensão em meia-ponte .....	20
2.1.2 Inversor de tensão em ponte completa .....	21
2.2 CONTROLE DE TENSÃO NOS INVERSORES .....	25
2.2.1 Modulação por largura de pulso único .....	25
2.2.2 Modulação por largura de pulsos múltiplos .....	26
2.2.3 Modulação por largura de pulsos senoidal .....	27
2.2.4 Modulação por largura de pulsos senoidal modificada .....	28
2.3 FILTRO DE SAÍDA .....	29
<b>3 METODOLOGIA</b> .....	<b>30</b>
3.1 CIRCUITO DE CONTROLE .....	30
3.1.1 Circuito Integrado IR2153 .....	30
3.1.2 Relação entre a modulação MSPWM e IR2153 .....	33
3.1.3 Determinação da frequência de oscilação .....	34
3.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA .....	35
3.2.1 Diodo BA159 .....	35
3.2.2 MOSFET IRF740 .....	36
3.2.3 Circuitos adicionais de proteção e sinalização de dispositivos .....	37
3.3 TRANSFORMADOR .....	38
3.4 FILTRO DE SAÍDA .....	39
<b>4 RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> .....	<b>40</b>
4.1 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO INVERSOR .....	40
4.2 ANÁLISE DA ATUAÇÃO DOS MOSFETS .....	42
4.3 ANÁLISE DA SAÍDA DO INVERSOR .....	45
4.3.1 Saída do inversor com transformador .....	46
4.4 SAÍDA DO INVERSOR COM CARGA .....	49
4.5 PROJETO FINAL .....	52
<b>5 CONCLUSÃO</b> .....	<b>53</b>
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>54</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O presente trabalho apresenta uma proposta de implementação de um inversor monofásico, em que a tensão de entrada será de 12 VCC e sua tensão de saída será 110 VCA, e sua modulação será realizada por largura de pulsos senoidal modificada (MSPWM).

A eletrônica de potência iniciou-se com a aplicação do retificador a arco de mercúrio, em 1900. Até o fim da década de 40, o controle de potência era executado por retificador de tanque metálico, retificador em tubo a vácuo de grade controlada, ignitron e tiratron, válvulas e retificadores antigos. Contudo, devido à introdução do transistor de silício feito pela *Bell Telephone Laboratories* no ano de 1948, toda a área de eletrônica se desenvolveu rapidamente, pois esse dispositivo era uma resposta mais rápida e barata para as válvulas eletrônicas usadas na época (RASHID, 1999).

A partir de então, as aplicações de eletrônica no campo da potência elétrica aumentaram gradativamente, aumentando também a necessidade de realização de pesquisas para acompanhar o desenvolvimento das novas tecnologias (AHMED, 2000). O campo eclodiu na década de 60, onde se criou o termo “eletrônica de potência”, graças ao desenvolvimento do SCR (*Silicon Controlled Rectifier* – retificador controlado de silício) pela *Bell Laboratories* em 1956 (RASHID, 1999).

A eletrônica continuou a progredir rapidamente com o desenvolvimento do tiristor comercial, em 1958, pela empresa *General Electric Company*. Nos anos seguintes, foram introduzidos muitos dispositivos semicondutores de potência, originando novas técnicas de conversão. Juntamente com esse avanço nos dispositivos, evoluiu também a microeletrônica, fornecendo meios de processar rapidamente muita informação, fomentando potenciais aplicações na eletrônica de potência (RASHID, 1999).

Os dispositivos semicondutores eram unicamente utilizados em controle de potência para aplicações industriais. A partir de 1970, tais dispositivos tornaram-se comerciais e de fácil acesso (RASHID, 1999). Diodos de potência, tiristores, TBJ (*Bipolar Junction Transistor*), MOSFET's de potência (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e SIT's (*Static Induction Transistor*) foram os principais dispositivos que inflaram o campo da eletrônica, podendo ser atribuídos às diversas aplicações para controle de potência,

pois são capazes de chavear altas correntes em altas tensões de maneira eficaz (AHMED, 2000).

Segundo Martins e Barbi (2008), a eletrônica de potência também pode ser interpretada como uma ciência originada pela necessidade de acionar máquinas elétricas que precisam de alta potência, utilizando sistemas eletrônicos simples. Logo, a eletrônica de potência é a área que engloba as aplicações dos dispositivos semicondutores na conversão e controle de energia elétrica com alta potência (AHMED, 2000).

Devido às suas características de chaveamento, os dispositivos semicondutores são utilizados para conversão de potência, possibilitando sua aplicação no controle de energia elétrica. Existem seis tipos de conversões possíveis em eletrônica de potência, que são: retificadores com diodos, conversores CA-CC, CA-CA, CC-CC, CC-CA e chaves estáticas (RASHID, 1999).

Também chamado de inversores de tensão, os conversores CC-CA (Corrente contínua - Corrente alternada) possuem como finalidade transformar uma tensão ou corrente contínua aplicadas à sua entrada em uma tensão ou corrente alternada apresentada em sua saída, de valor médio nulo, com frequência constante e amplitude simétrica nos eixos positivo e negativo. Geralmente, a forma de onda na saída de um inversor é quadrada, a qual apresenta alto conteúdo harmônico. Para baixo conteúdo harmônico, é necessária uma forma de onda senoidal na saída do inversor (MARTINS; BARBI, 2008).

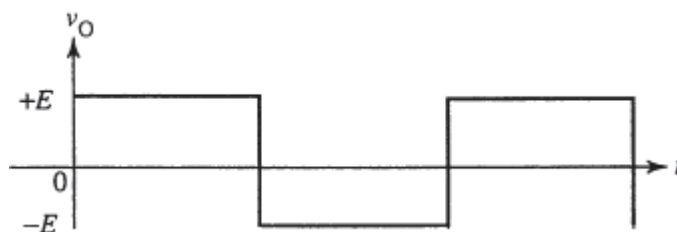
Existem quatro tipos de inversores, todos referentes à forma de onda da saída do conversor: conversor CC-CA de tensão, conversor CC-CA de corrente, conversor CC-CA regulado em corrente e conversor CC-CA de fase controlada. O presente trabalho apresentará um modelo de inversor de tensão (MARTINS; BARBI, 2008).

Dentre as técnicas de controle para inversores de tensão, destaca-se a modulação por largura de pulso, também chamada de modulação PWM. Esse tipo de modulação pode ser ajustado com pulso único, pulsos múltiplos, onda senoidal, senoidal modificada e controle por deslocamento de fase (CORRADI, 2011).

Segundo Tiggemann (2008), muitos inversores comerciais de baixa potência apresentam forma de onda quadrada ou trapezoidal em sua saída, pois esse tipo de inversor pode reduzir consideravelmente o custo do projeto. Tais inversores, por possuírem sinal quadrado na sua saída, só devem ser utilizados em equipamentos

que possuem apenas carga resistiva, além de alguns produtos eletrônicos simples. A Figura 1 mostra a saída de um inversor de onda quadrada (HAYAMA, 2016).

**Figura 1 - Forma de onda quadrada da saída de um inversor.**

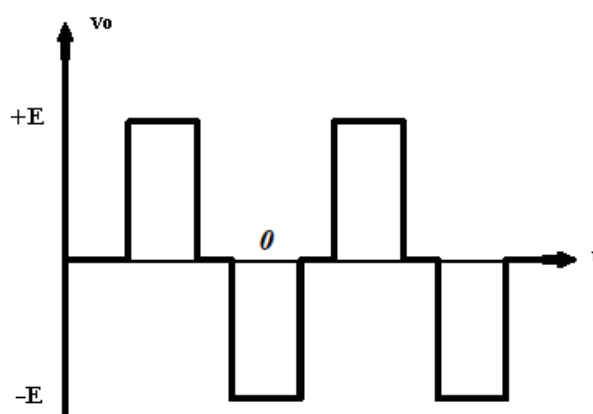


Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

De acordo com Crowley e Leung (2011), o inversor monofásico com saída senoidal modificada, conhecido como inversor MSPWM (*Modified Sinusoidal Pulse Width Modulation*), tem maior aproximação de uma onda senoidal do que o inversor com saída quadrada. Seu custo de implementação é menor do que um inversor senoidal puro, e sua eficiência é maior que o inversor com saída quadrada, e menor do que o de saída senoidal pura.

Esse tipo de inversor pode ser aplicado na maioria dos eletrodomésticos disponíveis. Todavia, dado que algumas cargas são sensíveis à onda que as alimenta, o inversor com saída senoidal modificada não pode ser aplicado em televisões e computadores, pois sua onda não é uma senoide pura. A Figura 2 apresenta a forma de onda desse tipo de inversor (SEIXAS; PASCHOARELI; FARIA, 2002).

**Figura 2 - Forma de onda senoidal modificada de um inversor.**

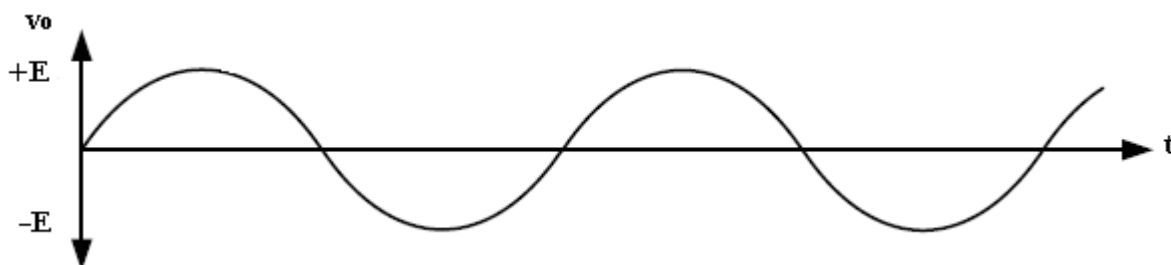


Fonte: Adaptado de Sheng, Li e Lehman (2013).



Por fim, de acordo com Tiggemann (2008), o inversor com saída senoidal pura é considerado o inversor ideal. Ele reduz o fator de distorção e as componentes harmônicas de mais baixa ordem da tensão. Esse inversor consegue transportar os harmônicos a altas frequências. Suas principais aplicações são em sistemas ligados à rede, novas televisões de LED, lâmpadas fluorescentes compactas (CFL), aparelhos domésticos e cargas indutivas. Sistemas que possuem *clock* e equipamentos com áudio possuem melhor comportamento nesse tipo de inversor. Além disso, são mais compactos do que os demais, pois possuem baixo volume de filtro. A Figura 3 apresenta a saída de um inversor senoidal (BEAUDET, 2015).

**Figura 3 - Forma de onda senoidal de um inversor em ponte completa.**



**Fonte: Adaptado de Barbi (2007).**

Para esse projeto, foi determinada uma modulação por largura de pulsos senoidal modificada. O inversor com esse tipo de modulação reduz o chaveamento dos dispositivos, conseqüentemente, suas perdas por chaveamento (CROWLEY; LEUNG, 2011). Todavia, o inversor com saída senoidal modificada possui uma grande redução na eficiência de energia devido à frequência das harmônicas significativas. Esse tipo de inversor é utilizado em larga escala em aparelhos domésticos e seu preço é menor do que o inversor senoidal, o que dá ênfase à sua aplicabilidade (BEAUDET, 2015).

## 1.1 OBJETIVOS

### 1.1.1 Objetivo Geral

Desenvolver um inversor com modulação por largura de pulsos senoidal modificada com tensão de entrada de 12 VCC e saída 110 VCA.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

1. Descrever e projetar o inversor utilizando técnica de modulação por largura de pulso com onda senoidal modificada;
2. Implementar um protótipo para o modelo de inversor com tensão de entrada 12 VCC e tensão de saída 110 VCA, utilizando uma potência de saída limitada para testes de bancada;
3. Estabelecer um estudo sobre o circuito implementado, citando suas vantagens, desvantagens e principais diferenças entre outras técnicas de modulação;
4. Elaborar documentação clara e explicativa para o desenvolvimento do inversor MSPWM;

## 1.2 JUSTIFICATIVA

A eletrônica de potência se tornou uma área crucial para o desenvolvimento de técnicas de acionamento e controle de dispositivos. Ela combina potência, eletrônica e controle para exercer seu papel de controlar e converter a energia de diferentes maneiras, seja transformando tensão CA em CC, controlando velocidade de motores, reajustando tensão CC, entre outras aplicações (POMILIO, 2014). Portanto, é de extrema importância saber qual aplicação do extenso campo de eletrônica de potência deve ser utilizada para atuar no sistema proposto (RASHID, 1999).

Para fazer a transformação de uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA, é necessário implementar um equipamento capaz de realizar esse tipo de

conversão. Essa característica de conversão de tensão é a base teórica de funcionamento de um inversor.

Os inversores são equipamentos que convertem a entrada CC em CA. Sua principal função é converter uma tensão de entrada CC em tensão de saída CA simétrica de amplitude e frequência desejadas. A forma de onda ideal para o inversor é a onda senoidal, todavia, os inversores práticos e aplicáveis possuem forma de onda não-senoidais, contendo harmônicas. Contudo, aplicações de baixa e média potência aceitam tensões de onda quadrada ou quase quadrada, enquanto para potência elevada são necessárias formas de onda senoidais com baixa distorção (RASHID, 1999).

Tendo como objetivo reduzir os gastos e elevar sua eficiência, foram desenvolvidas diversas topologias de controle de inversores, entre elas, a de modulação por largura de pulso com onda senoidal modificada (RASHID, 1999).

Devido à característica da modulação pela onda senoidal, as larguras de pulsos da onda triangular da modulação que estão mais próximas do valor máximo da onda senoidal não possuem significativa mudança com a variação do índice de modulação. Dessa forma, é possível extrair um novo tipo de modulação baseado na modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*), cujo nome é modulação por largura de pulsos senoidal modificada (*Modified Sinusoidal Pulse Width Modulation – MSPWM*) (RASHID, 1999).

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Conversores CC-CA, também chamado de inversores, são circuitos que convertem uma entrada contínua para uma saída alternada. Em outras palavras, os inversores transferem a potência em uma fonte de entrada contínua para uma carga alternada. Esse capítulo tem como objetivo explicar o funcionamento de um inversor, mais precisamente o inversor de tensão, começando por sua topologia e funcionamento básico, formas de construção, modulação de um inversor por largura de pulso com ênfase na modulação por largura de pulso senoidal modificada e, por fim, forma de onda de saída desejada do inversor proposto.

### 2.1 TOPOLOGIA

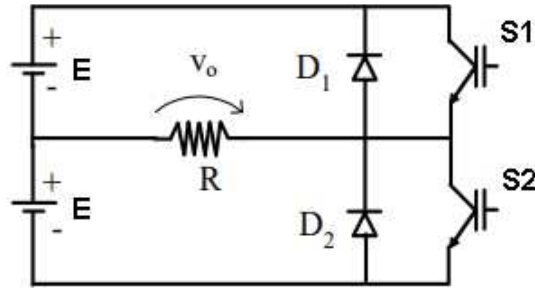
O inversor de tensão possui uma fonte de entrada com tensão contínua e constante. Basicamente, ele transforma a tensão de entrada em uma tensão alternada na saída através do chaveamento de seus componentes semicondutores (AHMED, 2000).

#### 2.1.1 Inversor de tensão em meia-ponte

Esse inversor utiliza duas chaves eletrônicas para chaveamento de tensão. A chave pode ser implementada através de uma associação em antiparalelo entre um transistor e um diodo. A Figura 4 representa a construção de um inversor em meia-ponte (MATAKAS; KOMATSU, 2011).

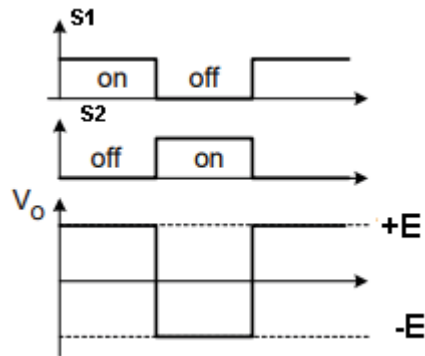
As chaves  $S_1$  e  $S_2$  alternam entre o estado ligado e o estado desligado. Quando a chave  $S_1$  está ligada pelo período de tempo de 0 até  $T/2$ , a chave  $S_2$  permanece desligada, fazendo com que a tensão na carga  $V_0$  seja  $+E$ , pois está recebendo toda a tensão da fonte. No tempo de  $T/2$  até  $T$ , a chave  $S_1$  terá seu estado trocado, permanecendo desligada, enquanto a chave  $S_2$  estará ligada, possibilitando a passagem de corrente naquele sentido. Nesse momento, a tensão presente na carga será  $-E$ . A Figura 5 demonstra a forma de onda presente na carga, levando em consideração o tempo  $T_{ON}$  em que cada chave estará ligada (AHMED, 2000).

Figura 4 - Circuito de um inversor de tensão em meia-ponte.



Fonte: Adaptado de Corradi Junior (2011).

Figura 5 - Forma de onda da tensão de saída.



Fonte: Adaptado de Corradi Junior (2000).

Então, a tensão de saída está relacionada com o tempo em que a chave está ligada, ou seja, o quociente entre  $T_{ON}$  e  $T$ :

$$v_o = E \frac{T_{ON}}{T/2} = 2E \frac{T_{ON}}{T} \quad (2.1)$$

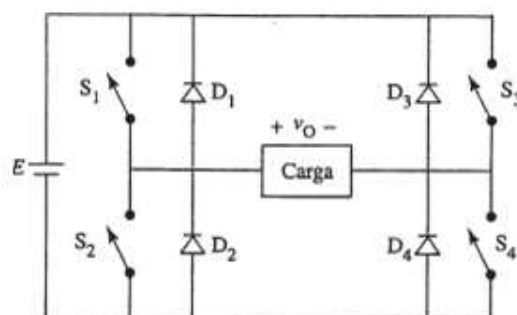
### 2.1.2 Inversor de tensão em ponte completa

O inversor de tensão em ponte completa utiliza quatro chaves eletrônicas para fazer o chaveamento de tensão e, conseqüentemente, quatro diodos de retorno. Em resumo, esse inversor acopla dois inversores de tensão em meia-ponte com uma fonte de entrada, por isso, a tensão de saída e, por conseguinte, a potência na carga, são

o dobro do inversor anterior. Dois pares de chaves -  $S_1S_4$  e  $S_2S_3$  - entram no estado ligado, enquanto os outros dois estão desligados, em aberto. Os pares de chaves ligadas devem estar posicionados diagonalmente, de maneira que a corrente faça o trajeto de condução entre uma chave, carga e, por fim, em outra chave, conforme mostra a Figura 6 (AHMED, 2000).

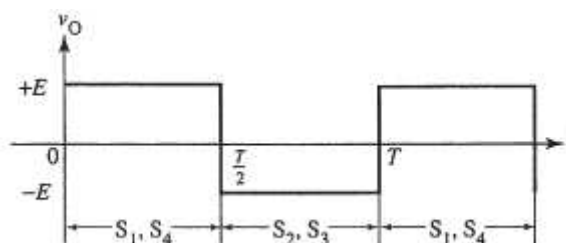
Analisando o circuito, no período de tempo de  $0$  a  $T/2$ , as chaves  $S_1$  e  $S_4$  estão ligadas. Nesse intervalo, a corrente de entrada  $I_s$  circula pelas duas chaves, ligando a carga diretamente à fonte de entrada (MARTINS, 2008). Portanto, a tensão na carga nesse período de tempo é igual à tensão da fonte,  $+E$ . Considerando, agora, o intervalo de tempo de  $T/2$  a  $T$ , as chaves  $S_1$  e  $S_4$  estão desligadas, enquanto as chaves  $S_2$  e  $S_3$  estão conduzindo. Logo, a corrente de entrada  $I_s$  circula pela chave  $S_3$ , passando pela carga, e retornando à fonte pela chave  $S_2$ . Logo, a tensão na carga é inversamente igual à tensão da fonte de entrada,  $-E$ , como apresenta a Figura 7 (AHMED, 2000).

Figura 6 - Estrutura de um inversor de tensão em ponte completa.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Figura 7 - Forma de onda da tensão de saída do inversor.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

A carga RL evidencia o papel que o diodo tem no circuito, pois ele tem função de fornecer um retorno para a corrente na carga no momento em que as chaves estiverem desligadas. Analisando o circuito presente na Figura 8, é possível observar quatro etapas de operações (AHMED, 2000):

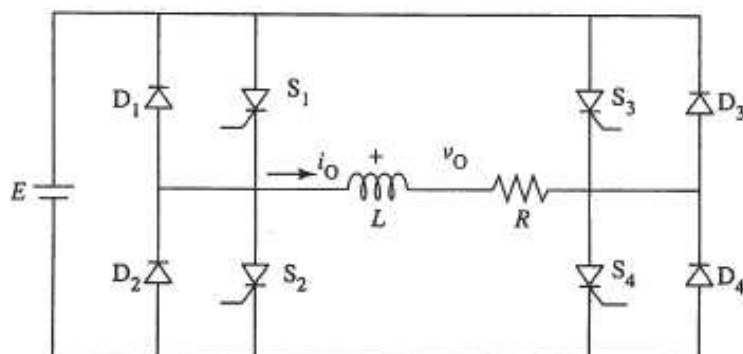
**1ª Etapa:** No período de tempo entre zero e  $T/2$ , as chaves  $S_1$  e  $S_4$  estão ligadas, enquanto as chaves  $S_2$  e  $S_3$  estão desligadas. Portanto, o primeiro par de chaves eletrônicas conduz a corrente de carga no circuito, fazendo com que a tensão na carga seja igual à tensão da fonte de entrada:  $+E$ . Enquanto as chaves estiverem ligadas, a corrente de saída  $i_0$  tem um crescimento exponencial e a fonte entrega energia à carga (MARTINS; BARBI, 2008).

**2ª Etapa:** No momento em que chega o instante  $T/2$ , as chaves  $S_1$  e  $S_4$  são bloqueadas, mas por influência da carga RL, a corrente não se altera para o valor negativo instantaneamente, então as chaves  $S_2$  e  $S_3$  não entram em condução. Nesse momento, os diodos  $D_2$  e  $D_3$  são os componentes que estão conduzindo a corrente. Por isso, dá-se o nome de etapa de roda-livre para esse momento. Com os diodos em condução, a tensão na carga é  $-E$ , enquanto a corrente  $i_0$  decresce exponencialmente até atingir o valor zero (MARTINS; BARBI, 2008).

**3ª Etapa:** Partindo do momento em que a corrente chega ao valor nulo depois de conduzida pelos diodos, as chaves  $S_2$  e  $S_3$  entram em condução. Com isso, a corrente cresce exponencialmente no plano negativo, analogamente à primeira etapa, até atingir o valor  $-I_{0max}$ . A tensão presente na carga segue negativa, com isso, dada pelo produto entre a corrente e a tensão presente, a fonte de tensão de entrada fornece energia à carga, porém, a polaridade da tensão está invertida (MARTINS; BARBI, 2008).

**4ª Etapa:** No momento em que o ciclo chega ao instante final  $T$ , as chaves  $S_2$  e  $S_3$  são bloqueadas, e como na segunda etapa, as chaves  $S_1$  e  $S_4$  não podem conduzir, já que a corrente é negativa. Dessa forma, os diodos  $D_1$  e  $D_4$  são responsáveis pela condução da corrente, fazendo com que a corrente  $i_0$  decresça de forma exponencial até chegar ao valor nulo. A partir desse instante, as chaves  $S_1$  e  $S_4$  voltam a conduzir, reiniciando o processo (MARTINS; BARBI, 2008).

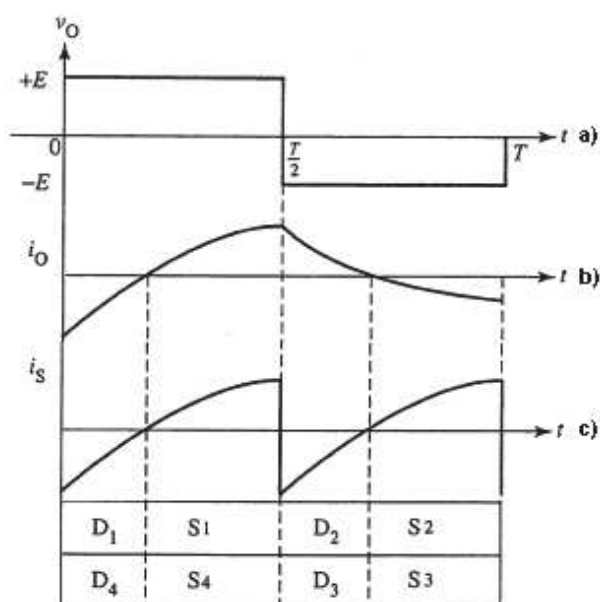
Figura 8 - Inversor em ponte completa com carga RL.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).

Para melhor visualização, a Figura 9 representa as formas de onda da tensão de saída, corrente na carga e corrente fornecida pela fonte perante a influência em que cada par de chaves eletrônicas ou diodos estiverem conduzindo. Por não possuir nenhuma técnica de modulação nesse exemplo, a tensão de saída continuará com o mesmo comportamento descrito anteriormente (AHMED, 2000).

Figura 9 - Formas de onda do inversor em ponte completa com carga RL. a) Tensão de saída do inversor  $V_0$ , b) Corrente na carga  $i_0$ , c) Corrente de entrada  $i_s$ .



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000).



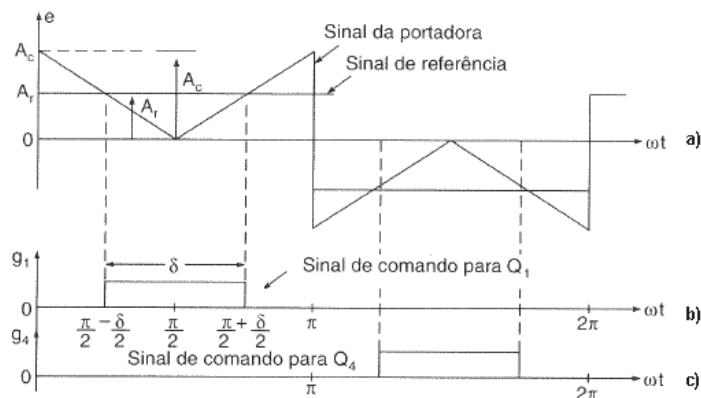
## 2.2 CONTROLE DE TENSÃO NOS INVERSORES

Controlar a tensão de saída de inversores é fundamental em várias aplicações. Realizando o controle, pode-se alterar o valor do ganho do inversor. Dentre várias maneiras de executar esse controle, destaca-se o controle de modulação por largura de pulso, ou modulação PWM. Essa modulação se divide em modulação por largura de pulso único, pulsos múltiplos, senoidal e modulação por largura de pulsos senoidal modificada (RASHID, 1999).

### 2.2.1 Modulação por largura de pulso único

Em suma, na modulação por largura de pulso único, apenas um pulso está presente por semiciclo, onde sua largura é variada para realizar o controle de tensão de saída do inversor. O sinal de comando para que uma chave seja ligada é gerado através da comparação entre um sinal de referência retangular, cuja amplitude é uma constante  $A_r$ , com uma onda portadora triangular, com amplitude  $A_c$ . A frequência do sinal de referência determinará a frequência fundamental do sinal de saída. A largura de pulso, representada por  $\delta$ , varia entre 0 a  $180^\circ$  conforme variação da amplitude do sinal de referência  $A_r$ , entre 0 até  $A_c$ . A Figura 10 demonstra o sinal de comando conforme variação de  $A_r$  (RASHID, 1999).

**Figura 10 - Modulação por largura de pulso único. a) Comparação entre sinal da portadora e sinal de referência, b) Sinal de comando para acionamento de transistor Q1, c) Sinal de comando para acionamento de transistor Q4.**



Fonte: Adaptado de Rashid (1999).

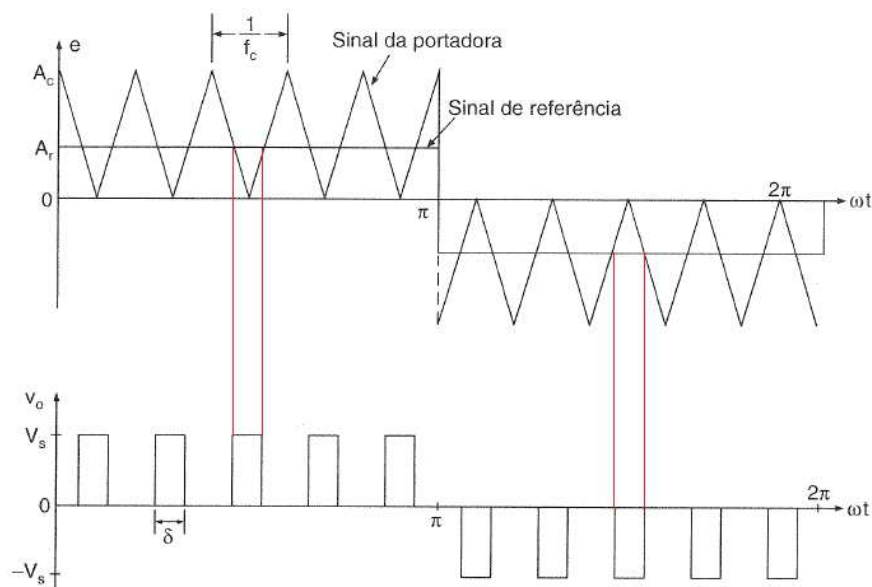
### 2.2.2 Modulação por largura de pulsos múltiplos

Ao utilizar muitos pulsos em cada semiciclo da tensão de saída, pode-se reduzir o conteúdo harmônico presente. Assim como a modulação por largura de pulso único, o sinal de comando é construído através da comparação entre um sinal de referência e uma onda portadora triangular com uma frequência maior, aumentando o número de comparação por semiciclo. A frequência da saída  $f_0$  é estabelecida pela frequência do sinal de referência, enquanto o número de pulsos,  $p$ , é determinado pela frequência da portadora  $f_c$ . Logo, é possível estabelecer uma equação que determine o número de pulsos  $p$  em função da frequência da portadora (RASHID, 1999).

$$p = \frac{f_c}{2f_0} \quad (2.2)$$

É possível observar a geração de pulsos resultantes da comparação entre as amplitudes  $A_r$  e  $A_c$  na Figura 11. A largura de pulso tem uma faixa de variação entre 0 até  $\pi/p$ , que é determinada pela variação do índice de modulação  $M$ , entre 0 a 1 (RASHID, 1999).

**Figura 11 - Modulação por múltiplos pulsos.**



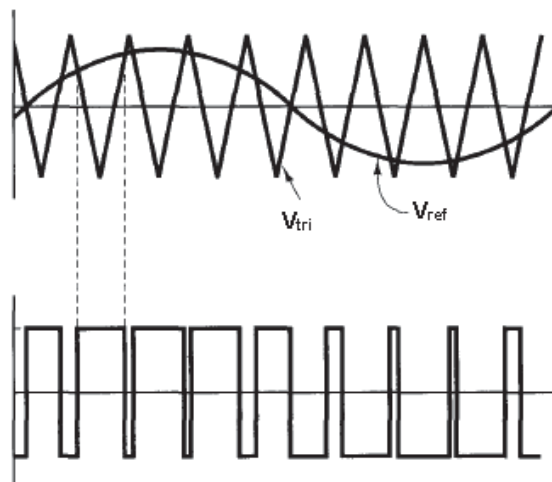
Fonte: Adaptado de Rashid (1999).

### 2.2.3 Modulação por largura de pulsos senoidal

Ao contrário das modulações de largura de pulso único ou múltiplos que atribuem o mesmo tamanho em todas as larguras de pulso, a modulação por largura de pulsos senoidal, SPWM, faz com que a largura de cada pulso seja proporcional à amplitude de uma onda senoidal em comparação com um sinal triangular. Segundo Rashid (1999), a SPWM reduz o fator de distorção e os harmônicos de mais baixa ordem.

Na modulação, o sinal de comando é construído pela comparação da onda senoidal de referência  $V_{ref}$  com um sinal triangular  $V_{tri}$ . O controle da tensão é feito através da mudança de amplitude da onda senoidal. Dessa forma, é possível variar a largura dos pulsos através de ajustes na amplitude do sinal de referência. A Figura 12 apresenta a geração do sinal de comando através da comparação entre o sinal de referência e o sinal da portadora (SCHIAVON, 2007).

**Figura 12 - Modulação SPWM.**



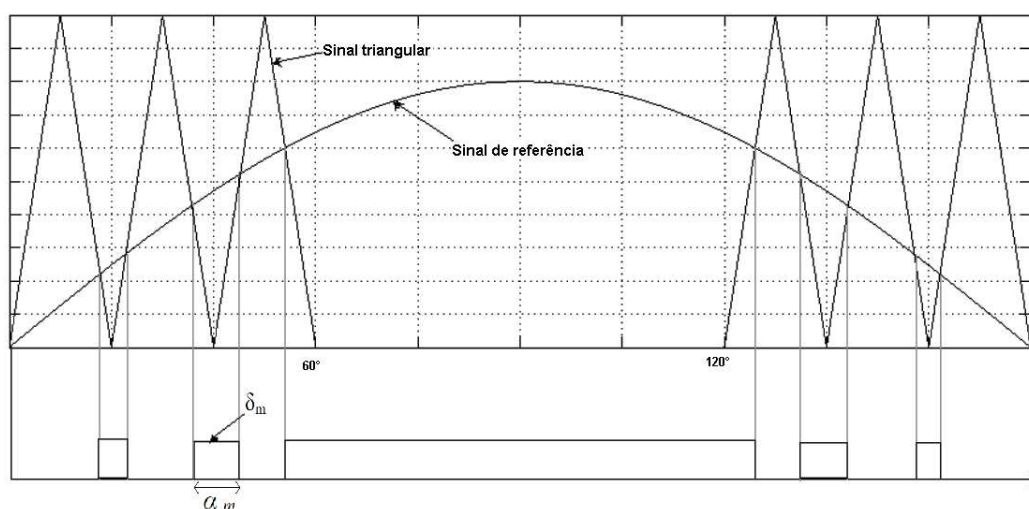
Fonte: Adaptado de Hart (2001).

## 2.2.4 Modulação por largura de pulsos senoidal modificada

A modulação por largura de pulsos senoidal modificada é uma derivação da modulação SPWM. Analisando a modulação senoidal, pode-se verificar que a largura dos pulsos mais próximos do pico da onda senoidal de referência não sofre alterações significativas com a variação do índice de modulação. Portanto, é possível modificar a modulação SPWM para que o sinal triangular seja aplicado apenas no primeiro e último intervalo de  $60^\circ$  a cada semiciclo. Essa modificação é o princípio da modulação senoidal modificada, também chamada de MSPWM (RASHID, 1999).

Na modulação MSPWM, não há pulsos do sinal da portadora durante um intervalo de  $60^\circ$  por semiciclo. Ou seja, no intervalo de  $60^\circ$  a  $120^\circ$  e no intervalo de  $240^\circ$  a  $300^\circ$  são desprovidos de pulsos do sinal triangular. Dessa forma, a utilização da frequência do sinal triangular é reduzida em um terço em comparação à técnica SPWM. Por fim, a técnica MSPWM aumenta a componente fundamental e melhora suas características harmônicas, além de reduzir o número de chaveamentos dos dispositivos presentes no inversor, consequentemente, as perdas por chaveamento. A Figura 13 apresenta os pulsos de comando da modulação baseado na comparação entre as formas de onda senoidal e triangular (ACHARYA & RANGRAS, 2014).

**Figura 13 - Modulação por largura de pulso senoidal modificada.**



Fonte: Adaptado de Acharya e Rangras (2014).

### 2.3 FILTRO DE SAÍDA

Segundo Michels et al. (2005), os inversores apresentam uma elevada distorção harmônica nas tensões de saída devido à presença de harmônicas de alta frequência, que são inseridas através da modulação. Portanto, é necessária a aplicação de filtros passa-baixas entre o inversor e a carga, como mostra a Figura 14, para eliminar altas frequências onde as harmônicas estão presentes.

Entre os filtros passa-baixa, pode-se aplicar na saída do inversor um filtro LC caso haja muita distorção no sinal. Todavia, um filtro apenas capacitivo pode amenizar oscilações de tensão. De acordo com Bonaldo (2016), a função de transferência do filtro LC é dada pela equação 2.11.

$$\frac{V_0(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2} \quad (2.3)$$

onde,

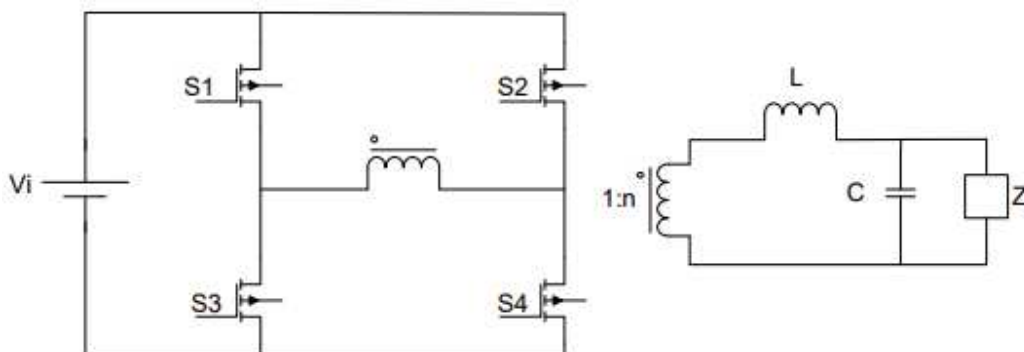
$$\zeta = \frac{1}{2R_0} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.4)$$

e,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

sendo  $\zeta$  o coeficiente de amortecimento e  $\omega_0$  a frequência de corte.

**Figura 14 - Projeto de um inversor em ponte completa com filtro na saída.**



Fonte: Adaptado de Barbi (2007).

### 3 METODOLOGIA

É possível dividir o projeto em três etapas de elaboração, que serão melhor percorridos ao longo do trabalho: o circuito de controle, responsável por gerar o sinal de controle PWM senoidal modificada; o circuito de potência, que irá comutar as chaves eletrônicas do inversor, bem como fazer a proteção do circuito; e o filtro de saída passa-baixas, que irá eliminar o conteúdo harmônico de alta frequência. A Figura 15 apresenta o fluxograma de procedimentos metodológicos.

Figura 15 - Fluxograma de procedimentos metodológicos.



Fonte: Autoria própria.

#### 3.1 CIRCUITO DE CONTROLE

A modulação MSPWM será introduzida através do circuito integrado IR2153, um *driver* meia ponte (*half-bridge*) similar ao LM555, que possui um oscilador programável em seus terminais dianteiros, de alta tensão e alta velocidade de resposta (International Rectifier IOR, 2019).

##### 3.1.1 Circuito Integrado IR2153

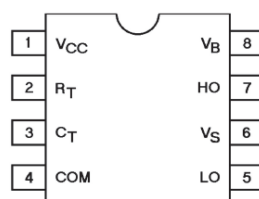
Segundo o manual *Datasheet*, o IR2153 tem como principais características:

- *Gate driver* meia-ponte integrado de 600 V;
- Diodo Zener de 15,6 V no terminal VCC;
- Controle inicial de tempo morto mais estreito;
- Baixo coeficiente de temperatura de tempo morto;
- Recurso de desligamento no pino CT;
- Maior histerese de bloqueio de subtensão (1 V);
- Circuito de deslocamento de nível de potência mais baixo;

- Larguras de pulsos constantes na inicialização nos pinos 5 e 7 (LO e HO, respectivamente);
- Melhor imunidade ao ruído;

A Figura 16 apresenta o encapsulamento *8 Lead DIP* e a pinagem do CI, onde será possível especificar cada um dos pinos do circuito e a Tabela 1 apresenta a definição de cada terminal do circuito integrado.

**Figura 16 - Pinagem e Encapsulamento do IR2153.**



Fonte: International Rectifier IOR (2019).

**Tabela 1 - Definição dos terminais do IR2153**

Símbolo	Pinagem	Definição
VCC	1	Tensão de alimentação do circuito integrado
RT	2	Entrada do resistor de temporização do oscilador
CT	3	Entrada do capacitor de temporização do oscilador
COM	4	Terminal de aterramento do circuito
LO	5	Saída do CI para baixo nível
VS	6	Retorno de fornecimento flutuante de alta tensão
HO	7	Saída do CI para alto nível
VB	8	Fornecimento flutuante de driver de porta lateral alta

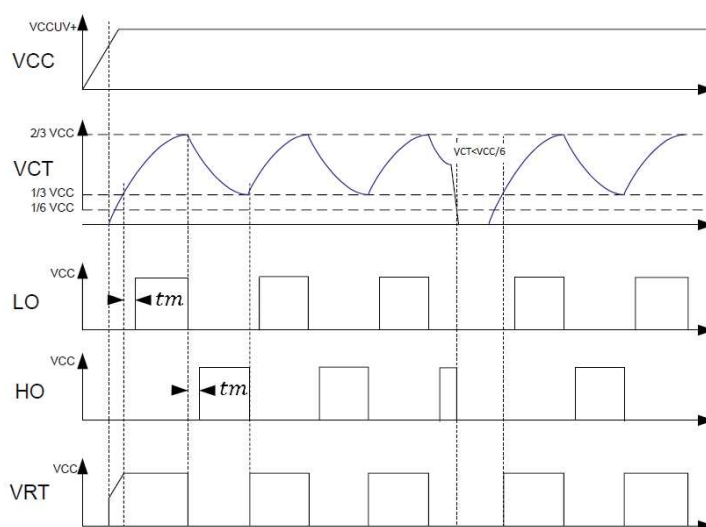
Fonte: International Rectifier IOR (2019).

Algumas funcionalidades do circuito integrado IR2153 devem ser abordadas para a utilização no decorrer do projeto. Essas funcionalidades determinam a operação do CI, além de fornecer mecanismos de segurança e bom funcionamento ao circuito.

O UVLO, modo de bloqueio de subtensão (*Under-Voltage Lockout Mode*), é o modo em que o circuito integrado entra quando a tensão VCC que alimenta o circuito está abaixo do limite de ativação do CI. O bloqueio de subtensão foi desenvolvido para manter uma corrente de alimentação menor que  $170 \mu A$  e garantir que os drivers de saída HO e LO do circuito IR2153 estejam ativadas. Caso o circuito integrado entre em bloqueio, as saídas do circuito estarão em nível baixo (International Rectifier IOR, 2019).

Assim que o circuito integrado é acionado, a tensão no terminal *RT* aumenta para aproximadamente a tensão VCC e o capacitor *CT1* começa a carregar. Quando a tensão do capacitor atinge cerca de um terço da tensão de VCC, a saída do terminal *LO* é ligada com um *delay* equivalente ao tempo morto *tm* de  $1,1 \mu s$ . Uma vez que o capacitor atinge a tensão do terminal *CT*, chamada de *VCT*, por volta de dois terços de VCC, o terminal *LO* entra em nível baixo, a tensão do terminal *RT*, chamada de *VRT* é aterrada e o capacitor *CT* descarrega, onde o tempo morto é ativado. No final desse intervalo de tempo morto, *HO* é ativado, indo pra nível lógico alto. Por conseguinte, assim que a tensão de *CT* for aterrada, *HO* vai para nível baixo, a tensão em *RT* sobe novamente e o tempo morto é novamente ativado. Ao fim do período, *LO* retorna para nível alto, recomeçando o ciclo, conforme Figura 17 (International Rectifier IOR, 2019).

Figura 17 - Formas de onda de LO e HO em função de VCT.



Fonte: Adaptado de International Rectifier IOR (2019)

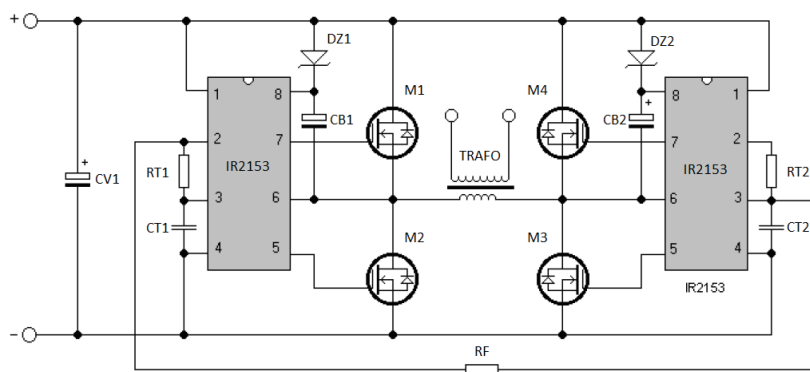


Observe que quando a tensão em  $CT$  é menor que  $1/6$  de  $VCC$ , o circuito não opera, não oscilando  $HO$  e  $LO$ . É possível observar a atuação do tempo morto a cada operação de  $VCT$ . Sempre que sua tensão fica maior que um terço de  $VCC$ , há um pequeno intervalo antes de  $LO$  subir para nível lógico alto. O mesmo acontece quando a tensão de  $VCT$  cai, acionando o tempo morto antes que  $HO$  oscile (International Rectifier IOR, 2019).

### 3.1.2 Relação entre a modulação MSPWM e IR2153

O inversor com modulação por largura de pulsos senoidal modificada pode ser construído utilizando dois circuitos meia ponte controlados pelo circuito integrado IR2153, com um deslocamento de fase de 25% entre eles, como mostra a Figura 18. Dessa forma, a tensão de saída é, conseqüentemente, *tri-state*, ou seja, possui três estados:  $-V_L$ , 0,  $+V_L$ , que comutam entre si (DANYK.CZ, 2018).

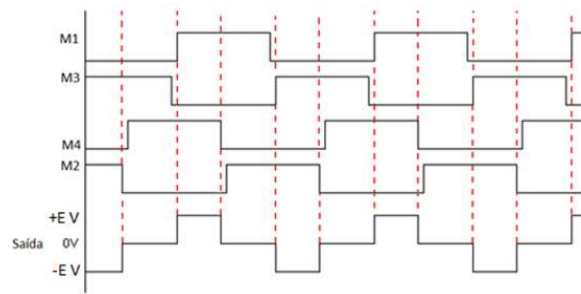
**Figura 18 - Esquema de modulação MSPWM.**



**Fonte: Adaptado de DANYK.CZ (2018).**

O inversor precisa de uma alimentação entre nove e quatorze Volts para operação. Caso seja menor que nove Volts, o IR2153 desligará. Pode-se analisar a forma de onda de saída do circuito presente na Figura 18, onde a forma resultante se assemelha à Figura 2, forma de onda senoidal modificada de um inversor conforme mostra a Figura 19. Quando M1 e M3 estão em nível lógico alto, a tensão de saída é  $+E$ . Pelo contrário, quando M2 e M4 estão em nível alto, a tensão é  $-E$ .

**Figura 19 – Formas de onda dos MOSFETS e a saída do inversor.**



**Fonte: Adaptado de DANYK.CZ (2018).**

### 3.1.3 Determinação da frequência de oscilação

A frequência de oscilação do circuito é dada pela relação de  $RT1$  e  $CT1$  onde sua equação é representada por:

$$f = \frac{1}{1,4 * (RT1 + 75\Omega) * CT1} \quad (3.1)$$

Onde o valor de  $75\Omega$  é a impedância efetiva do terminal de saída RT (International Rectifier IOR, 2019).

A equação deve estar familiarizada com a região de aplicação. Portanto, no presente caso, a frequência deve ser estipulada em  $60\text{ Hz}$ , e os valores devem ser definidos a partir de então. Por convenção, adota-se um valor para  $CT1$  de  $68\text{ nF}$  no primeiro estágio. Aplicando a equação para uma frequência de  $60\text{ Hz}$ , tem-se o valor do resistor  $RT1$ :

$$60 = \frac{1}{1,4 * (RT1 + 75) * 68n} \quad (3.2)$$

Portanto, o valor do resistor do primeiro estágio é:

$$RT1 = \frac{0,9995716}{5,712u} = 175\text{ k}\Omega \quad (3.3)$$

Levando em consideração a disponibilidade comercial, adotou-se o valor de  $180\text{ k}\Omega$ . Repetindo o mesmo capacitor para o segundo estágio, basta utilizar um resistor de  $220\text{ k}\Omega$ , que a frequência da forma de onda da tensão de saída será  $60\text{ Hz}$ .

### 3.2 CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência tem como objetivo controlar o fluxo de potência do circuito, processando a energia proveniente da fonte de alimentação atuante por meio de dispositivos semicondutores de potência, que por sua vez, utilizam essa potência para alimentar a carga. Portanto, a presente seção tem como objetivo esclarecer o funcionamento desses dispositivos, bem como discorrer sobre técnicas para dissipação de calor, controle de potência do circuito e proteção das chaves.

#### 3.2.1 Diodo BA159

Segundo Rashid (1999), diodos de recuperação rápida possuem tempo de recuperação menor do que o comum, geralmente abaixo de  $5\text{ }\mu\text{s}$ . São largamente empregados em circuitos conversores, como o inversor, justamente por sua velocidade de recuperação. O diodo utilizado nesse projeto foi o BA159. A Tabela 2 mostra as características elétricas do componente (Won-Top Electronics, 2019).

**Tabela 2 - Características elétricas do Diodo BA159.**

<b>Símbolo</b>	<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
$V_{RRM}$	Tensão reversa repetitiva de pico	1000	V
$V_{RWM}$	Tensão reversa de pico de trabalho	1000	V
$V_R$	Tensão de bloqueio DC	1000	V
$V_{R(RMS)}$	Tensão reversa RMS	700	V
$I_O$	Corrente de saída média retificada	1.0	A
$I_{RM}$	Corrente reversa máxima	5	$\mu\text{A}$
$T_J$	Faixa de temperatura de operação	-65 a +125	$^{\circ}\text{C}$

**Fonte: Adaptado de Won-Top Electronics (2019).**

### 3.2.2 MOSFET IRF740

Segundo Ahmed (2000), MOSFET é um transistor de chaveamento rápido, que possui uma alta impedância de entrada, aplicado principalmente em circuitos de baixas potências e para altas frequências.

Sua forma de operação é baseada na tensão aplicada entre seus terminais *gate* e *source*. O MOSFET possui função de uma chave fechada quando opera na região ôhmica, ou seja, quando a tensão entre *gate* e *source* chamada de  $V_{GS}$  é adequada, geralmente entre 9 a 15 V. E se comporta como uma chave aberta quando a tensão  $V_{GS}$  é menor que a tensão  $V_{Gsth}$ , normalmente 4 V (CORRADI, 2011).

Para a confecção do inversor proposto, foi escolhido o conjunto de MOSFET's IRF740. Eles possuem rápida comutação, baixa resistência e por ter um custo reduzido, são muito utilizados em todas as áreas industriais. A Tabela 3 apresenta as características desse componente (Vishay Siliconix, 2019).

**Tabela 3 - Características do MOSFET IRF740.**

<b>Símbolo</b>	<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
$V_{DS}$	Tensão entre dreno e fonte	400	V
$V_{GS}$	Tensão entre porta e fonte	$\pm 20$	V
$I_D$	Corrente de dreno	10 para $V_{GS} = 10$ V	A
$I_{DM}$	Pulso de corrente de dreno	40	A
$R_{DS(on)}$	Resistência de dreno-fonte	0,55 $V_{GS} = 10$ V	$\Omega$
$t_{d(on)}$	<i>Delay</i> para ligar	14	ns
$t_r$	Tempo de subida	27	ns
$t_{d(off)}$	<i>Delay</i> para desligar	50	ns
$t_f$	Tempo de caída	24	ns

**Fonte: Adaptado de Vishay Siliconix (2019).**

### 3.2.3 Circuitos adicionais de proteção e sinalização de dispositivos

Segundo Rashid (1999), os circuitos conversores podem apresentar tensões transitórias devido ao processo de recuperação reversa e o rápido chaveamento dos dispositivos de potência, que possuem influência das indutâncias do circuito. Mesmo em circuitos bem elaborados, pode haver condições de curto-circuito, que resultam em uma grande quantidade de corrente que atravessa esses dispositivos. Além disso, o calor gerado pelas perdas de energia em dispositivos semicondutores pode afetar seu desempenho, atingindo o limiar de temperatura que garante um bom funcionamento. Portanto, é necessário a aplicação de circuitos que possam auxiliar na proteção do inversor projetado, conforme descritos a seguir.

#### 3.2.3.1 *Snubber*

Circuitos *Snubber* são empregados para amortecer as oscilações de alta frequência as quais os dispositivos semicondutores estão submetidos no momento da comutação, além de proteger os componentes de elevados picos de tensão, impedindo que estes sejam danificados (SCHIAVON, 2007).

O *Snubber* impede que o MOSFET tenha uma rápida variação de tensão no momento que passa a bloquear depois de um período de condução. Logo, a variação imediata de tensão na chave é determinada pelo carregamento do capacitor do circuito, impedindo grandes oscilações na tensão (ROSSI, 2011).

Para dimensionar o resistor do circuito de proteção, primeiramente determina-se uma potência a ser dissipada nesse componente que, na aplicação, será de 1 W. Assim, adotando o dobro da tensão de entrada, o cálculo do resistor se dá pela equação 3.4 (SCHIAVON, 2007).

$$R_{SN} = \frac{(2xV_i)^2}{P} = \frac{(24)^2}{1} = 576 \Omega \quad (3.4)$$

Por valor comercial, o resistor escolhido para o projeto do circuito *Snubber* possui o valor de 560  $\Omega$ . O capacitor deve ser dimensionado visando uma queda de 90% de sua tensão (SCHIAVON, 2007).

$$V_{C1} = V_{C0} * e^{\frac{1}{RC}t} \quad (3.5)$$

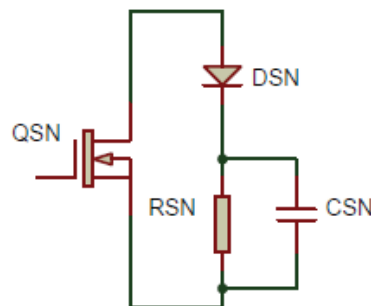
$$C_{SN} = \frac{-t}{R * \ln\left(\frac{V_{C1}}{V_{C0}}\right)} \quad (3.6)$$

Dessa forma, observando que o tempo de comutação do IRF740 é de  $115 \text{ ns}$ , o capacitor escolhido é dado pelo resultado da equação 3.7.

$$C_{SN} = \frac{-115\eta}{2,3k * \ln(0,9)} = \frac{-115\eta}{-242,3291} = 0,47 \eta F \quad (3.7)$$

Os valores reais podem divergir dos valores teóricos por questões comerciais e/ou disponibilidade. O capacitor utilizado na prática foi de  $68 \eta F$ , em paralelo com o resistor definido, e ligado a um diodo UF4004, conforme mostra a Figura 20.

**Figura 20 - Circuito Snubber.**



**Fonte: Adaptado de Schiavon (2007).**

### 3.3 TRANSFORMADOR

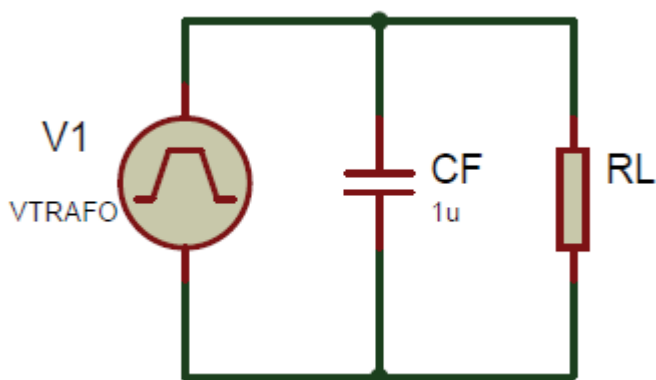
Para se obter uma tensão de saída de 110 VCA no estágio final do inversor, será inserido um transformador após a conversão das chaves eletrônicas. Esse transformador deve elevar a tensão de entrada de 12 V, mantendo a potência estável.

Portanto, os transformadores empregados no inversor são, primeiramente, o Transformador Hayama 9+9 V, 1 A, bivolt 8,19 VA, e posteriormente, o Transformador Eletrocores 6+6 V, 400 mA, que por conta do tamanho, podem inviabilizar a montagem do mesmo diretamente na placa, sendo montado separadamente (HAYAMA, 2016).

### 3.4 FILTRO DE SAÍDA

Dada as características do circuito e a forma de onda pós-trafo, um circuito passa-baixa capacitivo é o suficiente para a filtragem do sinal. Esse filtro permite a passagem de baixas frequências enquanto atenua fortemente outras acima de um valor crítico. Como a modulação PWM gera sinais de controle com frequências de 100 kHz ou maiores e a frequência do sinal de saída do inversor proposto é de 60 Hz, pode-se estipular uma frequência de corte de aproximadamente 1 kHz. Um capacitor de  $1 \mu F$  é suficiente para o processo de filtragem. A Figura 21 apresenta o filtro passa-baixa (FEROLDI, 2011).

Figura 21 - Filtro capacitivo de saída.



Fonte: Autoria própria.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

O presente capítulo detalha o projeto e confecção do Inversor por modulação PWM senoidal modificada. Ainda, apresenta os resultados através de gráficos e equações para tornar possível a discussão da viabilidade e eficiência do protótipo.

### 4.1 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO INVERSOR

Para o presente trabalho, foi definida uma tensão de entrada proveniente de uma fonte CC externa de 12 VCC, com uma tensão de saída de 110 VCA e frequência de 60 Hz. A potência definida para a carga será de 100 W, com uma corrente de 900 mA. A Tabela 4 informa as características do protótipo do inversor construído enquanto a Figura 22 apresenta o circuito do inversor implementado antes da aplicação do transformador.

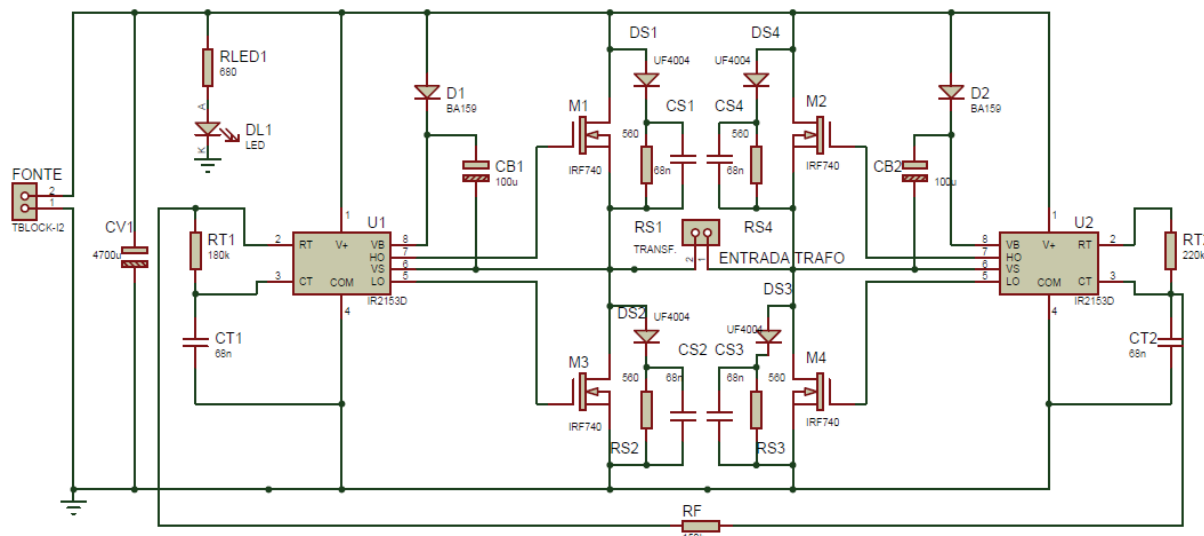
Tabela 4 - Especificações do Inversor.

Símbolo	Parâmetro	Especificação
	Topologia	Ponte Completa
	Modulação	MSPWM
	Modulador	CI IR2153
$V_i$	Tensão de entrada	12 VCC
$f$	Frequência	60 Hz
$V_o$	Tensão de saída	110 VCA
$i_o$	Corrente de saída	900 mA
$P$	Potência na carga	100 W

Fonte: Autoria própria.



**Figura 22 – Circuito implementado do inversor MWPSM**



Fonte: Adaptado de DANYK.CZ (2018).

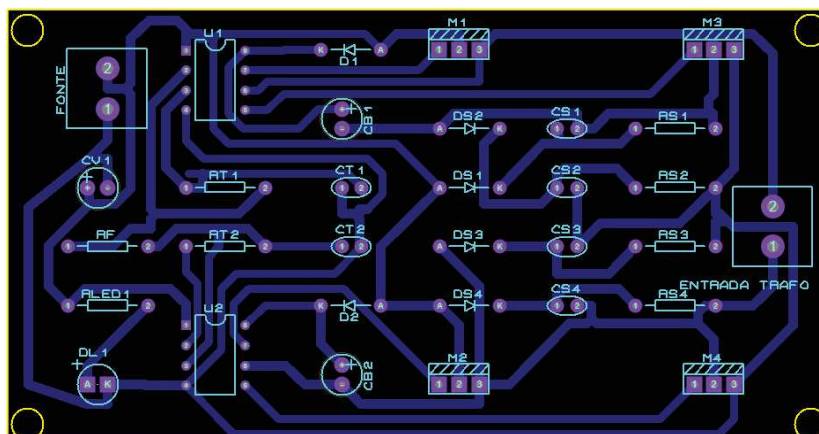
O *layout* do inversor foi desenvolvido no *software Proteus 8 Professional*, conforme apresenta a Figura 24. A placa de circuito impresso foi desenvolvida pensando na otimização da dissipação de calor dos MOSFET's. Por isso, foi acoplado manualmente uma chapa de dissipação de calor, onde tais dispositivos foram fixados, tendo apenas seus terminais ligados à placa. Ainda, foi adicionado ao projeto bornes de entrada e saída para melhorar o espaçamento que alguns itens poderiam gerar, como o transformador e a fonte de entrada. A Figura 23, em complemento com a Figura 24, apresentam o diagrama das trilhas da placa e uma visão 3D.

**Figura 23 - Vista superior placa de circuito integrado do Inversor.**



Fonte: Autoria própria.

Figura 24 - Desenho das trilhas do circuito.

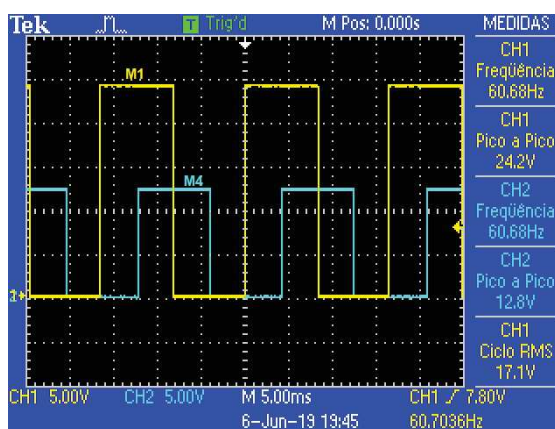


Fonte: Autoria própria.

## 4.2 ANÁLISE DA ATUAÇÃO DOS MOSFETS

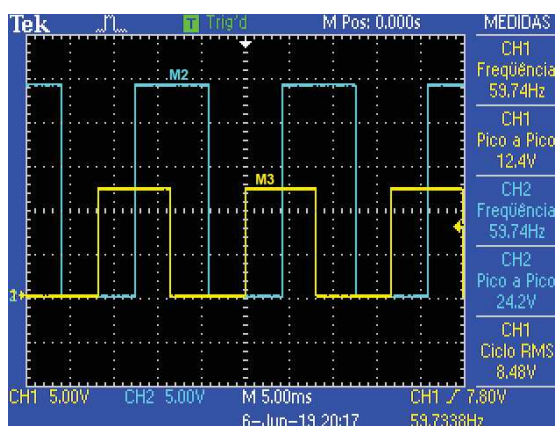
Primeiramente, o circuito presente na Figura 22 foi montado em *protoboard*. Para observar como a modulação MSPWM atua no controle de tensão do inversor, se faz necessário a análise das formas de onda presentes no gate de cada par complementar de MOSFET: M1 e M4, M2 e M3. A Figura 25 fornece as formas de onda do primeiro par de chaves eletrônicas, enquanto a Figura 26 fornece as formas do segundo par.

Figura 25 - Forma de onda entre porta e terra do par complementar M1 e M4.



Fonte: Autoria própria.

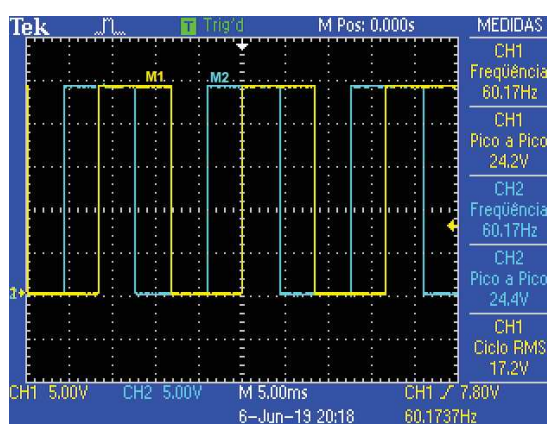
Figura 26 - Forma de onda entre porta e terra do par complementar M2 e M3.



Fonte: Autoria própria.

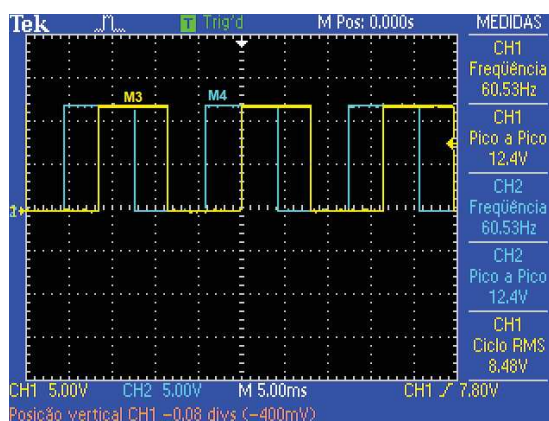
O dreno dos MOSFET's M1 e M2 estão sendo alimentados diretamente pela tensão de 12 V da fonte, o que justifica a sua tensão apresentada. Ainda, é possível observar a defasagem que cada sinal tem para o outro. A Figura 27 mostra que a forma de onda de M2 está 90° a frente de M1, ou seja, uma defasagem de 25%, como analisado na definição de frequência do oscilador. O mesmo acontece para as chaves M3 e M4, onde há o mesmo deslocamento de fase de 25% estipulado, conforme Figura 28.

Figura 27 - Deslocamento de fase entre M1 e M2.



Fonte: Autoria própria.

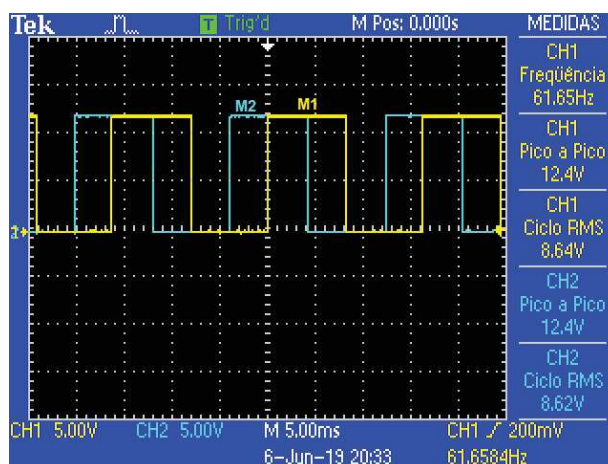
Figura 28 - Deslocamento de fase entre M3 e M4.



Fonte: Autoria própria.

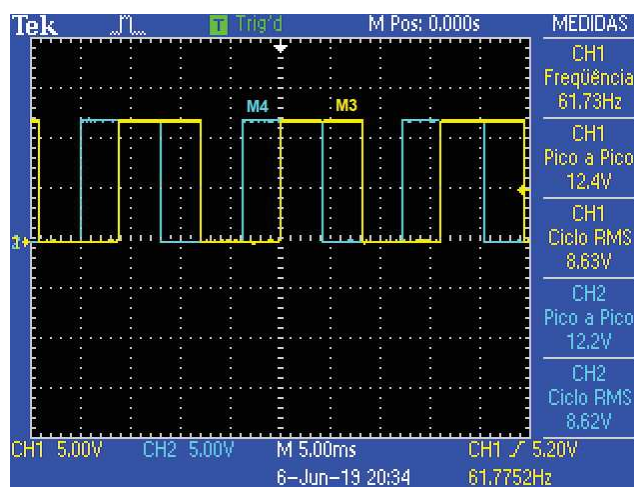
Conforme mostra a Figura 22, as formas de onda dos *gates* dos MOSFET's são provenientes dos terminais do circuito IR2153 que gera o sinal de controle: HO e LO. Para observar como as chaves atuam no sinal de saída, deve-se observar o sinal ligado ao pino 6 do circuito, onde em M1 e M2, está no dreno, e M3 e M4, está na fonte. A Figura 29 e a Figura 30 mostram a atuação desses dispositivos no sinal de saída antes de chegar ao transformador. Posteriormente, através da união dos sinais, conforme Figura 19, o sinal de saída será obtido medindo com o osciloscópio os dois terminais que captam os sinais dos MOSFET's.

Figura 29 - Forma de onda entre fonte e terra de M1 e M2.



Fonte: Autoria própria.

Figura 30 - Forma de onda entre dreno e terra de M3 e M4



Fonte: Autoria própria.

#### 4.3 ANÁLISE DA SAÍDA DO INVERSOR

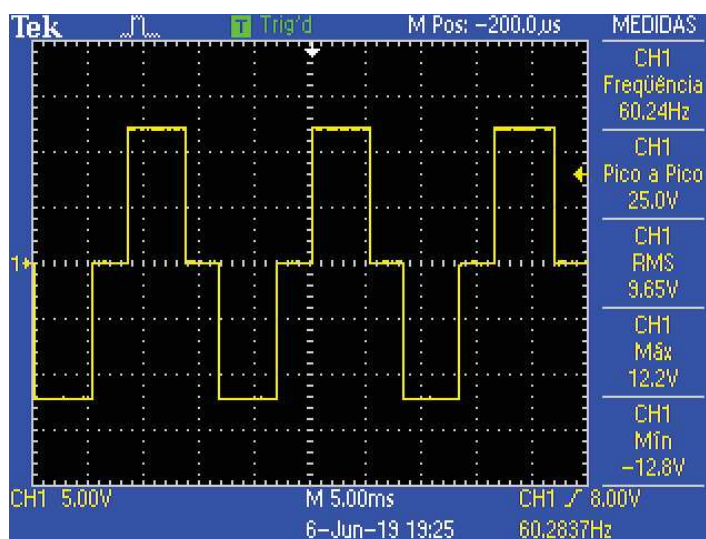
Assim como a Figura 19, quando os pares M1 e M4 estiverem em nível alto, a forma de onda resultante será positiva. Similarmente, quando M2 e M3 estiverem em nível lógico alto, o sinal de saída terá tensão negativa. Quando ambos divergem entre si, o sinal é zero, de acordo com a Figura 31, dando as características de *tri-state*, resultado do deslocamento de fase.

A forma de onda gerada equivale à uma onda PWM senoidal modificada. Sua frequência foi definida em 60 Hz pela associação do resistor e capacitor modelador de frequência RT1 e CT1. A tensão RMS que está em 8,62 V é proveniente da modulação feita por RT2 e CT2, que ajustam a defasagem do circuito, aumentando ou diminuindo a largura da onda, conseqüentemente, sua tensão. Para testar a eficiência desse conjunto modulador da defasagem, pode-se aplicar a equação da tensão RMS:

$$V_{RMS} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} = \frac{12,2}{1,414213} \quad (4.1)$$

$$V_{RMS} = 8,62 \text{ V} \quad (4.2)$$

Figura 31 - Forma de onda resultante da saída do inversor sem transformador.



Fonte: Autoria própria.

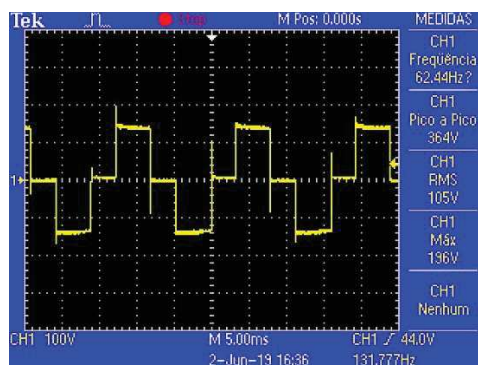
A tensão RMS está perto do valor estipulado, mas alguns fatores podem contribuir com o valor elevado dessa tensão, como por exemplo: ajuste de resistor de controle de defasagem, entre outros. Todavia o valor de tensão RMS mensurado é aproveitável para a aplicação do transformador de saída. Portanto, a forma de onda presente na saída do inversor é satisfatória.

Ao adicionar um transformador na saída do inversor para elevar a tensão, a forma de onda é submetida a distúrbios e ruídos, devido a sua característica indutiva. Apenas para testes em bancada, foi utilizado um transformador 6+6 V, 400 mA, pois este seria capaz de fornecer uma tensão de saída um pouco acima do previsto, e é sabido que ao acoplar uma carga esta tensão tende a diminuir, visando uma tensão entre 105 a 130 VRMS.

#### 4.3.1 Saída do inversor com transformador

O primeiro teste foi realizado com transformador de 9+9 V. Tem-se uma tensão RMS em seu primário, que fornece uma corrente de 1 A. A Figura 32 apresenta a forma de onda da saída do transformador a vazio, sem injetar uma carga ao fim do secundário.

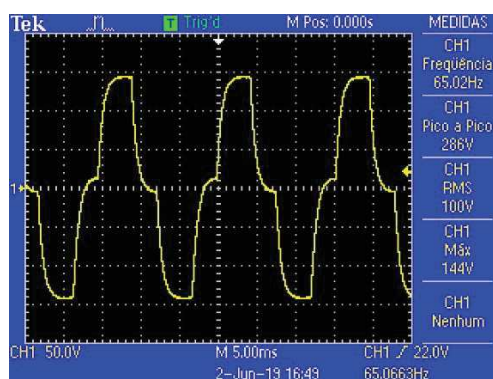
**Figura 32 - Forma de onda da saída do transformador a vazio.**



**Fonte: Autoria própria.**

Ao inserir o transformador, a forma de onda da saída descrita na Figura 30 é levemente alterada por picos de tensão. O valor RMS não atinge o esperado, enquanto há um leve distúrbio na frequência do inversor. Contudo, tais resultados eram esperados, uma vez que o transformador se trata de uma carga indutiva. Um leve ajuste nos resistores de frequência e deslocamento de fase podem ajustar os parâmetros do inversor. Para filtrar o sinal foi utilizado um filtro passa-baixa capacitivo, pois o ruído inserido foi de baixa influência, cujo capacitor é de  $1\ \mu F$ . A Figura 33 mostra a forma de onda resultante após a filtragem.

**Figura 33 - Forma de onda do secundário após filtragem.**

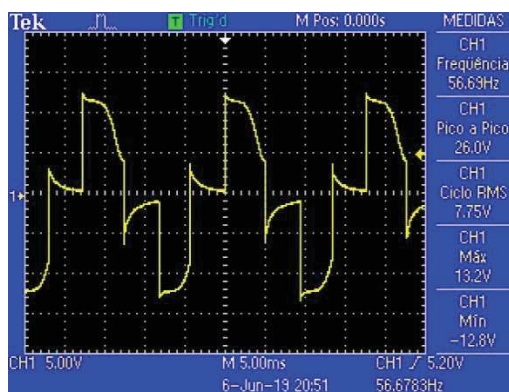


**Fonte: Autoria própria.**

Conforme Figura 33, a tensão RMS e a frequência sofreram alterações pelo transformador inserido. O filtro suavizou os picos de tensão, porém, ainda há desconfiguração nos parâmetros primordiais do inversor. Portanto, optou-se pela utilização de um transformador de menor tensão no primário.

Para realizar o ajuste preciso desse inversor, optou-se por implementar um transformador 6+6 V 400 mA, que vai elevar para 110 VRMS. A Figura 34 apresenta a forma de onda do primário dessa implementação. Sua implementação se deu pelos terminais de 6 V e *center tape*.

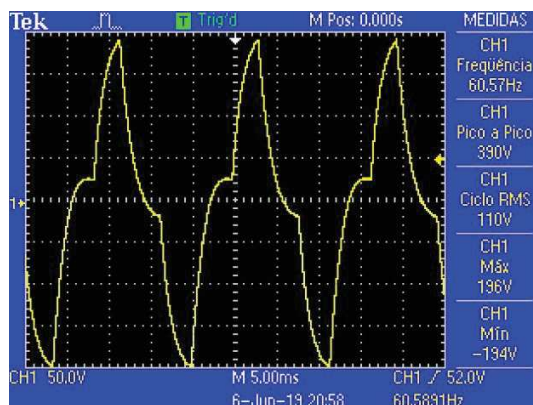
**Figura 34 - Forma de onda no primário do transformador 6+6 V.**



Fonte: Autoria própria.

Como aconteceu a distorção do sinal pela aplicação de um transformador, se faz necessário o uso de um filtro passa-baixa capacitivo, pois não há grande inserção de perturbações e ruídos de alta frequência que possa exigir um filtro mais complexo. Já que o transformador alterou os parâmetros pré-estabelecidos, deve ser realizado o ajuste dos componentes modeladores de frequência e deslocamento de fase. A Figura 35 traz a forma de onda do inversor após o processo de filtragem do capacitor de  $1 \mu F$ .

**Figura 35 - Forma de onda do inversor após o processo de filtragem.**



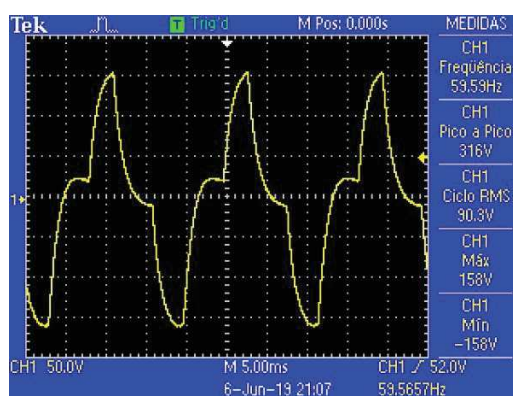
Fonte: Autoria própria.



#### 4.4 SAÍDA DO INVERSOR COM CARGA

Para a conclusão dos testes do inversor, foi inserido uma carga de aproximadamente 20 mA. Pela Figura 36, fica evidente a redução no valor RMS da tensão em mais de 20 V. A sua queda pode ser justificável pela baixa corrente gerada no secundário do transformador, que é relativamente pequena.

Figura 36 - Forma de onda do secundário com carga.



Fonte: Autoria própria.

Para reajustar a tensão VRMS do inversor, foi realizada uma variação na tensão de alimentação do circuito, o que elevava a tensão de saída. Contudo, essa variação de tensão ocasionava a variação de frequência, além de elevar de forma não precisa a tensão VRMS. Logo, além da variação de tensão de alimentação do circuito, foi feito um reajuste nos resistores  $RT1$  e  $RT2$ . A Tabela 5 mostra os valores utilizados para o ajuste da frequência e da tensão de saída do inversor.

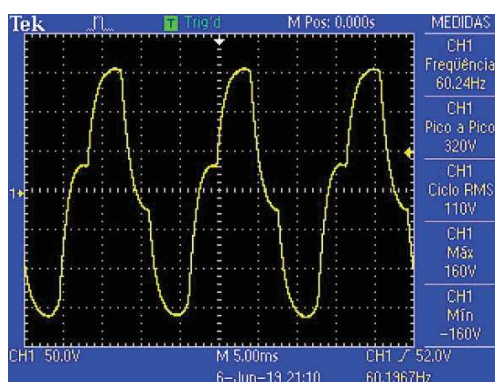
Tabela 5 - Ajuste de resistores para frequência e tensão de saída.

Tensão de entrada	$RT1$	$RT2$	Frequência	$V_{RMS}$
12 V	195 k $\Omega$	232 k $\Omega$	60,24 Hz	110 V
13 V	205 k $\Omega$	308 k $\Omega$	60,90 Hz	109 V
14 V	216 k $\Omega$	445 k $\Omega$	60,98 Hz	109 V
15 V	229 k $\Omega$	628 k $\Omega$	60,72 Hz	109 V

Fonte: Autoria própria.

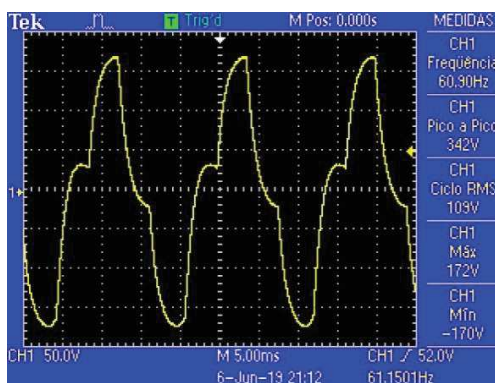
A Figura 37 apresenta a forma de onda após os ajustes para fornecer tensão de saída de 110 volts, enquanto a Figura 38 mostra o exemplo com tensão de entrada em 13 volts. Quanto maior for o resistor de defasagem  $RT2$ , mais a descida da forma de onda após o pico terá proporções exponenciais para compensar o aumento de tensão de subida.

**Figura 37 - Forma de onda da tensão de saída com alimentação de 12 V.**



Fonte: Autoria própria.

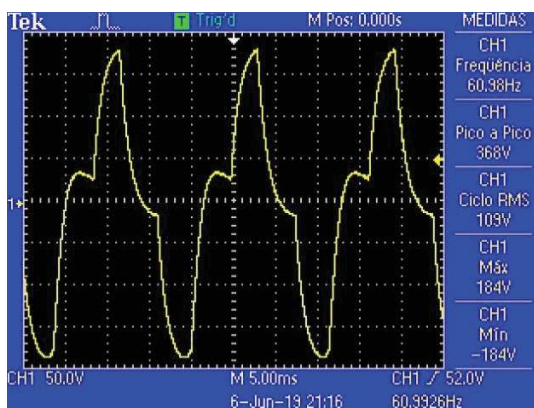
**Figura 38 - Forma de onda da tensão de saída com alimentação de 13 V.**



Fonte: Autoria própria.

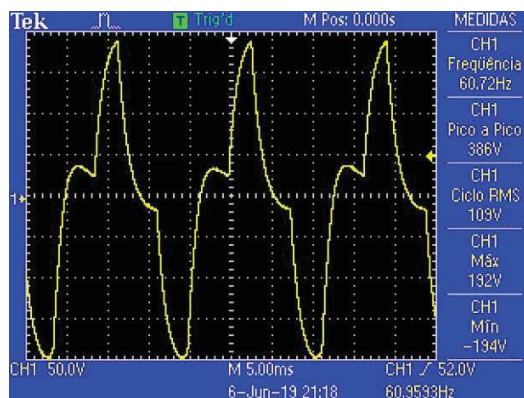
Para ilustrar o decaimento abrupto da forma de onda com o intuito de compensar a tensão de saída, foram realizados testes com tensão de entrada de 14 e 15 volts. A Figura 39 e Figura 40 apresentam as formas de onda dos respectivos testes.

Figura 39 - Forma de onda da tensão de saída com alimentação de 14 V.



Fonte: Autoria própria.

Figura 40 - Forma de onda da tensão de saída com alimentação de 15 V.

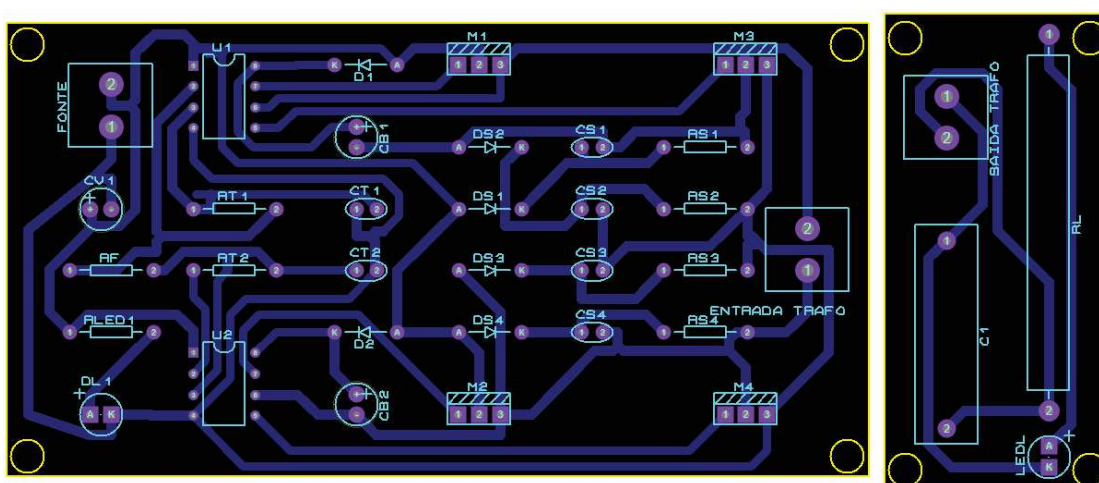


Fonte: Autoria própria.

#### 4.5 PROJETO FINAL

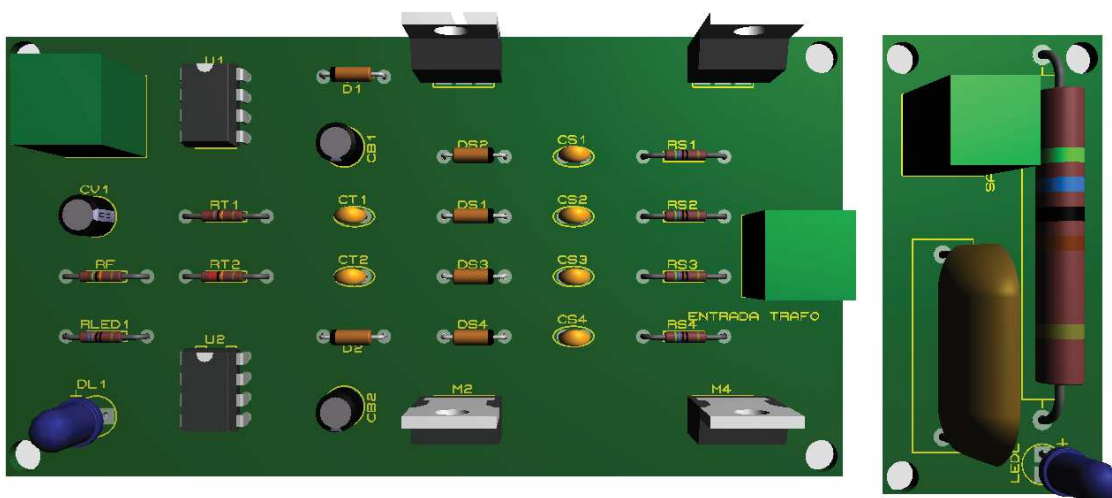
A Figura 41 apresenta o modelo do Inversor monofásico com saída senoidal modificada, e a Figura 42 o modelo em 3D do inversor. Serão utilizados os pares de resistor RT1 e RT2 definidos para 12 V de alimentação, com a frequência definida em 60 Hz e tensão de saída 110 V. Para isso, utilizou-se então o transformador de 6+6 V 400 mA e o capacitor de 1  $\mu\text{F}$ , que se mostrou suficiente para o processo de filtragem.

Figura 41 - Projeto do Inversor Monofásico com saída senoidal modificada.



Fonte: Autoria própria.

Figura 42 - Projeto do Inversor Monofásico com saída senoidal modificada em 3D.



Fonte: Autoria própria.

## 5 CONCLUSÃO

Baseado nos resultados obtidos no presente trabalho, conclui-se que é possível implementar um inversor ponte completa com saída senoidal modificada com a modulação operada por um CI dedicado, no caso, IR2153. A tensão de saída está diretamente relacionada com o tipo de transformador inserido na saída, onde este pode afetar estas formas de onda. Contudo, por não haver grandes distorções e inserções de ruído, um simples filtro capacitivo se torna suficiente para filtrar os distúrbios de alta frequência. Portanto, pela disponibilidade, viabilidade e praticidade, o CI IR2153 se mostra como uma interessante alternativa para a modulação dos inversores.

A comparação entre a forma de onda da saída do protótipo implementado e a forma de onda genérica de um inversor com modulação senoidal modificada, Figura 30 e Figura 2, respectivamente, demonstra que o objetivo de se obter um inversor com tais características de forma de onda foi concluído. Dado a tensão de entrada que chega do circuito para o transformador, 9 VRMS, fica inviável a aplicação direta de um transformador 12+12 2A. Sendo assim, através de testes, optou-se pelo transformador 6+6 400mA, pois este apresentou melhor ajuste na tensão de saída e frequência da forma de onda.

Portanto, algumas mudanças foram adaptadas para atingir os valores de tensão e frequência do projeto. Pela distorção do transformador, foi inserido potenciômetros nos resistores  $RT1$  e  $RT2$  para definir qual seria o melhor ajuste, chegando no valor de  $195\text{ k}\Omega$  e  $232\text{ k}\Omega$ .

Assim sendo, considera-se o trabalho satisfatório, pois ele mostra a obtenção da forma de onda de saída através da modulação por CI e a distorção que um transformador pode fazer com ela. Ainda, apresenta em sua saída a tensão e a frequência propostas.

Como sugestão para os próximos estudos, deixa-se a necessidade de mensurar a taxa de distorção harmônica ao final do inversor e comparar qual a diferença entre outras técnicas de modulação dos inversores. Além disso, analisar maneiras de suavizar a distorção que transformadores podem inserir no filtro de saída.

## REFERÊNCIAS

ACHARYA, P. P.; RANGRAS, V. S. Modified Sine Wave Phase Disposition PWM Technique for Harmonic Reduction in Multilevel Inverter fed Drives. **Power Electronics (IICPE), 2014 IEEE 6th India International Conference on, Kurukshetra, Índia, 2014. 5.**

AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

BARBI, I. **Projeto de Inversores**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2007.

BEAUDET, A. Altestore Making Renewable Do-Able. **The altE Blog**, 2015. Disponível em: <<https://www.altestore.com/blog/2015/10/pure-sine-wave-vs-modified-sine-wave-whats-the-difference/>>. Acesso em: 12 Setembro 2017.

BONALDO, J. Eletrônica de Potência: Inversores de Tensão Operando com Modulação PWM Senoidal. **Notas de Aula**, Campo Mourão, p. 8, Maio 2016.

CANÔNICO, R. B. Amplificador de áudio tipo classe D, reposta em frequência 20 Hz a 20 kHz, alta fidelidade e modulação multiplexada. **Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)**, Londrina, p. 118, 2011.

CORRADI, J. R. Eletrônica de Potência. **Site Professor CORRADI JÚNIOR**, 2011. Disponível em: <[http://www.corradi.junior.nom.br/eli\\_2011\\_apo.pdf](http://www.corradi.junior.nom.br/eli_2011_apo.pdf)>. Acesso em: 26 Outubro 2017.

CROWLEY, I. F.; LEUNG, H. F. **PWM Techniques: A Pure Sine Wave Inverter**. Worcester Polytechnic Institute Major Qualifying Project. [S.l.], p. 91. 2011.

DANYK.CZ. **DANYK.CZ - Electrotechnic schematics, howto, DIY**, 15 Maio 2018. Disponível em: <[http://danyk.cz/index\\_en.html](http://danyk.cz/index_en.html)>.

ELECTRONICS, W.-T. BA157 Datasheet.

ELETRÔNICOS, H. E. Hayama Eletro Eletrônicos. **Hayama Ind. e Com. de Produtos Eletrônicos Ltda**, 2016. Disponível em: <<https://www.hayama.com.br>>. Acesso em: 20 Maio 2019.

FEROLDI, R. T. Modulação senoidal bipolar PWM aplicada em inversores de frequência, Londrina, p. 88, Outubro 2011.

HART, D. W. **Electrónica de Potencia**. Madrid: Pearson Educación, 2001.

HAYAMA. Hayama Ind. e Com. de Produtos Eletrônicos Ltda. **Hayama Eletro Eletrônico desde 1984**, 2016. Disponível em: <<https://hayama.com.br>>. Acesso em: 9 Novembro 2017.

INTERNATIONAL RECTIFIER IOR. Datasheet IR2153. **International IOR Rectifier**, 2019. Disponível em: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/68074/IRF/IR2153.html>>. Acesso em: 15 maio 2019.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: Introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. 2. ed. ed. Florianópolis: Autores Associados, 2008.

MATAKAS, L. J.; KOMATSU, W. INVERSORES - Eletrônica de Potência II. **Notas de Aula**, p. 19, Junho 2011.

MICHELS, L. et al. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital. **Sba Controle & Automação**, Campinas, v. 16, n. 2, p. 33, Abril 2005.

POMILIO, J. A. Eletrônica de Potência. In: POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência**. [S.l.]: [s.n.], 2014. Cap. 2, p. 1-26.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. São Paulo: MAKRON Books Ltda., 1999.

SCHIAVON, G. J. **No-Break 1,2kVA, Senoidal, Operando em Malha Fechada: Circuito de Potência, Circuito de Controle Analógico e Circuito de Controle Digital com DSC**. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina. Londrina, p. 216. 2007.

SCHNEIDER, E.; PROCOBRE, I. B. D. C. Qualidade de Energia Harmônicas. **Workshop Instalações Elétricas de Baixa Tensão**, p. 19, 2003.

SEIXAS, F. J. M. D.; PASCHOARELI, D. J.; FARIA, M. J. A. J. Impacto da Utilização de Inversores em Sistemas de Geração Distribuída Sobre Equipamentos Rurais. **Grupo de Pesquisa em Fontes Alternativas e Aproveitamento de Energia**, Ilha Solteira, 2002. 10.

SHENG, S.; LI, P.; LEHMAN, B. Parallel Operation of Digital Controlled Modified Sine Wave Inverters. **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE**, Denver, USA, 15 Outubro 2013. 8.

TIGGEMANN, H. Análise e Desenvolvimento de um Inversor Monofásico de Baixa Potência Aplicado a Sistemas de Transporte. **Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Centro Universitário - UNIVAPE**, Lajeado, p. 88, 2008.

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. [S.l.]: AMGH Editora LTDA., 2014. 708 p.

VERTULO, R. C. Diodo Zener - Funcionamento. **Laboratório de Eletrônica**, 17 jun. 2013. Disponível em: <<https://labdeeletronica.com.br/diodo-zener-funcionamento/>>.

VISHAY SILICONIX. Datasheet IRF740. **Vishay Siliconix**, 15 maio 2019. Disponível em: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/250797/VISHAY/IRF740.html>>.

WON-TOP ELECTRONICS. Datasheet BA157. **Won-Top Electronics**, 2019. Disponível em: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/33910/WTE/BA157.html>>. Acesso em: 15 maio 2019.