

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

YI CHEN WU

**Estudo e Implementação de Micro Inversor
Fotovoltaico de Três Transistores MOSFET**

Porto Alegre

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

YI CHEN WU

**Estudo e Implementação de Micro Inversor Fotovoltaico
de Três Transistores MOSFET**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano

Porto Alegre

2016

Wu, Yi Chen

Estudo e Implementação de Micro Inversor Fotovoltaico de Três Transistores MOSFET/ Wu, Yi Chen. – Porto Alegre, 2016-83 p.

Orientador: Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Curso de Engenharia Elétrica, Porto Alegre, BR-RS, 2016. 2016.

1. Inversor. 2. Buck-Boost. 3. Sistema de Potência Fotovoltaico. 4. Geração Distribuída. 5. Energia Renovável. I. Líbano, Fausto Bastos, orientador. II. Universidade Federal do Rio Grande do Sul. III. Escola de Engenharia. IV. Departamento de Engenharia Elétrica. V. Título.

YI CHEN WU

Estudo e Implementação de Micro Inversor Fotovoltaico de Três Transistores MOSFET

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Trabalho aprovado. Porto Alegre, dia 14 de dezembro de 2016:

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano
Orientador - UFRGS

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho
Chefe do Departamento de Engenharia Elétrica -
UFRGS

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano
Professor do Departamento de Engenharia
Elétrica - UFRGS

Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro
Professor do Departamento de Engenharia
Elétrica - UFRGS

Prof. Dr. Roberto Petry Homrich
Professor do Departamento de Engenharia
Elétrica - UFRGS

*Aos meus pais e aos meus irmãos pelo eterno amor e pelo apoio.
Em especial, a minha eterna companheira, Anny.*

Agradecimentos

Aos todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica, em especial ao professor Fausto Bastos Líbano pela sua orientação e pelas experiências profissionais, ao professor Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro pela sua gentileza de permitir o desenvolvimento deste trabalho no LMEAE (Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia) da UFRGS, ao professor Roberto Petry Homrich pelos materiais emprestados para fazer medições deste trabalho, à professora Gladis Bordin e ao professor Hamilton Duarte Klimach pelo apoio constante ao longo desses anos.

À Taís Tavares de Oliveira, ao Felipe Signor, ao Gabriel Crespi Pavão e aos demais queridos colegas do curso que me acompanharam nessa longa jornada de aprendizagem.

Em especial, ao Marcelo Pedrini pelas experiências compartilhadas e pelo auxílio nesse trabalho e nos demais trabalhos feitos ao longo do curso de graduação.

A todos a que foram essenciais para mim neste processo de aprendizagem profissional, sem eles, não há como eu chegar nesta etapa de formação.

“Por isso todas pessoas possuem o coração que não consegue aturar a ver o sofrimento dos outros. Mesmo hoje em dia, a pessoa, ao ver uma criança estar prestes a cair em um poço, manifesta sua consternação e seu coração compassivo. O surgimento destes sentimentos não se deve ao intuito de aproximar os pais da criança, a obter elogios das vizinhanças e dos amigos, a temer críticas que podem surgir pela sua despreocupação perante a criança. Assim, observa-se que, sem coração compassivo, não seria uma pessoa. Sem coração de pudor, não seria uma pessoa. Sem coração de condescendência, não seria uma pessoa. Sem coração de discernimento entre o certo e o errado, não seria uma pessoa. O coração compassivo é o sinal de benevolência. O coração de pudor é o sinal de justiça. O coração de condescendência é o sinal de respeito. O coração de discernimento entre o certo e o errado é o sinal de sabedoria.”,

Mêncio. (Tradução feita pelo autor)

Resumo

O presente estudo propõe a utilização do conversor CC-CA monofásico no aproveitamento da energia proveniente das células fotovoltaicas, considerando-se o atual crescimento da utilização em pequena escala de potência das fontes de energias alternativas, o que motiva o desenvolvimento de novas e eficientes tecnologias para os sistemas de conversão. Tipicamente os sistemas de conversão de energia solar, disponibilizam tensão contínua. Porém, a grande maioria das cargas de uso domiciliar necessitam de tensão alternada com valores eficazes entre 110V a 240V. Isso leva à necessidade do uso de conversores CC-CA, popularmente conhecidos como inversores de frequência, ou simplesmente inversores. As estruturas inversoras tradicionais fornecem tensões alternadas cujo o valor de pico está limitado ao valor máximo da tensão de entrada, o que frequentemente se utiliza um estágio elevador adicional ao sistema de conversão de energia solar, antes de realizar a conversão CC-CA, resultando em redução do rendimento, além do aumento de peso, volume e, sobretudo, o custo. Portanto, neste trabalho, são apresentadas as análises qualitativa e quantitativa para um micro inversor monofásico de três transistores MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) que possibilita realizar o estágio elevador da tensão, além da conversão de energia CC-CA. Por fim, são apresentados os resultados experimentais do protótipo implementado do conversor estudado neste trabalho.

Palavras-chave: Inversor. Buck-Boost. Sistema de Potência Fotovoltaico. Geração Distribuída. Energia Renovável.

Abstract

The present study proposes the use of the single-phase DC-AC converter in the use of energy from photovoltaic cells, considering the current growth in the small-scale power utilization of alternative energy sources, which motivates the development of new and efficient technologies for conversion systems. Typically solar energy conversion systems provide continuous voltage. However, the vast majority of household loads require alternating voltage with effective values between 100V to 240V. This leads to the need to use DC-AC converters, popularly known as frequency inverters, or simply inverters. Traditional inverter structures provide alternating voltages whose peak value is limited to the maximum value of the input voltage, which often uses an additional lift stage to the solar energy conversion system, before carrying out the DC-AC conversion, resulting in reduction of yield, besides the increase of weight, volume and, above all, cost. Therefore, in this work, the qualitative and quantitative analyzes are presented for a single-phase micro-inverter with three MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) that allows to perform the buck-boost stage, besides the conversion of DC-AC power. Finally, the experimental results of the implemented prototype of the converter studied in this work are presented.

Keywords: Inverter. Buck-Boost. Photovoltaic Power Systems. Distributed Generators. Renewable Energy.

Lista de ilustrações

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Inversor monofásico em meia ponte. | 21 |
| Figura 2 – A tensão de saída do inversor monofásico em meia ponte. | 21 |
| Figura 3 – Inversor monofásico em ponte completa. | 23 |
| Figura 4 – A tensão de saída do inversor monofásico em ponte completa. | 23 |
| Figura 5 – Inversor trifásico de ponte completa. | 24 |
| Figura 6 – Carga puramente resistiva conectada em estrela. | 24 |
| Figura 7 – Forma de onda dos sinais de controle nos transistores. | 26 |
| Figura 8 – Circuitos equivalentes de três modos de operação. | 27 |
| Figura 9 – A tensão de saída do inversor trifásico de ponte completa. | 28 |
| Figura 10 – Forma de onda dos sinais de controle nos transistores. | 29 |
| Figura 11 – Circuitos equivalentes de três modos de operação. | 30 |
| Figura 12 – A tensão de saída do inversor trifásico de ponte completa. | 31 |
| Figura 13 – Sinal de referência e da portadora da modulação por largura de pulso único. | 32 |
| Figura 14 – Sinal de PWM1 e PWM2 da modulação por largura de pulso único. | 33 |
| Figura 15 – Tensão de saída do inversor da modulação por largura de pulso único. | 33 |
| Figura 16 – Sinal de referência e da portadora da modulação por largura de pulsos múltiplos. | 34 |
| Figura 17 – Sinal de PWM1 e PWM2 da modulação por largura de pulsos múltiplos. | 35 |
| Figura 18 – Tensão de saída do inversor da modulação por largura de pulsos múltiplos. | 35 |
| Figura 19 – Sinal de referência e da portadora da modulação por largura de pulsos senoidal. | 36 |
| Figura 20 – Sinal de PWM1 e PWM2 da modulação por largura de pulsos senoidal. | 37 |
| Figura 21 – Tensão de saída do inversor da modulação por largura de pulsos senoidal. | 37 |
| Figura 22 – Topologia do micro inversor fotovoltaico com três transistores MOSFET. | 38 |
| Figura 23 – Primeira etapa no semi-ciclo negativo. | 39 |
| Figura 24 – O circuito equivalente da primeira etapa no semi-ciclo negativo. | 39 |
| Figura 25 – Segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo negativo. | 40 |
| Figura 26 – Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo negativo. | 40 |
| Figura 27 – Primeira etapa no semi-ciclo positivo. | 41 |
| Figura 28 – O circuito equivalente da primeira etapa no semi-ciclo positivo. | 41 |
| Figura 29 – Segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo positivo. | 42 |
| Figura 30 – Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo positivo. | 42 |
| Figura 31 – Sinal de SPWM do micro inversor. | 43 |
| Figura 32 – Sinais de controle dos 3 transistores utilizados. | 44 |
| Figura 33 – Topologia do micro inversor fotovoltaico com três transistores MOSFET. | 44 |
| Figura 34 – Forma de onda simulada da modulação por largura de pulso senoidal modificada. | 48 |
| Figura 35 – Forma de onda simulada ampliada da modulação por largura de pulso senoidal modificada. | 49 |

| | |
|--|----|
| Figura 36 – Sinais de controle dos transistores. | 49 |
| Figura 37 – Sinais de controle dos transistores amplificados. | 50 |
| Figura 38 – Forma de onda da tensão de saída simulada. | 50 |
| Figura 39 – Forma de onda ampliada da tensão de saída simulada. | 51 |
| Figura 40 – Forma de onda da tensão e corrente de saída. | 52 |
| Figura 41 – Análise em frequência de 0 Hz a 1000 Hz. | 52 |
| Figura 42 – Análise em frequência de 150 Hz a 450 Hz. | 53 |
| Figura 43 – Circuito de gerador de onda triangular. | 55 |
| Figura 44 – Sinal da portadora do inversor implementado. | 56 |
| Figura 45 – Oscilador Bubba utilizado para gerar a onda senoidal. | 57 |
| Figura 46 – Sinal senoidal do inversor implementado. | 57 |
| Figura 47 – Circuito esquemático da ponte de diodos. | 58 |
| Figura 48 – Circuito esquemático da ponte de diodos. | 59 |
| Figura 49 – Sinal de referência do inversor implementado. | 59 |
| Figura 50 – Sinais de SPWM modificada do inversor implementado. | 60 |
| Figura 51 – Sinais de SPWM modificada do inversor implementado em detalhe. | 60 |
| Figura 52 – Sinais de SPWM modificada do inversor implementado em detalhe. | 61 |
| Figura 53 – Circuito de controle utilizado para acionamento dos transistores. | 61 |
| Figura 54 – Sinais de controle dos três transistores. | 62 |
| Figura 55 – Sinais de controle dos três transistores em detalhe. | 62 |
| Figura 56 – Sinais de controle quando transistor Q3 é desligado. | 63 |
| Figura 57 – Sinais de controle no momento em que transistor Q2 é desligado e transistor Q3 é ligado. | 63 |
| Figura 58 – Sinais de controle quando transistor Q2 é desligado. | 64 |
| Figura 59 – Circuito de comando isolado por transformador de pulso. | 65 |
| Figura 60 – Sinal de controle e sinal do transformador de pulso. | 67 |
| Figura 61 – Formas de onda da tensão de gate-source do MOSFET. | 67 |
| Figura 62 – Formas de onda da tensão de gate-source do MOSFET com transistor Q2 desligado. | 68 |
| Figura 63 – Formas de onda da tensão de gate-source do MOSFET com transistor Q3 desligado. | 68 |
| Figura 64 – Formas de onda da tensão de drain-source do MOSFET. | 69 |
| Figura 65 – Formas de onda da tensão de drain-source do MOSFET com transistor Q2 desligado. | 69 |
| Figura 66 – Formas de onda da tensão de drain-source do MOSFET com transistor Q3 desligado. | 70 |
| Figura 67 – Forma de onda da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 10V. | 71 |
| Figura 68 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 10V. | 71 |

| | |
|--|----|
| Figura 69 – Forma de onda da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 20V. | 72 |
| Figura 70 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 20V. | 72 |
| Figura 71 – Forma de onda da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 30V. | 73 |
| Figura 72 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 30V. | 73 |
| Figura 73 – Análise de espectro de amplitude da tensão de saída para tensão de entrada de 10V. | 74 |
| Figura 74 – Análise de espectro de amplitude da tensão de saída para tensão de entrada de 20V. | 75 |
| Figura 75 – Análise de espectro de amplitude da tensão de saída para tensão de entrada de 30V. | 75 |
| Figura 76 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 10V. | 76 |
| Figura 77 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 20V. | 77 |
| Figura 78 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 30V. | 77 |
| Figura 79 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 40V. | 78 |
| Figura 80 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 50V. | 79 |
| Figura 81 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 60V. | 79 |
| Figura 82 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 40V. | 80 |
| Figura 83 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 50V. | 80 |
| Figura 84 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 60V. | 81 |

Lista de tabelas

| | |
|--|----|
| Tabela 1 – Especificações do projeto. | 47 |
| Tabela 2 – Análise de espectro de magnitude. | 53 |
| Tabela 3 – Resultados obtidos da simulação. | 54 |
| Tabela 4 – Componentes elétricos utilizados no projeto do gerador de onda triangular . | 56 |
| Tabela 5 – Componentes elétricos utilizados no projeto do gerador de onda senoidal. . | 58 |
| Tabela 6 – Componentes elétricos utilizados no projeto do circuito de comando isolado por transformador de pulso. | 66 |
| Tabela 7 – Principais valores obtidos do inversor projetado. | 81 |

Lista de abreviaturas e siglas

| | |
|--------|--|
| ABNT | <i>Associação Brasileira de Normas Técnicas</i> |
| ANEEL | <i>Agência Nacional de Energia Elétrica</i> |
| CC | <i>Corrente Contínua</i> |
| CA | <i>Corrente Alternada</i> |
| KW | <i>Quilowatt</i> |
| MW | <i>Megawatt</i> |
| V | <i>Volt</i> |
| Hz | <i>Hertz</i> |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| A_r | <i>Amplitude do sinal de referência</i> |
| A_p | <i>Amplitude do sinal de portadora</i> |
| M | <i>Índice de modulação</i> |
| MOSFET | <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> |
| THD | <i>Total Harmonic Distortion</i> |

Sumário

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 16 |
| 1.1 | Motivação | 17 |
| 1.2 | Justificativa | 17 |
| 1.3 | Legislação | 18 |
| 1.4 | Objetivo | 18 |
| 1.5 | Organização | 18 |
| 2 | ESTRUTURAS DE INVERSORES | 20 |
| 2.1 | Inversores Monofásicos em Meia Ponte | 20 |
| 2.2 | Inversores Monofásicos em Ponte Completa | 22 |
| 2.3 | Inversores Trifásicos | 23 |
| 2.3.1 | Condução por 180 Graus | 25 |
| 2.3.2 | Condução por 120 Graus | 28 |
| 2.4 | Formas de Modulação | 31 |
| 2.4.1 | Modulação por Largura de Pulso Único | 32 |
| 2.4.2 | Modulação por Largura de Pulsos Múltiplos | 34 |
| 2.4.3 | Modulação por Largura de Pulsos Senoidal | 36 |
| 3 | MICRO INVERSORES DE TRÊS TRANSISTORES MOSFET | 38 |
| 3.1 | Análise Qualitativa | 38 |
| 3.1.1 | Semi-ciclo negativo | 39 |
| 3.1.2 | Semi-ciclo positivo | 40 |
| 3.2 | Modulação por largura de pulso senoidal modificada | 42 |
| 3.3 | Análise Quantitativa | 44 |
| 3.3.1 | Razão Cíclica | 45 |
| 3.3.2 | Cálculo do Transformador | 46 |
| 3.3.3 | Cálculo do Filtro de Saída | 46 |
| 3.4 | Simulações do Projeto do Inversor | 47 |
| 4 | IMPLEMENTAÇÃO E ENSAIOS | 55 |
| 4.1 | Gerador de onda triangular | 55 |
| 4.2 | Gerador de onda senoidal | 56 |
| 4.3 | Retificador de Precisão | 58 |
| 4.4 | Circuito de Controle | 59 |
| 4.5 | Circuito de Comando de Gate Isolado | 64 |
| 4.6 | Resultados Experimentais do Inversor Projetado | 70 |

| | | |
|----------|------------------------------|-----------|
| 5 | CONCLUSÕES | 82 |
| | REFERÊNCIAS | 83 |

1 Introdução

As tecnologias de geração de energias renováveis, como eólica e solar, permitem reduzir à dependência dos combustíveis fósseis e também fornecem menor impacto ambiental em comparação com as tecnologias de geração de energia convencionais. Os *micro-grids* são redes localizadas que podem consistir de unidades de geração distribuída com base em sistemas renováveis, com a possibilidade de armazenamento de energia, e a composição com cargas lineares e não lineares. Em algumas situações os *micro-grids* isolados podem ser uma opção para fornecer energia elétrica para as pequenas localidades remotas, em que a rede de distribuição de energia elétrica comercial das concessionárias não está disponível (ARRIAGA; CAÑIZARES; KAZERANI, 2014).

No cenário atual, a demanda de energia dessas localidades remotas é majoritariamente atendida por geradores acionados motores diesel, os quais não são a melhor solução para essas pequenas localidades devido ao alto custo operacional, a poluição ambiental e ao custo de transporte dos combustíveis (ZHANG et al., 2014). A combinação de geração eólica e de geração de energia solar fotovoltaica torna-se uma solução atraente para áreas remotas. A integração da geração eólica e solar fotovoltaica é mais econômica e pode concorrer com outras energias, além de proporcionar uma melhor confiabilidade ao sistema de fornecimento, pois a indisponibilidade do sistema eólico ou solar pode ser complementada com a presença de um sistema convencional (BADWAWI; MALLICK, 2015). Caso ambos sistemas fiquem inoperantes, em sistemas interligados, o consumidor ainda poderá recorrer à concessionária.

No Brasil, depois da aprovação da Resolução Normativa nº 482/2012 (ANEEL, 2012), foi criado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) o Sistema de Compensação de Energia Elétrica, permitindo que o consumidor instale pequenos geradores (tais como painéis solares fotovoltaicos e microturbinas eólicas, entre outros) em sua unidade consumidora e troque energia com a distribuidora local com objetivo de reduzir o valor da sua fatura de energia elétrica.

Além disso, a possibilidade de aprovação de lei nº 167, de 2013, poderá propiciar o avanço da tecnologia renovável, pois a lei tem o objetivo de reduzir as alíquotas de tributos incidentes em painéis fotovoltaicos e similares que são elemento fundamental para construir uma unidade de geração de energia elétrica a partir da energia solar.

A energia solar, por ser considerada a energia "limpa", possui uma desvantagem em uso direto dos consumidores, pois a energia gerada pelas células fotovoltaicas está na forma de corrente contínua (CC). Assim torna-se necessário um equipamento que faça a conversão da corrente contínua para corrente alternada (CA), de forma que essa energia gerada possa ser utilizada nos equipamentos elétricos tanto domésticos quanto comerciais e industriais. Tal dispositivo de conversão é conhecido como inversor de frequência, ou simplesmente inversor

que será estudado neste trabalho.

1.1 Motivação

Em geração fotovoltaica, os conversores CC-CC e os conversores CC-CA (inversores) compõem os sistemas para permitirem sua conexão à rede elétrica de distribuição. Essa fonte alternativa, porém, muitas vezes provoca grandes mudanças no nível da tensão de entrada do inversor devido à variação de intensidade luminosa, e por conseguinte, na variação na tensão de saída do inversor. Assim é necessário um circuito de conversão de energia que consiga operar como conversor *CC-CC buck-boost* (abaixador-elevador) integrando também a ação inversora, o qual monitora constantemente a variação da tensão de entrada e de saída do processo de conversão, fazendo os ajustes adequados para manter a tensão de saída e a frequência dentro dos limites aceitáveis por norma.

Muitos inversores tradicionais de ponte completa possuem duas fases de operação, mas não são capazes de elevar e abaixar a tensão de saída em um único circuito de inversor. Para realizar essa finalidade, frequentemente precisa-se de mais estágios de circuitos e, conseqüentemente, requer maior complexidade do circuito. Assim, muitos pesquisadores procuram constantemente novas topologias de inversores para atingir este objetivo (HU; CHANG; XUE, 2008).

Neste trabalho, será feito um estudo de uma topologia inversora inovadora e simples proposta por (HU; CHANG; XUE, 2008), visando que este inversor monofásico a ser apresentado possua uma fase única baseado no princípio de funcionamento de um circuito conversor *flyback*, o qual permite realizar a redução e a elevação da tensão de saída e, especialmente, utilizar apenas três transistores de comutação, onde tradicionalmente se usam quatro transistores. Assim, além de garantir estabilidade da tensão de saída sob variação da tensão de entrada, tem-se um circuito compacto que utiliza apenas três transistores de chave, diminuindo, portanto, o custo de fabricação em pequena e larga escala.

1.2 Justificativa

Essa nova topologia de inversor pode ter a importância relevante nos projetos de conversores CC-CA, uma vez que muitos pesquisadores buscam constantemente o aumento da eficiência dos micro-inversores e a redução do tamanho de circuito, visando em reduzir principalmente o custo dos equipamentos de conversão de energia de modo que o preço se torna acessível para maioria dos consumidores de menor poder aquisitivo. Além disso, combinando o uso de micro inversores fotovoltaicos e de células solares, proporciona-se aos consumidores a possibilidade de possuir a própria geração de energia elétrica em suas residências. Dessa forma, busca-se reduzir os custos destes sistemas e das faturas de energia oriundas das concessionárias.

1.3 Legislação

Segundo as novas regras estabelecidas na Resolução Normativa nº 687/2015 (ANEEL, 2015), que começaram a valer a partir de 1º de março de 2016, permite-se o uso de qualquer fonte renovável, além da cogeração qualificada, denominando-se micro-geração distribuída a central geradora com potência instalada até 75 quilowatts (KW) e mini-geração distribuída aquela com potência acima de 75 kW e menor ou igual a 5 megawatts (MW), sendo 3 MW para a fonte hídrica, conectadas na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

Quando a quantidade de energia gerada em determinado mês for superior à energia consumida naquele período, o consumidor fica com créditos que podem ser utilizados para diminuir a fatura dos meses seguintes. De acordo com as novas regras, o prazo de validade dos créditos passou de 36 meses para 60 meses, sendo que eles podem também ser usados para abater o consumo de unidades consumidoras do mesmo titular situadas em outro local, desde que na área de atendimento de uma mesma distribuidora. Esse tipo de utilização dos créditos foi denominado “autoconsumo remoto”.

Com relação aos procedimentos necessários para se conectar a micro ou mini-geração distribuída à rede da distribuidora, a ANEEL estabeleceu regras que simplificam o processo: foram instituídos formulários padrão para realização da solicitação de acesso pelo consumidor. O prazo total para a distribuidora conectar usinas de até 75 kW, que era de 82 dias, foi reduzido para 34 dias. Adicionalmente, a partir de janeiro de 2017, os consumidores poderão fazer a solicitação e acompanhar o andamento de seu pedido junto à distribuidora pela internet.

A ANEEL acompanhará de perto a implantação das novas regras do Sistema de Compensação e prevê que até 2024 cerca de 1,2 milhão de unidades consumidoras passem a produzir sua própria energia, totalizando 4,5 gigawatts (GW) de potência instalada.

1.4 Objetivo

Esse trabalho visa primeiramente o estudo teórico da nova topologia do micro inversor fotovoltaico e, em seguida, a implementação do circuito para comprovar e verificar a eficiência do novo conversor CC-CA. Além disso, será feita análise matemática e estudo mais detalhado sobre o funcionamento deste conversor.

1.5 Organização

Afim de ter boa organização no estudo, esse trabalho é dividido em 5 capítulos. O capítulo 1 trata-se a parte introdutória e a motivação deste trabalho. O capítulo 2 trata-se o estudo teórico dos inversores tradicionais e as formas de modulação. O capítulo 3 apresenta o estudo qualitativo e quantitativo do micro inversor estudado e a forma de modulação utilizada.

O capítulo 4 mostra os cálculos de dimensionamento do circuito e os resultados experimentais obtidos. O capítulo 5 trata-se a conclusão deste trabalho e a proposta dos trabalhos futuros.

2 Estruturas de Inversores

Os inversores são conhecidos também como conversores CC-CA cuja a função é converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA simétrica, com a amplitude e frequência desejadas (RASHID, 2014). No caso do Brasil, essa especificação do valor da tensão eficaz usualmente é de 127V ou de 220V na frequência de 60Hz.

A forma de onda da tensão de saída do inversor ideal deve ser senoidal, porém muitas vezes tal objetivo não é atingido, resultando em conteúdos harmônicos que distorcem a forma de onda. Com o uso dos dispositivos semicondutores de potência operando em alta frequência de chaveamento, os conteúdos harmônicos da tensão de saída podem ser minimizados com técnicas de chaveamento dos transistores.

Tendo a visão básica destes dispositivos elétricos, os inversores podem ser classificados em dois tipos: monofásicos e trifásicos. Neste capítulo, será feito o estudo dessas duas topologias de circuitos.

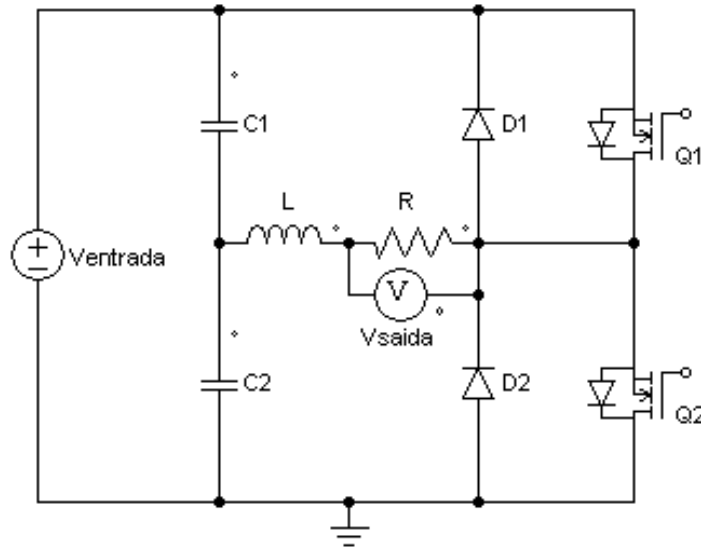
2.1 Inversores Monofásicos em Meia Ponte

O inversor monofásico é destinado a converter a tensão de entrada monofásica CC em tensão de saída monofásica CA. A estrutura básica de um inversor meia ponte monofásico está representada na Figura 1. O princípio do funcionamento do inversor monofásico está associado à sequência de chaveamento. Quando apenas o transistor Q_1 está ligado no intervalo de 0 a $T_o/2$, a tensão instantânea sobre a carga tem amplitude igual a metade da tensão de entrada, $V_{entrada}/2$. Quando somente o transistor Q_2 está ligado no intervalo de tempo de $T_o/2$ a T_o , a amplitude de tensão instantânea sobre a carga vale $-V_{entrada}/2$. No período total de funcionamento a tensão de saída eficaz será quantificada por $V_{sef} = V_{med}/2$. Considere-se que o valor da indutância L da Figura 1 seja desprezível, a tensão de entrada seja 220V e a frequência de chaveamento de 60 Hz, tem-se a forma de onda da tensão de saída conforme Figura 2. É evidente que o chaveamento dos transistores não deve ser simultâneo, pois estaria curto-circuitando a fonte da tensão de entrada. Na prática, frequentemente utiliza-se a técnica de "zona morta" para evitar esse tipo de efeito, principalmente quando o inversor está operando em alta frequência de chaveamento.

O valor da tensão eficaz de saída pode ser determinado pela Equação 2.1

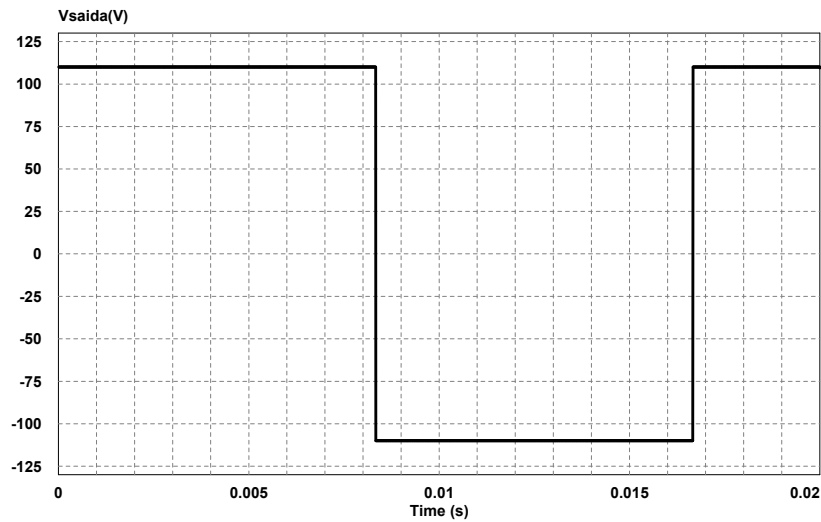
$$V_{ef\ saída} = \sqrt{\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_{entrada}^2}{4} dt} = \frac{V_{entrada}}{2} \quad (2.1)$$

Figura 1 – Inversor monofásico em meia ponte.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 2 – A tensão de saída do inversor monofásico em meia ponte.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para uma carga com resistor e indutor em série, a corrente instantânea da carga pode ser calculada com a Eq. 2.2.

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_{entrada}^2}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (2.2)$$

onde n é n -ésima harmônica e $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$.

2.2 Inversores Monofásicos em Ponte Completa

Um inversor monofásico em ponte completa é mostrado na Figura 3 que consiste de quatro transistores de chave. Quando os transistores Q_1 e Q_2 conduzem simultaneamente, a tensão de entrada $V_{entrada}$ aparece sob da carga, no intervalo de 0 a $T_o/2$. No intervalo $T_o/2$ a T_o , os transistores Q_3 e Q_4 conduzem ao mesmo tempo, a tensão de saída será invertida, $-V_{entrada}$. A forma de onda da tensão de saída é mostrada na Figura 4 considerando que a tensão de entrada é 120V e frequência de chaveamento de 60 Hz.

A tensão eficaz de saída é dada pela Eq. 2.3,

$$V_{efsaída} = \sqrt{\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_{entrada}^2 dt} = V_{entrada} \quad (2.3)$$

A tensão instantânea de saída pode ser calculada pela expansão de série de Fourier conforme a Eq. 2.4

$$V_{saída}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{entrada}}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (2.4)$$

e para $n = 1$, tem-se o valor eficaz da componente fundamental dado pela Eq. 2.5

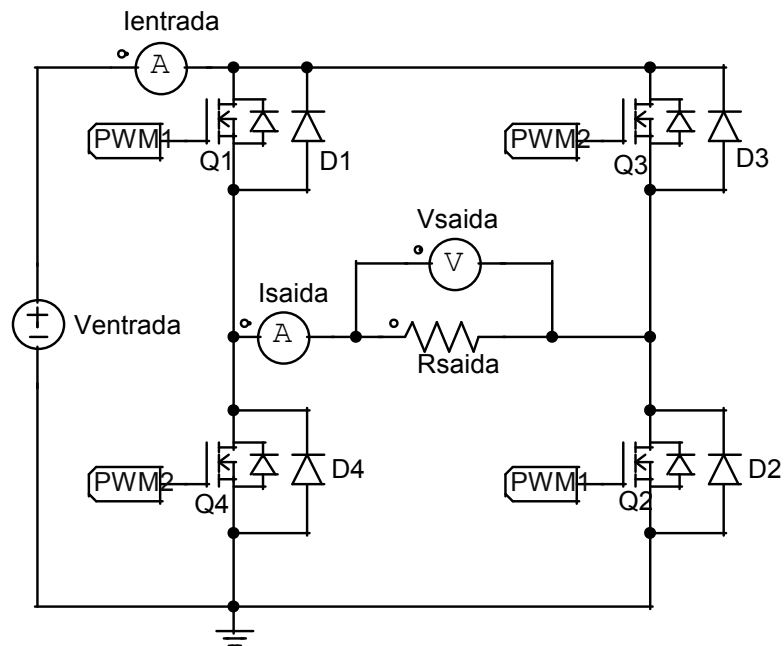
$$V_1 = \frac{4V_{entrada}}{\sqrt{2}\pi} = 0,90V_{entrada} \quad (2.5)$$

De forma análoga da Eq.2.2, pode-se calcular a corrente instantânea de carga RL pela Eq. 2.6

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{entrada}}{n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (2.6)$$

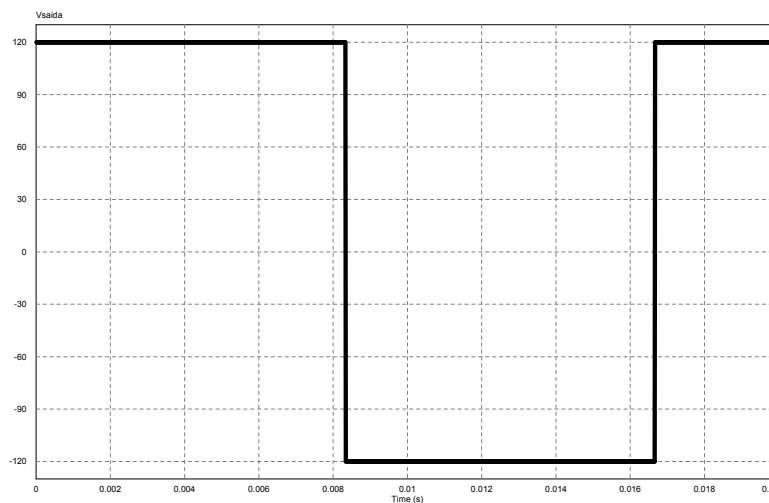
onde n é n-ésima harmônica e $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$.

Figura 3 – Inversor monofásico em ponte completa.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4 – A tensão de saída do inversor monofásico em ponte completa.



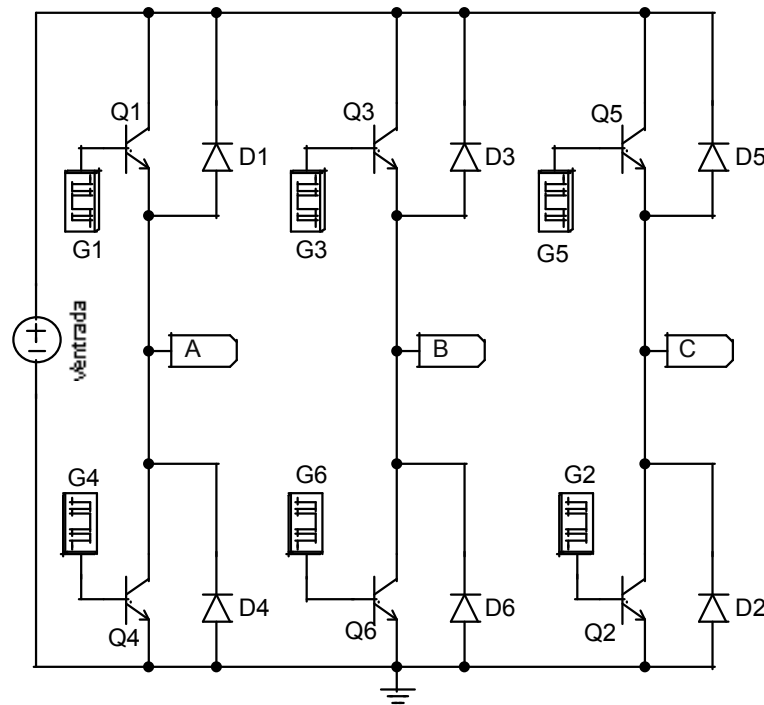
Fonte: elaborado pelo autor.

2.3 Inversores Trifásicos

Os inversores trifásicos são geralmente usados em aplicações de potência elevada. Podem ser compostos por três inversores monofásicos de meia ponte formando a estrutura de ponte completa, como mostrado na Figura 5. Os sinais de comando de cada inversor monofásico devem ser adiantados ou atrasados em 120° um em relação a outro inversor, para que as tensões

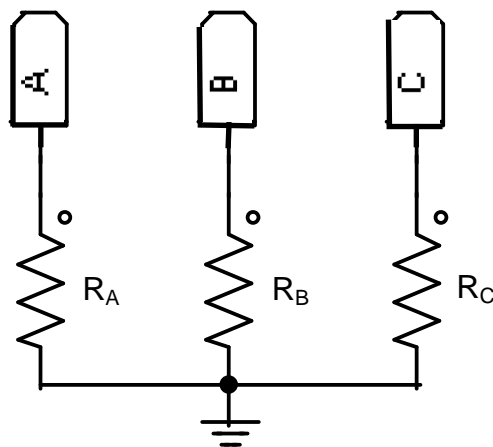
trifásicas sejam equilibradas. A carga trifásica pode ser conectada em estrela ou em triângulo. Em geral, se conecta em estrela a fim de eliminar harmônicos triplos ($n = 3, 6, 9, \dots$) conforme a Figura 6. Há dois tipos de sinais de controle que se aplicam em acionamento dos transistores: condução por 180° e condução por 120° .

Figura 5 – Inversor trifásico de ponte completa.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 6 – Carga puramente resistiva conectada em estrela.



Fonte: elaborado pelo autor.

2.3.1 Condução por 180 Graus

Nesse tipo de controle, cada transistor conduz por 180° . Além disso, em qualquer instante, três transistores estão conduzindo simultaneamente. Baseado no inversor trifásico da Figura 5, quando o transistor Q_1 entra em condução, o terminal "A" é ligado ao positivo da tensão CC da tensão de entrada $V_{entrada}$. Observe-se que, quando o transistor Q_1 não está conduzindo e o transistor Q_4 entra em condução, conectando o terminal "A" ao negativo da fonte CC. Assim, pode-se concluir que há seis modos de operação em cada ciclo completo cuja duração de cada modo é de 60° . Note-se que a sequência desses modos de acionamento é dada em 123, 234, 345, 456, 561 e 612, ou seja, os transistores Q_1 , Q_2 e Q_3 estão conduzindo simultaneamente por exemplo. Esses sinais de comando expressos em tensão elétrica estão mostrados na Figura 7 baseados nas numerações do inversor trifásico mostrado na Figura 5.

Para uma carga conectada em estrela conforme a Figura 6, existem três modos de operação em um semiciclo completo e os circuitos equivalentes disso estão mostrados na Figura 8, onde $V_{entrada}$ é a fonte de tensão CC da entrada, R_A , R_B e R_C são resistores que estão conectados nos terminais "A", "B" e "C" respectivamente.

Considere-se que os resistores R_A , R_B e R_C possuem valor de resistência idêntica R . Assim, para o modo 1 ($0 \leq \omega t \leq \pi/3$), tem-se as seguintes expressões.

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_1 = \frac{V_{entrada}}{R_{eq}} = \frac{2V_{entrada}}{3R}$$

$$V_{AN} = V_{CN} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_{entrada}}{3}$$

$$V_{BN} = -i_1 R = \frac{-2V_{entrada}}{3}$$

Para o modo 2 ($\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$), tem-se as seguintes expressões.

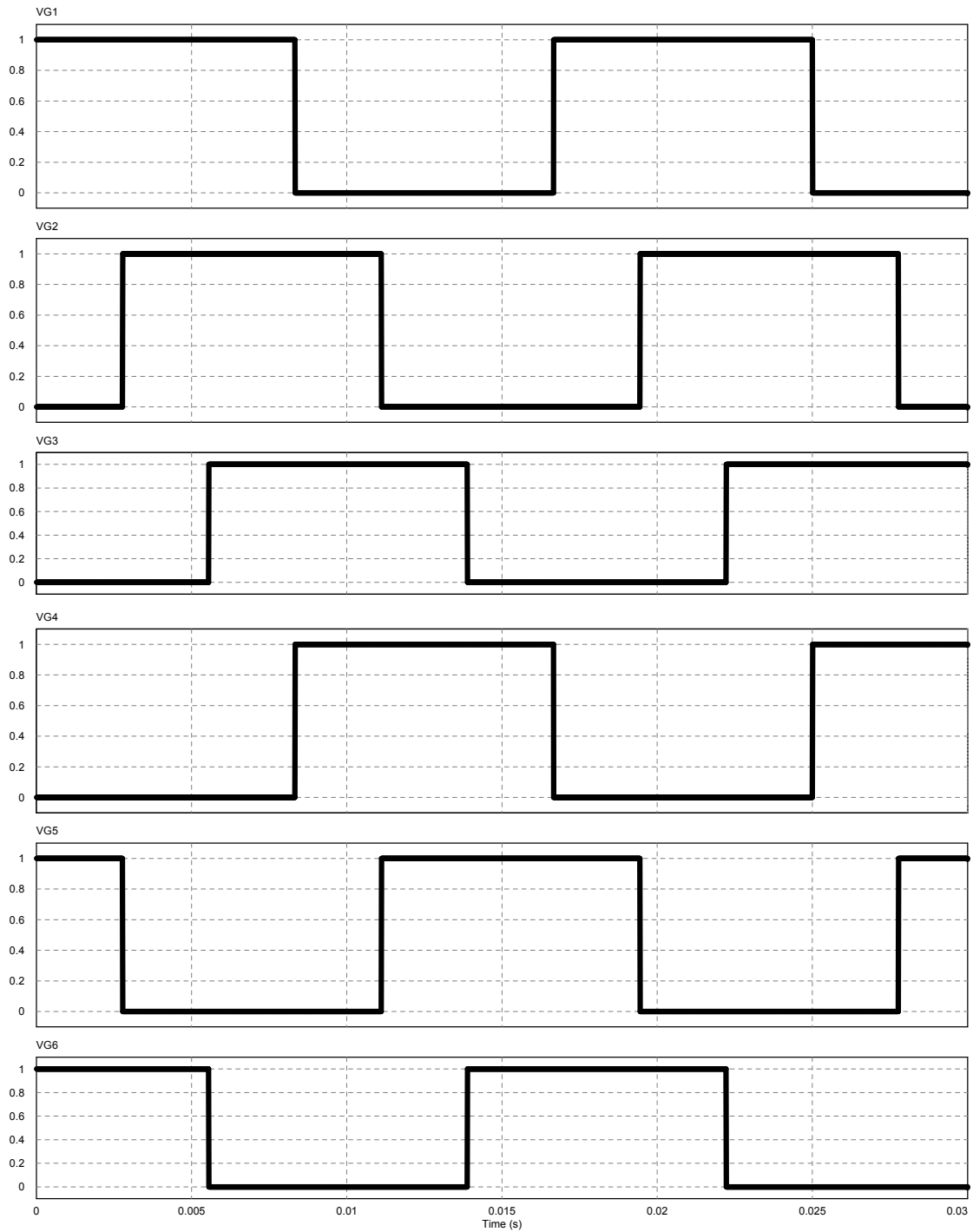
$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_{entrada}}{R_{eq}} = \frac{2V_{entrada}}{3R}$$

$$V_{BN} = V_{CN} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{V_{entrada}}{3}$$

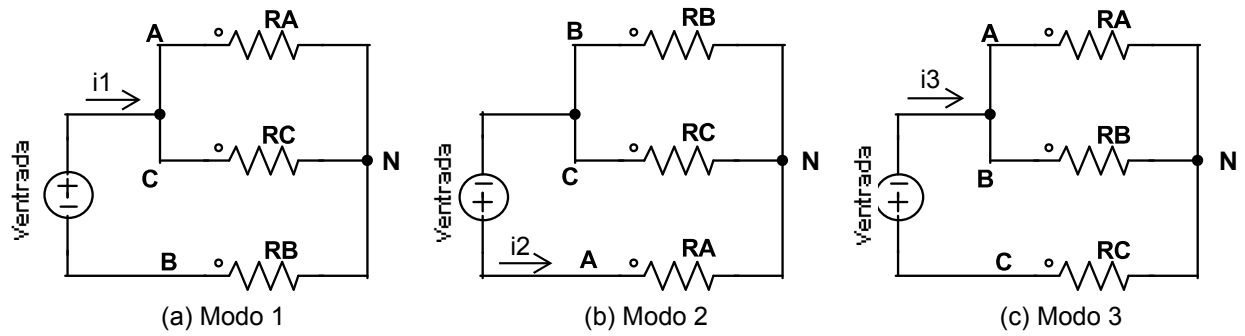
$$V_{AN} = i_2 R = \frac{2V_{entrada}}{3}$$

Figura 7 – Forma de onda dos sinais de controle nos transistores.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 8 – Circuitos equivalentes de três modos de operação.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para o modo 3 ($2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$), tem-se as seguintes expressões.

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

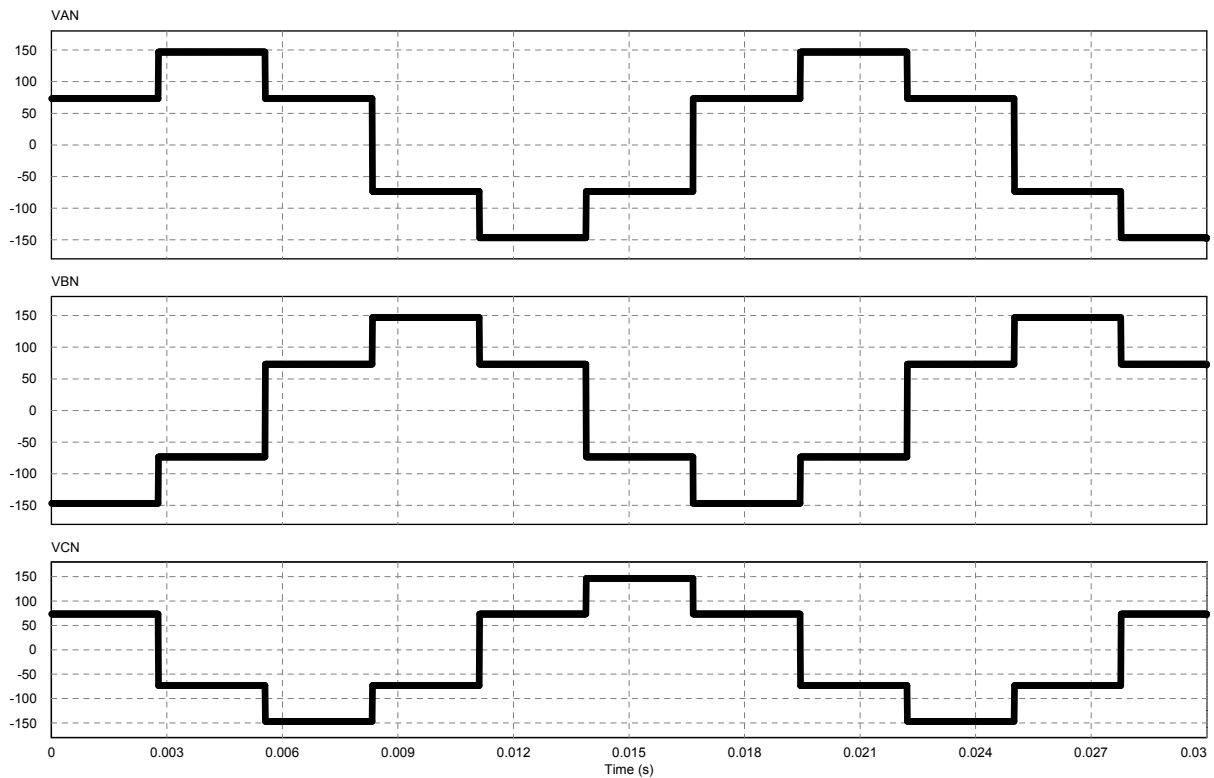
$$i_3 = \frac{V_{entrada}}{R_{eq}} = \frac{2V_{entrada}}{3R}$$

$$V_{AN} = V_{BN} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_{entrada}}{3}$$

$$V_{CN} = -i_3 R = \frac{-2V_{entrada}}{3}$$

Tendo em vista essas análises, as formas de onda das tensões de fase-neutro dos terminais "A", "B" e "C" estão mostradas na Figura 9. Note-se que essas formas de onda são muito semelhantes às formas de ondas das tensões senoidais trifásicas que possuem defasagem de 120° entre fase.

Figura 9 – A tensão de saída do inversor trifásico de ponte completa.

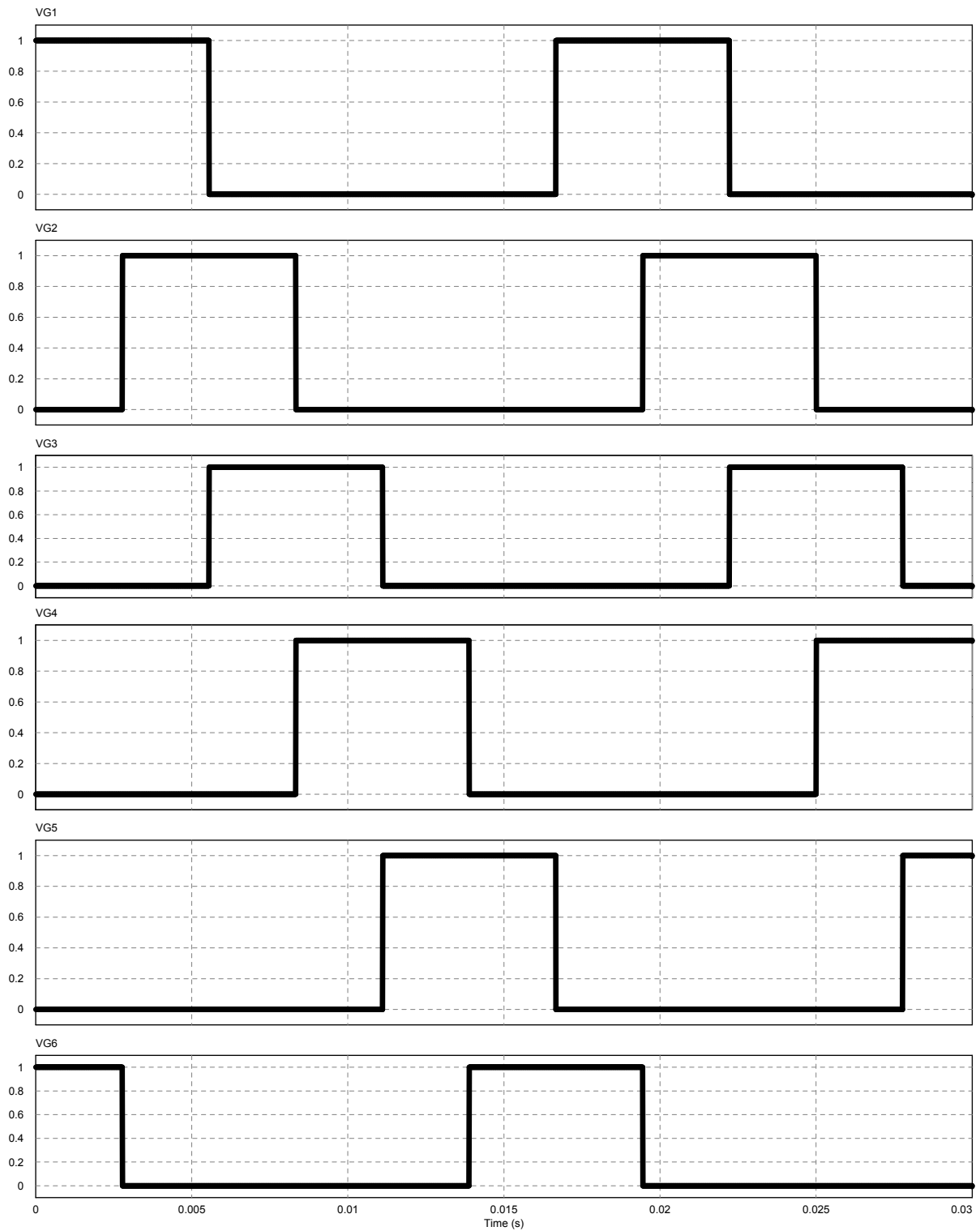


Fonte: elaborado pelo autor.

2.3.2 Condução por 120 Graus

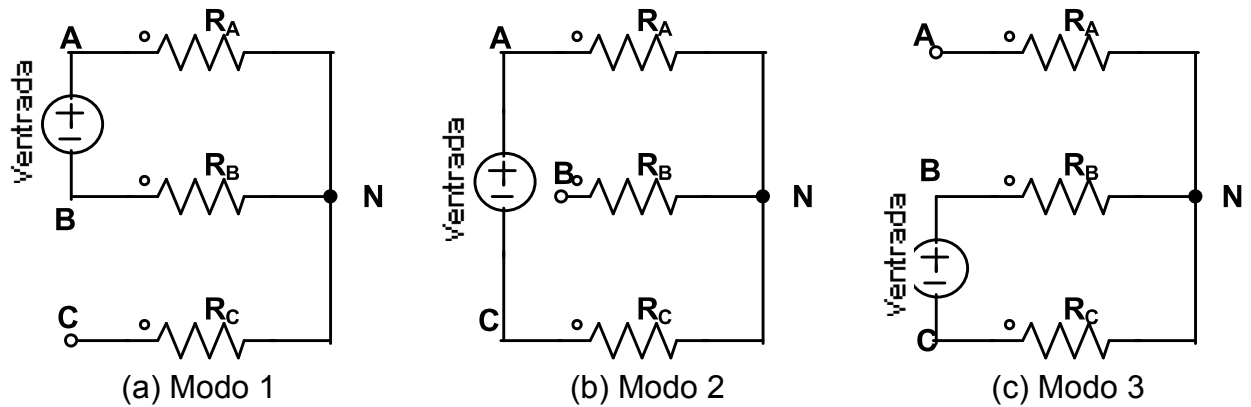
Nesse tipo de controle, cada transistor conduz por 120° . Assim, apenas dois transistores permanecem conduzindo em qualquer instante de tempo. Esses sinais de comando expressos em tensão elétrica estão mostrados na Figura 10 baseados nas numerações do inversor trifásico mostrado na Figura 5. Porém a sequência de acionamento dos transistores é diferente a da condução por 180° , pois apenas dois transistores estão conduzindo em cada intervalo de tempo, que são 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61. Para esse tipo de controle, existem também três modos de operação que são mostrados na Figura 11. Observa-se que, como apenas dois transistores são ligados em cada instante de tempo, uma fase da carga trifásica conectada em estrela fica em circuito aberto.

Figura 10 – Forma de onda dos sinais de controle nos transistores.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 11 – Circuitos equivalentes de três modos de operação.



Fonte: elaborado pelo autor.

Considere-se uma carga trifásica puramente resistiva cujos resistores R_A , R_B e R_C mostrados na Figura 6 conectada em estrela. Assim, para o modo 1 ($0 \leq \omega t \leq \pi/3$), tem-se as seguintes expressões.

$$V_{AN} = \frac{V_{entrada}}{2} \quad V_{BN} = \frac{-V_{entrada}}{2} \quad V_{CN} = 0$$

Para o modo 2 ($\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$), tem-se as seguintes expressões.

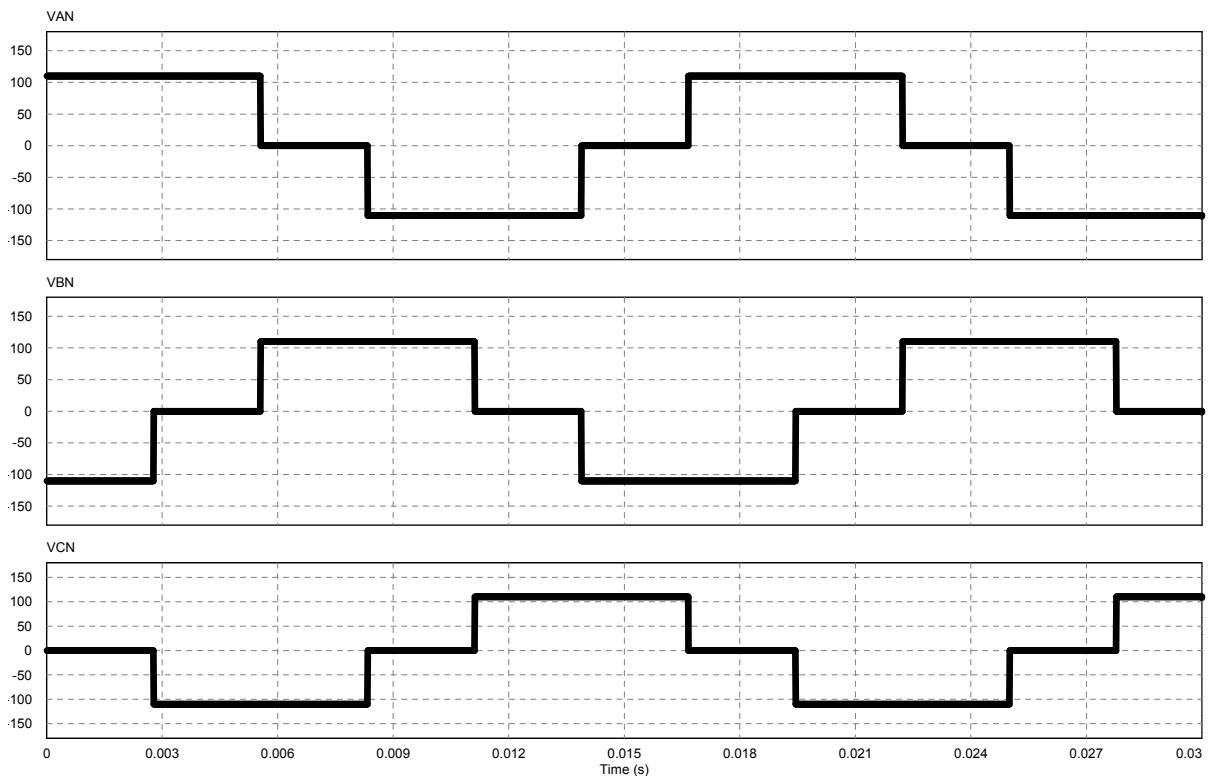
$$V_{AN} = \frac{V_{entrada}}{2} \quad V_{BN} = 0 \quad V_{CN} = \frac{-V_{entrada}}{2}$$

Para o modo 3 ($2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$), tem-se as seguintes expressões.

$$V_{AN} = 0 \quad V_{BN} = \frac{V_{entrada}}{2} \quad V_{CN} = \frac{-V_{entrada}}{2}$$

Tendo em vista essas análises, as formas de onda das tensões de fase-neutro dos terminais "A", "B" e "C" estão mostradas na Figura 12. Note-se que, em qualquer instante de tempo, dois terminais da carga trifásica são conectados diretamente à fonte de tensão CC e o terceiro terminal permanece em circuito aberto.

Figura 12 – A tensão de saída do inversor trifásico de ponte completa.



Fonte: elaborado pelo autor.

2.4 Formas de Modulação

Em muitas aplicações, é preciso ter o controle sobre a tensão de saída dos inversores para resolver as variações da tensão de entrada CC, para a regulação de tensão e a frequência na saída dos inversores. Além disso, existem inúmeras técnicas para ajustar o ganho do inversor, sendo o controle de modulação por largura de pulsos (PWM-*Pulse Width Modulation*) o método mais eficiente de controle de tensão de saída, o ganho fica implícito ao sistema. Algumas técnicas comumente utilizadas são:

1. modulação por largura de pulso único;
2. modulação por largura de pulso múltiplos;
3. modulação por largura de pulsos senoidal;

Será utilizado o inversor monofásico em ponte completa, mostrado na Figura 3, como a base de estudo dessas formas de modulação.

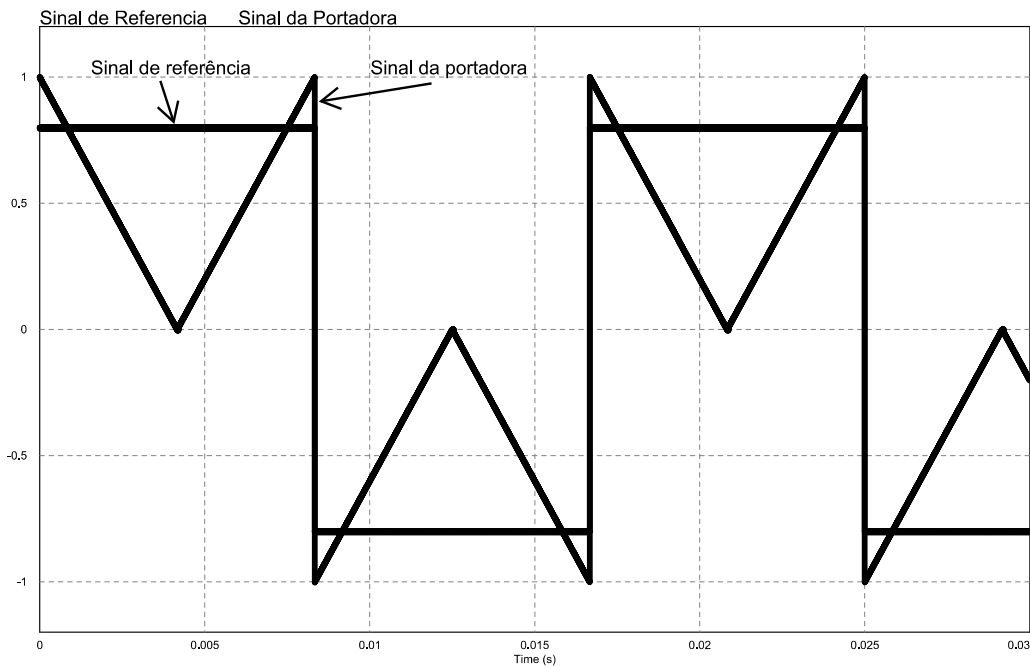
2.4.1 Modulação por Largura de Pulso Único

Esse tipo de modulação possui somente um único pulso por semiciclo e a sua largura é variada para controlar a tensão de saída do inversor. Os sinais de comando são gerados por comparação de um sinal de referência (comumente é usado o sinal de uma onda quadrada) com uma onda portadora triangular, tais sinais podem ser vistos na Figura 13. Quando a amplitude de sinal de referência for maior que o de portadora, gera os sinais de PWM, ou seja, nível lógico alto. Caso contrário, o sinal de PWM permanece em nível lógico baixo. Esses sinais de modulação são mostrados na Figura 14 para acionar o inversor monofásico em ponte completa, e que a largura de pulso do sinal de PWM, δ , pode variar de 0 a 180° . A relação entre a amplitude do sinal de referência A_r e a do sinal de portadora A_p é definida como índice de modulação que é dado pela Equação 2.7. A tensão de saída eficaz, $V_{ef\ saída}$, pode ser calculada pela Equação 2.8 e a forma de onda da tensão de saída é mostrada na Figura 15.

$$M = \frac{A_r}{A_p} \quad (2.7)$$

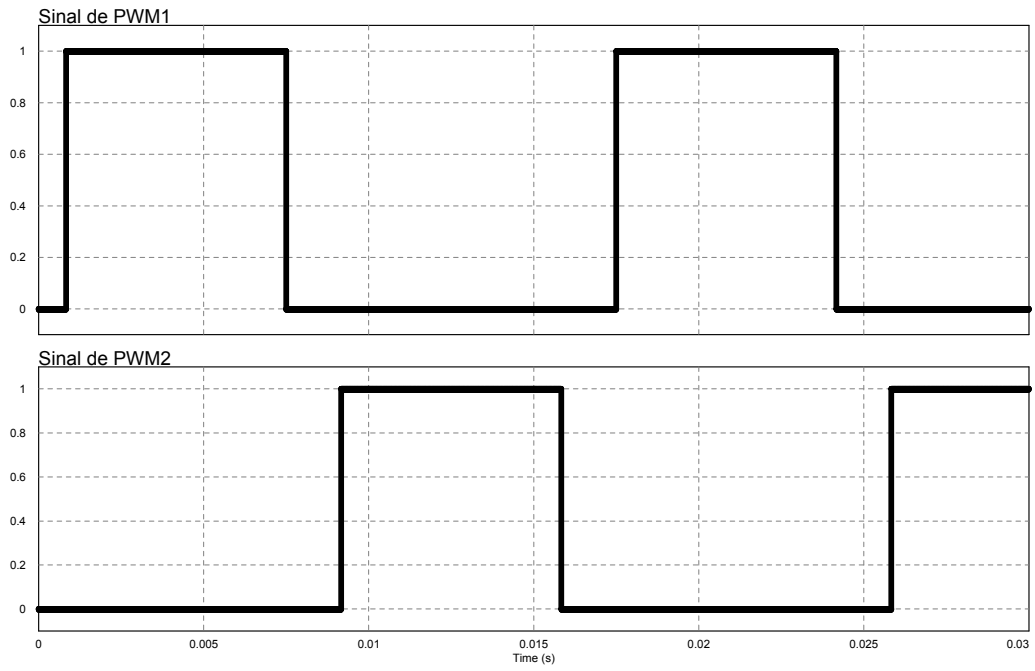
$$V_{ef\ saída} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_{entrada}^2 d(\omega t)} = V_{entrada} \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (2.8)$$

Figura 13 – Sinal de referência e da portadora da modulação por largura de pulso único.



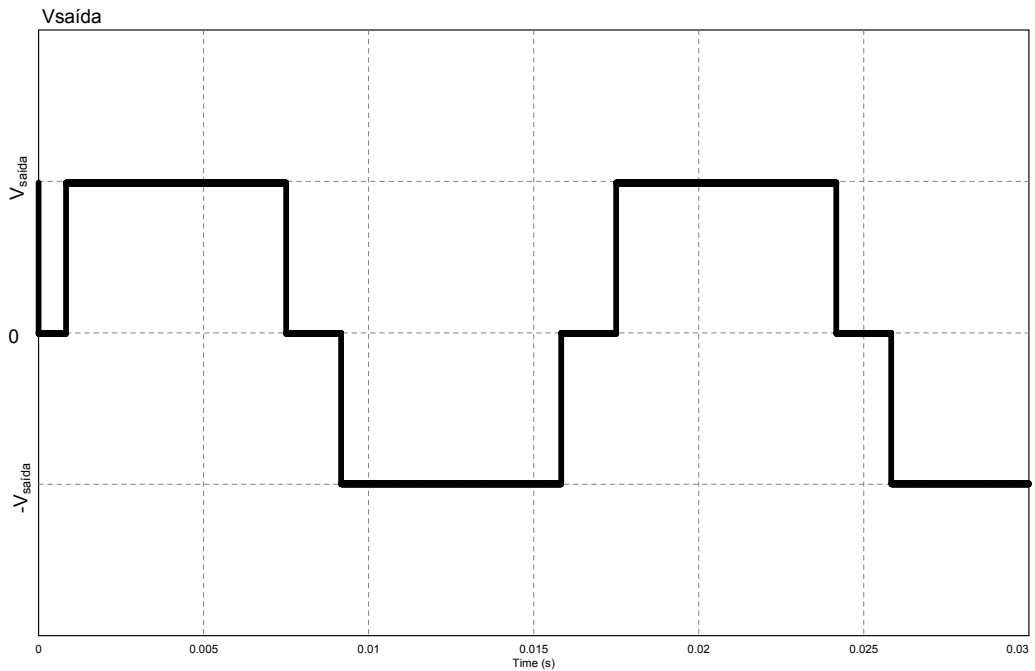
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 14 – Sinal de PWM1 e PWM2 da modulação por largura de pulso único.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 15 – Tensão de saída do inversor da modulação por largura de pulso único.



Fonte: elaborado pelo autor.

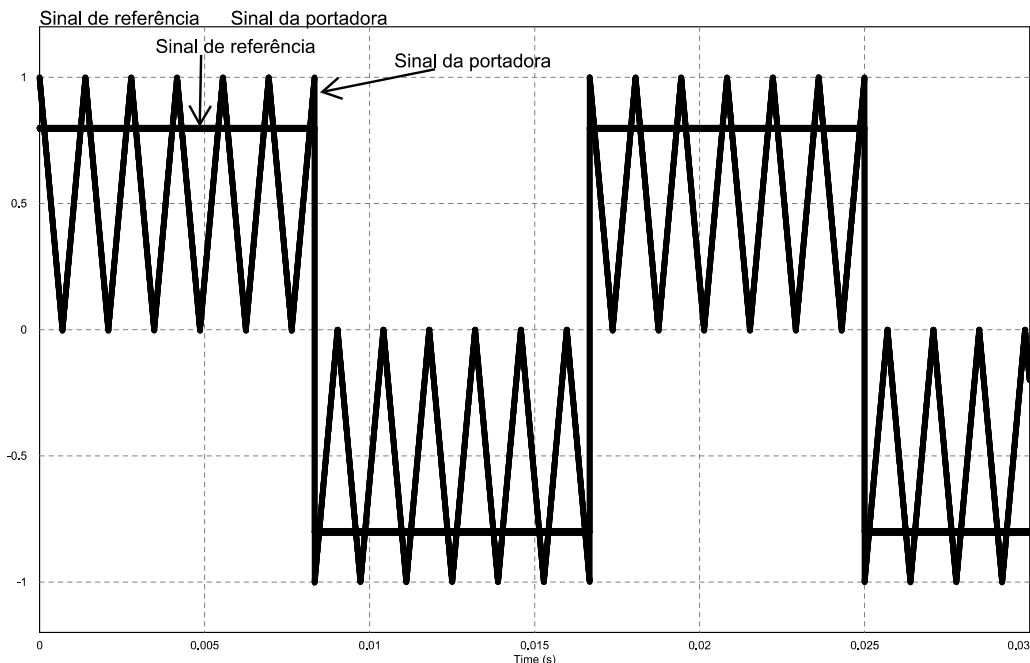
2.4.2 Modulação por Largura de Pulsos Múltiplos

A geração dos sinais de comando para ligar e desligar os transistores pode ser feita pelo uso de múltiplos pulsos em cada semiciclo da tensão de saída, fazendo a comparação de um sinal de referência (comumente é usado o sinal de uma onda quadrada) com uma onda portadora triangular, os sinais de comparação e sinais de PWM podem ser vistos na Figura 16 e na Figura 17 respectivamente. Além disso, a frequência do sinal de referência define a frequência de saída, $f_{saída}$, e a frequência da portadora, f_p , determina o número de pulsos por semiciclo, p . Vale ressaltar que, da mesma forma da modulação por largura de pulso único, o índice de modulação controla a tensão de saída. O número de pulsos por semiciclo e a tensão de saída eficaz podem ser calculados pela Equação 2.9 e pela Equação 2.10 respectivamente. A forma de tensão de saída é mostrada na Figura 18.

$$p = \frac{f_p}{2f_{saída}} \quad (2.9)$$

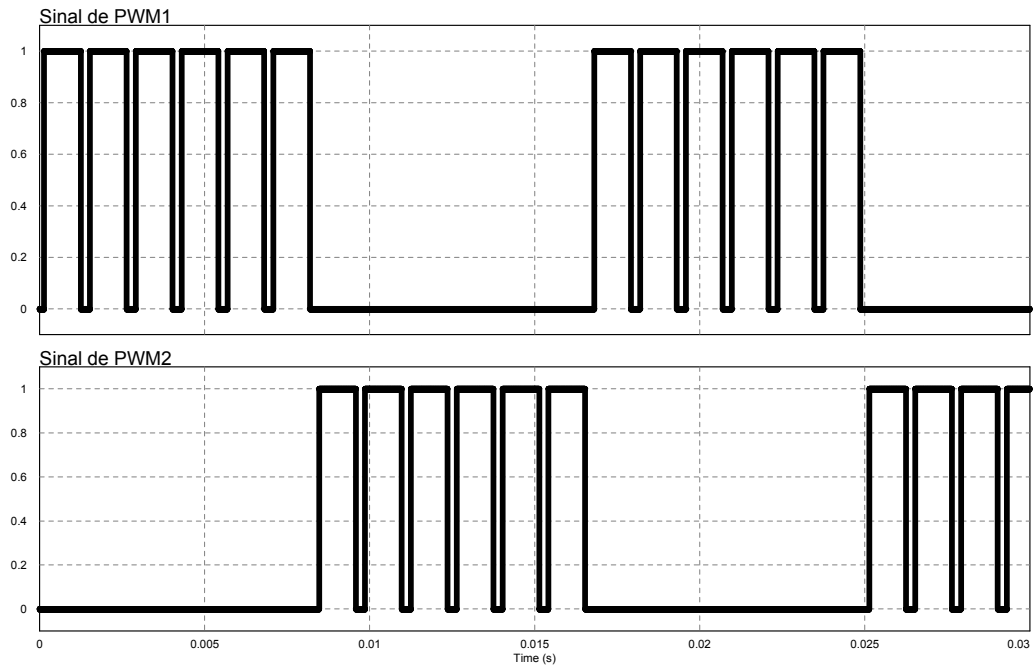
$$V_{efsaída} = \sqrt{\frac{2p}{2\pi} \int_{\pi/p-\delta}^{\pi/p+\delta} V_{entrada}^2 d(\omega t)} = V_{entrada} \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (2.10)$$

Figura 16 – Sinal de referência e da portadora da modulação por largura de pulsos múltiplos.



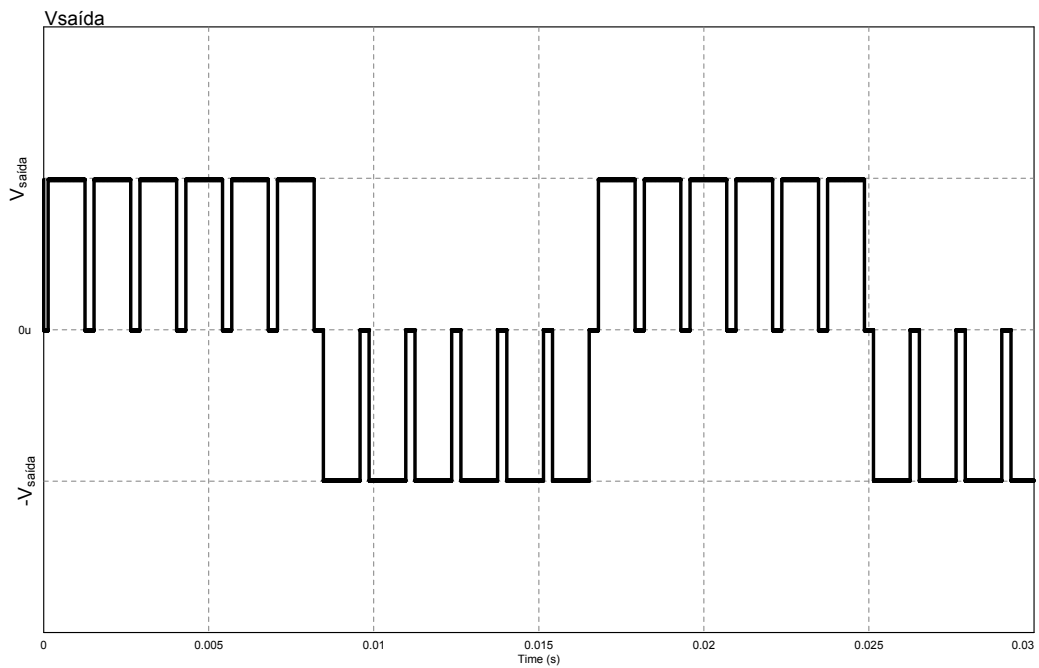
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 17 – Sinal de PWM1 e PWM2 da modulação por largura de pulsos múltiplos.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 18 – Tensão de saída do inversor da modulação por largura de pulsos múltiplos.



Fonte: elaborado pelo autor.

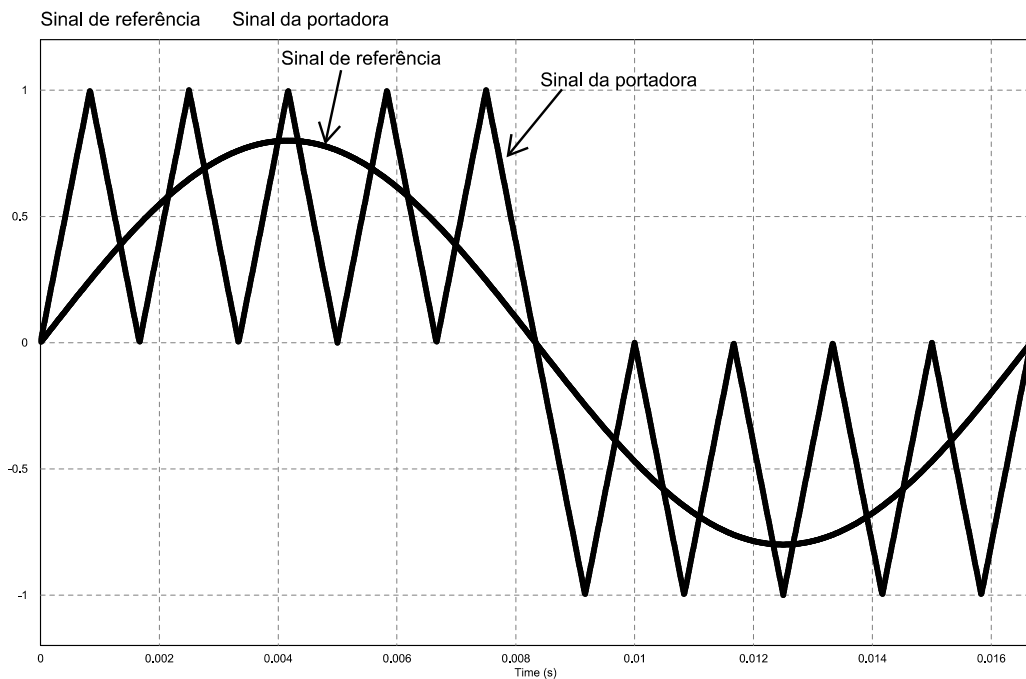
2.4.3 Modulação por Largura de Pulsos Senoidal

Há uma forma de modulação que, em vez de manter a largura de pulsos iguais, varia proporcionalmente a largura de pulsos conforme a amplitude de uma onda senoidal. A vantagem desse tipo de modulação é a redução do fator de distorção e dos harmônicos de baixas ordens. Os sinais de comparação, mostrados na Figura 19, são constituídos por um sinal de referência senoidal com uma onda portadora triangular com frequência f_p . Os sinais de PWM para acionar o inversor monofásico em ponte completa estão mostrados na Figura 20. Esse tipo de modulação é conhecido também em inglês como *sinusoidal pulse width modulation*, ou simplesmente SPWM.

Como a tensão de saída eficaz depende da variação do índice de modulação, pode-se observar que a área de cada pulso é aproximadamente a área abaixo do sinal senoidal entre os pontos médios dos períodos em corte nos sinais de comando. Considere-se que δ_m é a largura do m -ésimo pulso, então a tensão de saída eficaz pode ser estimada pela Equação 2.11 e sua forma de onda está mostrada na Figura 21.

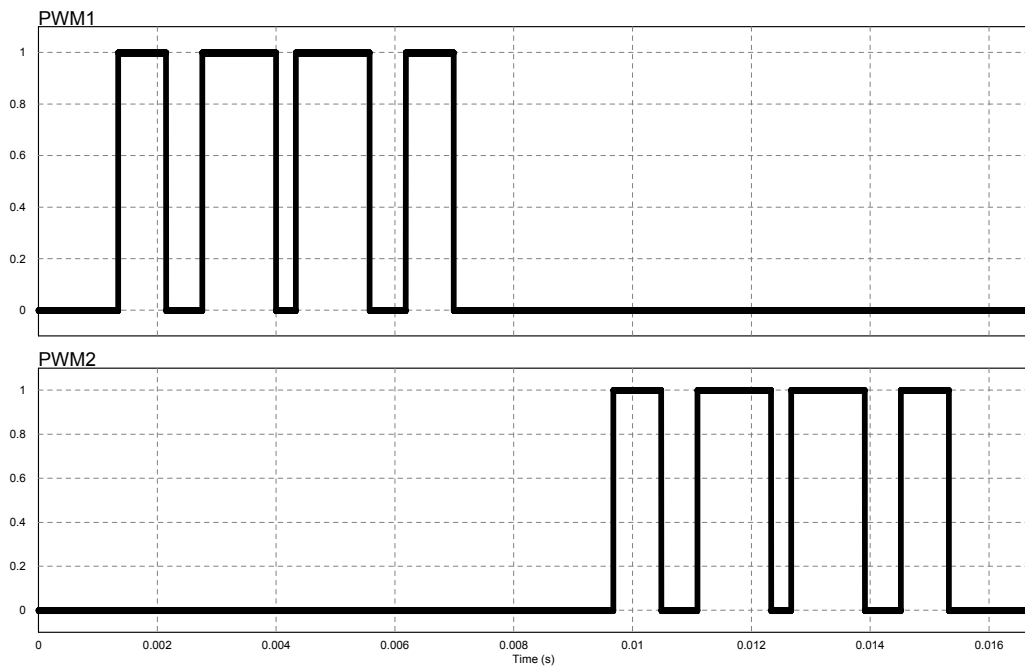
$$V_{ef\ saída} = V_{entrada} \sqrt{\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}} \quad (2.11)$$

Figura 19 – Sinal de referência e da portadora da modulação por largura de pulsos senoidal.



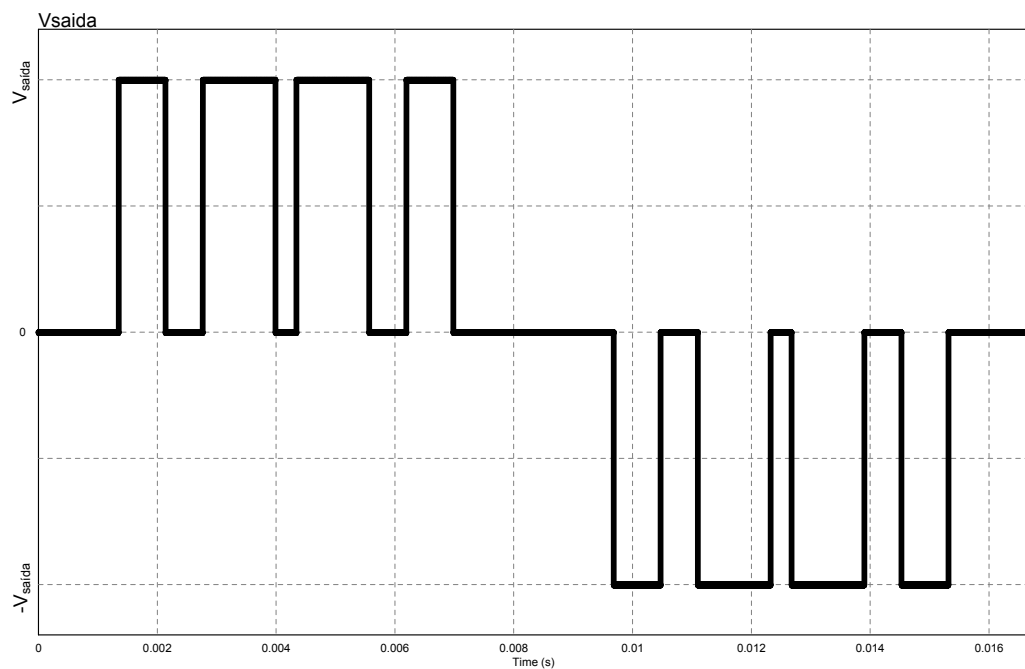
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 20 – Sinal de PWM1 e PWM2 da modulação por largura de pulsos senoidal.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 21 – Tensão de saída do inversor da modulação por largura de pulsos senoidal.

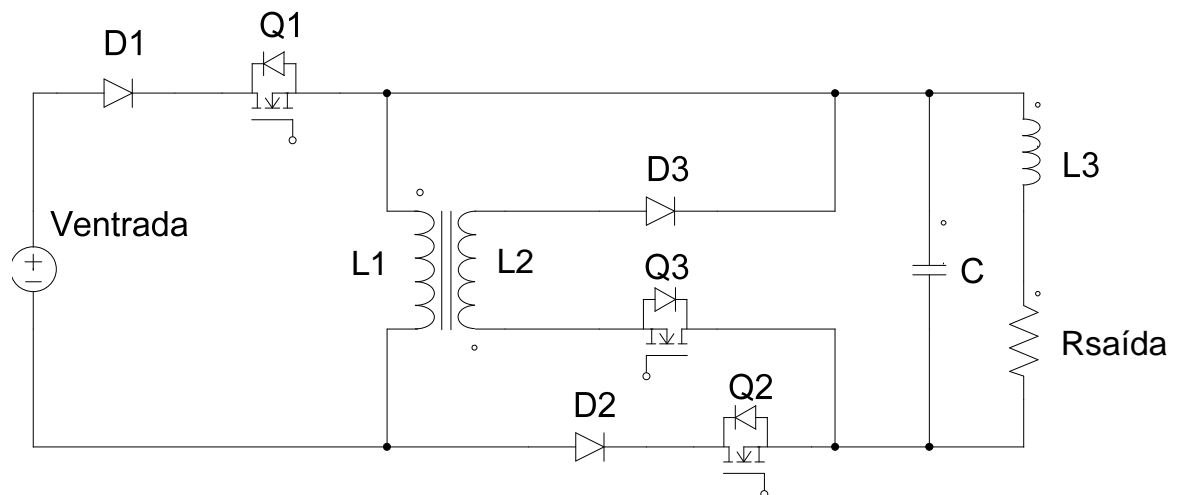


Fonte: elaborado pelo autor.

3 Micro Inversores de Três Transistores MOSFET

O presente estudo teve como objetivo o aproveitamento da energia proveniente de micro geradores solares. A fim de alcançar essa meta, o micro inversor monofásico de três transistores MOSFET foi proposto. Essa estrutura foi obtida como o resultado da integração de um conversor CC-CC *Buck-Boost*, um conversor CC-CC *Flyback* e, utilizando nova técnica de forma de modulação (HU; CHANG; XUE, 2008). Essa nova topologia do conversor CC-CA é apresentada na Figura 22.

Figura 22 – Topologia do micro inversor fotovoltaico com três transistores MOSFET.



Fonte: adaptado do artigo de (HU; CHANG; XUE, 2008).

3.1 Análise Qualitativa

A seguir, são apresentadas as etapas de funcionamento do micro inversor fotovoltaico proposto. Foram consideradas que o circuito satisfaz as seguintes condições:

- Elementos ativos e reativos ideais.
- Elementos semicondutores ideais (entrada em condução e bloqueio instantâneos, resistência em condução nula, tensão de junção nula e resistência em bloqueio infinita).
- Operação do sistema em regime permanente.

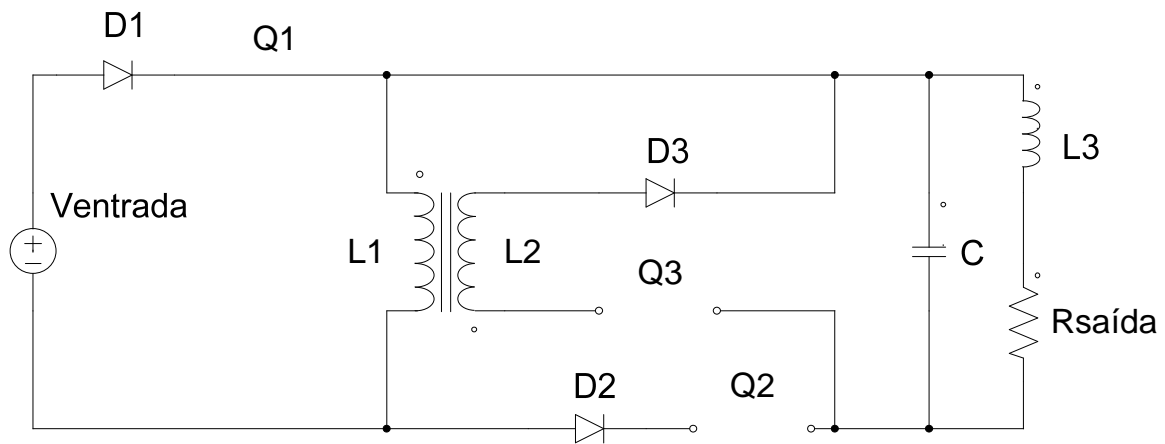
3.1.1 Semi-ciclo negativo

Durante todo o semi-ciclo negativo, o transistor Q3 permanece bloqueado, enquanto os transistores Q1 e Q2 são acionados de forma complementar, ou seja, quando o transistor Q1 está em condução, o transistor Q2 permanece bloqueado e vice-versa.

Primeira etapa (t_0 , t_1). Carga do indutor L1.

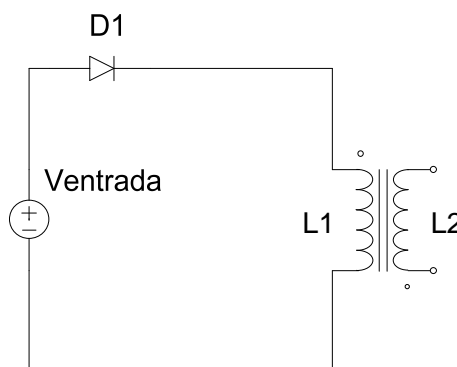
No início da primeira etapa, o transistor Q1 é fechado para conduzir, enquanto os demais transistores permanecem bloqueados. A tensão de entrada é aplicada diretamente no indutor L1 carregando-o. A Figura 23 mostra a primeira etapa de operação e a Figura 24, o circuito equivalente.

Figura 23 – Primeira etapa no semi-ciclo negativo.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 24 – O circuito equivalente da primeira etapa no semi-ciclo negativo.



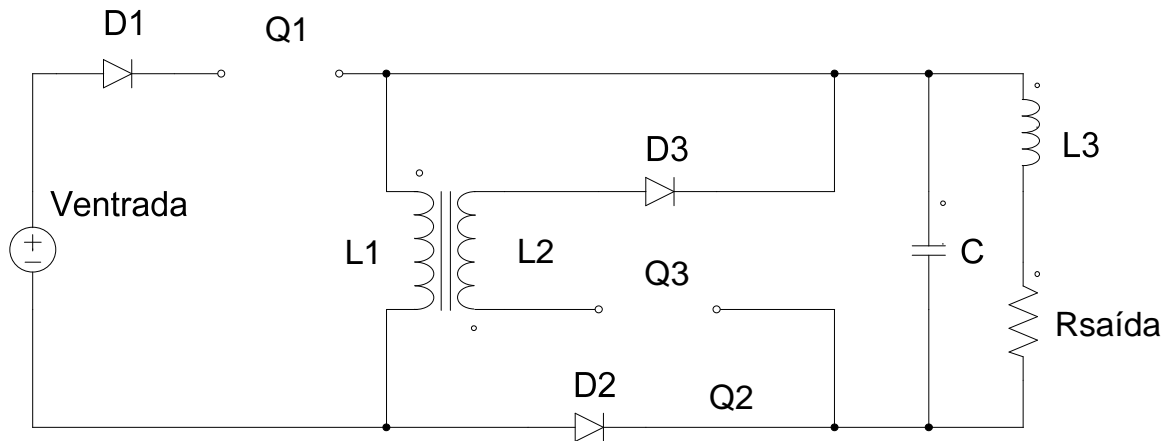
Fonte: elaborado pelo autor.

Segunda etapa (t_1 , t_2). Transferência de energia para a carga.

Nesta etapa, o transistor Q1 e Q3 estão bloqueados, enquanto o transistor Q2 é acionado para condução conforme a Figura 25. A corrente fornecida pela fonte torna-se nula e o indutor

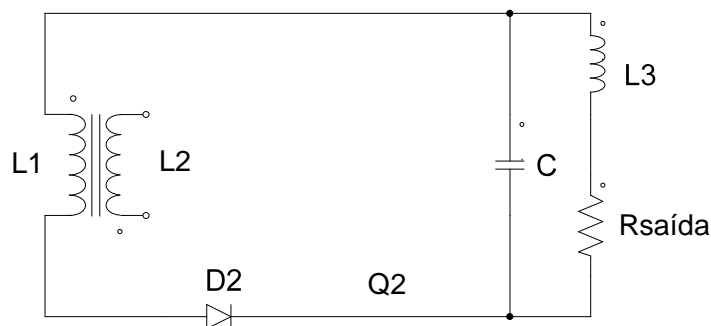
L1 transfere a energia acumulada para carga. A tensão aplicada no indutor é valor positivo da tensão de saída, em consequência, o indutor L1 descarrega-se, porém o capacitor é carregado. Essa operação é mostrado na Figura 26.

Figura 25 – Segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo negativo.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 26 – Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo negativo.



Fonte: elaborado pelo autor.

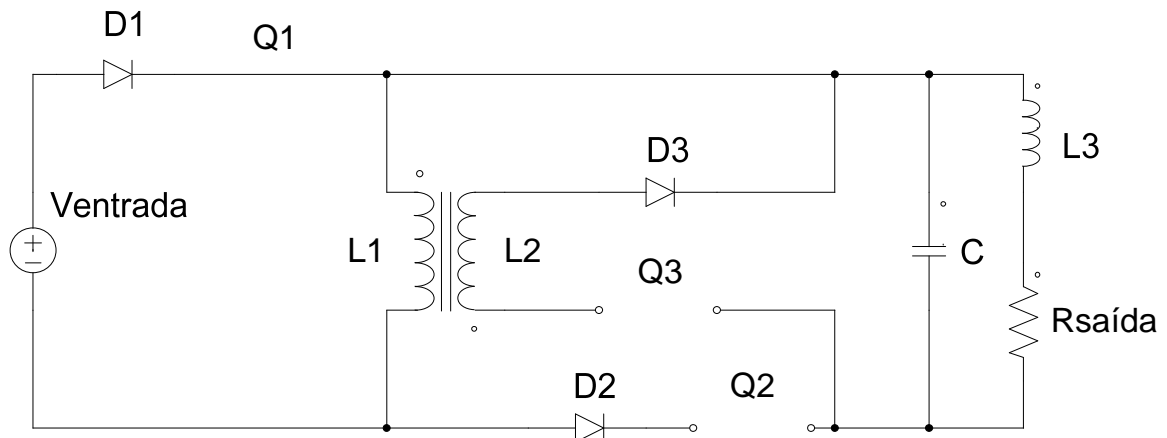
3.1.2 Semi-ciclo positivo

Durante todo o semi-ciclo positivo, o transistor Q2 permanece bloqueado, enquanto os transistores Q1 e Q3 são acionados de forma complementar, ou seja, quando o transistor Q1 está em condução, o transistor Q3 permanece bloqueado e vice-versa.

Primeira etapa (t0, t1). Carga do indutor L1.

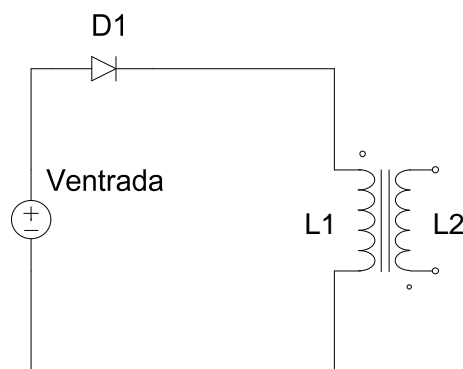
No início da primeira etapa, o transistor Q1 é fechado para conduzir, enquanto os demais transistores permanecem bloqueados. A tensão de entrada é aplicada diretamente no indutor L1 carregando-o. A Figura 27 mostra a primeira etapa de operação e a Figura 28, o circuito equivalente.

Figura 27 – Primeira etapa no semi-ciclo positivo.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 28 – O circuito equivalente da primeira etapa no semi-ciclo positivo.

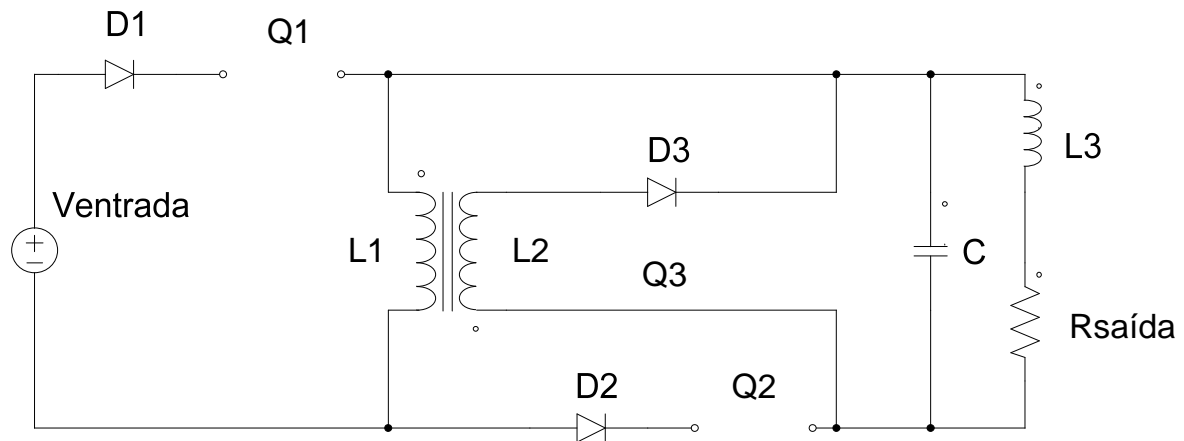


Fonte: elaborado pelo autor.

Segunda etapa (t1, t2). Transferência de energia para a carga.

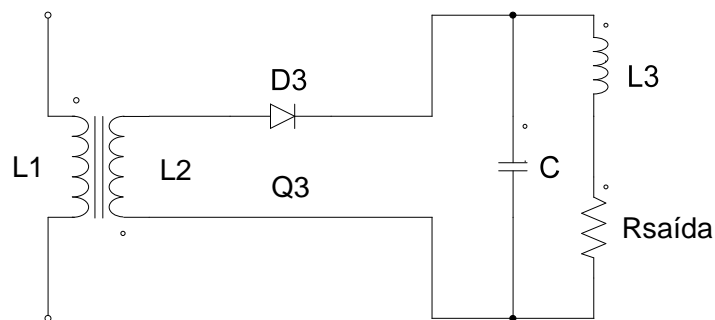
Nesta etapa, o transistor Q1 e Q2 estão bloqueados, enquanto o transistor Q3 é acionado para condução conforme a Figura 29. A corrente fornecida pela fonte torna-se nula e o indutor L2 transfere a energia acumulada para carga. A tensão aplicada no indutor é valor negativo da tensão de saída, em consequência, o indutor L2 descarrega-se, porém o capacitor é carregado. Essa operação é mostrado na Figura 30.

Figura 29 – Segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo positivo.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 30 – Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo positivo.



Fonte: elaborado pelo autor.

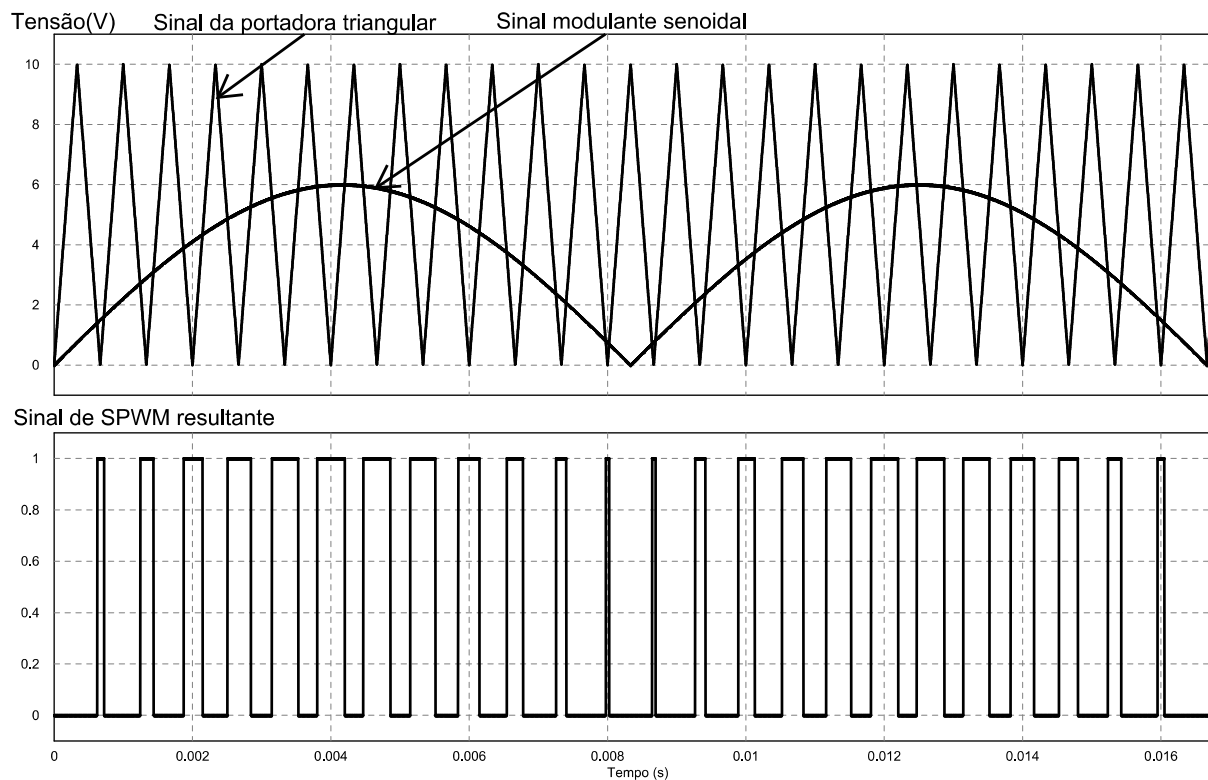
As etapas de operação descritas no semi-ciclo negativo correspondem um conversor à acumulação indutiva ou Buck-Boost (BARBI, 2000), e no semi-ciclo positivo, um conversor à acumulação indutiva isolado ou Flyback (BARBI, 2001).

3.2 Modulação por largura de pulso senoidal modificada

Para acionar os transistores desse inversor, é utilizado a técnica de modulação por largura de pulso senoidal (SPWM-*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) para produzir tensões variáveis em frequência e amplitude. Este método consiste em comparar um sinal portador triangular com amplitude e frequência fixas, com uma tensão de referência sinusoidal retificada denominada por sinal modulador. A saída SPWM resultante segue a amplitude e a frequência do sinal de referência modulador, e deste modo são gerados os sinais de comando que controlam a comutação dos semi-condutores do conversor (XUE; CHANG, 2004).

A modulação PWM sinusoidal é passível de ser implementada tanto no domínio analógico como no digital. Um simples circuito comparador analógico permite a implementação, onde a tensão de referência sinusoidal determina a comutação de forma natural. Como exemplo, as formas de onda dessa técnica de modulação podem ser vistas na Figura 31. Observa-se que quando a tensão elétrica do sinal modulante é maior que sinal da portadora, gera o sinal de nível alto na saída do comparador. Caso contrário, a saída do comparador permanece em nível baixo.

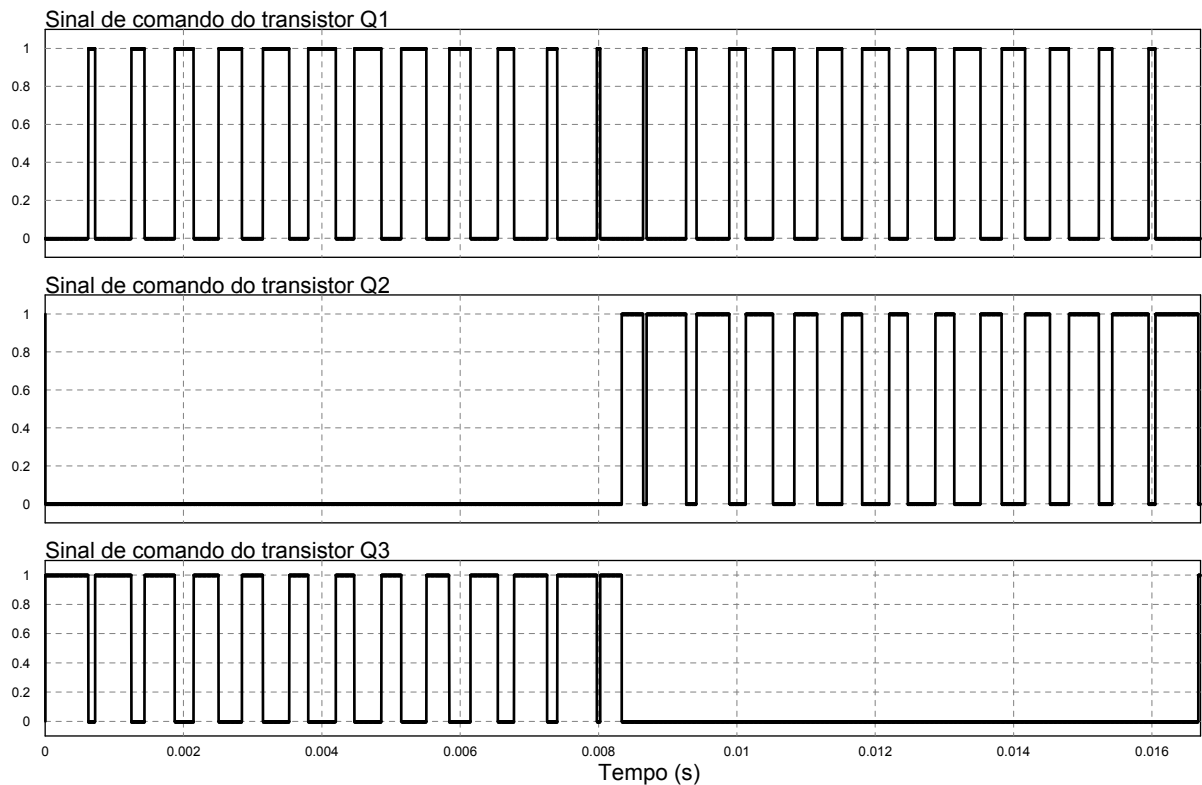
Figura 31 – Sinal de SPWM do micro inversor.



Fonte: elaborado pelo autor.

Assim, baseado em conversor mostrado na Figura 22, os sinais de acionamento de cada transistores estão mostrados na Figura 32. Note-se o sinal de SPWM é o mesmo sinal para transistor Q1. Os transistores Q2 e Q3 são acionados em seus respectivos semi-ciclos de modo complementar do transistor Q1 conforme as análises qualitativas feitas na Seção 3.1.

Figura 32 – Sinais de controle dos 3 transistores utilizados.

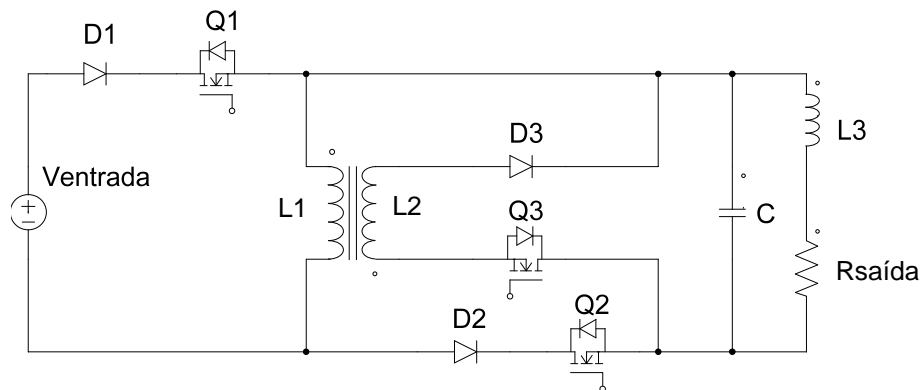


Fonte: elaborado pelo autor.

3.3 Análise Quantitativa

Para realizar a análise quantitativa do inversor proposto conforme a Figura 33, considerou-se este inversor como um conversor Buck-Boost. Assim, a fim de obter boa organização deste estudo, o dimensionamento dos componentes elétricos deste conversor CC-CA é dividido nas subseções seguintes.

Figura 33 – Topologia do micro inversor fotovoltaico com três transistores MOSFET.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.3.1 Razão Cíclica

Note-se que a tensão de entrada é constante enquanto a tensão de saída é uma tensão senoidal retificada de valor definido pela Equação 3.1:

$$V_{saída}(t) = V_{pico} \cdot sen(\omega t) \quad (3.1)$$

onde $\omega = 2\pi f$, f é a frequência alternada da tensão de saída e V_{pico} é o valor de pico dessa tensão.

Como o dimensionamento dos componentes elétricos do inversor é o mesmo do conversor Buck-Boost. De acordo com a literatura básica (RASHID, 2014), o ganho estático do conversor Buck-Boost é definido por 3.2.

$$G = \frac{V_{saída}}{V_{entrada}} = -\frac{D}{1-D} \quad (3.2)$$

Onde $V_{entrada}$ é a tensão de entrada, D é a razão cíclica, que neste caso é variável com o tempo. Como a tensão de saída é alternada, o ganho G também é alternado. Considerando apenas o valor absoluto do ganho G , obtém-se a Equação 3.3.

$$G(\omega t) = \frac{V_{saída}(\omega t)}{V_{entrada}} = -\frac{D(\omega t)}{1-D(\omega t)} \quad (3.3)$$

Isolando a variável $D(\omega t)$ a partir da Equação 3.3 e substituindo o valor de $V_{saída}$ de acordo com a Equação 3.1, resulta-se a Equação 3.4 como o cálculo da razão cíclica desse inversor.

$$D(\omega t) = \frac{|sen(\omega t)|}{|sen(\omega t)| + \frac{V_{entrada}}{V_{pico}}} \quad (3.4)$$

Define-se a variável α como mostrada na Equação 3.5:

$$\alpha = \frac{V_{entrada}}{V_{pico}} \quad (3.5)$$

Assim, substituindo a Equação 3.5 na Equação 3.4, resulta-se a Equação 3.6:

$$D(\omega t) = \frac{|sen(\omega t)|}{|sen(\omega t)| + \alpha} \quad (3.6)$$

Assim, a Equação 3.6 expressa o comportamento da razão cíclica no tempo para cada valor de α .

3.3.2 Cálculo do Transformador

O transformador utilizado neste conversor deve ser dimensionado da mesma relação de espiras (1:1), a fim de ter a mesma energia armazenada nos enrolamento primário e secundário em todas etapas de funcionamento. Ressalta-se que o transformador possui a polaridade aditiva conforme a Figura 33.

O uso da polaridade aditiva do transformador é feito para que o indutor L_2 carrega a carga de saída ($R_{saída}$) no semi-ciclo positivo, uma vez que, no semi-ciclo negativo, isso é feito por indutor L_1 conforme o que foi explicado na Seção 3.1. Como a relação de espiras nos enrolamento primário e secundário é idêntica, a indutância L_1 e L_2 podem ser calculadas da mesma forma pela Equação 3.7. Tal dimensionamento é baseado no estudo da referência (RASHID, 2014).

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{entrada} \cdot D(\omega t)}{\Delta I \cdot f_{chav.}} \quad (3.7)$$

Onde L_1 e L_2 são indutâncias do enrolamento primário e secundário respectivamente, $V_{entrada}$ é a tensão de entrada, $D(\omega t)$ é a razão cíclica do conversor, ΔI é a ondulação da corrente nos indutor L_1 e L_2 e $f_{chav.}$ é a frequência de chaveamento dos transistores MOSFET.

3.3.3 Cálculo do Filtro de Saída

Nessa subseção, será abordado o dimensionamento do capacitor C e do indutor L_3 mostrados na Figura 33 que compõem o filtro do estágio de saída. Conforme o cálculo do conversor Buck-Boost de acordo com (RASHID, 2014), a capacitância do capacitor C pode ser calculada pela Equação 3.8.

$$C = \frac{I_{saída} \cdot D(\omega t)}{\Delta V \cdot f_{chav.}} \quad (3.8)$$

Onde C é a capacitância do capacitor do filtro, $I_{saída}$ é a corrente máxima na carga, ΔV é a ondulação da tensão de saída e $f_{chav.}$ é a frequência de chaveamento dos transistores MOSFET.

A indutância do indutor L_3 deve ser calculada com uma frequência de corte (f_{corte}) escolhida por projetista. Assim, a Equação mostra esse cálculo.

$$L_3 = \frac{1}{(2\pi f_{corte})^2 \cdot C} \quad (3.9)$$

Onde L_3 é indutância do indutor do filtro, f_{corte} é a frequência de corte e C é a capacitância do capacitor do filtro.

3.4 Simulações do Projeto do Inversor

Antes de mostrar os resultados de simulação, é preciso definir especificações a serem atendidas nesse projeto do inversor. Tais especificações estão definidas conforme a Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações do projeto.

| Grandezas elétricas | Valor |
|-------------------------------------|----------|
| Tensão de entrada | 72,0 V |
| Tensão eficaz de saída | 127 V |
| Potência de entrada | 400 W |
| Ondulação da tensão no capacitor C | 12,7 V |
| Ondulação da corrente no indutor L3 | 0,315 A |
| Frequência de chaveamento | 30,0 kHz |
| Frequência de tensão de saída | 60,0 Hz |

Fonte: elaborado pelo autor.

Assim, foram feitos os cálculos de dimensionamento dos componentes elétricos do inversor. Substituindo os dados do projeto na Equação 3.5, obtém-se:

$$\alpha = \frac{V_{\text{entrada}}}{V_{\text{pico}}} = \frac{72 \text{ V}}{127 \cdot \sqrt{2} \text{ V}} = 0,401. \quad (3.10)$$

Pode-se calcular a razão cíclica $D(\omega t)$ pela Equação 3.6, resulta-se:

$$D(\omega t) = \frac{|\text{sen}(\omega t)|}{|\text{sen}(\omega t)| + \alpha} = \frac{1}{1 + 0,401} = 0,714. \quad (3.11)$$

Tendo calculada a razão cíclica e utilizando os dados do projeto mostrados na Tabela 1, pode-se calcular a indutância do enrolamento primário do transformador L_1 e do enrolamento secundário L_2 . Realizando esse cálculo utilizando a Equação 3.7, tem-se:

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{\text{entrada}} \cdot D(\omega t)}{\Delta I \cdot f_{\text{chav.}}} = \frac{72,0 \text{ V} \cdot 0,714}{0,315 \text{ A} \cdot 30,0 \text{ kHz}} = 5,44 \text{ mH}. \quad (3.12)$$

Por último, o dimensionamento do filtro no estágio de saída é feito a partir das Equações 3.13 e 3.14 cuja frequência de corte é escolhida como 1,00 kHz.

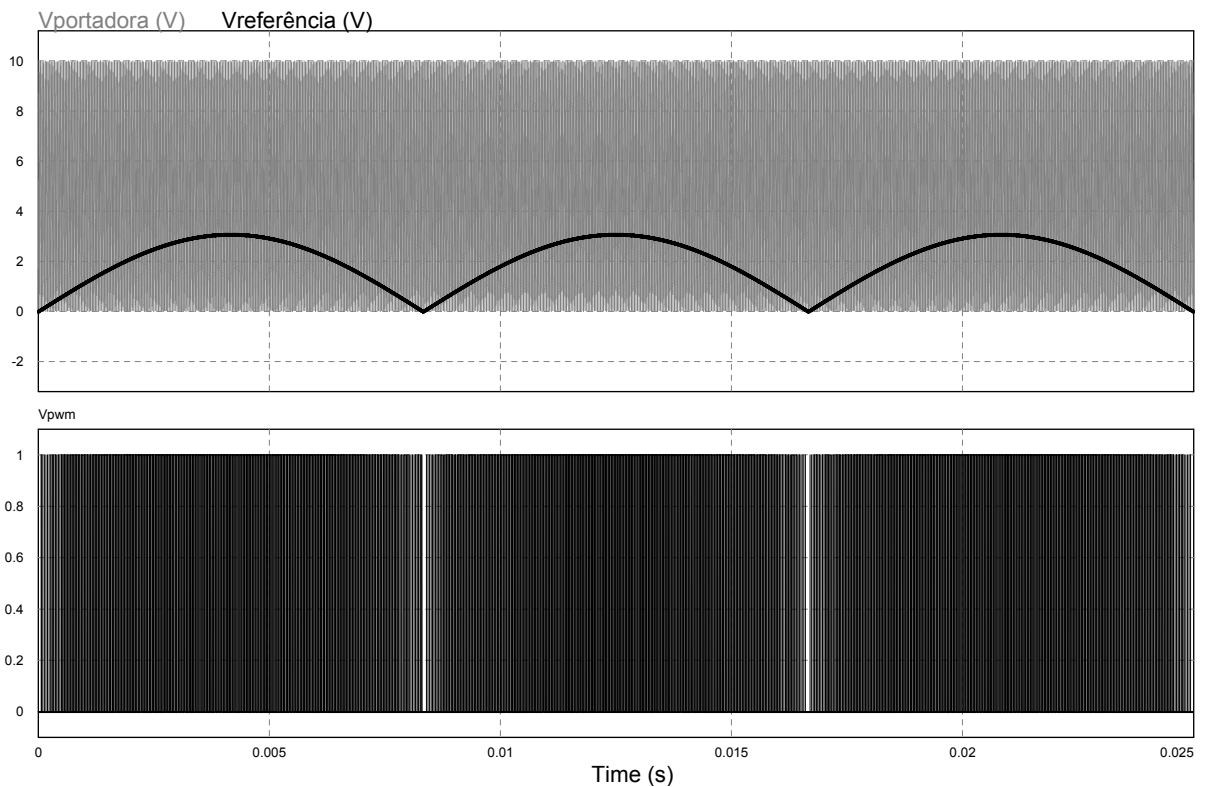
$$C = \frac{I_{\text{saída}} \cdot D(\omega t)}{\Delta V \cdot f_{\text{chav.}}} = \frac{3,15 \text{ A} \cdot 0,714}{12,7 \text{ V} \cdot 30,0 \text{ kHz}} = 5,90 \mu\text{F} \quad (3.13)$$

$$L_3 = \frac{1}{(2\pi f_{\text{corte}})^2 \cdot C} = 4,29 \text{ mH} \quad (3.14)$$

As simulações do circuito são feitas por *software* PSIM, que é um simulador frequentemente utilizado nos projetos dos circuitos de eletrônica de potência. Inicialmente, são mostradas

as formas de onda dos sinais de controle. A Figura 34 mostra a modulação por largura de pulsos senoidal modificada e o sinal de PWM resultante. A Figura 34 é ampliada para visualizar melhor conforme a Figura 35. Observe-se que, quando a tensão do sinal de referência for maior que a da portadora, a saída do comparador gera sinal "alto" (*high*).

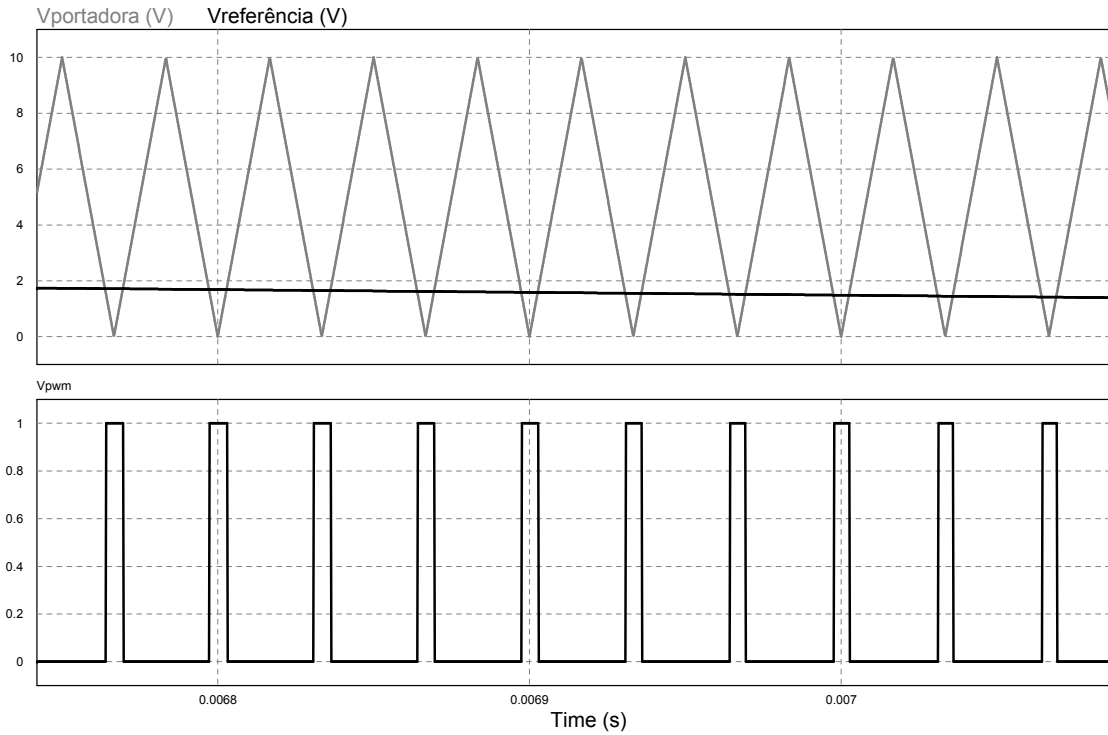
Figura 34 – Forma de onda simulada da modulação por largura de pulso senoidal modificada.



Fonte: elaborado pelo autor.

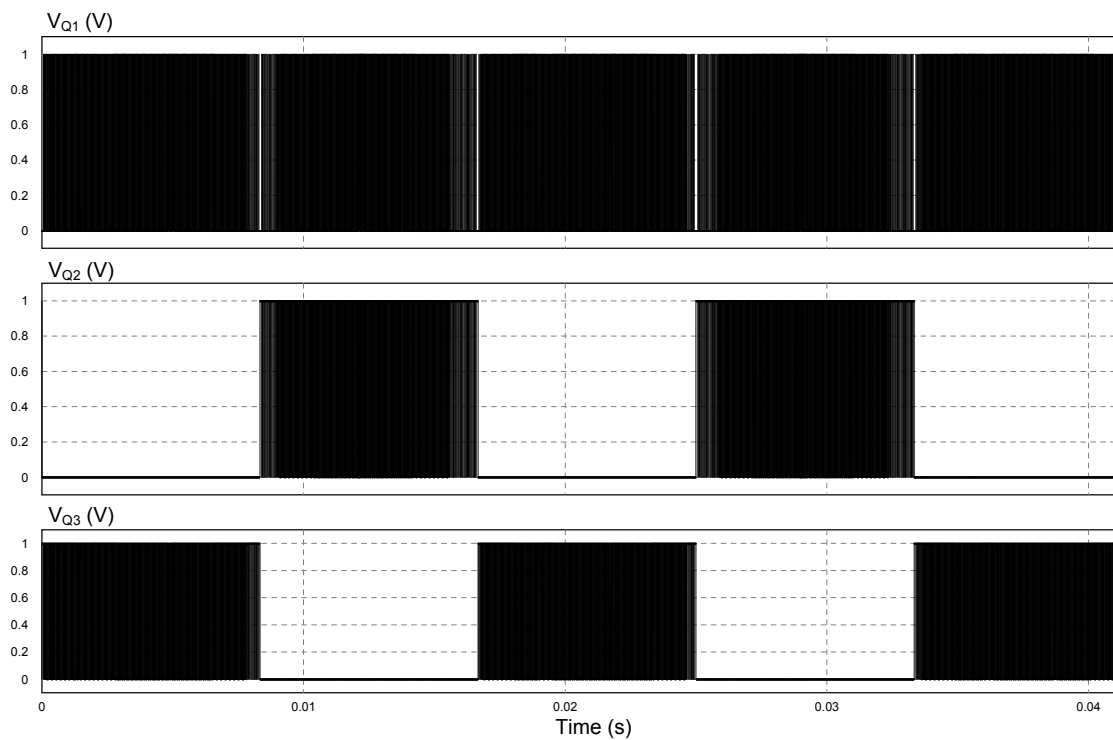
Na etapa seguinte, foram gerados sinais de controle dos três transistores MOSFET conforme a Figura 36. visto que os transistores Q2 e Q3 possui a comutação complementar, ou seja, um é responsável pela etapa do funcionamento do semi-ciclo positivo, e outro, do semi-ciclo negativo. Observando a Figura 36 ampliada conforme a Figura 37, em nenhum momento, os transistores estão ligados simultaneamente.

Figura 35 – Forma de onda simulada ampliada da modulação por largura de pulso senoidal modificada.



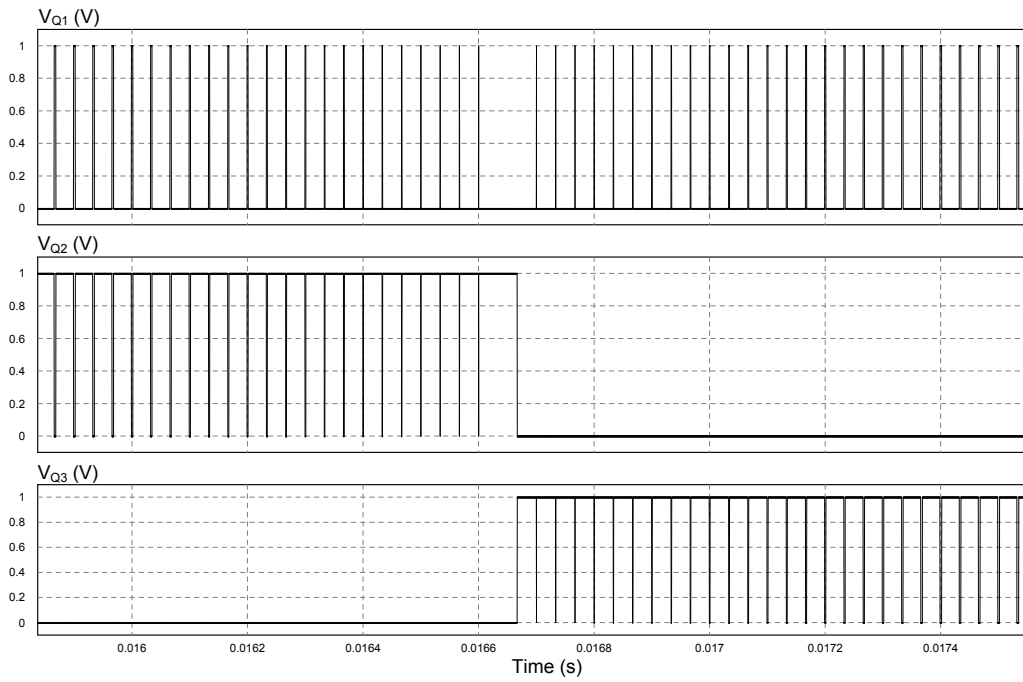
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 36 – Sinais de controle dos transistores.



Fonte: elaborado pelo autor.

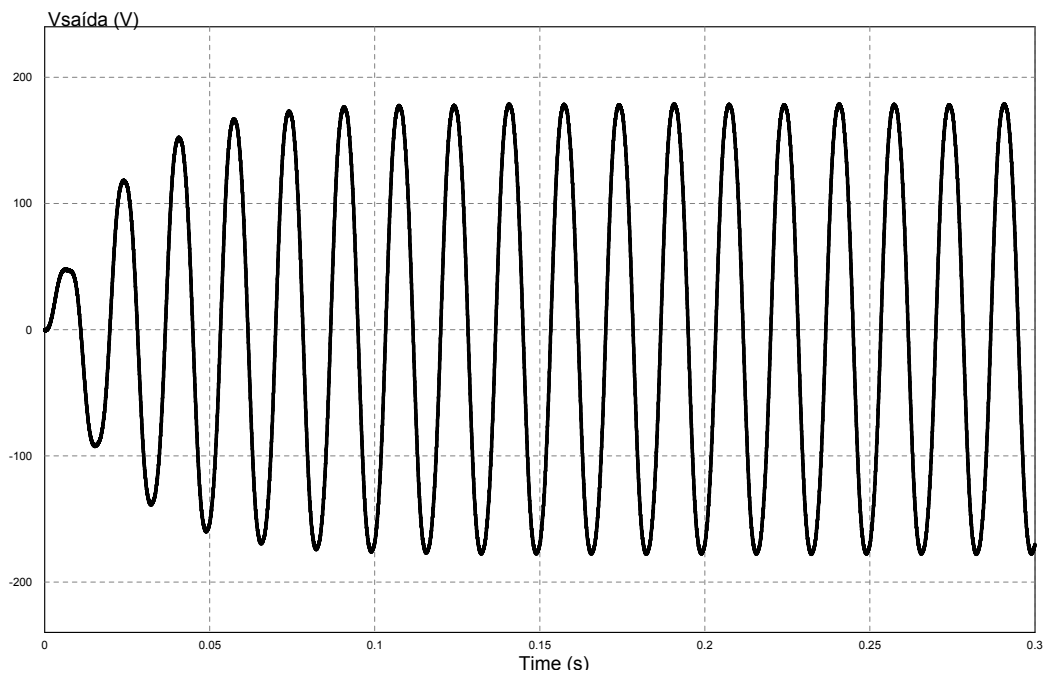
Figura 37 – Sinais de controle dos transistores amplificados.



Fonte: elaborado pelo autor.

Tendo sinais de controle e componentes elétricos dimensionados, resulta a forma de tensão de saída conforme mostrada na Figura 38.

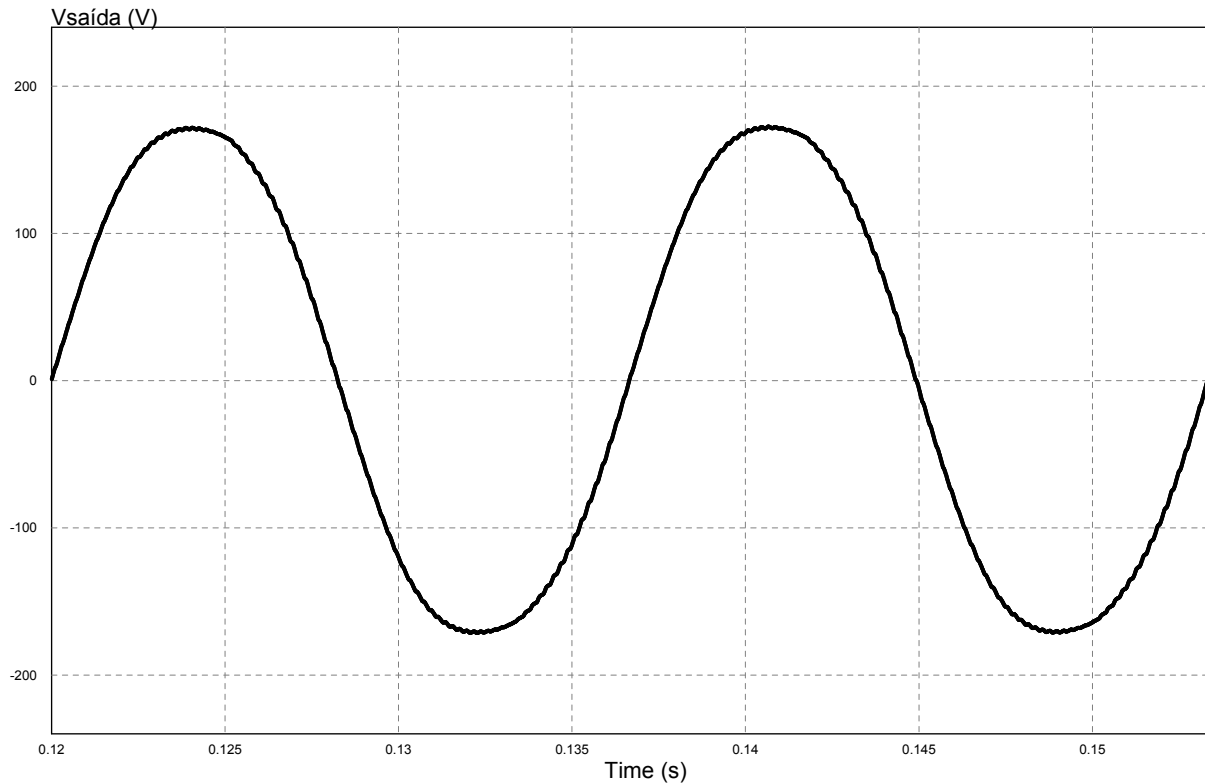
Figura 38 – Forma de onda da tensão de saída simulada.



Fonte: elaborado pelo autor.

Observa-se que, depois de período do transiente, a forma de onda da tensão de saída é simétrica cuja o valor em módulo da amplitude máxima é 179,6 V. Para poder observar em maior detalhe, é mostrada na Figura 39, a forma de onda ampliada da tensão de saída.

Figura 39 – Forma de onda ampliada da tensão de saída simulada.



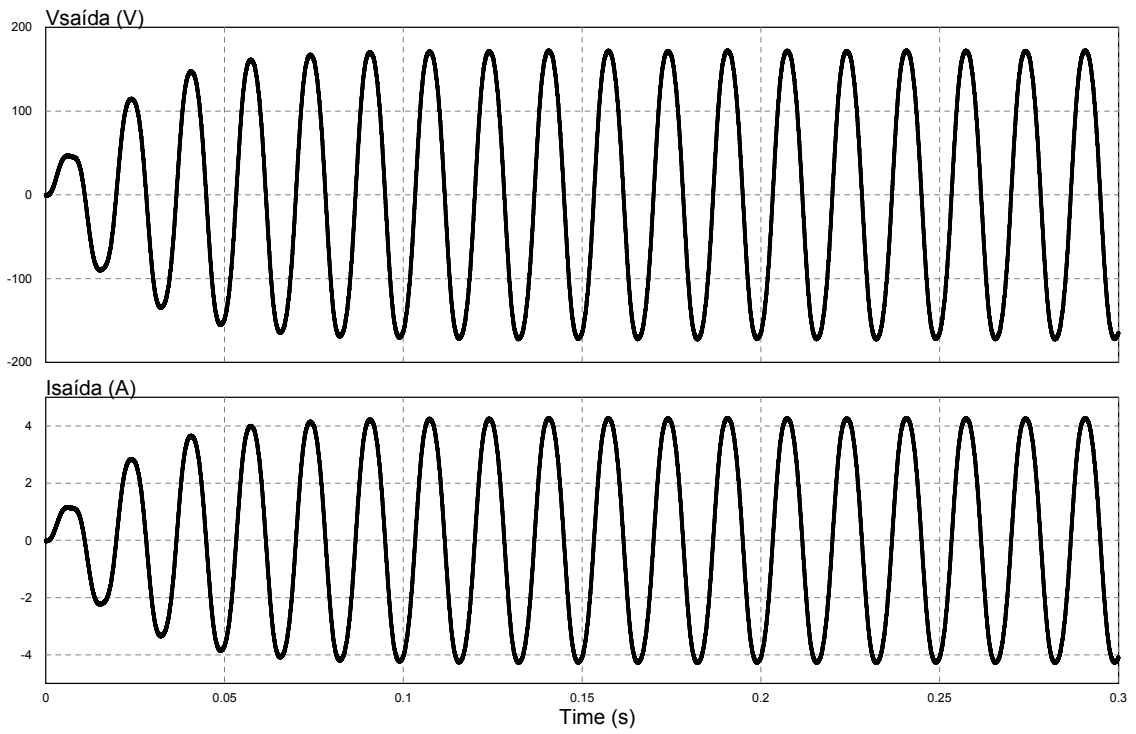
Fonte: elaborado pelo autor.

Para verificar se existir a defasagem entre a tensão e a corrente de saída, foi gerada a Figura 40 para fazer essa análise. Note-se que, na Figura 40, não houve problema de atraso de tensão e corrente de saída.

Depois de verificar o bom funcionamento do circuito projetado, foi feita a análise em frequência da tensão de saída para verificar o efeito das harmônicas superiores. Observe-se na Figura 41, há distorções desprezíveis nas frequências harmônicas superiores a frequência fundamental, 60 Hz.

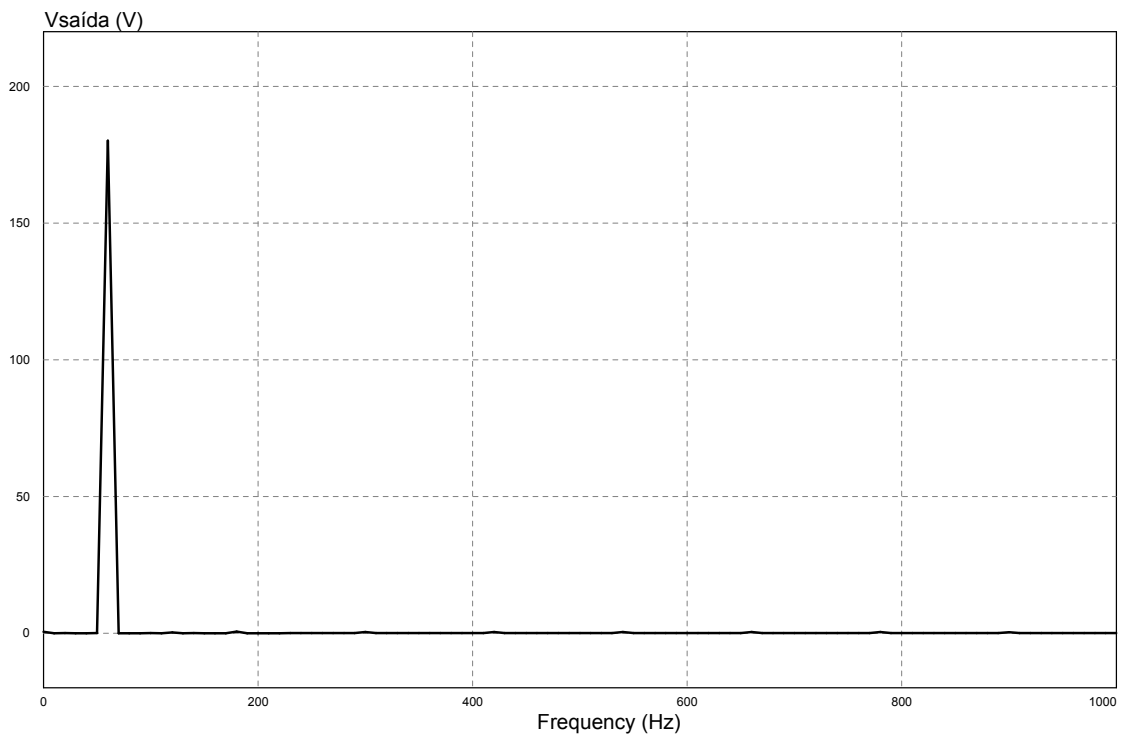
Para poder visualizar melhor, foi gerada a Figura 42 com a faixa de frequência de 150 Hz a 450 Hz. Note que o efeito das harmônicas são predominantes nas harmônicas ímpares, porém a presença dessas harmônicas são quase desprezíveis.

Figura 40 – Forma de onda da tensão e corrente de saída.



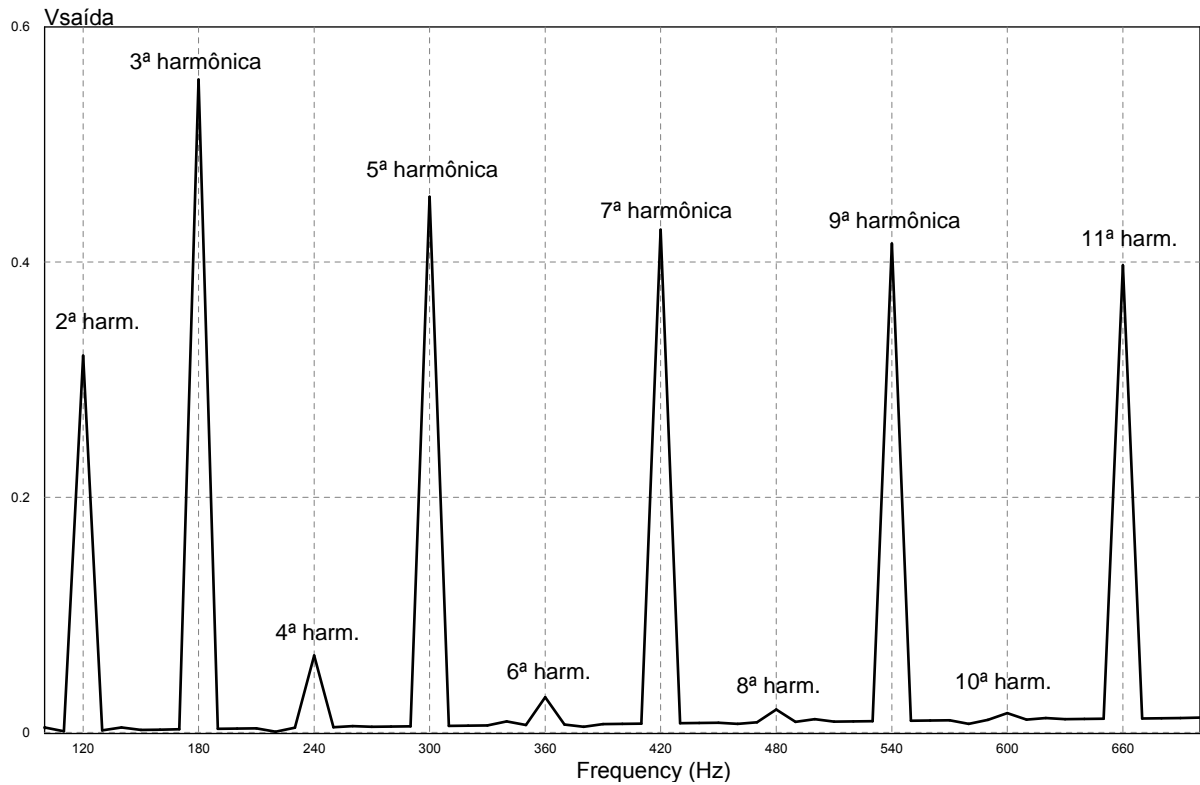
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 41 – Análise em frequência de 0 Hz a 1000 Hz.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 42 – Análise em frequência de 150 Hz a 450 Hz.



Fonte: elaborado pelo autor.

Os valores de amplitude de cada harmônica foram medidos através de analisador de espectro do PSIM que estão mostrados na Tabela 2. Fazendo o cálculo de distorção harmônica total (*total harmonic distortion-THD*) conforme a Equação 3.15 com os valores da Tabela 2, tem-se THD = 0,592%.

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \quad (3.15)$$

onde V_1 é a amplitude da tensão de saída na frequência fundamental, V_n é a amplitude da n-ésima harmônica.

Tabela 2 – Análise de espectro de magnitude.

| Harmônica | Amplitude (mV) | Harmônica | Amplitude (mV) |
|-----------|---------------------|-----------|----------------|
| 1 | 180.10 ³ | 7 | 427 |
| 2 | 320 | 8 | 19,5 |
| 3 | 555 | 9 | 416 |
| 4 | 65,4 | 10 | 16,4 |
| 5 | 455 | 11 | 397 |
| 6 | 29,9 | | |

Alguns dados importantes obtidos na simulação são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 – Resultados obtidos da simulação.

| Grandeza elétrica | Valor obtido |
|---------------------------|---------------------|
| Tensão médio de entrada | 72,00 V |
| Corrente médio de entrada | 4,792 A |
| Potência de entrada | 345,0 W |
| Tensão eficaz de saída | 127,3 V |
| Corrente eficaz de saída | 2,653 A |
| Tensão pico de saída | 181,1 V |
| Corrente pico de saída | 3,773 A |
| Potência de saída | 337,7 W |
| THD | 0,592% |

Fonte: elaborado pelo autor.

Calculando o rendimento desse inversor pela Equação 3.16, obtém-se um rendimento da conversão η aproximadamente de 97,89%. Assim, pode-se concluir que esse inversor possui alto rendimento no processo da conversão de energia. Além disso, quanto menores as perdas de potência no circuito, maior será o rendimento da potência do conversor.

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} \cdot 100 = \frac{337,7 \text{ W}}{345,0 \text{ W}} \cdot 100 = 97,89\% \quad (3.16)$$

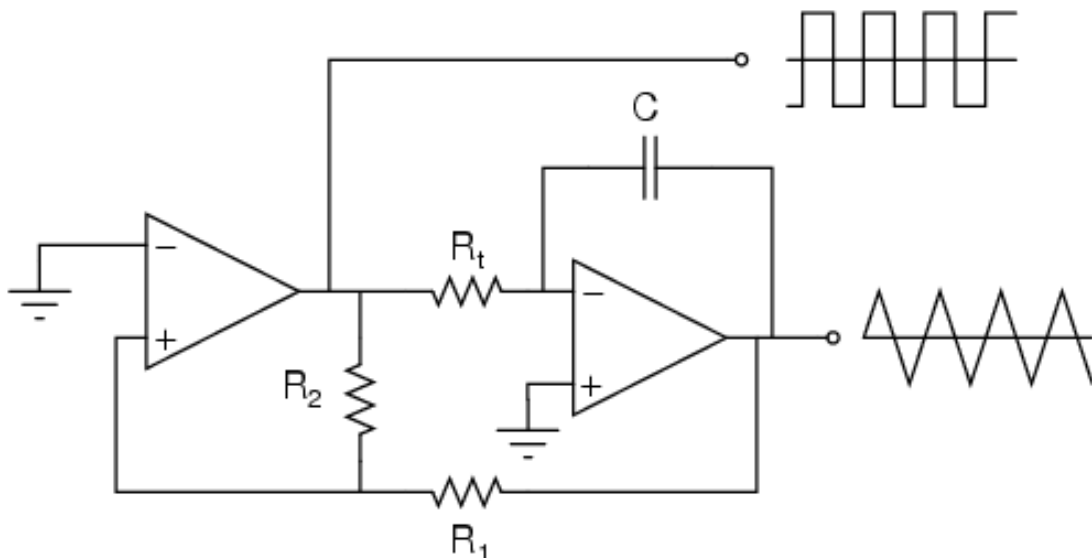
4 Implementação e Ensaios

Nesse capítulo, será abordado o processo de implementação e os resultados obtidos experimentalmente. Antes de implementar o circuito de potência, é preciso garantir bom funcionamento dos circuitos de controle. Para isso, nas seções seguintes, serão abordados a construção de cada bloco de circuito. Nesse trabalho, os sinais de controle são gerados a partir dos circuitos eletrônicos analógicos, pois, para gerar o sinal de PWM de largura de pulsos variável, exige-se um grau de dificuldade maior nos circuitos de comando utilizando os microcontroladores.

4.1 Gerador de onda triangular

Na Seção 3.4, foi definida a frequência de chaveamento como 30 kHz. Assim, para implementar um gerador de onda triangular que é o sinal da portadora da SPWM, consiste o uso de gerador de onda quadrada e de integrador conforme a Figura 43. A frequência do sinal de saída é calculada pela Equação 4.1 (SEDRA; SMITH, 2007).

Figura 43 – Circuito de gerador de onda triangular.



Fonte: elaborado pelo autor.

Foram escolhidos os valores dos componentes elétricos utilizados no projeto de gerador de onda triangular conforme a Tabela 4. Assim, foi obtida a forma de onda do gerador de onda triangular mostrada na Figura 44. Observe-se que a frequência medida do circuito implementado é 37,9 kHz.

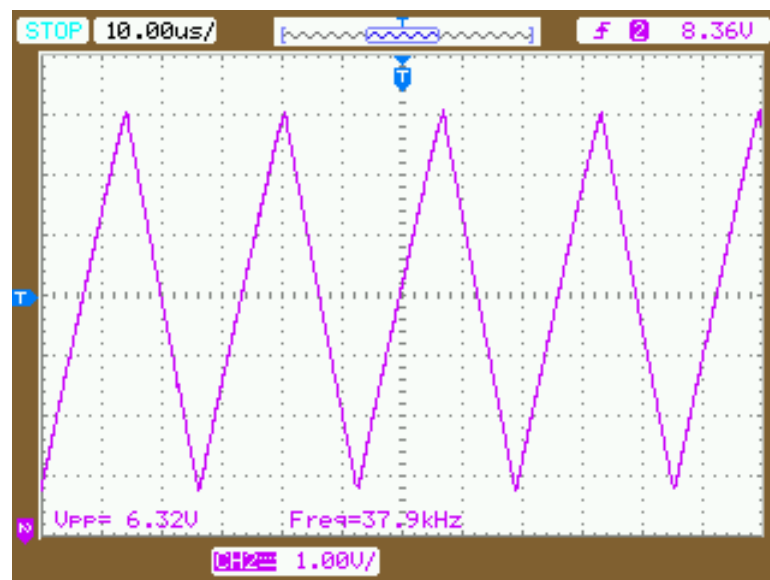
$$f = \frac{R_2}{4R_1R_tC} \quad (4.1)$$

Tabela 4 – Componentes elétricos utilizados no projeto do gerador de onda triangular

| Componente | Valor |
|----------------|----------------|
| Capacitor C | 0,1 nF |
| Resistor R_1 | 5,6 k Ω |
| Resistor R_2 | 10 k Ω |
| Resistor R_t | 100 k Ω |

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 44 – Sinal da portadora do inversor implementado.



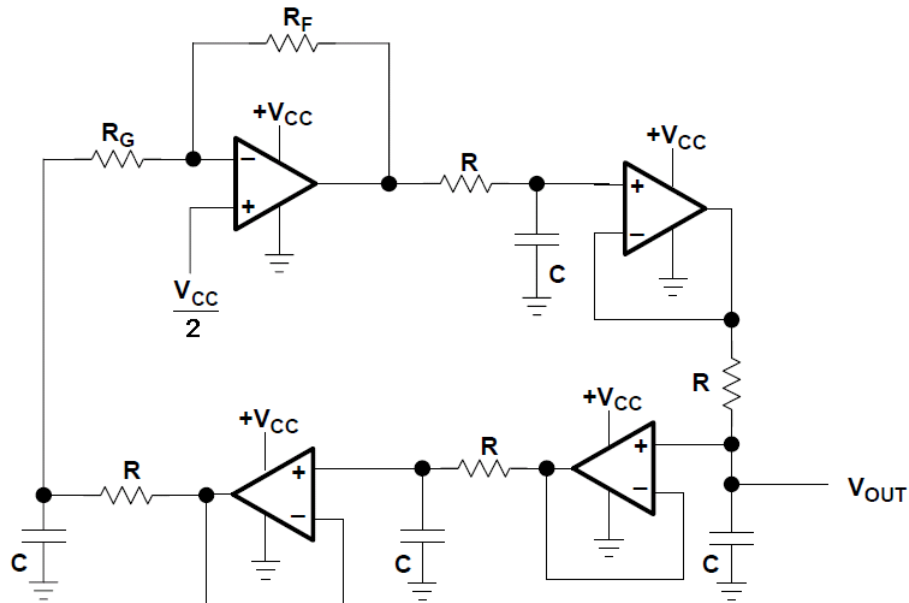
Fonte: elaborado pelo autor.

4.2 Gerador de onda senoidal

Existem inúmeros circuitos do gerador de onda senoidal. Um dos circuitos mais simples é o oscilador de ponte de Wien (SEDRA; SMITH, 2007). Porém esse gerador de onda senoidal apresenta instabilidade e distorção no sinal de onda senoidal. Assim, neste projeto, é usado o oscilador Bubba mostrado na Figura 45 para ter maior estabilidade e menor distorção no sinal de onda senoidal gerado (MANCINI, 2000). A frequência de saída desse gerador de onda pode ser calculada pela Equação 4.2.

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.2)$$

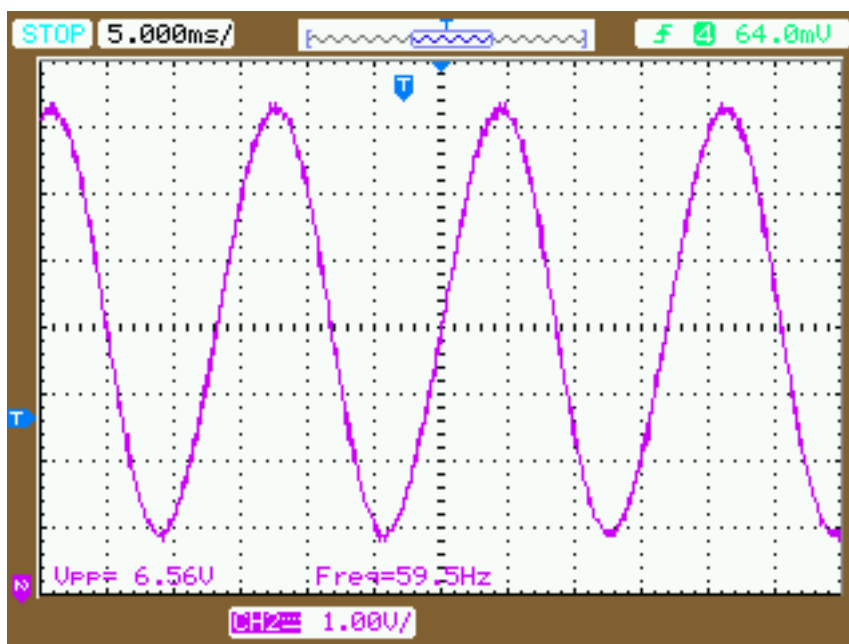
Figura 45 – Oscilador Bubba utilizado para gerar a onda senoidal.



Fonte: adaptado do texto de (MANCINI, 2000).

A frequência do sinal do gerador da onda senoidal é a mesma da tensão de saída que é 60 Hz. Assim, os valores dos componentes utilizados são mostrados na Tabela 5. Assim, foi obtida a forma de onda do gerador de onda senoidal mostrada na Figura 46. Observe-se que a frequência medida do circuito implementado é 59,5 Hz.

Figura 46 – Sinal senoidal do inversor implementado.



Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 5 – Componentes elétricos utilizados no projeto do gerador de onda senoidal.

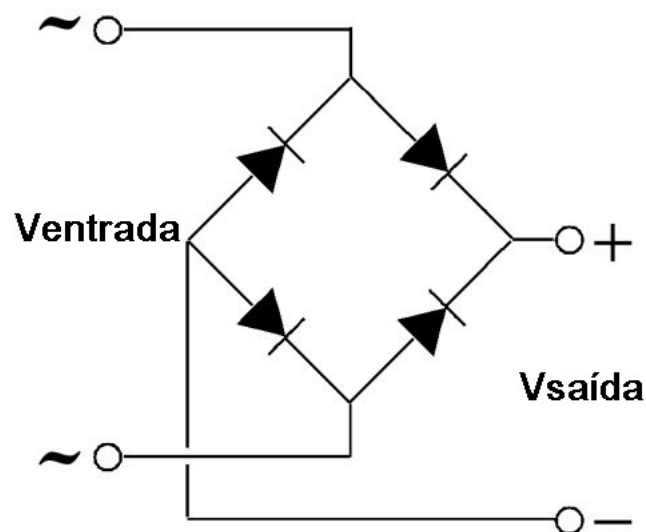
| Componente | Valor |
|----------------|----------------|
| Capacitor C | 100 nF |
| Resistor R | 27 k Ω |
| Resistor R_G | 470 k Ω |
| Resistor R_F | 2.2 M Ω |

Fonte: elaborado pelo autor.

4.3 Retificador de Precisão

Como a modulação por largura de pulsos senoidal modificada (SPWM modificada) possui apenas sinal em um único semi-ciclo, conforme foi discutida na Seção 3.2, é preciso retificar o sinal de onda senoidal gerado na Figura 46. Para tanto, frequentemente é utilizado a ponte de diodos mostrada na Figura 47. Observe-se que a tensão de saída possui a tensão de referência diferente da tensão de entrada, o que implica o uso do amplificador de instrumentação para restabelecer a tensão de referência do sinal retificado.

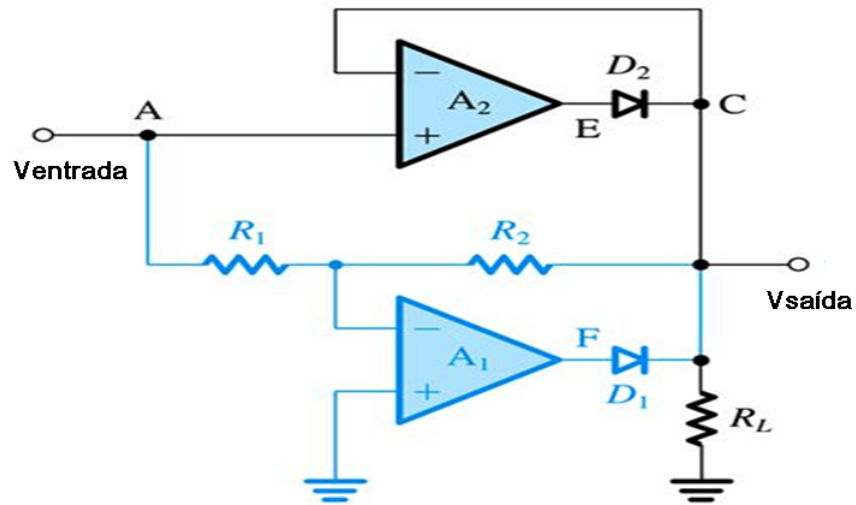
Figura 47 – Circuito esquemático da ponte de diodos.



Fonte: elaborado pelo autor.

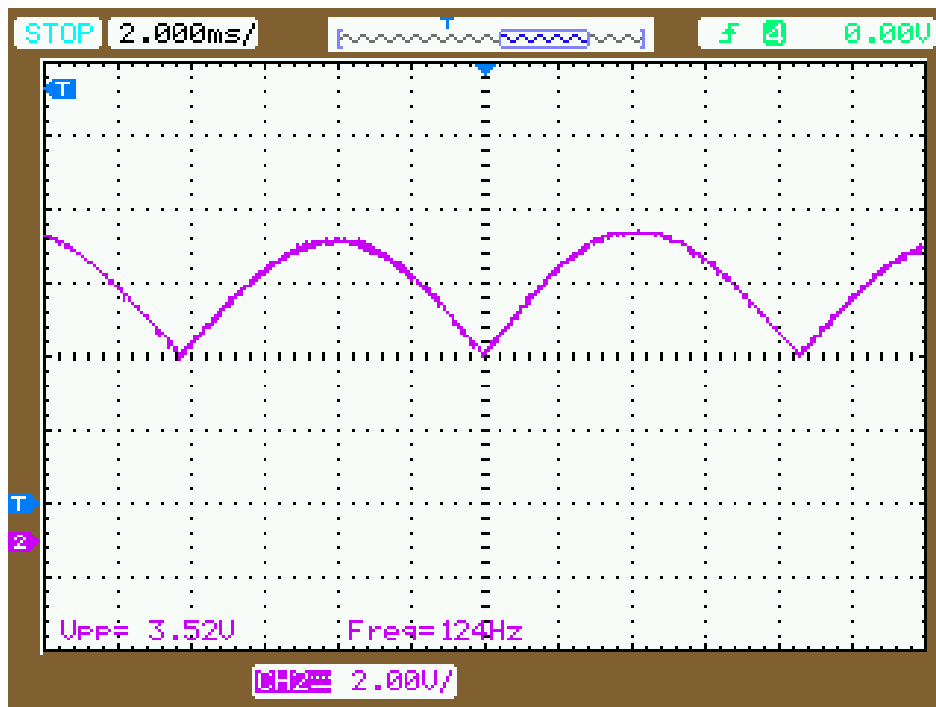
Dessa forma, foi projetado outro circuito retificador para esse projeto, conhecido como o retificador de precisão (SEDRA; SMITH, 2007). Esse circuito retificador é projetado conforme a Figura 48. Os resistores são projetados com mesmo valor de resistência elétrica para não haver distorção no sinal retificado. Assim, foi obtida a forma de onda do gerador de onda senoidal retificado mostrada na Figura 49. Observe-se que a frequência medida do circuito implementado é 124 Hz. Esse sinal é utilizado como o sinal de referência na entrada do comparador.

Figura 48 – Circuito esquemático da ponte de diodos.



Fonte: Adaptado do livro (SEDRA; SMITH, 2007).

Figura 49 – Sinal de referência do inversor implementado.

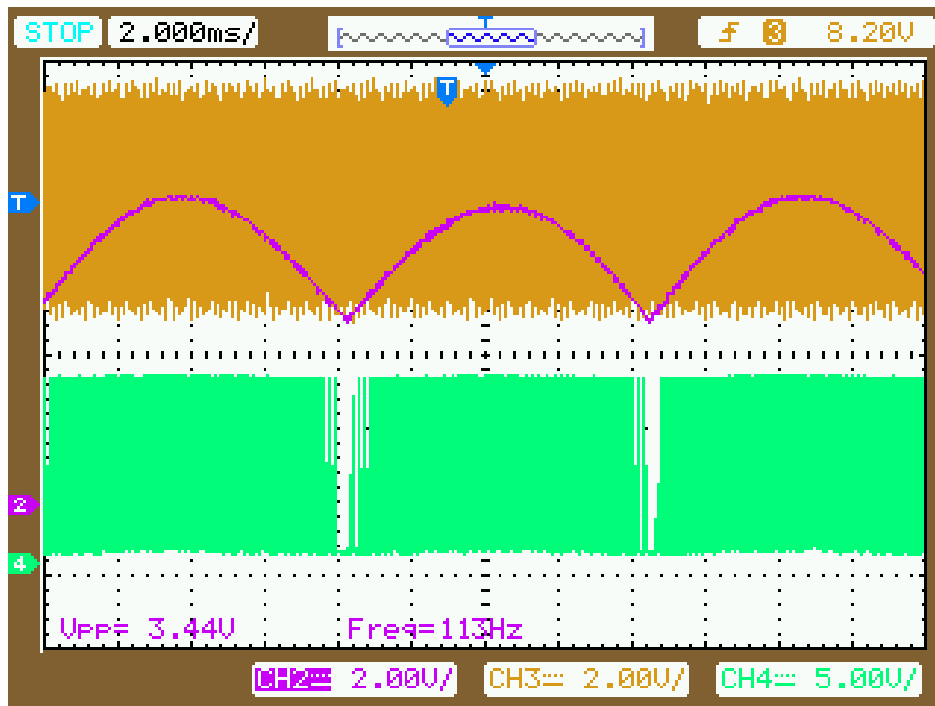


Fonte: elaborado pelo autor.

4.4 Circuito de Controle

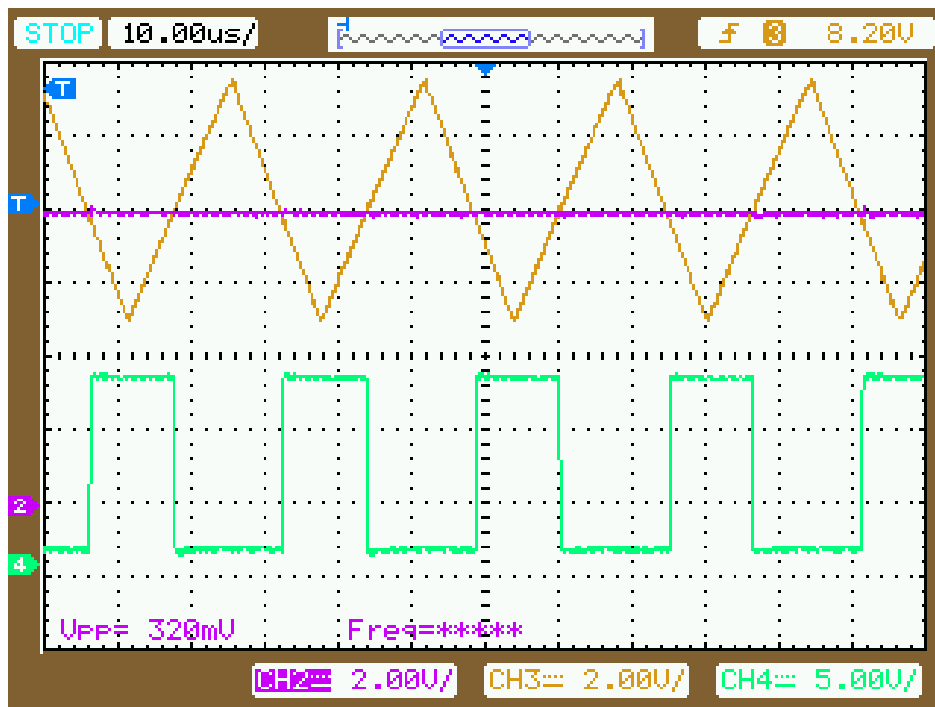
Tendo sinais de onda triangular e de onda senoidal gerados, é utilizado um amplificador do tipo comparador para gerar o sinal de SPWM modificada que está mostrado na Figura 50 e amplificado nas Figura 51 e Figura 52.

Figura 50 – Sinais de SPWM modificada do inversor implementado.



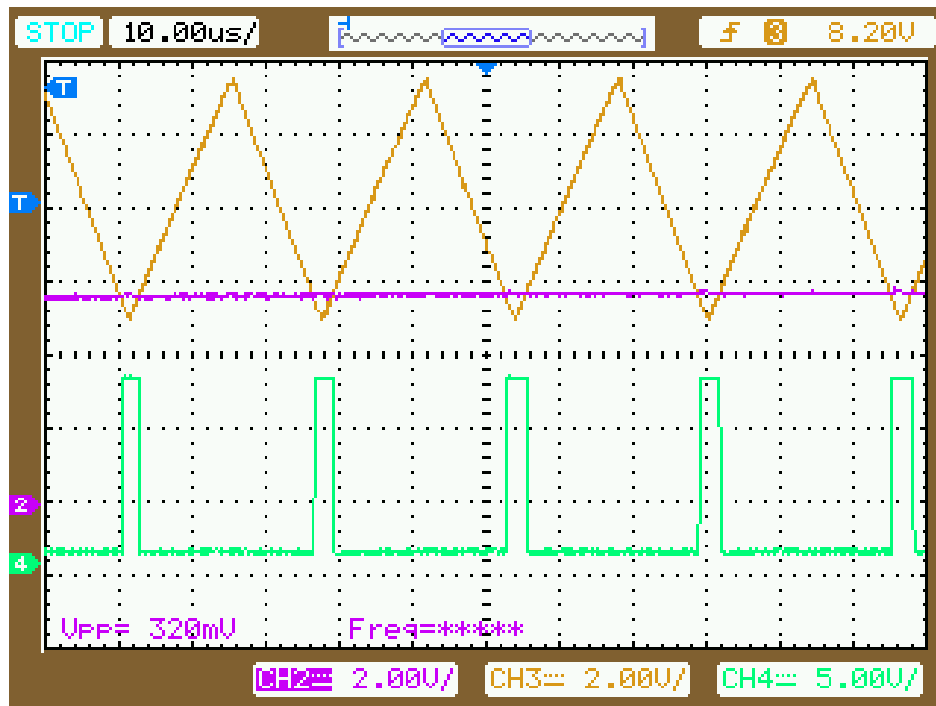
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 51 – Sinais de SPWM modificada do inversor implementado em detalhe.



Fonte: elaborado pelo autor.

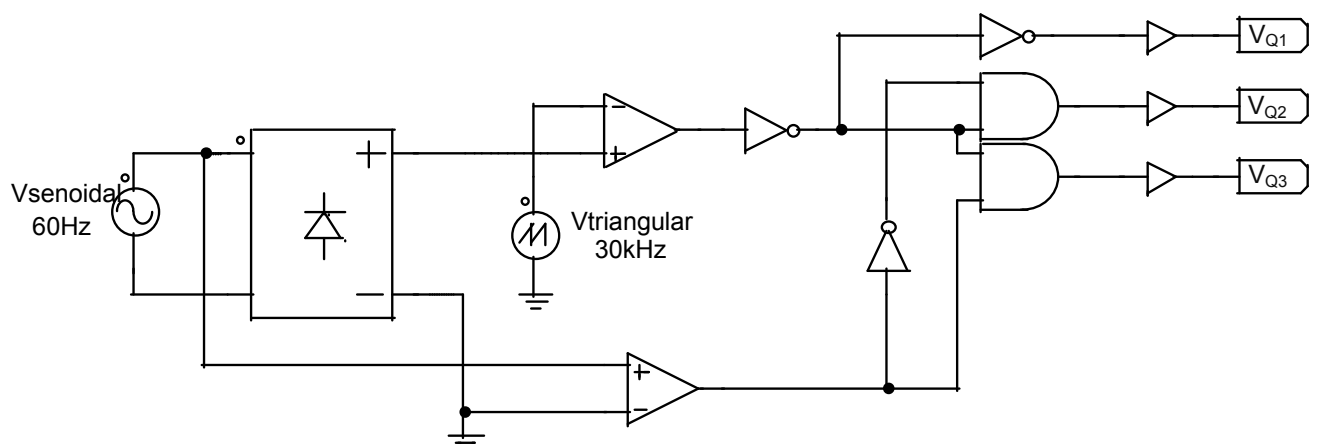
Figura 52 – Sinais de SPWM modificada do inversor implementado em detalhe.



Fonte: elaborado pelo autor.

É implementado o circuito lógico mostrado na Figura 53, para acionar cada um dos transistores MOSFET utilizados no inversor apresentado neste trabalho, a tensão V_{Q1} , V_{Q2} e V_{Q3} são sinais de controle para acionar os transistores Q1, Q2 e Q3 respectivamente.

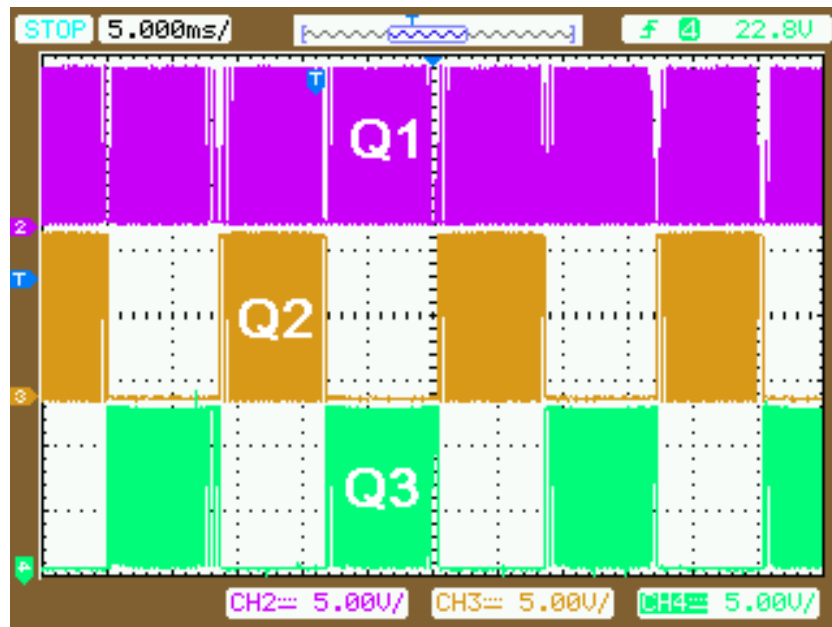
Figura 53 – Circuito de controle utilizado para acionamento dos transistores.



Fonte: elaborado pelo autor.

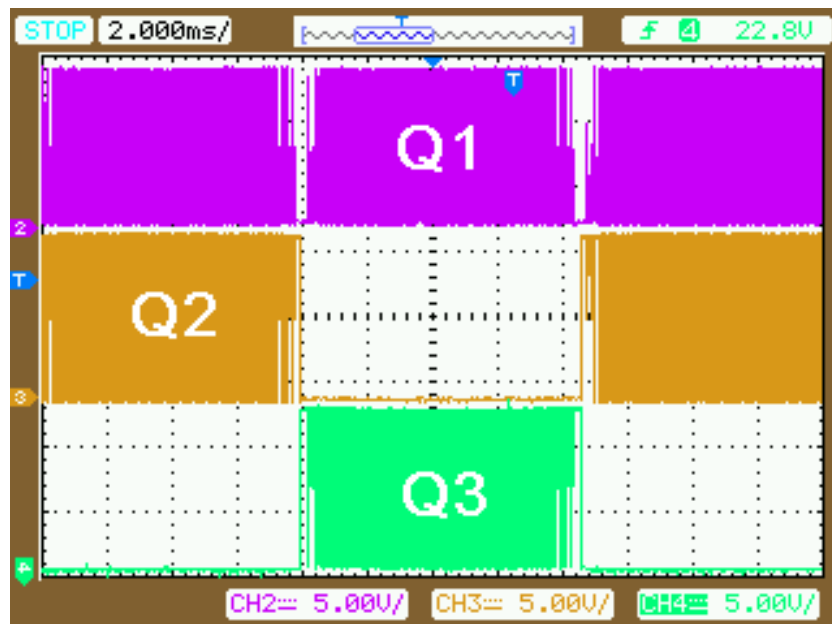
Dessa forma, foram obtidos os sinais de controle de cada um dos transistores MOSFET da Figura 33 conforme a Figura 54 e a Figura 55, sinais ampliados. Observa-se que, em nenhum momento, há transistores ligados simultaneamente.

Figura 54 – Sinais de controle dos três transistores.



Fonte: elaborado pelo autor.

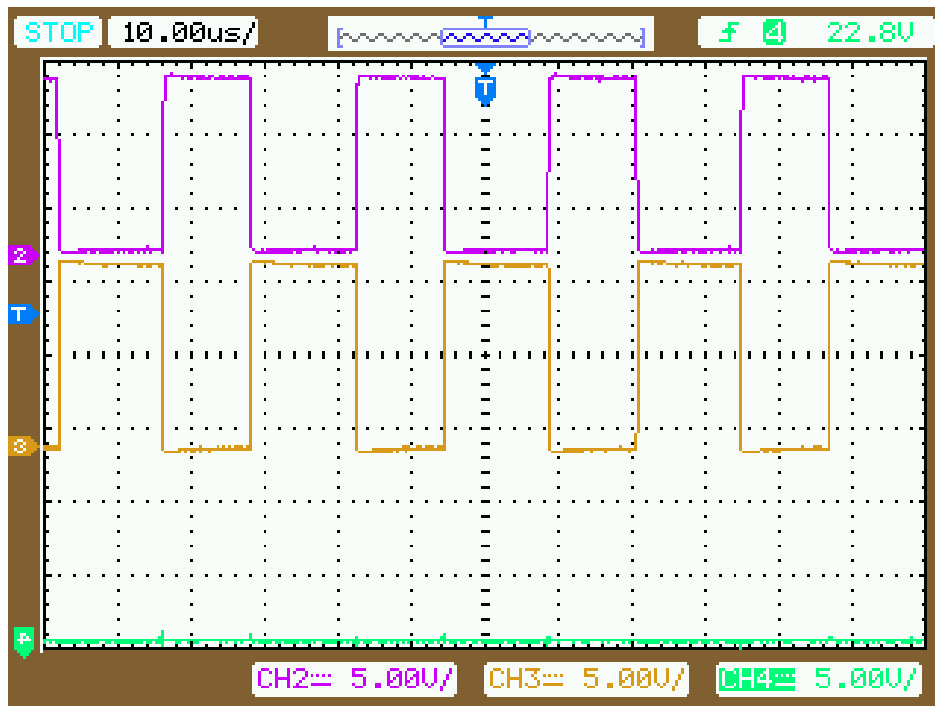
Figura 55 – Sinais de controle dos três transistores em detalhe.



Fonte: elaborado pelo autor.

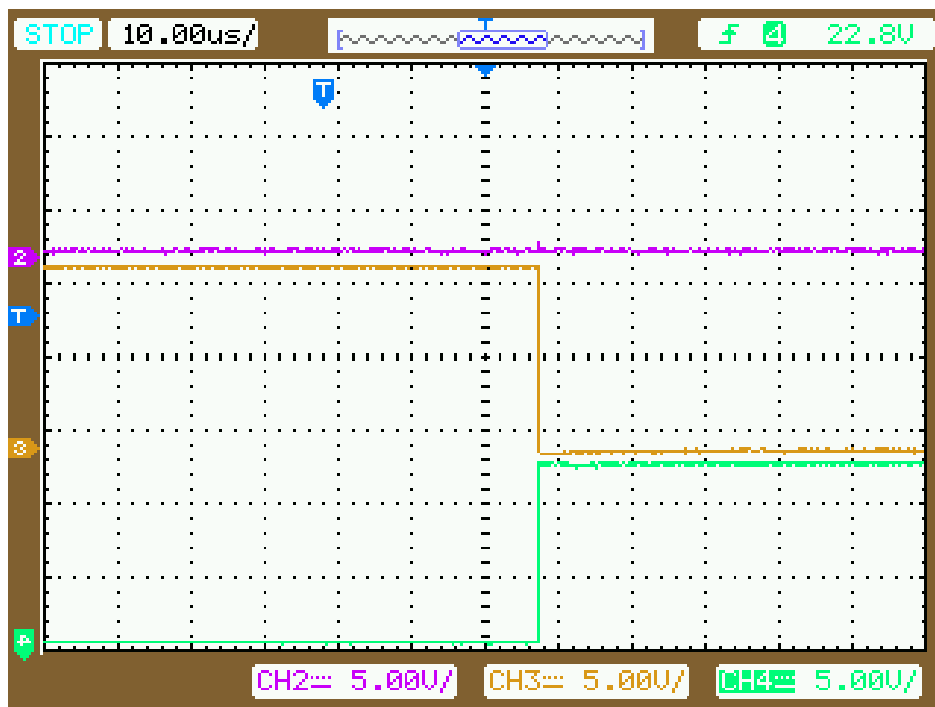
A Figura 56 mostra os sinais do controle na etapa de funcionamento do semi-ciclo negativo. A Figura 57 mostra a transição da etapa de funcionamento do semi-ciclo negativo para do semi-ciclo positivo. A Figura 58 mostra os sinais do controle na etapa de funcionamento do semi-ciclo positivo.

Figura 56 – Sinais de controle quando transistor Q3 é desligado.



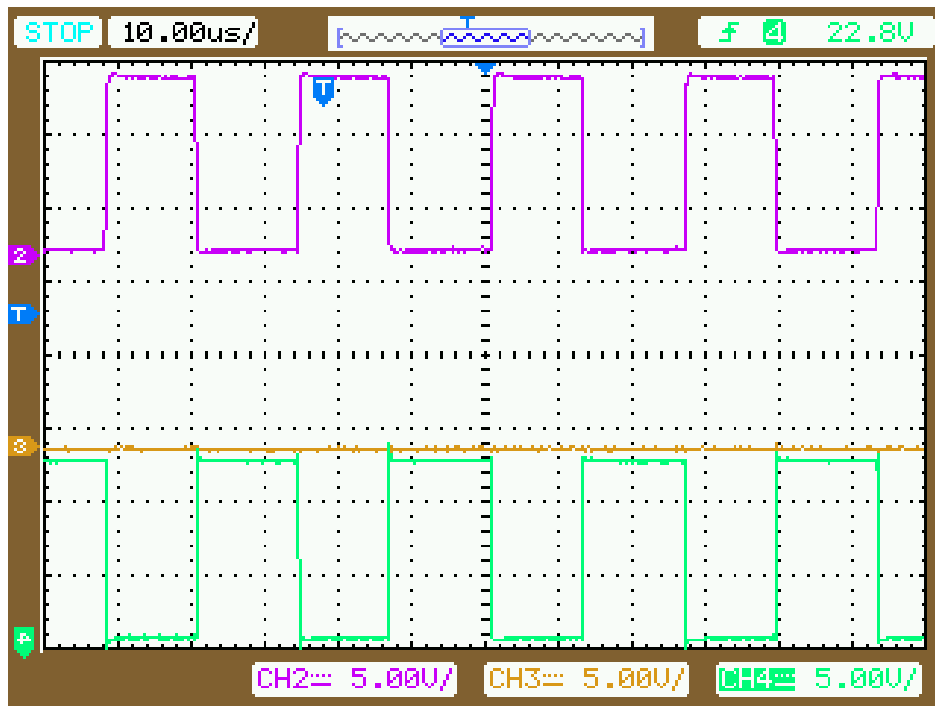
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 57 – Sinais de controle no momento em que transistor Q2 é desligado e transistor Q3 é ligado.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 58 – Sinais de controle quando transistor Q2 é desligado.



Fonte: elaborado pelo autor.

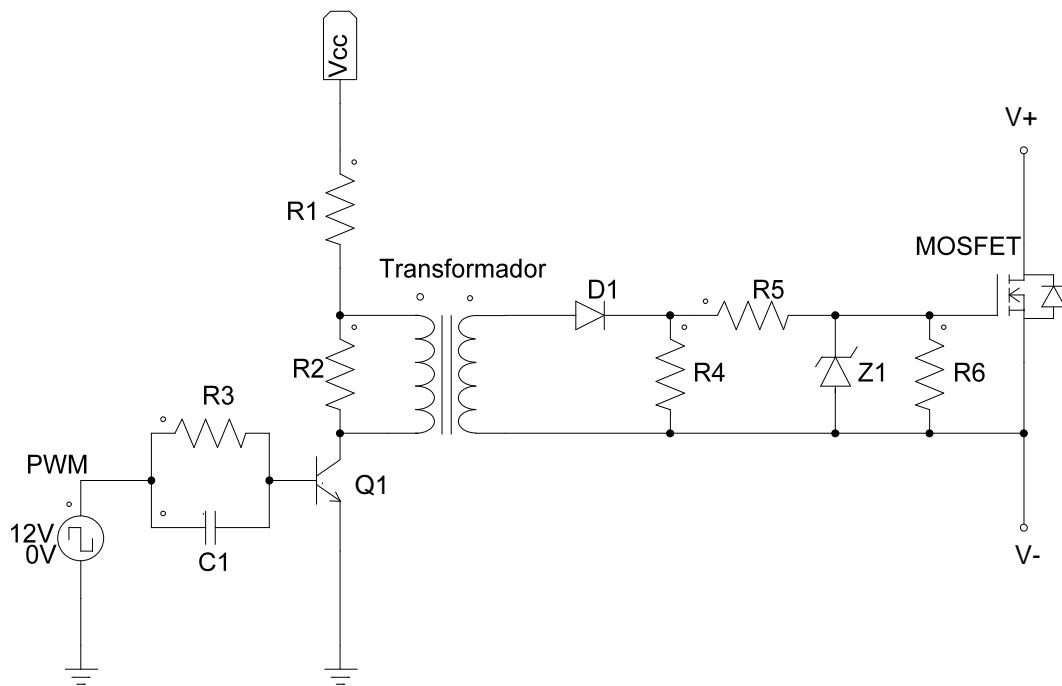
4.5 Circuito de Comando de Gate Isolado

Em circuito de potência em ponte, os MOSFETs inferiores têm os terminais de source (fonte) conectados a um ponto comum considerado normalmente como nó de referência, onde a tensão elétrica relativa é zero, portanto, para esses transistores pode não ser necessário utilizar circuitos de comando de gate (porta) isolado (BASCOPÉ; PERIN, 1997). Quando não é utilizado circuito de isolamento, existe o perigo de destruição do circuito de controle devido a tensão elétrica aplicada no transistor MOSFET. Assim, em conversores com circuitos de controle mais complexo, recomenda-se utilizar circuitos de comando de gate isolados para proteger o circuito de controle.

Existem vários tipos de circuitos que atendem essa finalidade, os mais conhecidos são os optoacopladores e transformadores de pulso. Os optoacopladores são dispositivos de circuito de comando de gate que proporcionam isolamento elétrico entre o circuito de controle e a potência por efeito óptico. O transformador de pulso é um dispositivo magnético que opera em elevada frequência e que proporciona isolamento galvânico entre os circuitos de potência e de controle, com o emprego de um enrolamento primário e um enrolamento secundário. Este dispositivo pode transmitir pulsos de tensão do primário para o secundário sem muita distorção e com atrasos quase desprezíveis.

Assim, para esse projeto, foi escolhido o uso de transformador de pulso, visto que o terminal source de cada um dos transistores do circuito mostrado na Figura 22 é diferente, ou seja, não possuem tensão de referência comum. Além disso, ao utilizar o transformador de pulso, não se faz necessário utilizar uma fonte de tensão isolada no lado do secundário (BASCOPÉ; PERIN, 1997). Assim, adaptando o circuito de comando isolado por transformador de pulso apresentado para o presente trabalho, tem-se o circuito mostrado na Figura 59.

Figura 59 – Circuito de comando isolado por transformador de pulso.



Fonte: adaptado de (BASCOPÉ; PERIN, 1997).

O resistor R1 é utilizado para limitar a corrente de curto-circuito da fonte de tensão Vcc no caso de destruição do transistor Q1. O valor desse resistor não deve ser muito elevado, pois pode resultar limitação do pulso de tensão de gate durante a entrada em condução de MOSFET.

O resistor R2 é utilizado para desmagnetizar a indutância de dispersão do transformador de pulso e amortecer as oscilações.

O resistor R3 limita a corrente de base do transistor Q1 e que deve ser dimensionado para permitir a operação dele na região de saturação.

O capacitor C1 permite uma rápida entrada em condução e bloqueio do transistor Q1, que opera na região de saturação. A escolha desse capacitor não deve provocar distorção do sinal de comando gerado pelo circuito de controle.

O diodo D1 elimina tensão negativa no enrolamento secundário do transformador.

O resistor R4 e R6 permite a descarga da capacitância gate-source do MOSFET, quando na ausência do sinal de comando e/ou destruição do transistor.

O resistor R5 limita a corrente do terminal gate para não destruir o transistor MOSFET.

O diodo zener Z1 garante uma tensão constante entre terminal gate-source do MOSFET e evitar a destruição do transistor pela presença de sobre tensão entre terminal gate-source. O valor escolhido do diodo zener deve ser menor que a tensão de destruição gate-source indicado pelo fabricante (20V).

Para presente trabalho, os valores dos componentes foram escolhidos conforme a Tabela 6.

Tabela 6 – Componentes elétricos utilizados no projeto do circuito de comando isolado por transformador de pulso.

| Componente | Valor |
|-------------------|---------------|
| Capacitor C1 | 2.2 uF |
| Resistor R1 | 15 Ω |
| Resistor R2 | 1 k Ω |
| Resistor R3 | 27 k Ω |
| Resistor R4 | 1 k Ω |
| Resistor R5 | 27 Ω |
| Resistor R6 | 100 Ω |
| Diodo D1 | 1N4148 |
| Diodo zener Z1 | 7,5V 1W |
| Transformador | 1:1 |

Fonte: elaborado pelo autor.

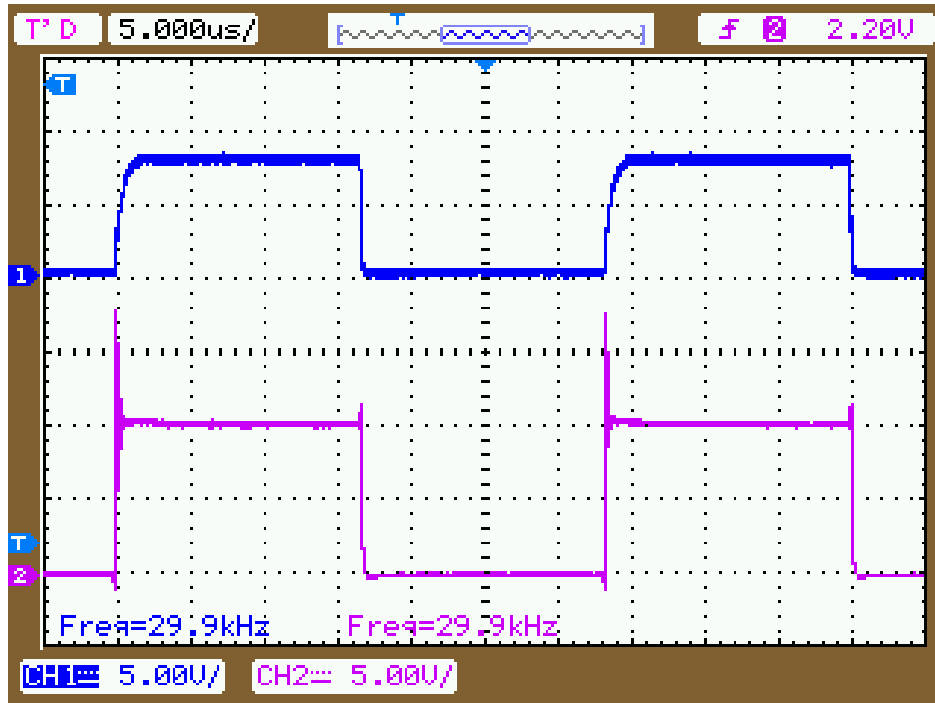
Assim, aplicando um sinal de onda quadrada por um gerador de função cuja frequência é de 30kHz, tem-se as formas de onda mostradas na Figura 60. A forma de onda do canal 1 (superior) é a sinal de entrada e do canal 2 (inferior) é sinal adquirido entre os terminais gate-source do MOSFET. Observa-se que o sinal de entrada tem uma curva típica a curva de carga do capacitor devido a presença do capacitor C1. Verifique-se que o sinal no enrolamento secundário está em fase com o sinal de PWM aplicado no enrolamento primário.

Em seguida, a Figura 61 as formas de onda da tensão de gate-source de cada um dos transistores MOSFET com seu respectivo sinal de controle mostrado na Figura 54. A Figura 62 mostra em detalhe as forma de onda da tensão de gate-source com transistor Q2 desligado. A Figura 63 mostra em detalhe as forma de onda da tensão de gate-source com transistor Q3 desligado.

Assim, a Figura 64 as formas de onda da tensão de drain-source de cada um dos transistores MOSFET com seu respectivo sinal de controle mostrado na Figura 54. A Figura 65 mostra em detalhe as forma de onda da tensão de drain-source com transistor Q2 desligado.

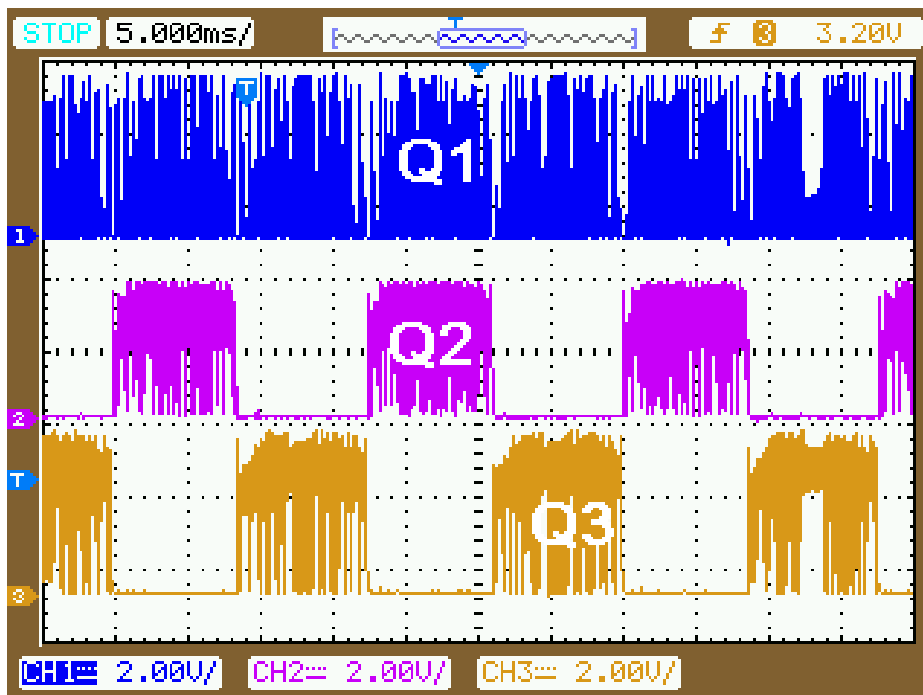
A Figura 66 mostra em detalhe as forma de onda da tensão de drain-source com transistor Q3 desligado.

Figura 60 – Sinal de controle e sinal do transformador de pulso.



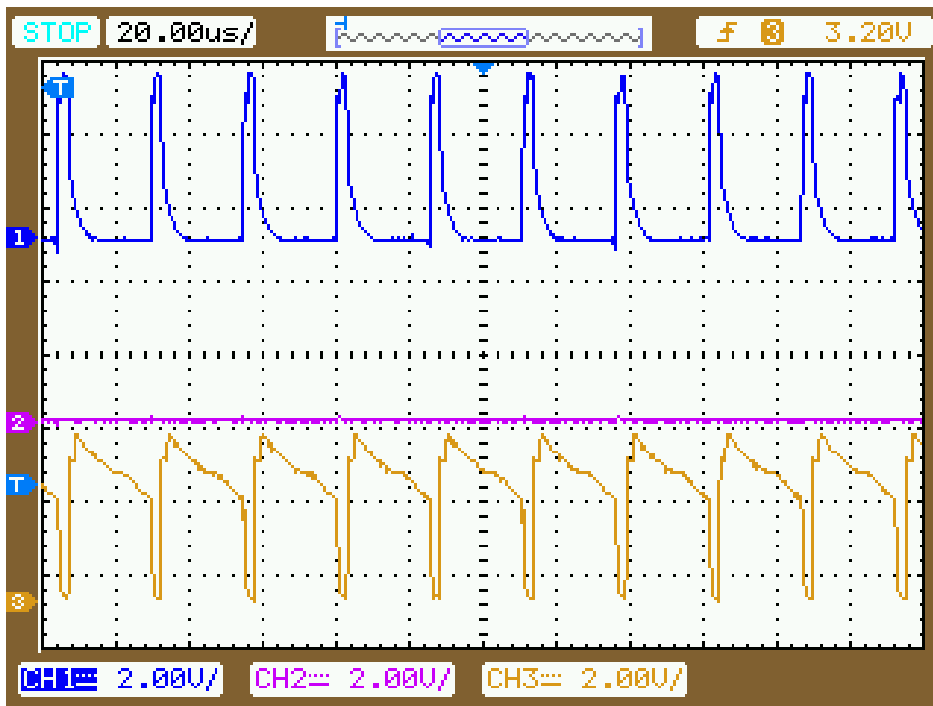
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 61 – Formas de onda da tensão de gate-source do MOSFET.



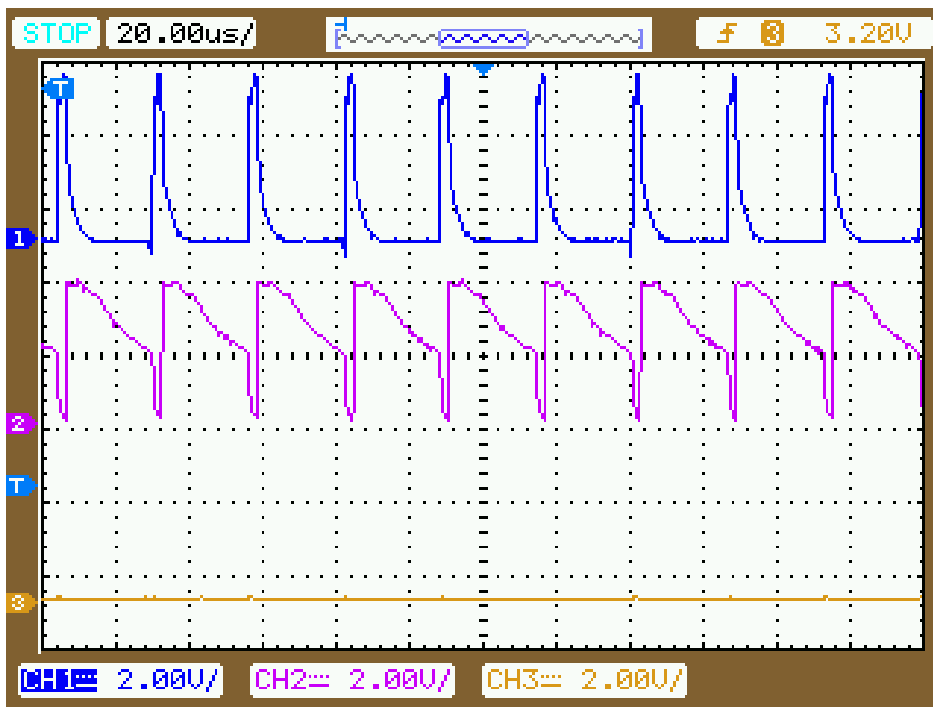
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 62 – Formas de onda da tensão de gate-source do MOSFET com transistor Q2 desligado.



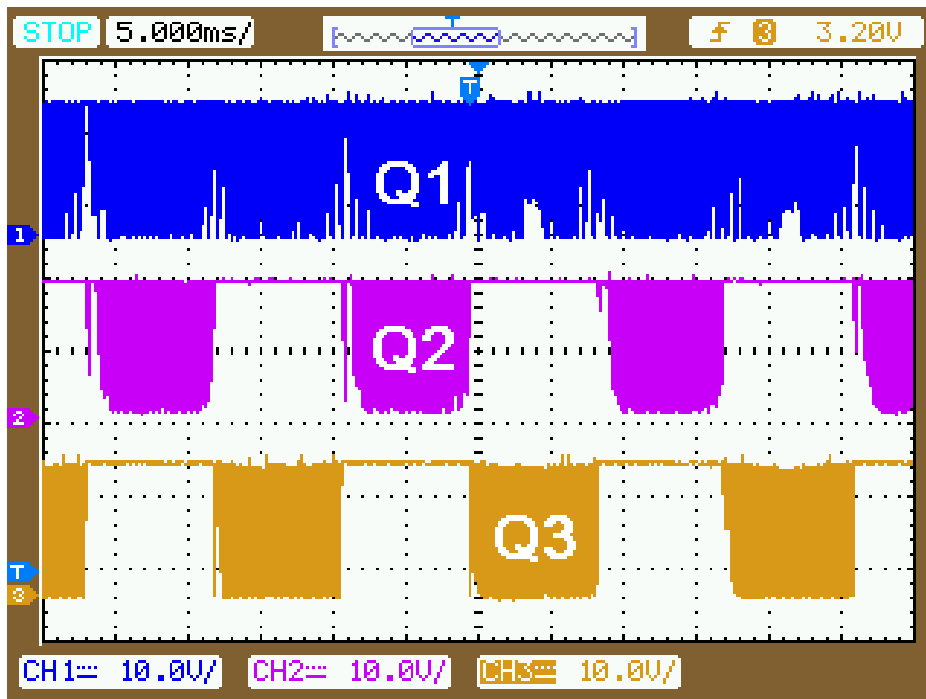
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 63 – Formas de onda da tensão de gate-source do MOSFET com transistor Q3 desligado.



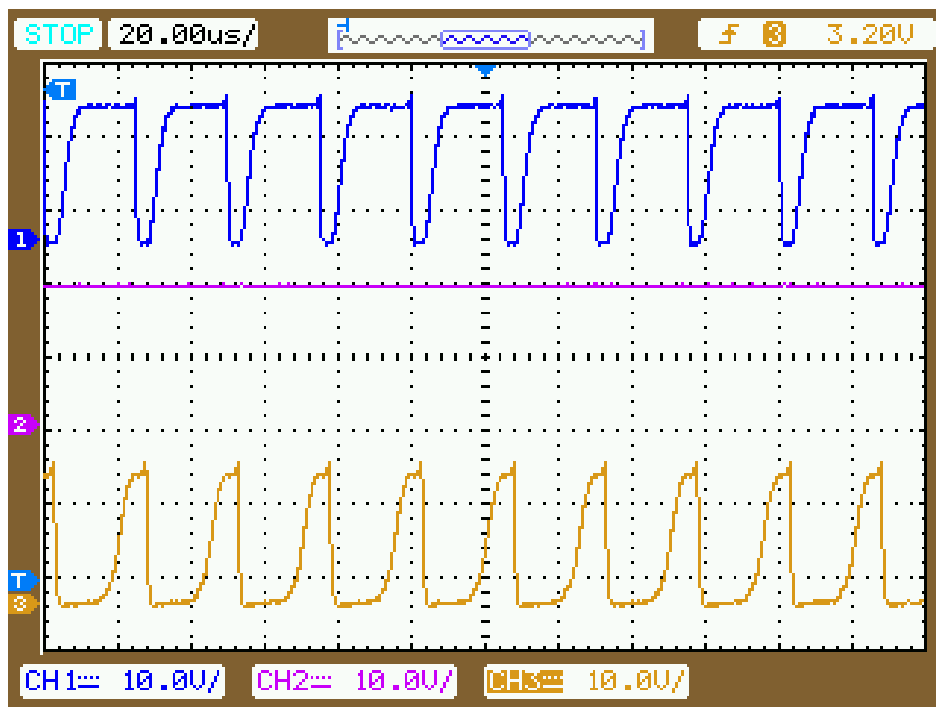
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 64 – Formas de onda da tensão de drain-source do MOSFET.



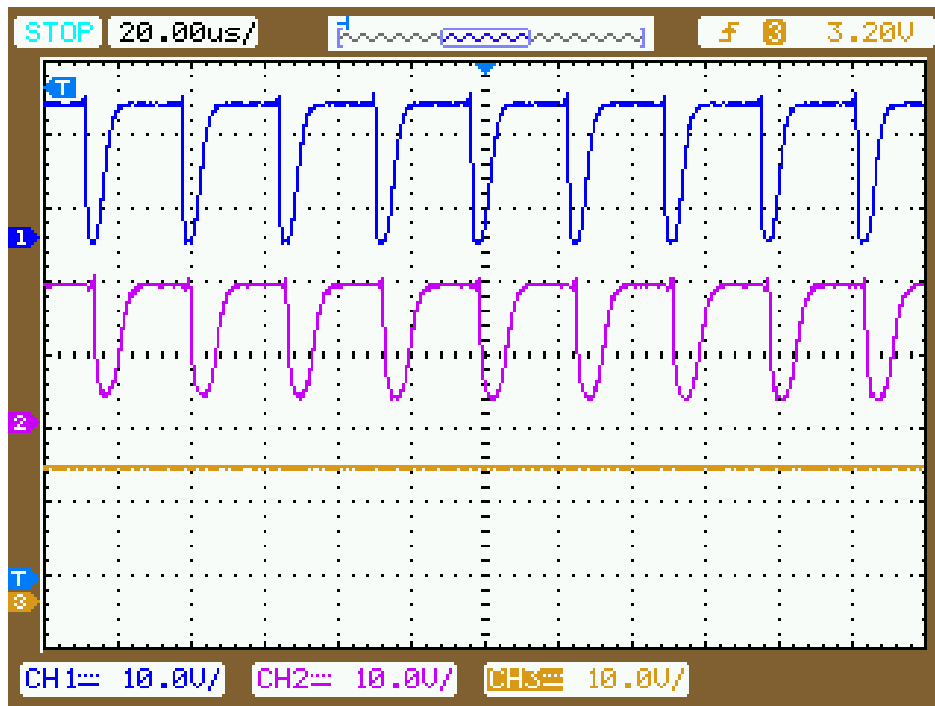
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 65 – Formas de onda da tensão de drain-source do MOSFET com transistor Q2 desligado.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 66 – Formas de onda da tensão de drain-source do MOSFET com transistor Q3 desligado.



Fonte: elaborado pelo autor.

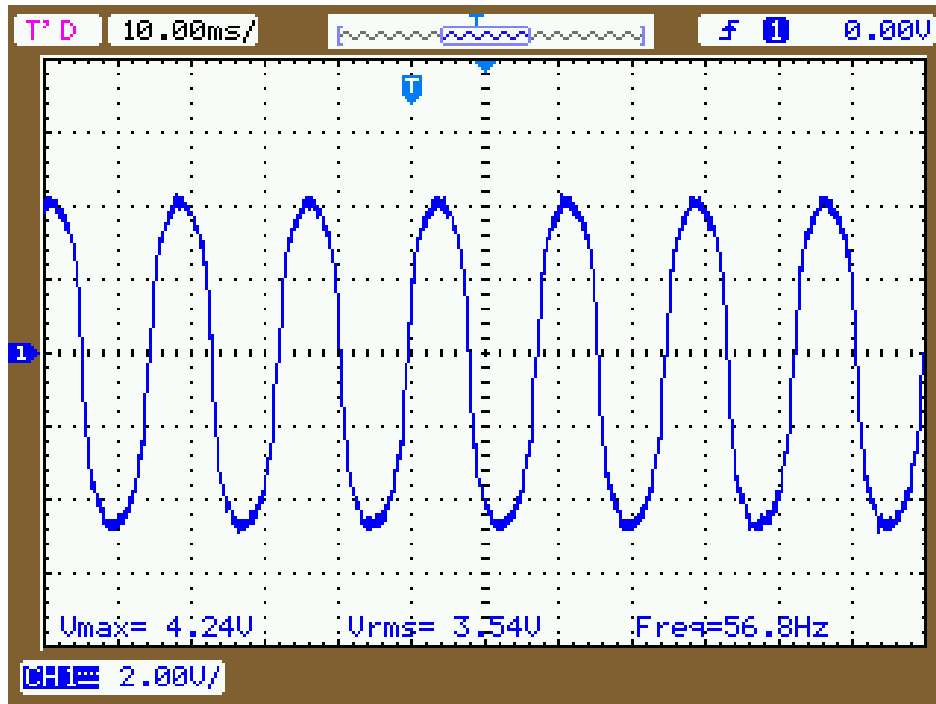
4.6 Resultados Experimentais do Inversor Projetado

Tendo concluído o projeto do circuito de controle, os sinais de PWM foram conectados com seus respectivos transistores de MOSFET do circuito de potência mostrado na Figura 22. Antes de testar com a tensão de entrada máxima de operação, 72V, foram feitos os ensaios com tensão de entrada de 10V, 20V e 30V para verificar se o inversor estava funcionando como esperado. A carga utilizada é um resistor de potência de 48 Ω . Esse valor foi escolhido de modo que, quando é aplicado uma tensão de saída de 127 V eficaz, passa uma corrente de saída eficaz de 2,64A para que a potência de saída de 336 W.

Primeiramente foi aplicada uma tensão de entrada de 10V, e a forma de tensão de saída do inversor está mostrada na Figura 67 e na Figura 68, forma de onda ampliada. Visto que a tensão de saída possui uma pequena distorção na forma de onda senoidal e a frequência é 56,8 Hz. Uma das justificativas sobre a distorção na forma de onda da tensão de saída reside em não idealidade do chaveamento dos transistores que pode ser verificada na Figura 62 em que as tensões de gate-source dos transistores possuem distorções de sinal, que idealmente deveriam ser um trem de pulsos retangulares.

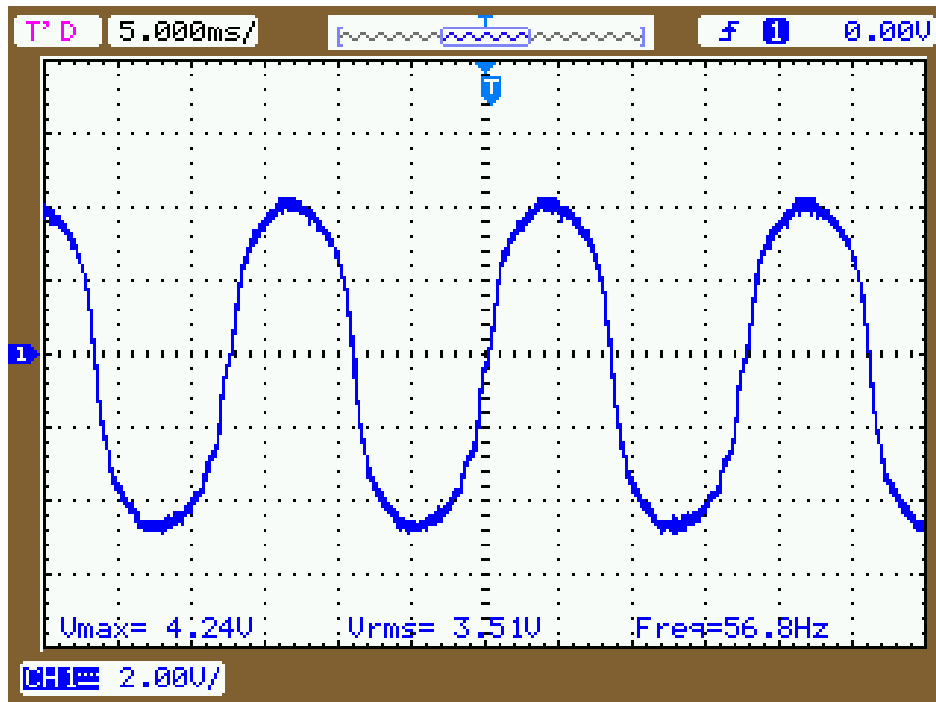
Na sequência, as Figuras 69 e 70 são formas de ondas da tensão de saída do inversor aplicando uma tensão de entrada de 20V. As Figuras 71 e 72 são formas de ondas da tensão de saída do inversor aplicando uma tensão de entrada de 30V.

Figura 67 – Forma de onda da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 10V.



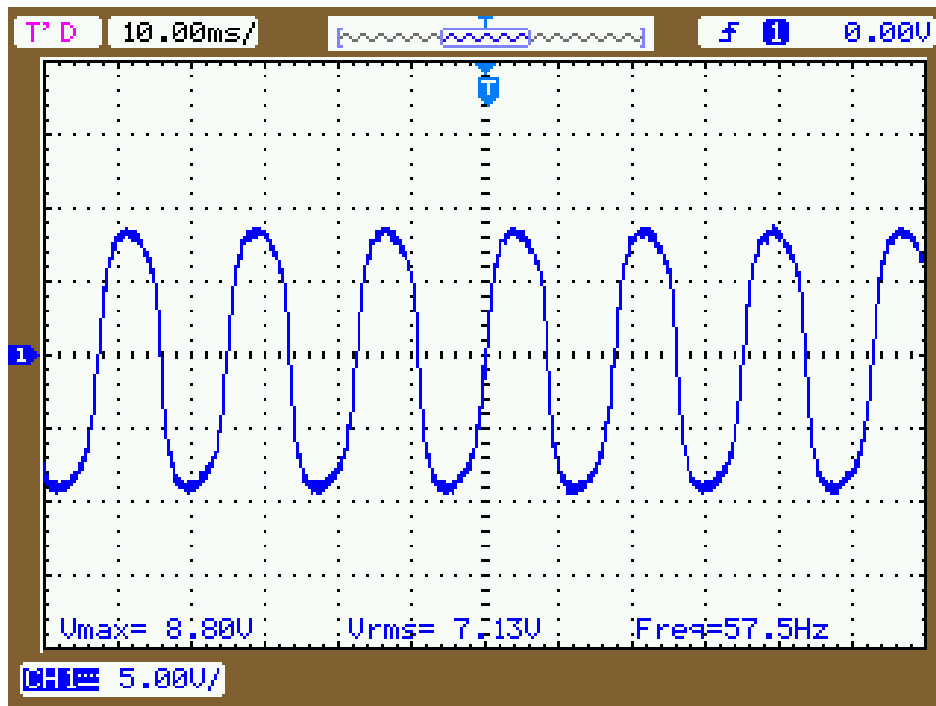
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 68 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 10V.



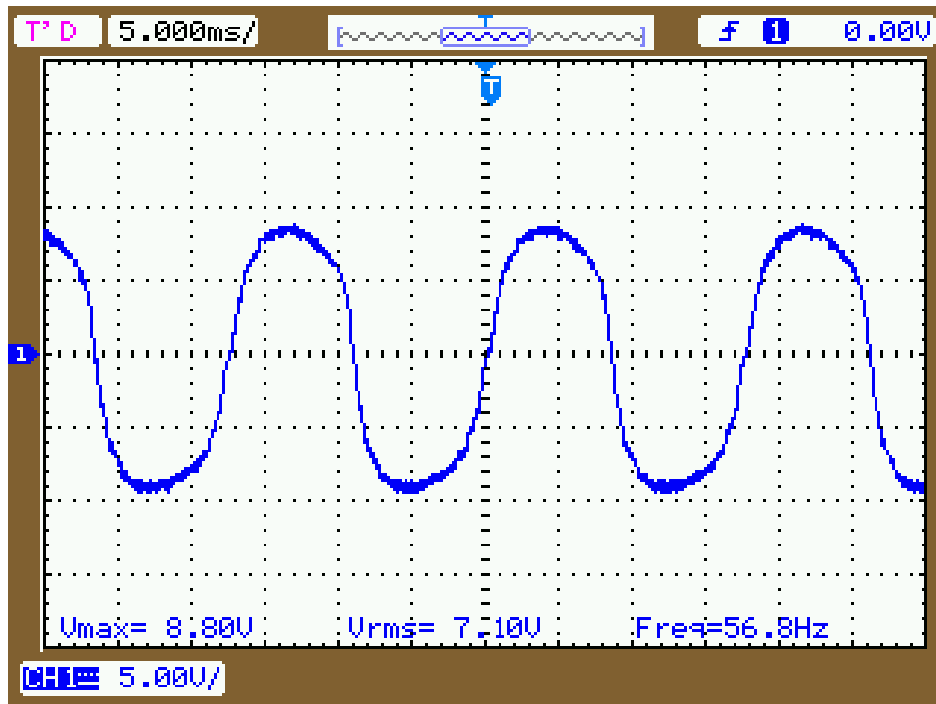
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 69 – Forma de onda da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 20V.



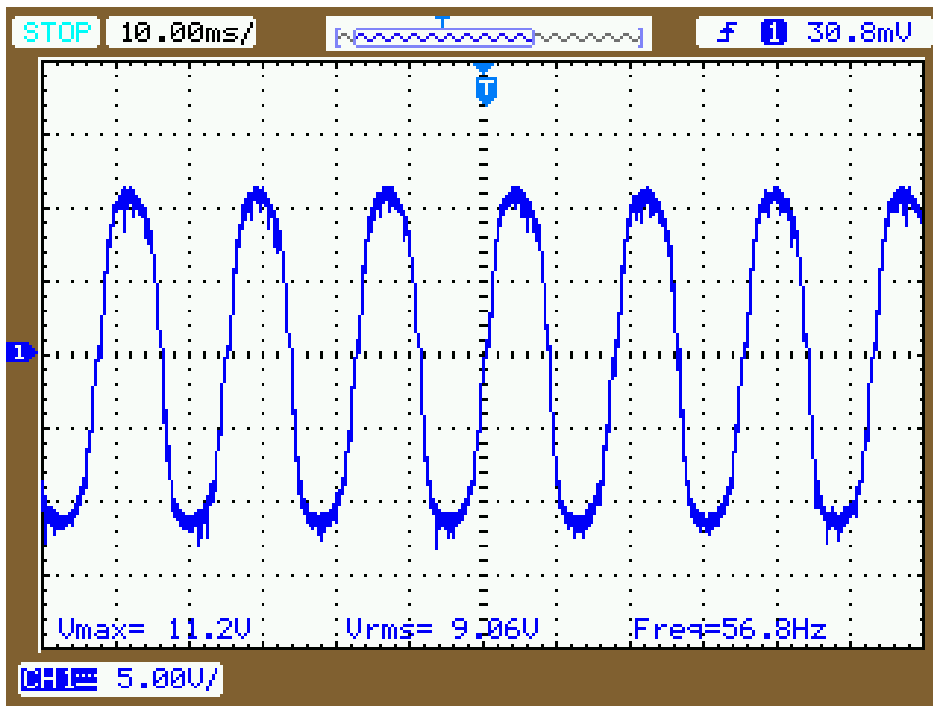
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 70 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 20V.



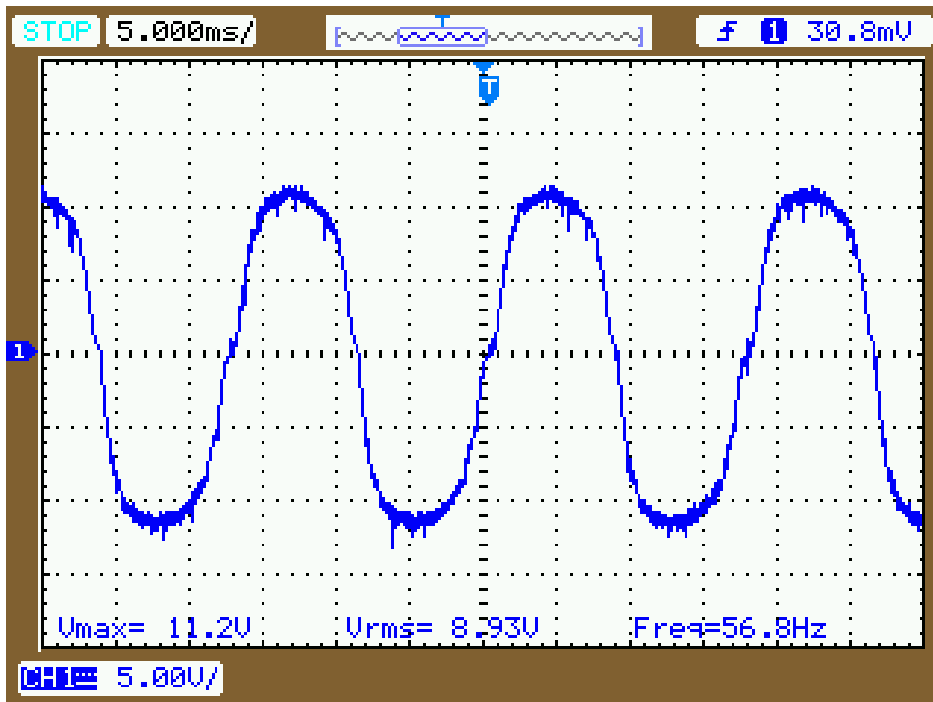
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 71 – Forma de onda da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 30V.



Fonte: elaborado pelo autor.

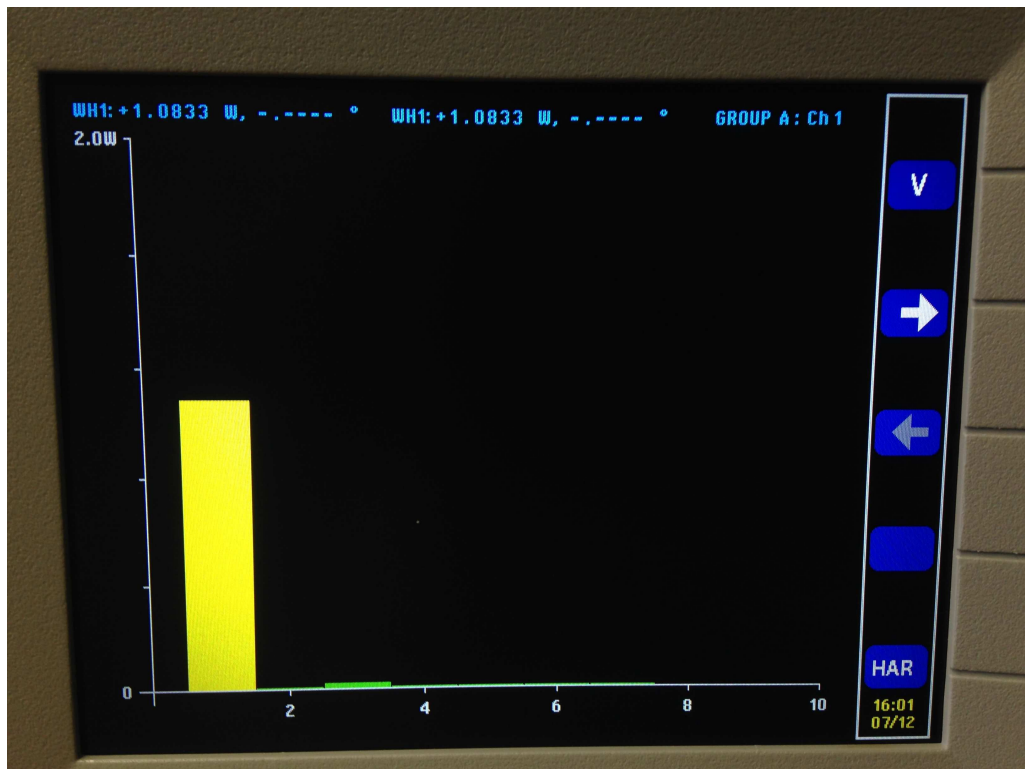
Figura 72 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 30V.



Fonte: elaborado pelo autor.

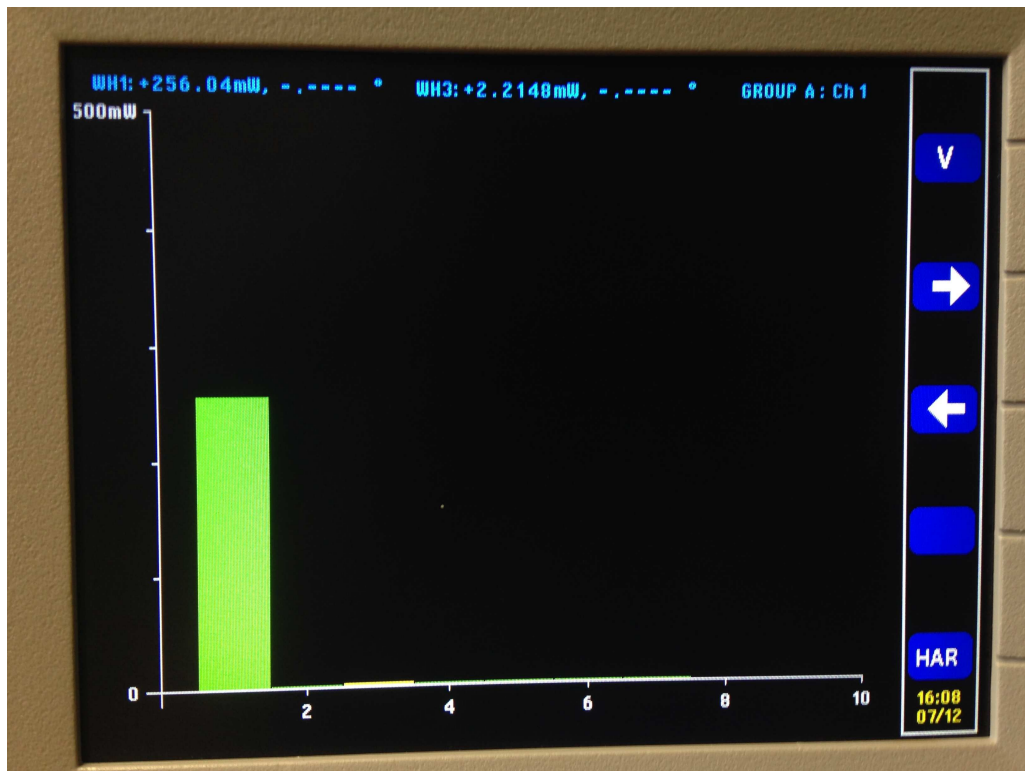
Em seguida, será apresentada a análise de espectro de amplitude da tensão de saída para os testes que foram feitos com a tensão de entrada de 10V, 20V e 30V. Para isso, foi utilizado o analisador de potência PA4000 da Tektronix. As Figuras 73, 74 e 75 mostram o espectro de amplitude da tensão de saída para tensão de entrada de 10V, 20V e 30V respectivamente. Note que a amplitude de tensão de saída está na frequência fundamental, que é aproximadamente 60Hz, e as demais frequências harmônicas possuem amplitude muito menor que a amplitude da frequência fundamental.

Figura 73 – Análise de espectro de amplitude da tensão de saída para tensão de entrada de 10V.



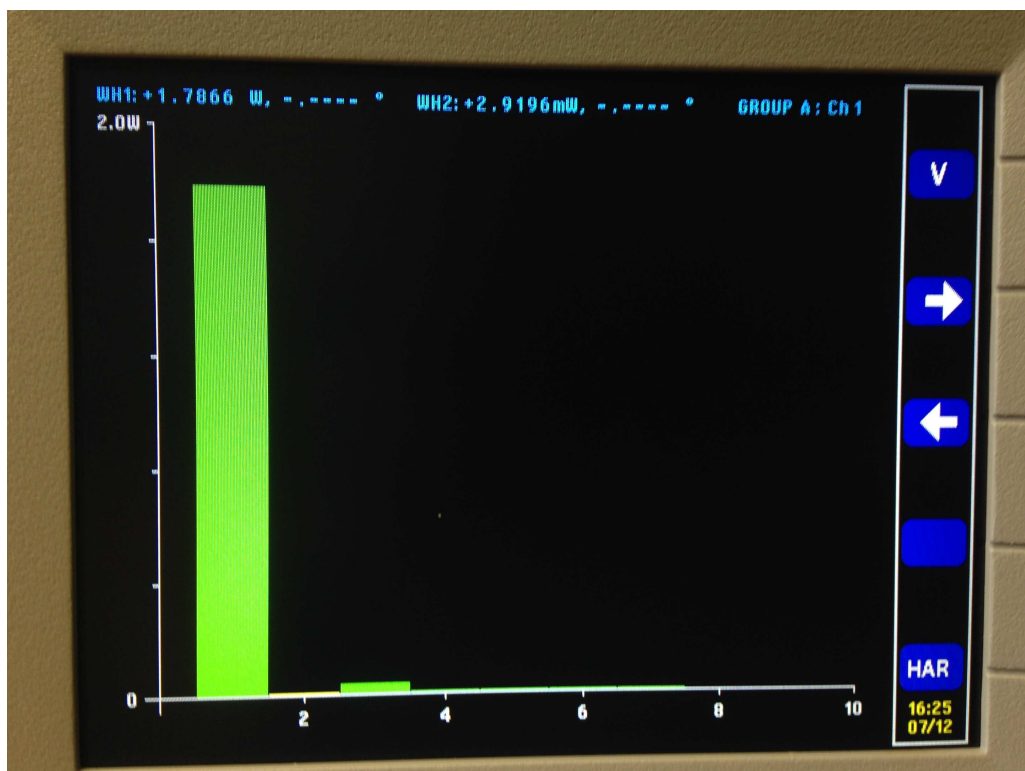
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 74 – Análise de espectro de amplitude da tensão de saída para tensão de entrada de 20V.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 75 – Análise de espectro de amplitude da tensão de saída para tensão de entrada de 30V.



Fonte: elaborado pelo autor.

Com o uso de analisador PA4000, pode-se também mostrar os valores de distorção harmônica total (THD) já calculados pelo equipamento. Para tensão de entrada 10V, 20V e 30V, os valores de THD e algumas grandezas elétricas medidas estão mostrados nas Figuras 76, 77 e 78. O canal 1 está medindo as grandezas elétricas na carga resistiva da saída do inversor e o canal 2 está medindo as grandezas elétricas da entrada do inversor. Os resultados do canal 3 e do canal 4 podem ser ignorados.

Figura 76 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 10V.

| | Ch1 | GROUP A Ch2 | Ch3 | GROUP B Ch4 |
|------|-------------|----------------|-------------|----------------|
| Vrms | 3.4544 V | 9.9438 V | 3.6652 mV | 57.628 mV |
| Arms | 71.108 mA | 117.79 mA | 161.22 uA | 5.1991 mA |
| Watt | 245.63 mW | 1.0494 W | -110.01 nW | |
| Vdc | -126.78 mV | 9.9438 V | 1.3494 mV | |
| Adc | -2.6768 mA | 105.54 mA | 63.530 uA | |
| Freq | 56.916 Hz | 56.916 Hz | 56.916 Hz | |
| Vthd | 11.730 % | 170.12 % | 25.722 % | |
| Athd | 11.590 % | 465.03 % | 516.46 % | |
| PF | 1.0000 | 0.8960 | -0.9862 | |
| VA | 245.64 mVA | 1.1713 VA | 590.90 nVA | |
| VAR | 1.5096 mVAR | 520.21 mVAR | 503.23 nVAR | |
| Vpk+ | 4.7384 V | 9.9526 V | 5.5794 mV | |

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 77 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 20V.

| Ch1 | GROUP A | | | GROUP B |
|------|-------------|------------|------------|----------------|
| | Ch2 | Ch3 | Ch4 | |
| Vrms | 7.2934 V | 20.374 V | 2.3690 mV | Vrms 79.053 mV |
| Arms | 150.09 mA | 224.47 mA | 566.81 uA | Arms 4.9741 mA |
| Watt | 1.0947 W | 4.1546 W | 1.3428 uW | |
| Vdc | -422.20 mV | 20.374 V | 124.11 uV | |
| Adc | -8.7373 mA | 203.92 mA | 106.20 uA | |
| Freq | 56.911 Hz | 56.911 Hz | 56.911 Hz | |
| Vthd | 14.044 % | 183.10 % | 37.669 % | |
| Athd | 14.013 % | 505.18 % | 167.25 % | |
| PF | 1.0000 | 0.9084 | 1.0000 | |
| VA | 1.0947 VA | 4.5735 VA | 1.3428 uVA | |
| VAr | 4.7966 mVAr | 1.9120 VAr | 0.0000 VAr | |
| Vpk+ | 9.1809 V | 20.384 V | -531.26 uV | |

15:39
07/12

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 78 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 30V.

| Ch1 | GROUP A | | | GROUP B |
|------|-------------|------------|-------------|----------------|
| | Ch2 | Ch3 | Ch4 | |
| Vrms | 9.3677 V | 30.003 V | 3.0715 mV | Vrms 108.36 mV |
| Arms | 192.73 mA | 247.05 mA | 420.08 uA | Arms 6.2114 mA |
| Watt | 1.8054 W | 6.8315 W | 399.06 nW | |
| Vdc | -754.17 mV | 30.003 V | 364.75 uV | |
| Adc | -15.879 mA | 227.67 mA | -144.64 uA | |
| Freq | 56.916 Hz | 56.916 Hz | 56.916 Hz | |
| Vthd | 14.294 % | 220.58 % | 32.887 % | |
| Athd | 14.227 % | 2995.8 % | 258.99 % | |
| PF | 1.0000 | 0.9215 | 0.2886 | |
| VA | 1.8047 VA | 7.4093 VA | 1.7393 uVA | |
| VAr | 7.8733 mVAr | 2.8781 VAr | 1.6932 uVAr | |
| Vpk+ | 11.151 V | 30.015 V | -796.87 uV | |

16:24
07/12

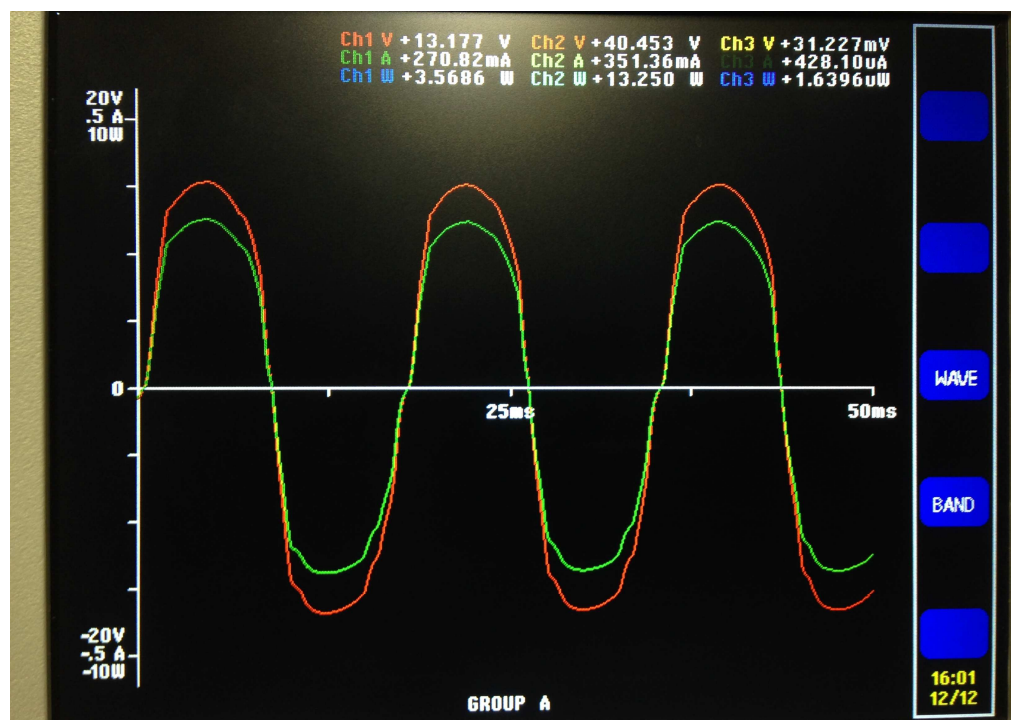
Fonte: elaborado pelo autor.

Na sequência, foram obtidas, com o uso de analisador de potência PA4000, as formas de ondas de tensão (em vermelho) e corrente (em verde) de saída para tensão de entrada do inversor de 40V, 50V e 60V que estão mostradas nas Figuras 79, 80 e 81 respectivamente. Lembrando que o canal 1 está medindo as grandezas elétricas da saída do inversor e o canal 2 está medindo as grandezas elétricas da entrada do inversor. Os resultados do canal 3 e do canal 4 podem ser ignorados.

Com o uso de analisador PA4000, pode-se também mostrar os valores de distorção harmônica total (THD) já calculados pelo equipamento. Para tensão de entrada 40V, 50V e 60V, os valores de THD e algumas grandezas elétricas medidas estão mostrados nas Figuras 82, 83 e 84 respectivamente.

Por fim, o resumo dos resultados obtidos nesses ensaios é mostrado na Tabela 7.

Figura 79 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 40V.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 80 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 50V.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 81 – Forma de onda ampliada da tensão de saída do inversor para tensão de entrada de 60V.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 82 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 40V.

| Ch1 | GROUP A Ch2 | | | GROUP B Ch4 | |
|------|----------------|------------|-------------|----------------|-----------|
| Vrms | 13.150 v | 40.415 v | 33.002 mV | Vrms | 200.48 mV |
| Arms | 270.23 mA | 349.86 mA | 343.71 uA | Arms | 5.5002 mA |
| Watt | 3.5533 W | 13.182 W | 1.7790 uW | | |
| Vdc | -1.1621 v | 40.415 v | 1.8959 mV | | |
| Adc | -24.454 mA | 326.17 mA | -90.399 uA | | |
| Freq | 57.042 Hz | 57.042 Hz | 57.042 Hz | | |
| Vthd | 15.336 % | 1701.5 % | 44.124 % | | |
| Athd | 15.314 % | 3263.1 % | 339.32 % | | |
| PF | 1.0000 | 0.9323 | 0.1568 | | |
| VA | 3.5533 VA | 14.140 VA | 11.343 uVA | | |
| VAr | 17.980 mVAr | 5.1142 VAr | 11.203 uVAr | | |
| Vpk+ | 15.386 v | 40.516 v | 147.82 mV | | |

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 83 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 50V.

| Ch1 | GROUP A Ch2 | | | GROUP B Ch4 | |
|------|----------------|------------|-------------|----------------|-----------|
| Vrms | 16.572 v | 51.015 v | 38.646 mV | Vrms | 261.62 mV |
| Arms | 340.67 mA | 463.03 mA | 454.14 uA | Arms | 5.8083 mA |
| Watt | 5.6456 W | 22.078 W | 3.9643 uW | | |
| Vdc | -1.3916 v | 51.015 v | -103.93 mV | | |
| Adc | -31.852 mA | 432.36 mA | -128.88 uA | | |
| Freq | 57.021 Hz | 57.021 Hz | 57.021 Hz | | |
| Vthd | 16.514 % | 6531.8 % | 49.181 % | | |
| Athd | 16.451 % | 1151.7 % | 155.07 % | | |
| PF | 1.0000 | 0.9349 | 0.2689 | | |
| VA | 5.6482 VA | 23.593 VA | 15.895 uVA | | |
| VAr | 30.258 mVAr | 8.3755 VAr | 15.309 uVAr | | |
| Vpk+ | 19.424 v | 51.088 v | 188.46 mV | | |

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 84 – Algumas grandezas elétricas medidas do inversor projetado para tensão de entrada de 60V.

| | Ch1 | GROUP A Ch2 | Ch3 | GROUP B Ch4 |
|------|-------------|----------------|-------------|----------------|
| Vrms | 20.323 V | 60.258 V | 45.671 mV | Vrms 315.44 mV |
| Arms | 417.94 mA | 603.18 mA | 547.76 uA | Arms 6.1115 mA |
| Watt | 8.4937 W | 34.075 W | 1.5973 uW | |
| Vdc | -2.2310 V | 60.258 V | 79.522 uV | |
| Adc | -46.904 mA | 565.57 mA | -368.83 uA | |
| Freq | 57.050 Hz | 57.050 Hz | 57.050 Hz | |
| Vthd | 15.396 % | 1332.6 % | 41.846 % | |
| Athd | 15.377 % | 1032.2 % | 163.58 % | |
| PF | 1.0000 | 0.9375 | 0.0639 | |
| VA | 8.4938 VA | 36.346 VA | 25.017 uVA | |
| VAR | 45.134 mVAR | 12.647 VAR | 24.966 uVAR | |
| Vpk+ | 24.022 V | 60.417 V | 165.49 mV | |

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 7 – Principais valores obtidos do inversor projetado.

| Grandeza elétrica | Valor | Valor | Valor | Valor | Valor | Valor |
|---------------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| Tensão de entrada média | 9,94 V | 20,4 V | 30,0 V | 40,4V | 51,0 V | 60,3 V |
| Corrente de entrada média | 105mA | 204 mA | 228 mA | 326 mA | 432 mA | 565 mA |
| Potência de entrada | 1,05 W | 4,15 W | 6,83 W | 13,2 W | 22,1 W | 34,1 W |
| Tensão de saída eficaz | 3,45 V | 7,29 V | 9,36 V | 13,2 V | 16,6 V | 20,3 V |
| Corrente de saída eficaz | 71,1 mA | 150 mA | 192 mA | 270 mA | 341 mA | 418 mA |
| Potência de saída | 0,245 W | 1,09 W | 1,80 W | 3,56 W | 5,64 W | 8,50 W |
| Frequência | 56,9 Hz | 56,9 Hz | 56,9 Hz | 57,0 Hz | 57,0 Hz | 57,0 Hz |
| THD da tensão de saída | 11,7 % | 14,0 % | 14,3 % | 15,3 % | 16,5 % | 15,4 % |
| THD da corrente de saída | 11,5 % | 14,0 % | 14,2 % | 15,3 % | 16,5 % | 15,4 % |
| Rendimento | 22,3 % | 26,3 % | 26,4 % | 27,0 % | 25,5 % | 24,9 % |

Note que, pelos resultados obtidos nos ensaios, a aumentar a tensão de entrada, aumenta a tensão de saída eficaz e, conseqüentemente, aumenta a potência de saída. Mas esse conversor apresenta baixo rendimento no processo de conversão de energia. Isso significa que, ao longo do processo de conversão de energia, houve perdas de potência. Essa perda pode ser surgida pela perda do chaveamento dos transistores. O teste para tensão de entrada de 72V foi feito, porém ocorreu destruição total do transistor Q1. Algumas justificativas sobre esse acontecimento podem ser explicadas pela não idealidade da resposta de chaveamento dos transistores e pelas altas taxas de variação de tensão e corrente sobre a bobina do enrolamento primário.

5 Conclusões

Este trabalho apresentou um micro inversor fotovoltaico como estrutura proposta a ser utilizada em sistema de micro-geração de energia utilizando as células fotovoltaicas. O micro inversor foi estudado desde as análises qualitativa e quantitativa até a implementação do conversor e a aquisição dos resultados experimentais. Embora o inversor apresenta distorção na tensão de saída cuja THD é aproximadamente 14 %, mas apresenta a forma de onda quase senoidal e simétrica. Essa distorção pode ser corrigida melhorando a resposta de chaveamento dos transistores com uso de microprocessador mais sofisticado. Note que, pelos resultados obtidos nos ensaios, a aumentar a tensão de entrada, aumenta a tensão de saída eficaz e, conseqüentemente, aumenta a potência de saída. Porém o inversor projetado apresenta baixo rendimento no processo de conversão de energia. Isso significa que, ao longo do processo de conversão de energia, houve perdas de potência. Essa perda pode ser surgida pela perda do chaveamento dos transistores. A destruição total do transistor Q1 será uma análise a ser feita futuramente, uma vez que o projeto desse inversor deve operar com a tensão de entrada um pouco mais que 72V. Assim, algumas melhorias podem ser feitas como trabalhos futuros.

Como o inversor estudado neste trabalho foi implementado isoladamente sem estar sincronizado com a tensão da rede elétrica. Assim, um dos trabalhos futuros a ser feito será o sincronismo da tensão alternada gerada pelo inversor com a rede elétrica. Além disso, como o inversor projetado está operando em circuito de malha aberta, é preciso desenvolver o circuito do inversor realimentado para controlar a variação da tensão de entrada, uma vez que a tensão gerada pelas células solares varia conforme a variação da intensidade de luz solar. É preciso também monitorar a tensão de saída, uma vez que a carga conectada pode mudar. Tal ajuste pode ser feito alterando o valor da razão cíclica $D(\omega t)$. Uma melhoria ainda pode ser feita é projetar esse micro inversor com a frequência de chaveamento maior que 30 kHz, visto que, na Seção 3.3, o valor da indutância do transformador, da indutância e da capacitância do filtro de saída diminuem com o aumento da frequência de chaveamento. Assim, essa melhoria poderá diminuir o custo de implementação deste inversor. Além disso, os circuitos de proteção contra a sobretensão, a sobrecarga e o curto-circuito também podem ser desenvolvidos futuramente.

Referências

- ANEEL. Resolução normativa nº 482. 2012. Citado na página 16.
- ANEEL. Resolução normativa nº 687. 2015. Citado na página 18.
- ARRIAGA, M.; CAÑIZARES, C. A.; KAZERANI, M. Northern lights: Access to electricity in canada's northern and remote communities. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 12, n. 4, p. 50–59, July 2014. ISSN 1540-7977. Citado na página 16.
- BADWAWI, M. A. R. A.; MALLICK, T. A review of hybrid solar pv and wind energy system. *Smart Science*, v. 3, n. 3, p. 127–138, 2015. Citado na página 16.
- BARBI, I. *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados*. [S.l.]: Edição do Autor, 2000. Citado na página 42.
- BARBI, I. *Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas*. [S.l.]: Edição do Autor, 2001. Citado na página 42.
- BASCOPÉ, R. P. T.; PERIN, A. J. *Microeletrônica*. 1ª edição. ed. [S.l.]: Sagra Luzzatto, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 64 e 65.
- HU, B.; CHANG, L.; XUE, Y. Study of a novel buck-boost inverter for photovoltaic systems. In: *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2602–2606. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 38.
- MANCINI, R. *Design of op amp sine wave oscillators*. 2000. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/slyt164/slyt164.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 57.
- RASHID, M. H. *Power electronics: devices, circuits, and applications*. 4ª edição. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 20, 45 e 46.
- SEDRA, A.; SMITH, K. *Microeletrônica*. 5ª edição. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2007. Citado 4 vezes nas páginas 55, 56, 58 e 59.
- XUE, Y.; CHANG, L. Closed-loop spwm control for grid-connected buck-boost inverters. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. 3366–3371 Vol.5. ISSN 0275-9306. Citado na página 42.
- ZHANG, S. et al. Dynamic power provisioning for cost minimization in islanding micro-grid with renewable energy. In: *Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2014 IEEE PES*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. Citado na página 16.