

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**

**EDER KNONER**

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CHAVEADA EM ALTA  
FREQUÊNCIA COM CONVERSOR CC/CC HALF-BRIDGE**

**CAMPO MOURÃO**

**2021**

**EDER KNONER**

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CHAVEADA EM ALTA  
FREQUÊNCIA COM CONVERSOR CC/CC HALF-BRIDGE**

**Design and development of a high frequency switched source with DC/DC half-  
bridge converter**

Trabalho de conclusão de curso de graduação  
apresentado como requisito para obtenção do título de  
bacharel em Engenharia Eletrônica da Universidade  
Tecnológica do Paraná (UTFPR).  
Orientador: Prof. Dr. Gilson Jr. Schiavon.

**CAMPO MOURÃO**

**2021**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es) e que licenciem as novas criações sob termos idênticos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

**EDER KNONER**

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CHAVEADA EM ALTA  
FREQUÊNCIA COM CONVERSOR CC/CC HALF-BRIDGE**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação  
apresentado como requisito para obtenção do título de  
Bacharel Engenharia Eletrônica da Universidade  
Eletrônica do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 25/ Novembro /2021

---

Prof. Dr. Flávio Luiz Rossini  
Avaliador 1  
UTFPR

---

Prof. Dr. Roberto Ribeiro Neli  
Avaliador 2  
UTFPR

---

Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon  
Orientador  
UTFPR

**CAMPO MOURÃO**

**2021**

## **AGRADECIMENTOS**

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus por me direcionar e por me trazer conforto nos anseios desta fase de minha vida.

Gostaria de agradecer meus pais Nery e Josiane, por me darem todo apoio nos melhores e nos piores momentos de minha vida. Por me moldarem com princípios e valores que considero ser o maior patrimônio que alguém pode ter na vida.

Gostaria de agradecer a todos os meus familiares que me apoiaram em minha vocação e foram o meu alicerce central nesta grande trajetória de minha vida.

Gostaria de agradecer ao acaso por apresentar a companheira incrível que espero levar para a vida. Giuliana obrigado por me mostrar que a vida pode ser doce. Justamente gostaria de agradecer a família Saragiotto que me adotou e me fez sentir um filho amado por duas famílias, sendo um alicerce em minha vida.

Minhas sinceras honras ao corpo docente da UTFPR Campo Mourão, pela sua excelência em minha formação acadêmica. Meus sinceros agradecimentos aos colegas que compartilharam comigo esta grande caminhada.

*“Do not go gentle into that good night,  
Old age should burn and rave at close of day  
Rage, rage against the dying of the light.  
Though wise men at their end know dark is right,  
Because their words had forked no lightning they  
Do not go gentle into that good night.  
Good men, come on it the last wave by, crying how bright  
Their frail deeds might have danced in a green bay,  
Rage, rage against the dying of the light.  
Wild men who caught and sang the sun in flight,  
And learn, too late, they grieved it on its way,  
Do not go gentle into that good night.  
Grave men, near death, who see with blinding sight  
Blind eyes could blaze like meteors and be gay,  
Rage, rage against the dying of the light.  
And you, my father, there on that sad height,  
Curse, bless, me now with your fierce tears, I pray.  
Do not go gentle into that good night.  
Rage, rage against the dying of the light.”  
(THOMAS, Dylan. 1951)*

## RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo desenvolver uma fonte chaveada em alta frequência com conversor CC/CC *Half-Bridge*. Justifica-se a investigação pelas diferenciadas soluções possíveis para um mesmo objetivo. Este trabalho tem como base um estudo sobre os principais conversores CC/CC chaveados em alta frequência e com isolamento galvânica e o desenvolvimento de um protótipo de conversor chaveado. Para tanto, procede-se uma revisão bibliográfica dos principais conversores da literatura e dos principais requisitos para uma aplicação em telecomunicações. Desse modo, observa-se em simulações e com resultados práticos a operação da fonte chaveada. O que permite concluir que, dentro de suas limitações em relação a algumas normas, a fonte apresentou funcionamento.

**Palavras-chave:** telecomunicações; conversores chaveados; *Half-Bridge*.

## **ABSTRACT**

The present work aims to develop a keyed source in high frequency with CC/CC Half-Bridge converter. The investigation is justified by the differentiated possible solutions for the same objective. This work is based on a study on the main DC/DC converters skeyed in high frequency and with galvanic insulation and the development of a prototype of keyed converter. To this end, a bibliographic review of the main converters of the literature and the main requirements for an application in telecommunications is carried out. Thus, it is observed in simulations and with practical results the operation of the keyed source. This allows us to conclude that, within its limitations in relation to some norms, the source presented functioning.

**Keywords:** telecommunications; keyed converters; Half-bridge.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Esquema de um sistema de alimentação para telecomunicações. ....	13
Figura 2: Tensão média após chaveamento. ....	20
Figura 3: Conversor <i>FlyBack</i> tipo abaixador de tensão. ....	21
Figura 4: Conversor <i>Cuk</i> com transformador. ....	22
Figura 5: Conversor Forward com transformador de 3 bobinas. ....	22
Figura 6: Conversor Push-Pull. ....	23
Figura 7: Conversor Half-Bridge com retificação simples. ....	23
Figura 8: Conversor <i>Full-Bridge</i> com retificação simples. ....	24
Figura 9: Conversor <i>Half-Bridge</i> topologia completa. ....	26
Figura 10: Conversor <i>Half-Bridge</i> funcionamento primeiro estágio. ....	27
Figura 11: Conversor <i>Half-Bridge</i> funcionamento segundo estágio. ....	27
Figura 12: Formas de onda do conversor <i>Half-Bridge</i> . ....	28
Figura 13: Protótipo do retificador. ....	38
Figura 14: Driver de <i>Mosfet Half-Bridge</i> com IR2110. ....	39
Figura 15: Protótipo do conversor <i>Half-Bridge</i> . ....	40
Figura 16: Protótipo controlador em malha-aberta com SG3524. ....	41
Figura 17: Esquemático de simulação. ....	42
Figura 18: Formas de onda de acionamento para 100 Vrms. ....	43
Figura 19: Forma de onda de tensão do primário para 100 Vrms. ....	44
Figura 20: Formas de onda da tensão no indutor para 100 Vrms. ....	45
Figura 21: Gráfico da tensão de saída para entrada em 100 Vrms. ....	46
Figura 22: Formas de onda de acionamento para 127 Vrms. ....	47
Figura 23: Forma de onda de tensão do primário para 127 Vrms. ....	48
Figura 24: Forma de onda da tensão no indutor para 127 Vrms. ....	49
Figura 25: Gráfico da tensão de saída para entrada em 127 Vrms. ....	50
Figura 26: Formas de onda de acionamento para 140 Vrms. ....	51
Figura 27: Forma de onda de tensão do primário para 140 Vrms. ....	52
Figura 28: Forma de onda da tensão no indutor para 140 Vrms. ....	53
Figura 29: Gráfico da tensão de saída para entrada em 140 Vrms. ....	54
Figura 30: Formas de onda de acionamento para 200 Vrms. ....	55
Figura 31: Forma de onda da tensão do primário para 200 Vrms. ....	56



Figura 32: Forma de onda no Indutor para 200 Vrms. ....	57
Figura 33: Gráfico da tensão de saída para entrada em 200 Vrms. ....	58
Figura 34: Formas de onda de acionamento para 220 Vrms. ....	59
Figura 35: Forma de onda da tensão no primário para 220 Vrms. ....	60
Figura 36: Forma de onda no indutor para 220 Vrms. ....	61
Figura 37: Gráfico da tensão de saída para entrada em 220 Vrms. ....	62
Figura 38: Formas de onda de acionamento para 240 Vrms. ....	63
Figura 39: Forma de onda da tensão no primário para 240 Vrms. ....	64
Figura 40: Forma de onda no indutor para 240 Vrms. ....	65
Figura 41: Gráfico da tensão de saída para entrada em 220 Vrms. ....	66
Figura 42: Controlador em malha-aberta com razão cíclica mínima. ....	67
Figura 43: Controlador em malha-aberta com razão cíclica máxima. ....	67
Figura 44: Ensaio do <i>Driver</i> de <i>Mosfet</i> . ....	68
Figura 45: Formas de onda de acionamento e tensão sobre a carga. ....	69
Figura 46: Formas de onda de acionamento do conversor <i>Half-Bridge</i> . ....	69
Figura 47: Disposição dos circuitos para teste. ....	70
Figura 48: Formas de onda no Transformador. ....	71
Figura 49: Tensão de saída e formas de onda da conversor <i>Half-Bridge</i> com entrada em 100 Vrms. ....	72

## LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

A	Ampère
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DHT	Distorção Harmônica Total
LED	<i>Light Emissor Diode</i>
MLP	Modulação por Largura de Pulso
Mosfet	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Module</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RCD	Resistor Capacitor Diodo
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
TJB	Transistor de Junção Bipolar
HIN	<i>High Side Input</i>
LIN	<i>Low Side Input</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_e$	Area de secção
$B$	Densidade de Campo magnético
$l_e$	Caminho
$N_p$	Espiras no primário
$N_s$	Espiras no secundário
$E$	Fonte de Tensão CC
$f$	Frequência
$N_x$	Número de Espiras
$T$	Período
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa
$A_p$	Produto das janelas
$N$	Relação de espiras
$D$	Razão Cíclica
$t_x$	Tempo
$V_o$	Tensão de saída
$\Delta T$	Variação de temperatura

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>13</b>
1.1	TEMA	14
1.2	PROBLEMAS E PREMISSAS	15
1.3	OBJETIVO GERAL	15
1.3.1	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	15
1.4	JUSTIFICATIVA	16
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	16
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	16
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>18</b>
2.1	INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES	18
2.2	CONVERSORES CA/CC	18
2.3	CONVERSORES CC/CC	19
2.4	CONVERSORES ISOLADOS	21
2.4.1	O CONVERSOR FLYBACK	21
2.4.2	O CONVERSOR CUK	22
2.4.3	O CONVERSOR FORWARD	22
2.4.4	O CONVERSOR PUSH-PULL	23
2.5	A ESCOLHA DO CONVERSOR	25
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>26</b>
3.1	FUNCIONAMENTO DO <i>HALF-BRIDGE</i>	26
3.2	DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	30
3.2.1	TRANSFORMADOR	31
3.2.2	CIRCUITO DIVISOR CAPACITIVO	34
3.2.3	CHAVES COMUTADORAS	34
3.2.4	DIMENSIONAMENTO DO <i>SNUBBER</i>	35
3.3	DIMENSIONAMENTO DO BUCK EQUIVALENTE	36
3.3.1	INDUTOR	36
3.3.2	CAPACITOR	37
3.3.3	DIODOS DE RETIFICAÇÃO	37
3.4	<i>DRIVER DE MOSFET</i>	38
3.6	CONTROLADOR EM MALHA-ABERTA	41

<b>4. RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> .....	<b>42</b>
<b>4.1 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO</b> .....	<b>42</b>
4.1.1 TESTE COM 100 VRMS .....	43
4.1.2 TESTE COM 127 VRMS DE ENTRADA .....	47
4.1.3 TESTE COM 140 VRMS DE ENTRADA .....	51
4.1.4 TESTE COM 200 VRMS DE ENTRADA .....	55
4.1.5 TESTE COM 220 VRMS DE ENTRADA .....	59
4.1.6 TESTE COM 240 VRMS DE ENTRADA .....	63
<b>4.2 CONTROLADOR EM MALHA-ABERTA</b> .....	<b>67</b>
<b>4.3 DRIVER DE MOSFET</b> .....	<b>68</b>
<b>4.4 MONTAGEM DO PROJETO</b> .....	<b>70</b>
4.4.1 ENSAIO DO TRANSFORMADOR .....	71
4.4.2 <i>HALF-BRIDGE</i> EM 100 VRMS DE ENTRADA .....	72
<b>5. CONCLUSÃO</b> .....	<b>73</b>
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>75</b>
<b>ANEXO 1 - DADOS DOS NÚCLEOS DE FERRITE DO TIPO EE</b> .....	<b>77</b>
<b>ANEXO 2 - TABELA DOS VALORES DE DEFINIÇÃO DE KJ E X</b> .....	<b>78</b>
<b>APÊNDICE 1 - ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DRIVER DE MOSFET</b> .....	<b>79</b>
<b>APÊNDICE 2 - ESQUEMÁTICO DE CONTROLE MALHA-ABERTA</b> .....	<b>80</b>
<b>APÊNDICE 3 - CIRCUITO RETIFICADOR</b> .....	<b>81</b>
<b>APÊNDICE 4 - CONVERSOR <i>HALF-BRIDGE</i></b> .....	<b>82</b>

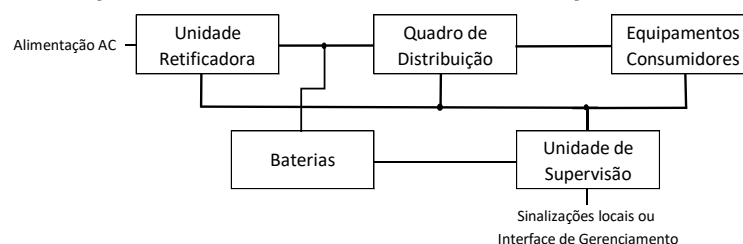
## 1 INTRODUÇÃO

A necessidade de converter e controlar as formas de energia deu início à eletrônica de potência, cujas finalidades primordiais são: alterar a faixa de tensão a ser operada e/ou alterar a forma de onda, além de limitar a corrente para a segurança de uma carga. Basicamente, a eletrônica de potência se define a partir da finalidade de promover a manutenção da tensão de saída mediante as variações de carga e/ou tensão de alimentação (HART, 2012).

O desenvolvimento das fontes chaveadas para a aplicação aeroespacial, nos anos 60, tornou possível a evolução dos métodos de conversão de potência. Essa evolução levou ao desenvolvimento de melhores atributos, tais como: diminuição do peso, maior robustez e, principalmente, eficiência superior - assim, foi possível substituir as fontes lineares, que conseguem atingir uma eficiência máxima inferior a 50%. Por conseguinte, as fontes chaveadas adquiriram espaço no mercado e passaram a ser amplamente utilizadas em quase a totalidade dos dispositivos eletrônicos (como televisores, computadores e carregadores de celular) (PRIM e HALABI, 2013).

Um sistema de infraestrutura de um site de telecomunicações é constituído essencialmente de cinco blocos, conforme demonstrado na Figura 1. O primeiro bloco é a unidade retificadora responsável pela conversão CA/CC monofásica ou trifásica, 127 Vrms ou 220 Vrms, e também pela conversão CC/CC para um nível de tensão padrão de 24 V ou -48 V nominais. As baterias são dispostas em série para atingir ambas as tensões padrão supracitadas e em paralelo para aumentar o armazenamento de energia, prolongando a alimentação dos circuitos consumidores em caso de queda da rede ou de algum problema na unidade retificadora (MALUF e MARTINS, 2008).

**Figura 1 - Esquema de um sistema de alimentação para telecomunicações**



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

A fonte chaveada (também conhecida como unidade retificadora) proposta para este trabalho compõe o estágio da unidade retificadora mostrada na Figura 1 e é a responsável por reduzir a tensão da rede para -48 V.

Para o desenvolvimento de uma fonte com aplicação em telecomunicações existem especificações a serem atendidas pela norma da (ANATEL, 2010). Dentro dela, existem especificações para segurança do circuito e da carga e requisitos mínimos de fator de potência, DHT (Distorção Harmônica Total) e eficiência que se deve atingir.

A utilização de um conversor chaveado em alta frequência é uma ótima escolha para aplicações que necessitam de alto rendimento. Para a aplicação em telecomunicações não é diferente (MELLO, 2013).

## **1.1 Tema**

Este trabalho apresenta o projeto e o desenvolvimento de uma fonte chaveada em alta frequência com conversor CC/CC do tipo Half-Bridge, operando com controle de tensão em malha-aberta para o início de um projeto com aplicações em telecomunicações.

## 1.2 Problemas e premissas

Equipamentos de conversão de energia devem manter uma boa qualidade de energia na rede, assim produzindo baixos ruídos eletromagnéticos, distorções harmônicas, surtos e um transitório rápido nas comutações por semicondutores. Tais ruídos podem ser perigosos para outros equipamentos que estão utilizando a rede. O fator de potência deve ser preservado unicamente para a preservação da qualidade de energia na rede (POMILIO, 2002).

Os retificadores modernos de alta frequência conseguiram reduzir em volume, peso e perdas de potência e cresceram com um alto rendimento, podendo atingir eficiência de 95% em comparação com a tecnologia dos retificadores convencionais (PRIM e HALABI, 2013).

Para a aplicação em telecomunicações, existem exigências a serem cumpridas para a homologação do retificador, como 85% de eficiência e outras normas para segurança e qualidade de energia (ANATEL, 2010).

## 1.3 Objetivo geral

Desenvolver uma fonte chaveada em alta frequência com conversor CC/CC abaixador de tensão do tipo *Half-Bridge*.

### 1.3.1 Objetivos específicos

- Revisar a bibliografia dos principais conversores CC/CC;
- Projetar o circuito retificador e filtros de entrada;
- Projetar o conversor CC/CC *Half-Bridge*;
- Desenvolver e montar um protótipo;
- Simular a fonte nas condições projetadas;
- Testar e obter resultados práticos.



## **1.4 Justificativa**

Mesmo com a infinidade de soluções já existentes, continuam a existir diferentes desafios e formas de serem implementadas soluções para uma aplicação em telecomunicações.

O conversor proposto para este trabalho é o último estágio de conversão da unidade retificadora, tem o objetivo de abaixar a tensão e fornecer uma saída de tensão regulada a um banco de baterias e fazendo uso de componentes de fácil aquisição em âmbito nacional.

## **1.5 Procedimentos metodológicos**

A realização deste trabalho consistiu, primordialmente, em duas etapas.

Primeiramente, foi realizada uma extensa revisão bibliográfica com o intuito de adquirir o máximo de informações possíveis acerca do tema e analisar qual seria a melhor solução para o objetivo proposto. A pesquisa também desempenhou papel fundamental na definição das necessidades que um conversor com aplicação em telecomunicações deve suprir.

## **1.6 Estrutura do trabalho**

Neste subcapítulo apresenta-se resumidamente o conteúdo abordado em cada parte deste trabalho, como segue:

No capítulo 1 são apresentadas a introdução do tema a ser estudado e a justificativa da sua pertinência, também foram feitas a apresentação da proposta, a definição do tema e dos objetivos e a motivação para o desenvolvimento do trabalho.

No capítulo 2 é realizada a fundamentação teórica através da pesquisa dos conversores isolados mais comuns da literatura, seguida de uma explanação do funcionamento de cada topologia e da justificação da escolha da topologia deste trabalho.

No capítulo 3 são descritas a metodologia para os dimensionamentos dos componentes, dos circuitos auxiliares e as definições gerais dos protótipos.

No capítulo 4 são demonstrados os resultados com testes simulados e testes práticos da fonte chaveada, são realizados também os testes práticos nos circuitos auxiliares para uma avaliação de desempenho do projeto.

No capítulo 5 são discutidos os resultados dos testes realizados no capítulo 4 e realizados os apontamentos dos equívocos do projeto e continuidade do tema em trabalhos futuros.

## **2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA**

Atualmente, existem variadas topologias de conversores de potência. Cada topologia tem sua vantagem em relação às outras e, por isso, a escolha de qual deve ser utilizada se dá pela análise das necessidades da aplicação. Os conversores podem ser resumidamente escolhidos por faixa de potência, tensão e corrente de operação.

Este capítulo consiste em apresentar topologias de conversores isolados pelo fato de que a norma exige um isolador galvânico no conversor (ANATEL, 2010).

### **2.1 Introdução aos conversores**

Para o projeto de um conversor, alguns pontos referentes aos principais componentes requerem especial atenção para sua escolha, como os componentes semicondutores que serão utilizados. Se um semicondutor tem uma faixa de frequência para operar em chaveamento, e ele trabalha em uma frequência superior à que as suas características intrínsecas permitem, este circuito terá perdas significativas de rendimento. Outro ponto a ser levado em consideração é a tensão máxima de chaveamento do transistor. Ultrapassar essa tensão ocasionará danos irreversíveis ao componente, o que também é válido para o caso de se exceder a corrente média e a corrente de pico que percorrem os semicondutores (SILVA, 1994).

### **2.2 Conversores CA/CC**

O princípio de conversão CA/CC acontece principalmente por um circuito retificador, cuja finalidade é gerar uma forma de onda de saída puramente CC, seja ela de tensão ou corrente. No processo de conversão CA/CC o ideal é uma conversão de valor de potência RMS em potência média (HART, 2012).

### 2.3 Conversores CC/CC

Os conversores CC/CC servem para a conversão de faixa de tensão, seja para abaixar a tensão média de operação ou elevá-la, com a saída regulada (HART, 2012).

Um conversor chaveado básico usa transistores para operar como chave eletrônica, pode ser completamente aberto ou fechado, mas nunca em sua região ativa para TJB (Transistor de Junção Bipolar). O mesmo é válido para um Mosfet (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) (HART, 2012).

*Conversores CC/CC são formados por chaves que comutam com certa frequência e que, arranjados de algum modo, permitem a conversão de uma tensão (tensão de entrada) em outra tensão (tensão de saída), cujo valor depende basicamente da Largura de pulso  $d(t)$  do sinal que controla a chave” (MELLO, 2013).*

A principal técnica de acionamento de conversores é o PWM (*Pulse Width Module*) que, em tradução livre, significa MLP (Modulação por Largura de Pulso). O princípio de seu funcionamento é operar em uma frequência constante, variando-se o tempo em que a chave permite condução (POMILIO, 2014).

Através do período  $T$  de intervalo de tempo, existe uma razão que determina a porcentagem de tempo em que a chave está em condução. Esta porcentagem pode ser denominada razão cíclica ( $D$ ). A Equação 1 demonstra a razão cíclica por (HART, 2012).

$$D \equiv \frac{t_{ligado}}{t_{ligado} + t_{desligado}} = \frac{t_{ligado}}{T} = t_{ligado} \cdot f \quad (1)$$

Após o chaveamento, a tensão média é cortada em retângulos. Estes retângulos são proporcionais à razão cíclica demonstrada na Figura 2. Assim, a tensão média após o chaveamento é determinada pela Equação 2 (HART, 2012).



Fonte: Autoria Própria (2021)

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) * dt = E * D \quad (2)$$

Na realização do chaveamento, a potência absorvida na chave é idealmente nula. Porém, deve ser levado em consideração que, em altas frequências, uma chave real dissipa potência. Isso ocorre uma vez que nos intervalos de tempo em que a chave está abrindo e fechando existe passagem de corrente ao mesmo tempo em que há nível de tensão sobre a chave (HART, 2012).

Para tratar os problemas de perdas apresentados no parágrafo anterior, existe o circuito *snubber*, que, na sua forma mais simples, seria um filtro com resistor e capacitor em série e trabalha como um amortecedor de transiente. Nele, existem diferentes formas e aplicações para reduzir perda de potência no transistor, como também formas de auxiliar na proteção de dispositivos que comutam em alta tensão e corrente (HART, 2012).

## 2.4 Conversores isolados

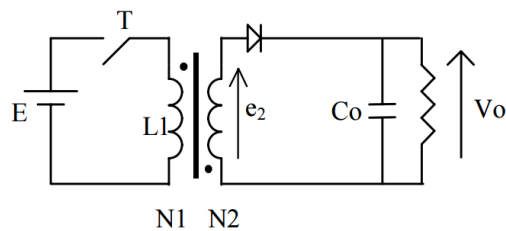
No tema de conversores de potência, muitas são as topologias disponíveis. Assim, deve-se fazer uma análise profunda sobre as necessidades da aplicação e realizar um estudo de qual topologia é mais adequada para o projeto.

Segundo (ANATEL, 2010) uma das especificações a serem atendidas, e desse modo, para se trabalhar de acordo com a norma, o conversor em questão deve possuir isolamento galvânico. Ou seja, entre todas as possibilidades de conversores, delimita-se o foco para os quais possuem este diferencial.

### 2.4.1 O conversor Flyback

O conversor *Flyback* (derivado do abaixador-elevador), Figura 3, seria o conversor com isolamento galvânico mais simples para ser implementado, com o seu indutor trabalhando na forma bifilar. No seu funcionamento, quando  $T$  está em condução, o indutor é carregado e o diodo é reversamente polarizado, impossibilitando a condução de corrente. Por outro lado, quando  $T$  está aberto, a tensão induzida pelo campo magnético armazenado polariza o diodo diretamente, o que permite a condução de corrente. Essa topologia necessita de um entreferro para se ter tensão média nula no indutor (POMILIO, 2014).

**Figura 3 - Conversor *FlyBack* tipo abaixador de tensão**

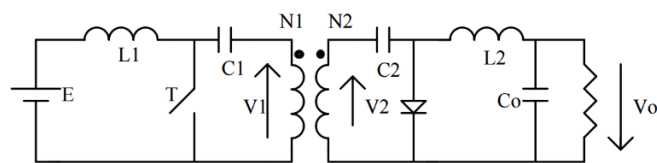


Fonte: POMILIO (2014)

### 2.4.2 O conversor Cuk

O conversor *Cuk* com transformador, Figura 4, utiliza dois capacitores para a transferência de energia da entrada para a saída C1 e C2. Em C1, a tensão é armazenada na entrada e, em C2, a tensão é armazenada na saída. O conversor deve respeitar que a relação de  $N1:N2$  seja igualmente proporcional para os capacitores  $C1:C2$  (POMILIO, 2014).

**Figura 4 - Conversor *Cuk* com transformador**

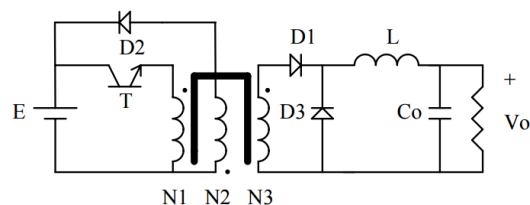


Fonte: POMILIO (2014)

### 2.4.3 O conversor Forward

No conversor *Forward*, Figura 5, o comportamento está associado ao seu estágio de saída, o que lembra a topologia mais básica de um conversor não isolado - o Buck. A sua característica é um terceiro enrolamento no transformador mais um diodo para desmagnetizar o núcleo. Existe outra forma de desmagnetizar sem um terceiro enrolamento, porém, é necessário adicionar um diodo zener no secundário  $N3$  (POMILIO, 2014).

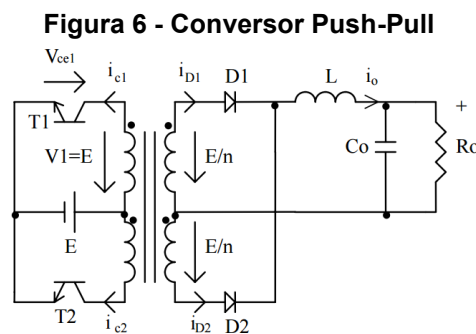
**Figura 5 - Conversor *Forward* com transformador de 3 bobinas**



Fonte: POMILIO (2014)

#### 2.4.4 O conversor Push-Pull

O conversor *Push-Pull*, Figura 6, é um arranjo de dois *Forward*. Contudo, se houver uma diferença de tempo de condução de um transistor, ele não verá uma tensão média nula. Uma característica particular sua é que seus transistores devem suportar o dobro da tensão de entrada (POMILIO, 2014).

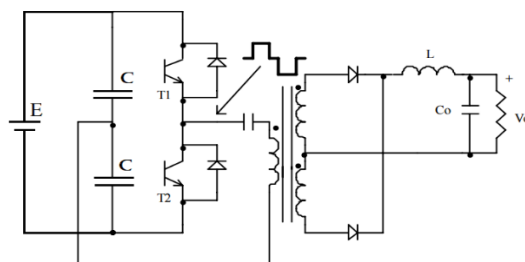


Fonte: POMILIO (2014)

#### 2.4.5 O conversor Half-Bridge

O conversor *Half Bridge*, Figura 7, necessita de um ponto médio de tensão, o que pode ser feito com dois capacitores iguais em série simulando um terra e duas fontes em série, cada uma com a metade da tensão de entrada. No entanto, este conversor tem um inconveniente: dobrar a corrente média em cada transistor. Para sempre garantir que a tensão média no primário seja nula, é adicionado um capacitor de acoplamento na entrada do primário, mas tal capacitor deve ser projetado para que não entre em ressonância com o indutor de saída, que, por consequência, geraria uma tensão de saída maior do que o esperado (POMILIO, 2014).

**Figura 7 - Conversor Half-Bridge com retificação simples**



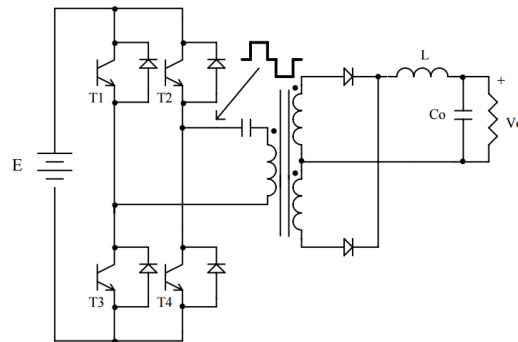
Fonte: Adaptada de POMILIO (2014)



### 2.4.6 O conversor Full-Bridge

Para um projeto em que é problemático o dobro da corrente em cada transistor, o conversor *Full-Bridge* Figura 8 é uma boa solução, pois ele adiciona dois transistores a mais sem que haja corrente em dobro. Outra vantagem é que ele não precisa de um ponto de tensão média (POMILIO, 2014).

**Figura 8 - Conversor *Full-Bridge* com retificação simples**



**Fonte: POMILIO (2014)**

## 2.5 A escolha do conversor

Dentre todos os conversores apresentados, cada um possui uma característica determinante para diferentes necessidades. Comparando os três primeiros conversores, *Flyback*, *Cuk* e *Forward*, percebe-se que eles magnetizam de forma unilateral os elementos magnéticos e precisam de circuitos para desmagnetizar e garantir tensão média nula. Outro ponto desvantajoso é não aproveitar a magnetização inversa, não usufruindo de todo o seu potencial e acarretando componentes maiores, mais pesados e mais caros (POMILIO, 2014).

A desvantagem do conversor *Push-Pull* em relação ao *Half-Bridge* e ao *Full-Bridge* é que os seus transistores terão que aguentar o dobro da tensão de entrada. Outro inconveniente deste conversor é que, com alterações na condução do transistor, gera-se saturação do transformador (POMILIO, 2014).

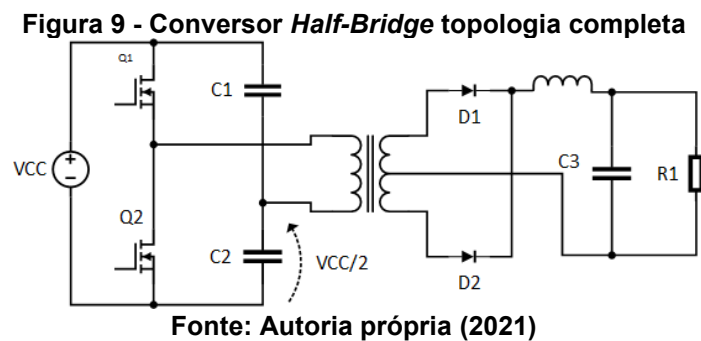
O conversor *Half-Bridge* não tem o problema do esforço de tensão nas chaves e, com a adição de um capacitor de acoplamento, garante uma tensão média nula no primário (POMILIO, 2014). O seu princípio de funcionamento não difere muito do conversor *Full Bridge*, mas a escolha se deve ao fato de que o *Half-Bridge* é mais adequado para aplicações com uma faixa de potência inferior a 1000 Watts (MELLO, 2013).

A desvantagem do circuito ponte completa é a utilização de quatro transistores, o que encarece o projeto. Normalmente esse circuito só é usado para conversores com potência de saída muito alta (>1000 Watts)" (MELLO, 2013).

### 3 METODOLOGIA

#### 3.1 Funcionamento do *Half-Bridge*

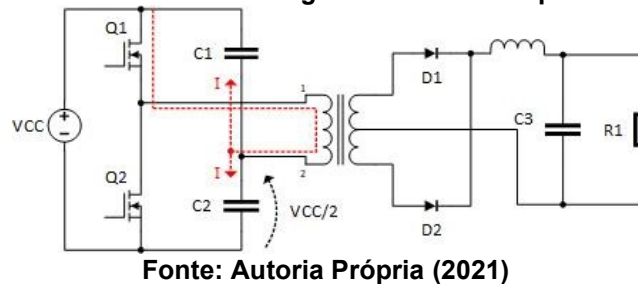
O conversor *Half-Bridge* tem uma configuração simples para operar: possui duas chaves de comutação (Q1 e Q2), um transformador para realizar isolamento galvânico, um circuito de divisão de tensão capacitivo composto por dois capacitores (C1 e C2) e, no estágio de saída do isolador galvânico, é utilizada uma retificação simples para um conversor *Buck*, que realiza filtragem e ajuste de tensão através da largura de pulso que chega ao seu estágio. Na Figura 9 é demonstrado um esquema básico da topologia *Half-Bridge* para demonstração de seus modos de operação (MELLO, 1987).



Para determinados projetos, é adicionado um capacitor em série com o primário do transformador. Este componente é adicionado para garantir uma tensão média nula no primário assegurando que o transformador opere de forma linear (MELLO, 1987).

O conversor de potência *Half-Bridge* tem uma complexidade de operação simples, pois possui 3 estados de operação, conforme Figura 10. Ele tem chave Q1 fechada e Q2 aberta. A corrente ( $I$ ) demonstrada pelo caminho em vermelho, vem da fonte, passa pela chave Q1 e conseqüentemente pelo primário do transformador, no sentido dos terminais 1-2, e, por fim, carrega o capacitor C2 e descarrega o capacitor C1 (HART, 2012).

**Figura 10 - Conversor *Half-Bridge* funcionamento primeiro estágio**

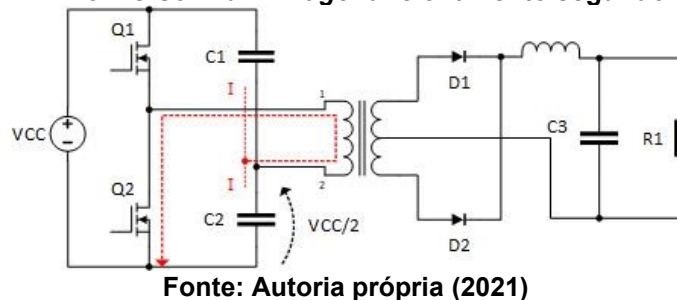


No estado intermediário, as duas chaves Q1 e Q2 estão abertas. Neste estado, quando o conversor está em regime, os capacitores estão exatamente com a mesma tensão, ou seja, C1 e C2 têm o mesmo valor de tensão e este valor é a metade de  $V_{cc}$ , seguindo a Equação 3 (MELLO, 1987).

$$V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (3)$$

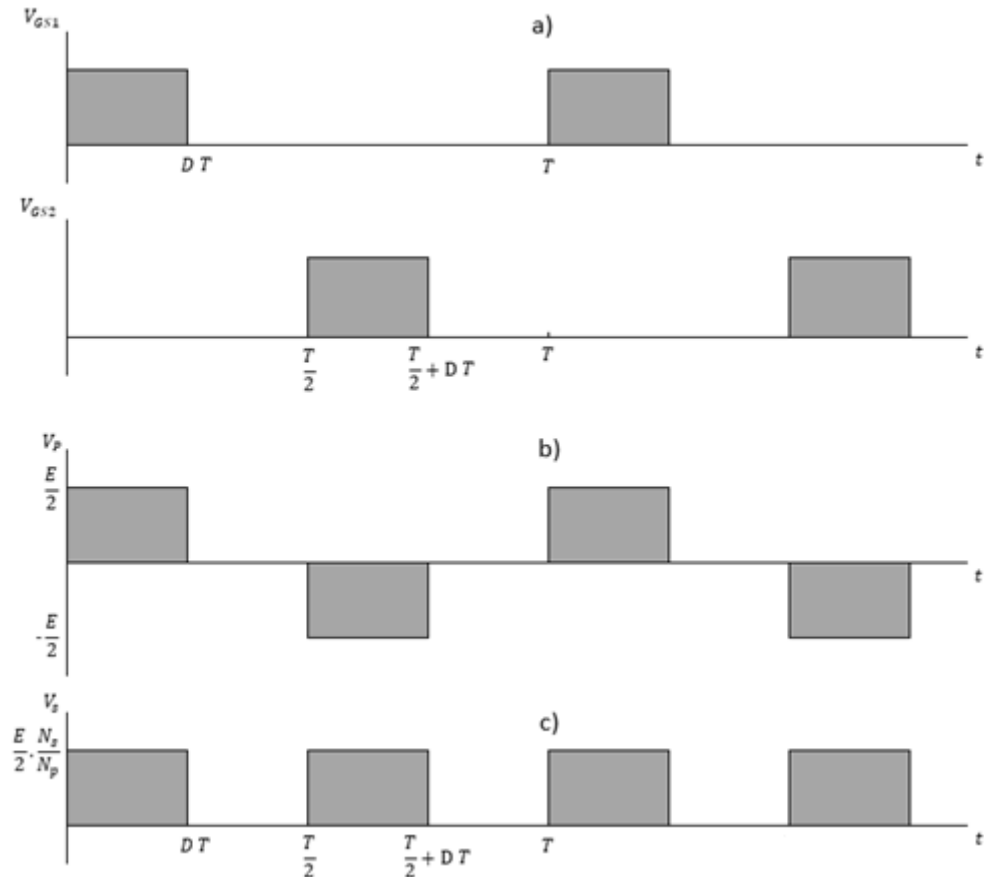
No estágio em que Q2 está fechado, a corrente flui do capacitor C2 e C1, passa pelo primário do transformador sentido 2-1, passa pela chave Q2 e então vai para a terra da fonte, conforme Figura 11.

**Figura 11 - Conversor *Half-Bridge* funcionamento segundo estágio**



Conforme já descrito, a forma de operação básica da topologia *Half-Bridge* é demonstrada na Figura 12, assim como as formas de ondas ideais de acionamento do conversor e conseqüentemente as tensões no primário e secundário do conversor.

**Figura 12 - Formas de onda do conversor *Half-Bridge***



Fonte: Adaptado de HART (2012)

A razão cíclica de acionamento ( $D$ ) é a razão de tempo em que a chave fica ativa pelo período de operação. A largura de pulso não ultrapassa  $T/2$  porque caso idealmente a largura de tempo seja maior ou igual a  $T/2$ , as chaves  $Q1$  e  $Q2$  se encontram fechadas, ocasionando um curto na fonte de alimentação. Na prática, as chaves comutadoras têm um atraso para realizar a sua abertura, por isso, normalmente é adicionado um circuito que garanta um tempo morto ao final do período (*dead-time*). Juntamente com a razão cíclica, é necessário gerar uma tensão  $V_{gs}$  suficiente para garantir que ela opere em saturação garantindo a menor queda de tensão possível em cada chave, conforme Figura 12-a.

A tensão no primário do transformador demonstrado na Figura 12-b é igual a  $V_{cc}/2$ , porque a tensão no seu terminal 1 é  $V_{cc}$  e a tensão em seu terminal 2 é  $V_{cc}/2$ , então esta tensão no terminal 2 é  $V_{cc}/2$  pelo divisor capacitivo do primário. Assim, a tensão de saída no secundário é exatamente o produto da tensão gerada no primário pela relação de espiras, conforme a Equação 4 (MELLO, 1987).

$$V_o = E \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (4)$$

$V_o =$  Tensão de saída

$E =$  Tensão de entrada

$N_s =$  Número de espiras no secundário

$N_p =$  Número de espiras no primário

$D =$  Razão cíclica

O circuito que se encontra na saída do secundário é exatamente um conversor Buck, que realiza a regulação de tensão e filtragem de ruído na operação do conversor.

### 3.2 Dimensionamento do conversor

Para o desenvolvimento do projeto, é preciso definir parâmetros em que o retificador vai operar, como frequência de chaveamento ( $f_s$ ), tensão de entrada ( $V_o$ ), tensão de saída ( $V_i$ ) e corrente máxima de operação na saída ( $I_o$ ), que são apresentados na Tabela 1.

**Tabela 1 - Parâmetros de projeto**

Parâmetros do Projeto	
Frequência de Chaveamento	40 kHz
Tensão de Entrada	90 Vrms - 250 Vrms
Tensão de Saída (Nominal)	-48 V
Tensão de Saída (Real)	-54,2 V
Potência de Saída	500 W
Corrente de Saída	9 A

Fonte: Autoria Própria (2021)

Para uma melhor interpretação dos cálculos do conversor, os parâmetros de tensão RMS serão convertidos em valores de tensão média  $V_e$  através de um circuito de retificação. As tensões médias de entrada no conversor são representadas por  $V_{E_{max}}$  e  $V_{E_{min}}$ .

$$V_{E_{max}} = 250 \cdot \sqrt{2} = 355 \text{ V}$$

$$V_{E_{min}} = 90 \cdot \sqrt{2} = 127 \text{ V}$$

Outro parâmetro para ser definido é a razão cíclica máxima a ser utilizada ( $D$ ). No conversor *Half-Bridge*, a razão cíclica máxima teoricamente deve ser menor que 0,5. Porém, em 0,5, o conversor operaria em um limiar muito próximo para entrar em curto-circuito. Assim, para trabalhar em um limiar de segurança, a razão cíclica máxima será considerada  $D_{max} = 0,45$ .

### 3.2.1 Transformador

Para garantir a operação linear do conversor de potência, faz-se necessário um correto dimensionamento deste fundamental componente. O conversor meia ponte utiliza os quadrantes 1 e 3 da curva de histerese B-H, assim o volume efetivo do núcleo magnético é melhor aproveitado do que em conversores que utilizam apenas 1 quadrante (MELLO, 1987).

Segundo (UMANS, 2014), a relação de espiras a ser utilizada para um transformador é descrita pela Equação 5.

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (5)$$

$N$  = Relação de espiras

$N_p$  = Número de espiras no primário

$N_s$  = Numero de espiras no secundário

$V_p$  = Tensão no primário

$V_s$  = Tensão no secundário

$I_s$  = Corrente no primário

$I_p$  = Corrente no secundário

Para se obter a relação de espiras, são utilizadas a tensão mínima de entrada  $V_{Emin}$  e a tensão de saída  $V_o$ , que são 48 V, mas é necessário compensar as perdas nos diodos retificadores ( $V_d$ ). Então, a relação de espiras é descrita pela Equação 6, segundo (MELLO, 1987).

$$N = \frac{D_{max} \cdot V_{Emin}}{V_o + V_d} = \frac{0,45 \cdot 127}{54,3 + 1} = 1 \quad (6)$$



Para determinar as dimensões do núcleo de um transformador, é utilizado o cálculo dos produtos de janelas ( $A_p$ ). Segundo (MELLO, 1987) o dimensionamento de  $A_p$  se dá pela equação 7.

$$A_p = \left( 3,98 \cdot P_s \cdot \frac{10^4}{K_j \cdot B \cdot f} \right)^z \quad (7)$$

$A_p =$  Produto das áreas

$P_s =$  Potência de saída

$K_j =$  Coeficiente de densidade de corrente nos fio

$B =$  Densidade de fluxo

$f =$  Frequência de chaveamento

$Z =$  Valor de compensação

Para se determinar o  $A_p$ , faz-se necessário primeiro definir o material de utilização. Os núcleos para fontes chaveadas têm requisitos específicos, e, por conseguinte, é necessário que o seu material ferromagnético tenha alta permeabilidade magnética ( $\mu_r$ ). Isso ocorre essencialmente para que a curva de relação B-H tenha boa responsividade, e, conseqüentemente, baixa perda de energia por histerese. Para atender às especificações do projeto, foi escolhido um núcleo do tipo EE. Cada núcleo possui uma constante (x) que é inerente a cada tipo, para o EE  $x = 0,12$ . Também foi escolhido o material IP12E, cuja saturação máxima de campo magnético  $B_{max} = 0,51$  Tesla segundo (THORNTON ELETRÔNICA LTDA, 2008).

Para o cálculo do Fator de densidade de corrente ( $K_j$ ), é necessário definir qual a variação de temperatura ( $\Delta T$ ) que o núcleo magnético sofrerá. Segundo (MELLO, 1987), uma boa consideração para  $\Delta T$  é 30 graus Celsius. Então, para o cálculo de ( $K_j$ ) para um núcleo tipo EE, (MELLO, 1987) descreve a Equação 8.

$$K_j = 63,35 \cdot \Delta T^{0,54} = 397,55 \text{ A/m}^2 \quad (8)$$

O campo magnético ( $B$ ) que é utilizado no dimensionamento do conversor é normalizado pela razão entre  $V_{Emin}$  e  $V_{Emax}$ , então ( $B$ ) é definido pela Equação 9.

$$B = \frac{V_{Emin}}{V_{Emax}} \cdot B_{max} = \frac{127}{355} \cdot 0,51 = 0,1788 \text{ Tesla} \quad (9)$$

O valor de compensação ( $Z$ ) é descrito por (MELLO, 1987), através da Equação 10. Onde o valor de referência  $X$  pode ser encontrado no Anexo 2 para um núcleo tipo EE.

$$Z = \frac{1}{1 - X} = \frac{1}{1 - 0,12} = 1,1363 \quad (10)$$

A partir das variáveis definidas, o cálculo de ( $A_p$ ) pela Equação 11 é:

$$A_p = \left( 3,98.500 \cdot \frac{10^4}{397,55.0,1788.40e3} \right)^{1,1363} = 9,1245 \text{ cm}^4 \quad (11)$$

Foi utilizado o Anexo 1 para encontrar o núcleo tipo EE com o ( $A_p$ ) mais próximo do calculado. A respectiva peça foi o núcleo 55/28/21.

Onde  $l_e$  é o comprimento efetivo,  $A_e$  é a área efetiva e  $V_e$  é o volume efetivo do núcleo magnético (THORNTON ELETRÔNICA LTDA, 2008).

O cálculo do número de espiras mínimas do primário ( $N_p$ ) é dado por (MELLO, 1987) através da Equação 12 (MELLO, 1987).

$$N_p \geq \frac{V_{Emin} \cdot D_{max}}{2 \cdot Ae \cdot \Delta B \cdot f} = \frac{127.0,45}{2.0,00035.0,51.40000} = 11.19 = 12 \text{ espiras} \quad (12)$$

E, para definir as espiras do secundário, utilizamos a Equação 13.

$$N_s = \frac{N_p}{N} = 12 \text{ espiras} \quad (13)$$

### 3.2.2 Circuito divisor capacitivo

Para o cálculo do circuito divisor de tensão, (MELLO, 1987) determina que a capacitância necessária para o correto funcionamento do conversor é descrita pela Equação 14.

$$C_1 = C_2 = \frac{I_s}{n \cdot V_e \cdot F_s} = \frac{10}{1.127.40000} = 1,94 \mu F \quad (14)$$

### 3.2.3 Chaves comutadoras

A escolha dos comutadores deve atender aos requisitos da Tabela 1, sendo que eles necessitam de determinada margem de segurança - assim garantindo a vida útil do componente sem que ele se danifique com pequenos surtos. O componente também não pode apresentar consideráveis quedas de tensão no momento em que estiver conduzindo. O comutador selecionado para este trabalho foi o Mosfet IRF740, semiconductor da (VISHAY COMPANY, 2020).

### 3.2.4 Dimensionamento do *Snubber*

Segundo (SCHIAVON, 2007) para o dimensionado de um *snubber* topologia RCD (Resistor, Capacitor, Diodo) primeiramente se calcula o resistor que irá dissipar 5 W de potência, através da Equação 15.

$$R = \frac{(2 \cdot V_{i_{RMS}})^2}{P} = \frac{(2 \cdot 2250)^2}{5} = 50 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

Ainda para (SCHIAVON, 2007), é necessário considerar um tempo que o capacitor deve descarregar 90% de sua tensão para dimensioná-lo. O tempo mínimo considerado para realizar a descarga é o tempo em que o *Mosfet* está no estado aberto, para o *Half-Bridge* pode-se considerar metade da frequência de operação. Então, utiliza-se a Equação 15 para o cálculo do capacitor. E o diodo escolhido foi o UF4004 da (VISHAY COMPANY, 2020), que tem características de rápidas comutações para a aplicação.

$$C = \frac{-t}{R \cdot \ln\left(\frac{V_{C1}}{V_{C0}}\right)} = \frac{-12,5m}{50k \cdot \ln(0,9)} \cong 2,39 \text{ }\mu\text{F} \quad (16)$$

### 3.3 Dimensionamento do buck equivalente

Após o estágio de isolamento galvânico, o sinal modulado em largura de pulso é filtrado e regulado através do circuito *Buck* equivalente, para então chegar até a carga. Para este circuito, adotaram-se valores fixos de parâmetros de projeto para variação de corrente no Indutor ( $\Delta I_L$ ), variação de tensão no capacitor ( $\Delta V_C$ ) e corrente mínima de saída, conforme Tabela 2.

**Tabela 2 - Parâmetros de projeto do *Buck* Equivalente**

$\Delta I_L$	25 %
$\Delta V_C$	5 %
$I_{S_{min}}$	250 mA
$\Delta I_S$	9,75 A

Fonte: Autoria própria

Segundo (MELLO, 1987) o primeiro parâmetro a ser definido é a razão cíclica mínima ( $D_{min}$ ), este parâmetro para a fonte chaveada meia ponte é calculada através da Equação 17.

$$D_{min} = \frac{N \cdot V_o}{V_{E_{max}}} = \frac{1.54,3}{355} = 0,153 \quad (16)$$

#### 3.3.1 Indutor

Segundo (MELLO, 1987) o cálculo do dimensionamento do Indutor e seu resultado são descritos pela Equação 18.

$$L \geq \frac{(D_{min} \cdot (1 - 2 \cdot D_{min}) \cdot V_{E_{max}})}{4 \cdot N \cdot I_{S_{min}} \cdot f} = \frac{0,153 \cdot (1 - 2 \cdot 0,153) \cdot 355}{4 \cdot 1 \cdot 0,25 \cdot 40000} = 943 \mu H \quad (18)$$

### 3.3.2 Capacitor

No cálculo do capacitor de filtragem, foram adotados os valores da Tabela 2, para utilizar na Equação 19, de (MELLO, 1987).

$$C \geq \frac{L \cdot (\Delta I_s)^2}{2 \cdot V_s \cdot \Delta V_s} = \frac{943\mu \cdot (9,75)^2}{2 \cdot 54,3 \cdot 2,715} = 5,5 \text{ mF} \quad (19)$$

### 3.3.3 Diodos de retificação

Os diodos de retificação devem ser escolhidos para atender aos requisitos de frequência de chaveamento, corrente e tensão do secundário do transformador. Para isso, foi escolhido o modelo 30eth06 da (VISHAY COMPANY, 2020).

### 3.4 Retificador

Para a realização de testes do conversor, foi projetado um retificador simples, que atende a mínimas proteções como: Sobretensão e Sobrecorrente, Esquemático disponível no APÊNDICE 3, e seu protótipo na Figura 13.

Figura 13 - Protótipo do retificador



Fonte: Autoria própria (2021)

### 3.4 Driver de Mosfet

Para o condicionamento dos sinais *Gate-Source* das chaves Q1 e Q2, é necessário um circuito que garanta a tensão de acionamento  $V_{gs}$ , para ambos os Mosfets tipo N. Foi escolhido o CI IR2110 (INFINEON TECHNOLOGIES AG, 2020) para ser utilizado como *Driver de Mosfet*. Para o funcionamento do driver, é necessário definir um diodo para o capacitor de *Bootstrap* e calcular a sua capacitância. De acordo com o documento fornecido pela (INFINEON TECHNOLOGIES AG, 2020) o diodo a ser utilizado no driver deve ter uma tensão de bloqueio superior a  $V_E$ . Por fim, para definir o capacitor de *Bootstrap*, são necessários os dados do *Mosfet* IRF740 e CI IR2110 conforme Tabela 3.

Tabela 3 - Dados do IR2110 e IRF740

$Q_g$	<i>Gate Charge</i>	63 nC
$Q_{ts}$	<i>Level shift charge required per cycle</i>	5 nC
$I_{cbs}$	<i>Bootstrap capacitor leakage current</i>	50 $\mu$ A
$I_{qbs}$	<i>Maximum Vbs quiescent current</i>	230 $\mu$ A
$V_{cc}$	<i>Voltage Supply</i>	15 V

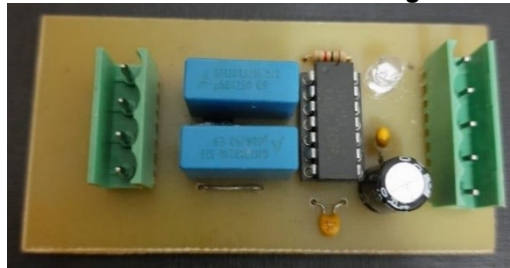
Fonte: Adaptado de INFINEON TECHNOLOGIES (2020) e VISHAYCOMPANY (2020)

A partir dos dados supracitados na Tabela 3, pode-se calcular o capacitor de *Bootstrap* pela Equação 20, disponibilizada nas notas de aplicação da (INFINEON TECHNOLOGIES AG, 2020).

$$C_{BOOTSTRAP} \geq 2 \cdot \frac{\left(2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs}}{f}\right)}{V_{cc}} = 42,6 \mu F \quad (20)$$

A partir do dimensionamento do driver, foi realizado o projeto do driver com o seu esquemático no Apêndice 1 e seu protótipo resultante na Figura 14.

**Figura 14 - Driver de Mosfet Half-Bridge com IR2110**



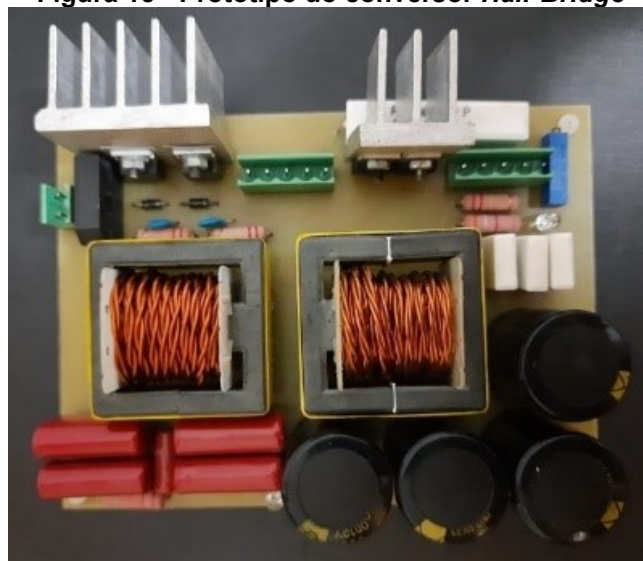
Fonte: Autoria própria (2021)



### 3.5 Half-Bridge

Com base em todos os dimensionamentos feitos no capítulo de metodologia, foi possível projetar e produzir a fonte chaveada Half-Bridge. Além do circuito principal foram adicionados circuitos de sinalização como *LEDs* (*Light emitter Diode*) que mostram se existe tensão na entrada e saída do conversor. O seu esquemático está disponível no APÊNCICE 4 e o protótipo confeccionado na Figura 15.

Figura 15 - Protótipo do conversor *Half-Bridge*

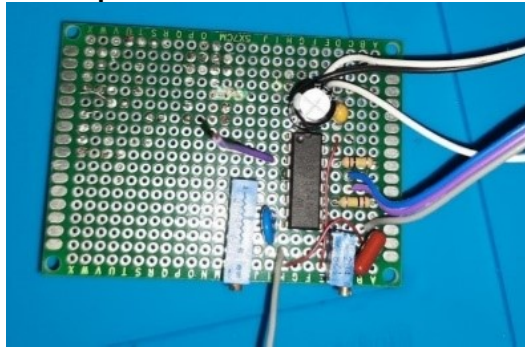


Fonte: Autoria própria (2021)

### 3.6 Controlador em malha-aberta

Para o projeto, faz-se necessário um circuito controlador para acionar as chaves comutadoras de acordo com a Figura 12-a. Este circuito é responsável por assegurar a exata frequência de operação do conversor e também os sinais de acionamento para as duas chaves Q1 e Q2. Para o projeto deste controlador foi utilizado o circuito integrado SG3524 da (TEXAS INSTRUMENTS, 2021). A partir do circuito integrado foi projetado o circuito de controle em malha-aberta, seu esquemático se encontra no Apêndice 1 e a partir do projeto foi montado o protótipo da Figura 16.

**Figura 16 - Protótipo controlador em malha-aberta com SG3524**



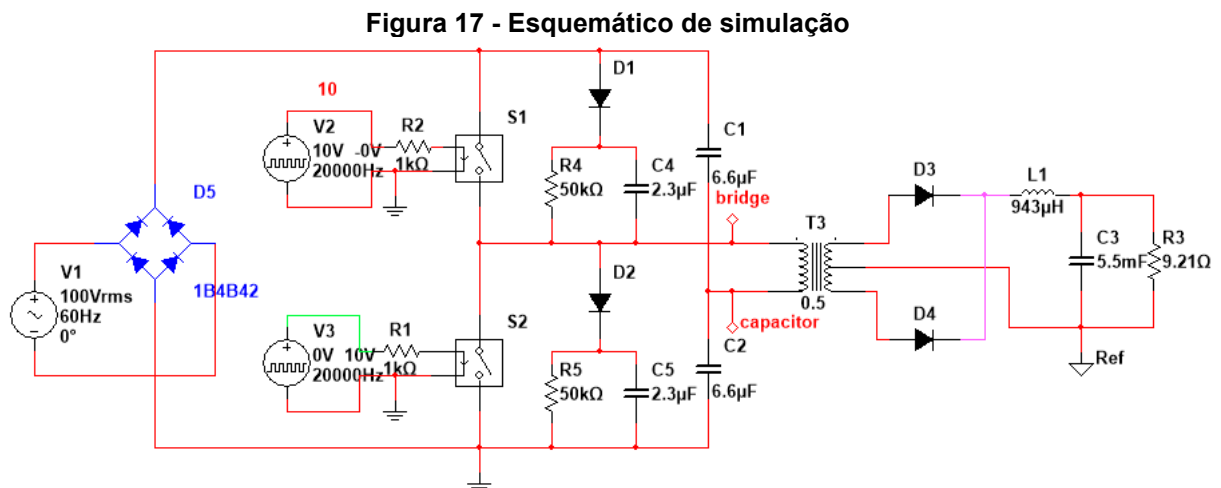
**Fonte: Autoria própria (2021)**

## 4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo, serão apresentados todos os resultados obtidos ao longo do projeto, a fim de apresentar tanto seu funcionamento quanto desempenho, além de avaliar possíveis melhorias futuras.

### 4.1 Simulação do circuito

Para simulação deste projeto foi utilizado o software *Multisim Student Edition* versão 14.1 da *National Instruments*. Os testes foram realizados em modo transitório, em um modelo SPICE, os componentes são montados e dimensionados conforme cálculos do capítulo 3. Alguns componentes como chaves S1 e S2, transformador e diodos são componentes com modelos virtuais tendo comportamentos ideais. As chaves S1 e S2 apresentam  $1\text{ m}\Omega$  em modo de condução e  $1\text{ M}\Omega$  com o circuito aberto e os diodos apresentam  $900\text{ mV}$  de queda de tensão em modo de condução. Um resistor de carga é utilizado para realizar o teste do projeto em sua máxima potência ( $500\text{ W}$ ). Assim, o diagrama eletrônico resultante é apresentado na Figura 17.



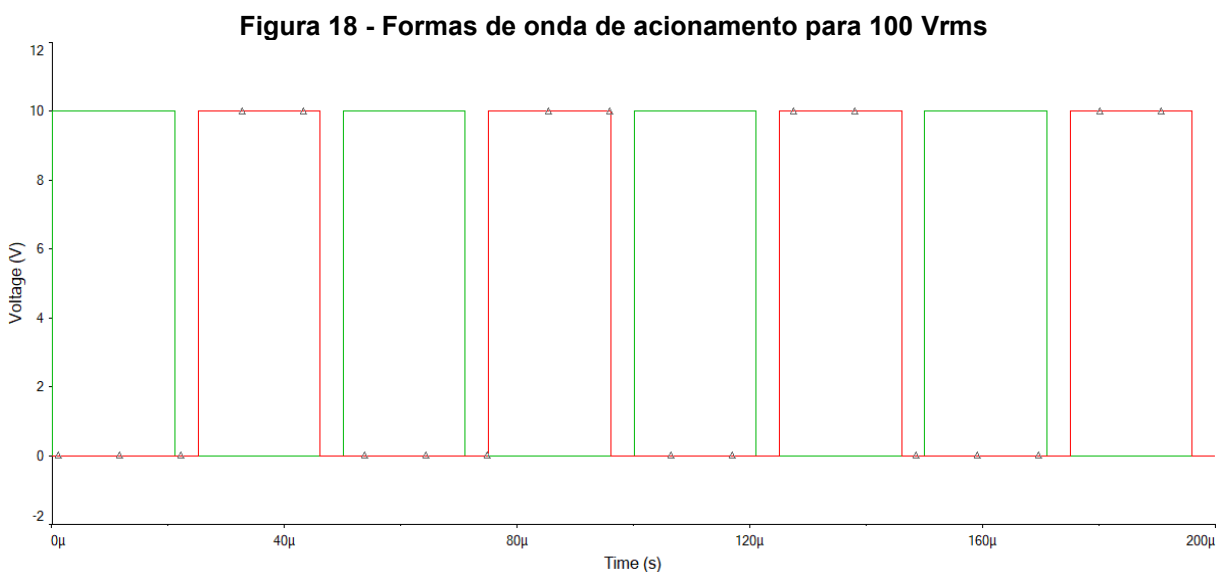
Fonte: Autoria Própria (2021)

Para a avaliação básica do funcionamento do projeto são analisadas as formas de onda de acionamento das chaves, tensão no primário do transformador, tensão no indutor e tensão na carga. A variação tensão adotada para se considerar regime permanente foi de 5%.

#### 4.1.1 Teste com 100 Vrms

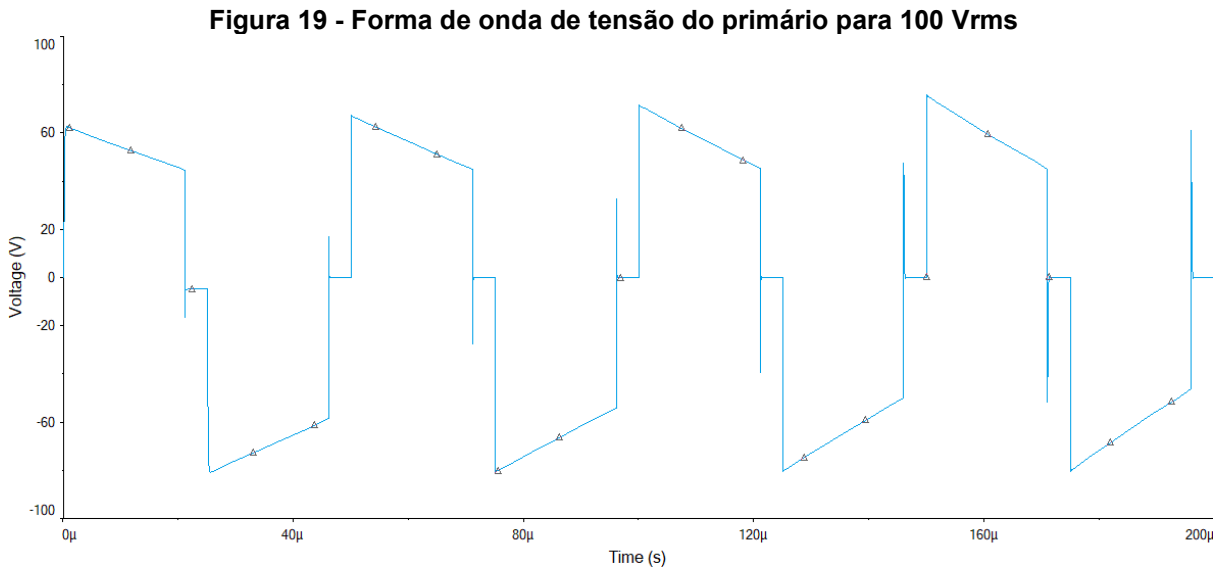
O teste de entrada em 100 Vrms avalia se a fonte chaveada é capaz de alcançar o ajuste desejado para a tensão de saída, que é de 54,2 V em malha-aberta. Com as devidas configurações foram obtidos os gráficos de simulação que estão disponíveis nas Figuras 18, 19, 20 e 21.

Na Figura 18 em vermelho temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *High Side* e em verde temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *Low Side*. Ambos estão em uma razão cíclica de 44 %.



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

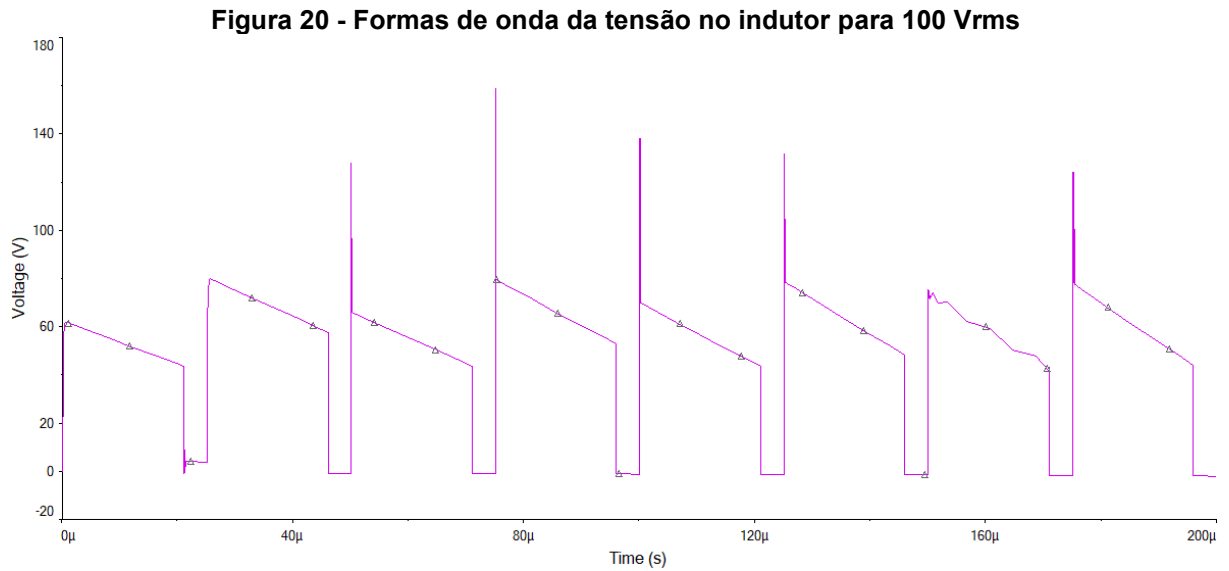
Na Figura 19 é possível notar que conforme cada chave é acionada consequentemente é gerada uma forma de onda de tensão no primário do transformador.



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Com a chave S1 gerando um recorte com tensão de pico de +75 V e a chave S2 -75 V. É importante notar que ao final do acionamento de cada chave aparecem *Spikes* no primário do transformador.

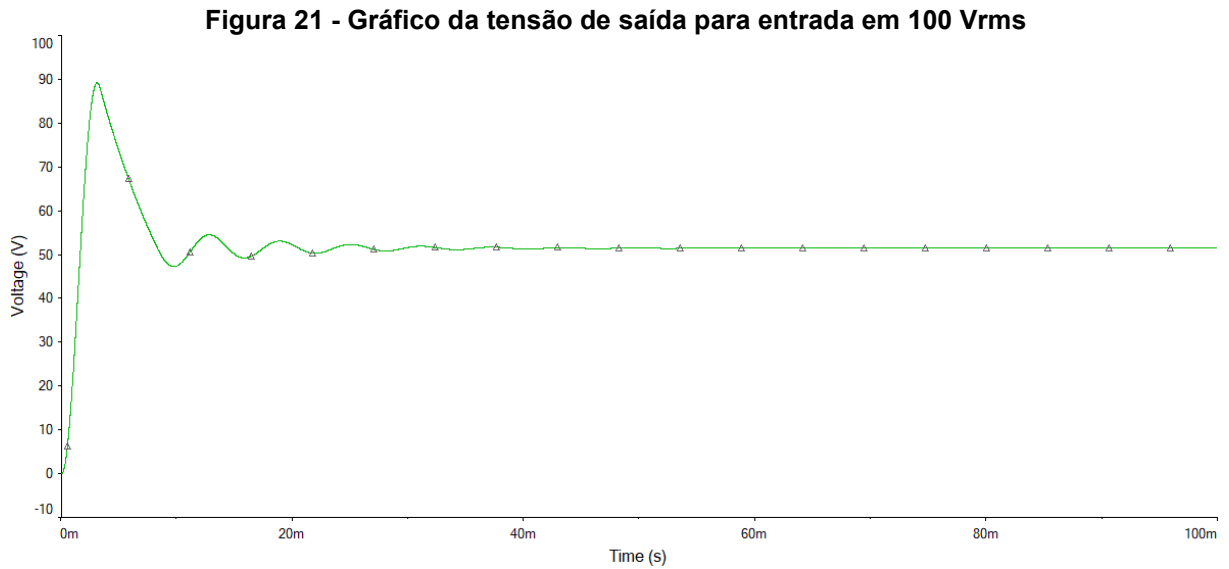
Na Figura 20 é apresentada as formas de onda da tensão do indutor do circuito *buck* equivalente. Esta forma de onda é proveniente da tensão do secundário do transformador retificado.



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Esta forma de onda atinge tensões de picos semelhantes aos das formas de onda do primário do transformador. Com valores de tensão de pico variando entre 70 e 80 V.

A Figura 21 é a forma de onda da tensão de saída, na qual o intervalo de tempo ocorre do início da simulação até a tensão entrar em regime permanente.

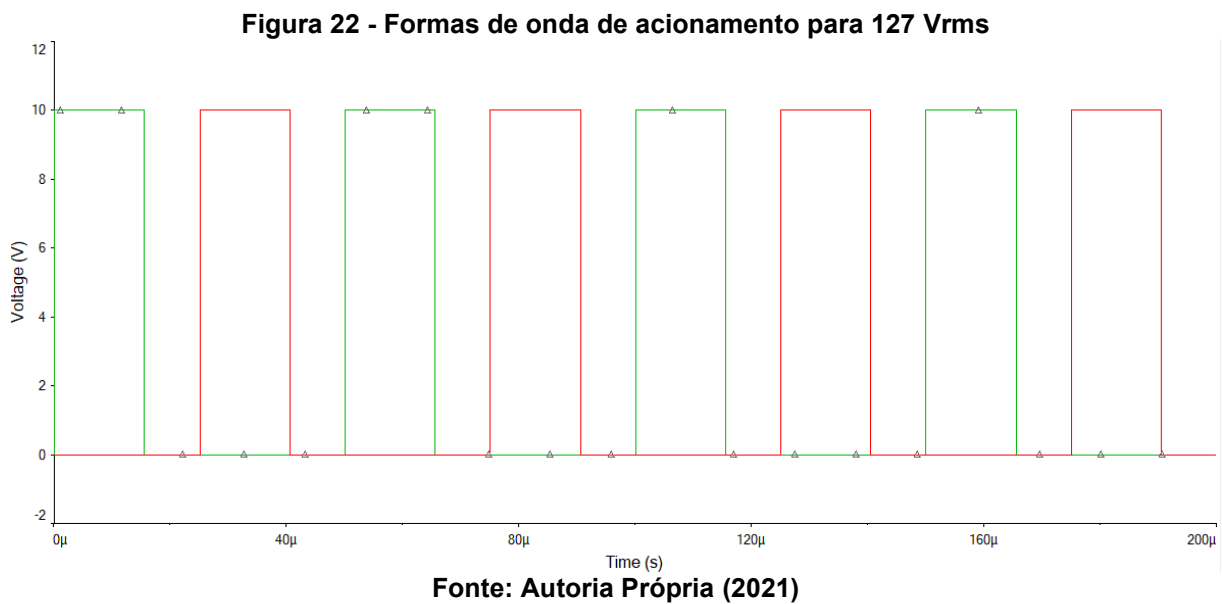


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

A leitura de tensão em regime permanente foi de 54,2 V, O TEMPO e o tempo para se atingir o regime permanente foi de aproximadamente 60 ms.

#### 4.1.2 Teste com 127 Vrms de entrada

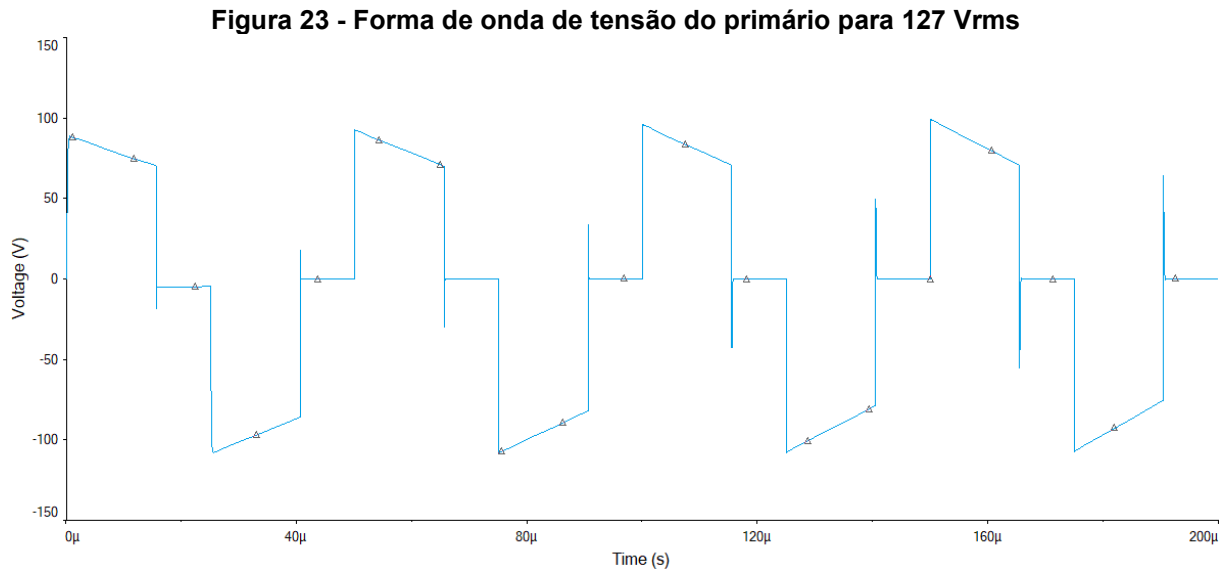
O teste de entrada em 127 Vrms avalia se a fonte chaveada é capaz de alcançar o ajuste desejado para a tensão de saída, que é de 54,2 V em malha-aberta. Com as devidas configurações foram obtidos os gráficos de simulação que estão disponíveis nas Figuras 22, 23, 24 e 25.



Na Figura 22 em vermelho temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *High Side* e em verde temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *Low Side*. Ambos estão em uma razão cíclica de 31 %.



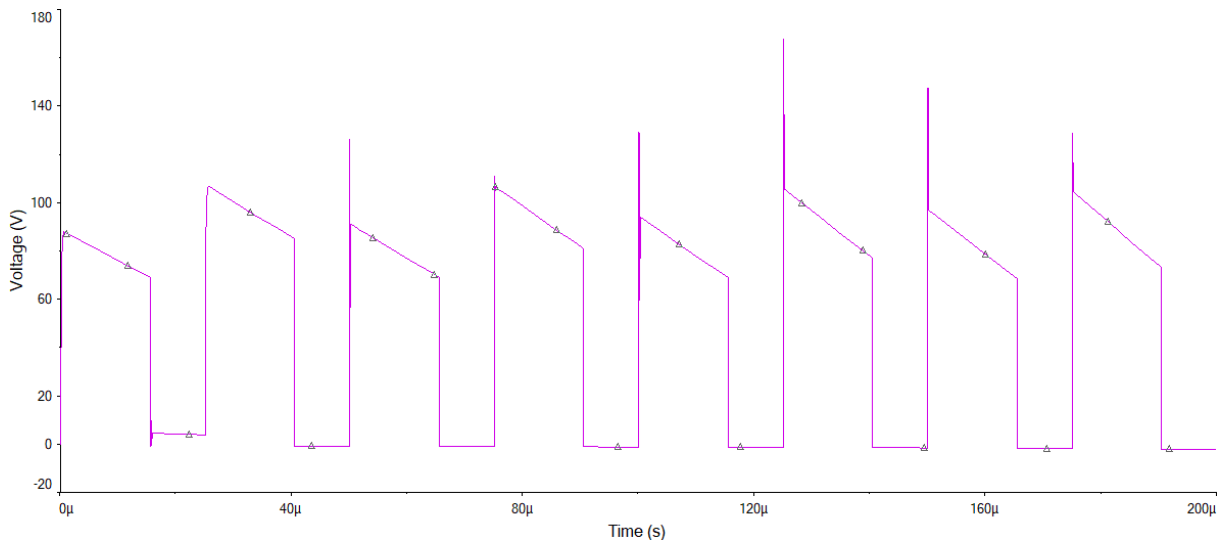
Na Figura 23 é possível notar, que conforme cada chave é acionada consequentemente é gerada uma forma de onda de tensão no primário do transformador.



Com a chave S1 gerando um recorte com tensão de pico de +90 V e a chave S2 -90 V. É importante notar que ao final do acionamento de cada chave aparecem *Spikes* no primário do transformador.

Na Figura 24 é apresentada as formas de onda da tensão do indutor do circuito *buck* equivalente. Esta forma de onda é proveniente da tensão do secundário do transformador retificado.

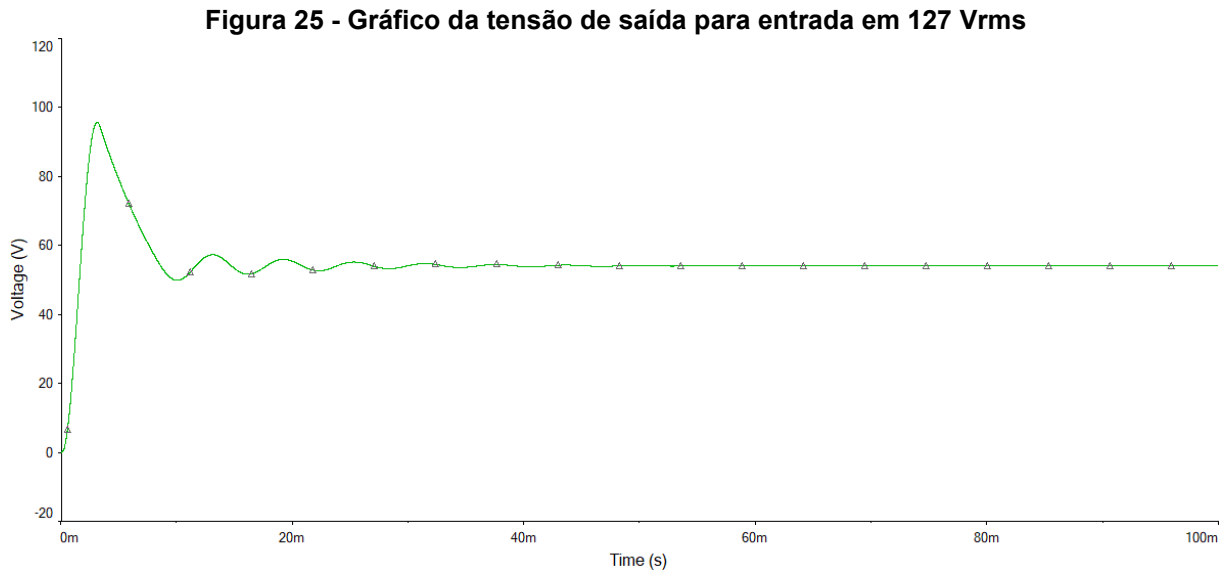
**Figura 24 - Forma de onda da tensão no indutor para 127 Vrms**



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Esta forma de onda atinge tensões de picos semelhantes aos das formas de onda do primário do transformador. Com valores de tensão de pico variando entre 100 e 90 V.

A Figura 25 é a forma de onda da tensão de saída, na qual o intervalo de tempo ocorre do início da simulação até a tensão entrar em regime permanente.

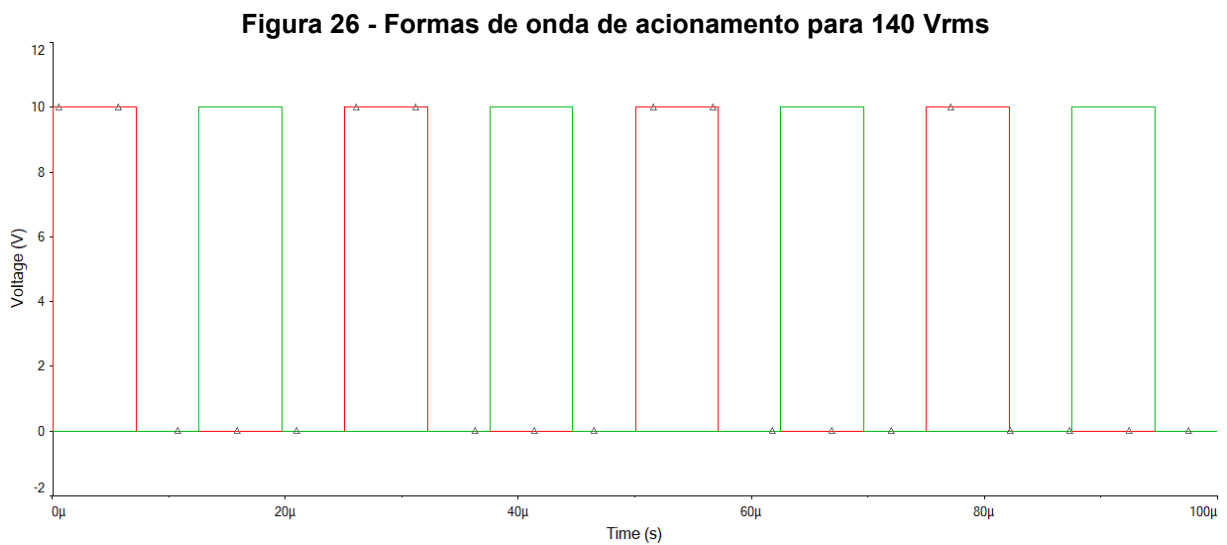


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

A leitura de tensão em regime permanente foi de 54,2 V e o tempo para se atingir o regime permanente foi de aproximadamente 60 ms.

#### 4.1.3 Teste com 140 Vrms de entrada

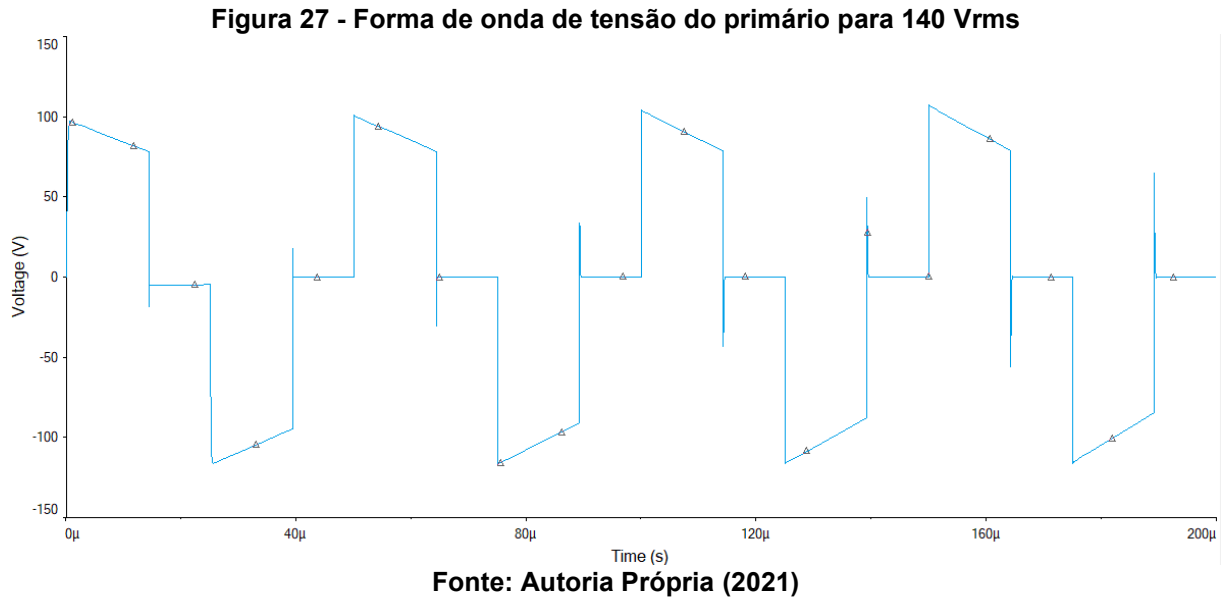
O teste de entrada em 140 Vrms avalia se a fonte chaveada é capaz de alcançar o ajuste desejado para a tensão de saída, que é de 54,2 V em malha-aberta. Com as devidas configurações foram obtidos os gráficos de simulação que estão disponíveis nas Figuras 26, 27, 28 e 29.



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

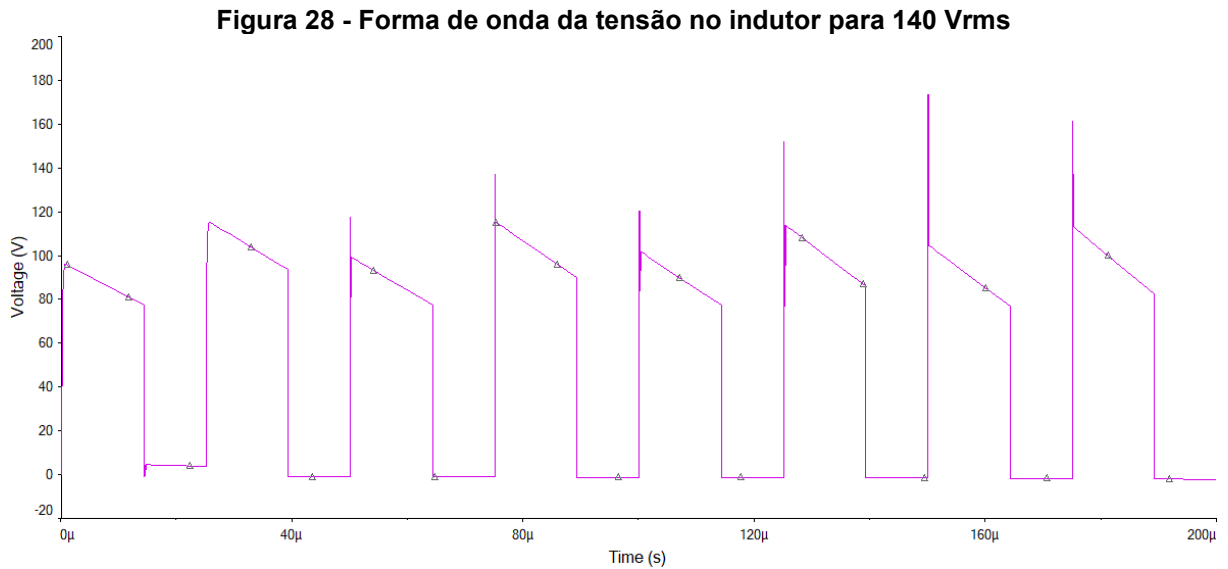
Na Figura 26 em vermelho temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *High Side* e em verde temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *Low Side*. Ambos estão em uma razão cíclica de 26%.

Na Figura 27 é possível notar, que conforme cada chave é acionada consequentemente é gerada uma forma de onda de tensão no primário do transformador.



Com a chave S1 gerando um recorte com tensão de pico de +99 V e a chave S2 -99 V. É importante notar que ao final do acionamento de cada chave aparecem *Spikes* no primário do transformador.

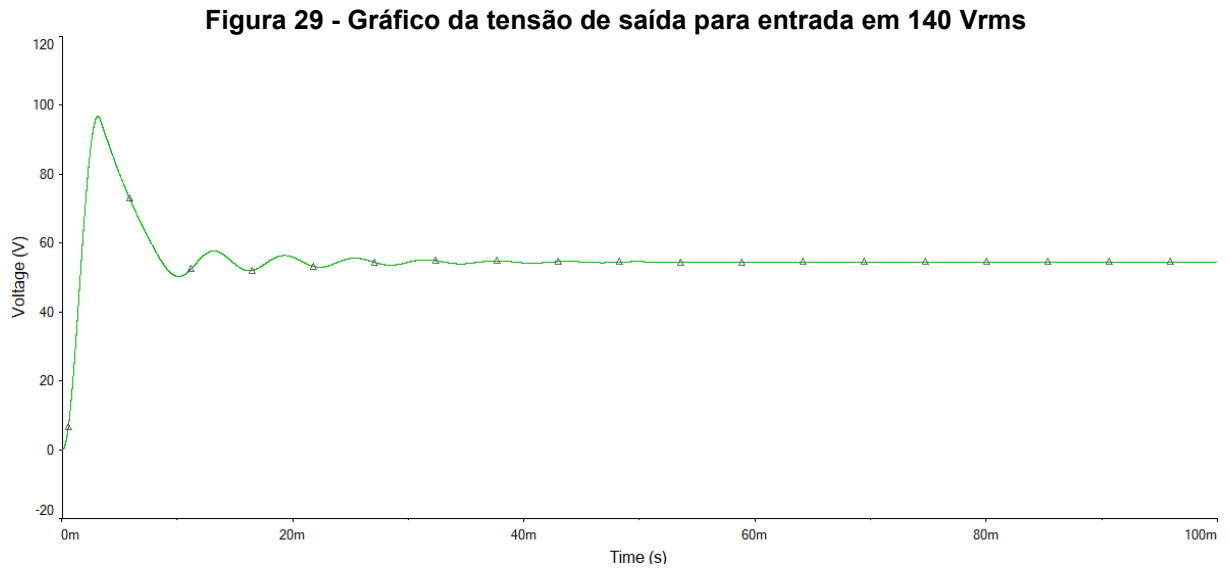
Na Figura 28 é apresentada as formas de onda da tensão do indutor do circuito *buck* equivalente. Esta forma de onda é proveniente da tensão do secundário do transformador retificado.



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Esta forma de onda atinge tensões de picos semelhantes aos das formas de onda do primário do transformador. Com valores de tensão de pico variando entre 95 e 110 V.

A Figura 29 é a forma de onda da tensão de saída, na qual o intervalo de tempo ocorre do início da simulação até a tensão entrar em regime permanente.

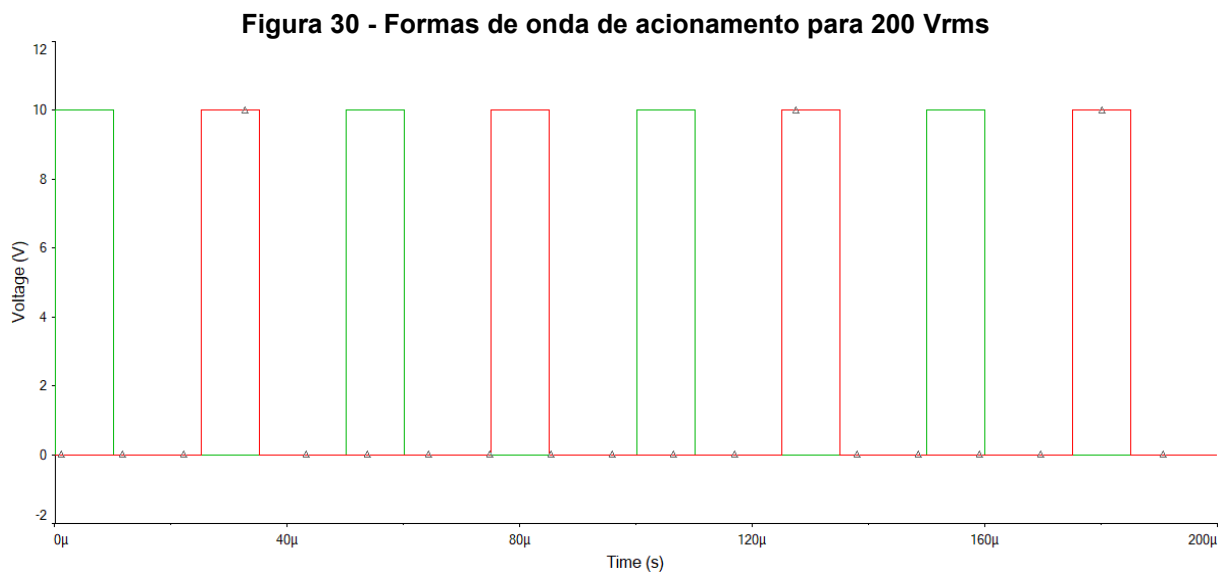


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

A leitura de tensão em regime permanente foi de 54,2 V e o tempo para se atingir o regime permanente foi de aproximadamente 60 ms.

#### 4.1.4 Teste com 200 Vrms de entrada

O teste de entrada em 200 Vrms avalia se a fonte chaveada é capaz de alcançar o ajuste desejado para a tensão de saída, que é de 54,2 V em malha-aberta. Com as devidas configurações foram obtidos os gráficos de simulação que estão disponíveis nas Figuras 30, 31, 32 e 33.

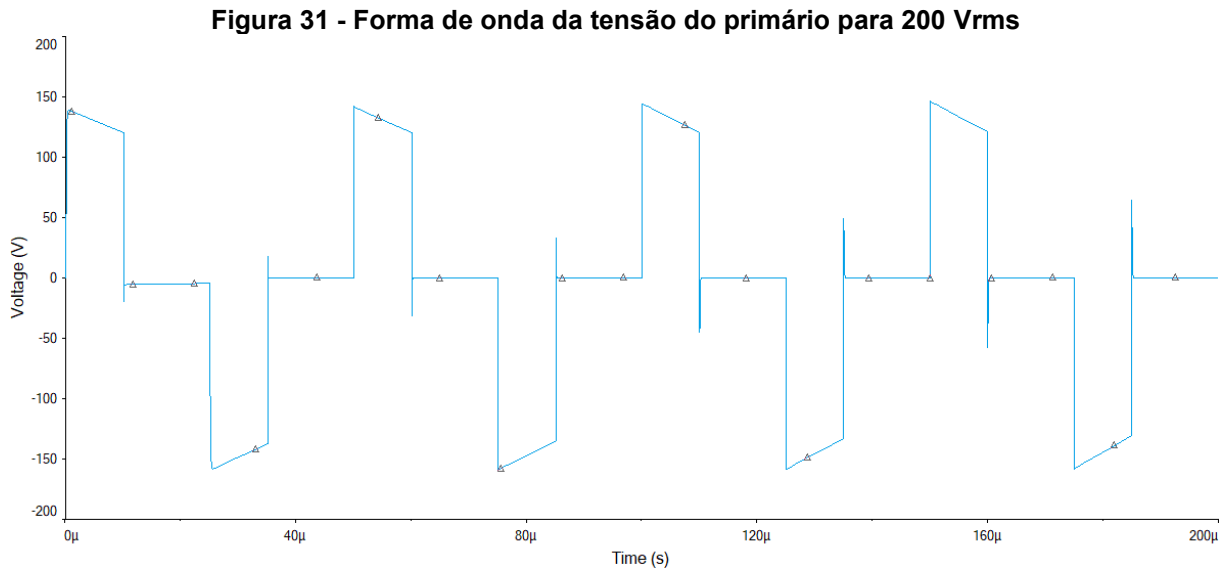


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Na Figura 30 em vermelho temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *High Side* e em verde temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *Low Side*. Ambos estão em uma razão cíclica de 20 %.



Na Figura 31 é possível notar, que conforme cada chave é acionada consequentemente é gerada uma forma de onda de tensão no primário do transformador.

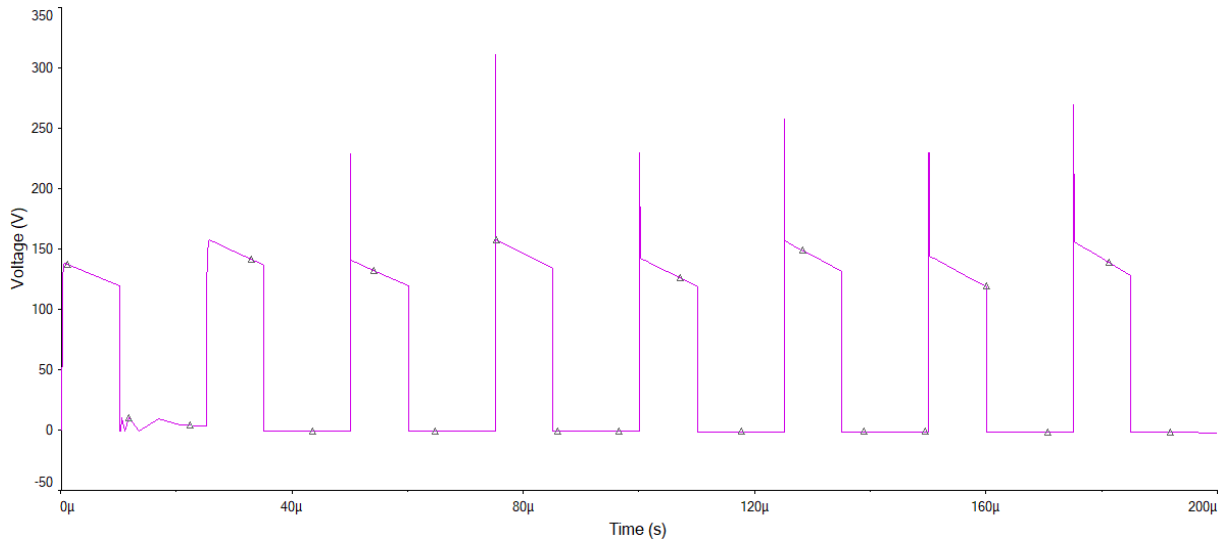


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Com a chave S1 gerando um recorte com tensão de pico de +140 V e a chave S2 -140 V. É importante notar que ao final do acionamento de cada chave aparecem *Spikes* no primário do transformador.

Na Figura 32 é apresentada as formas de onda da tensão do indutor do circuito *buck* equivalente. Esta forma de onda é proveniente da tensão do secundário do transformador retificado.

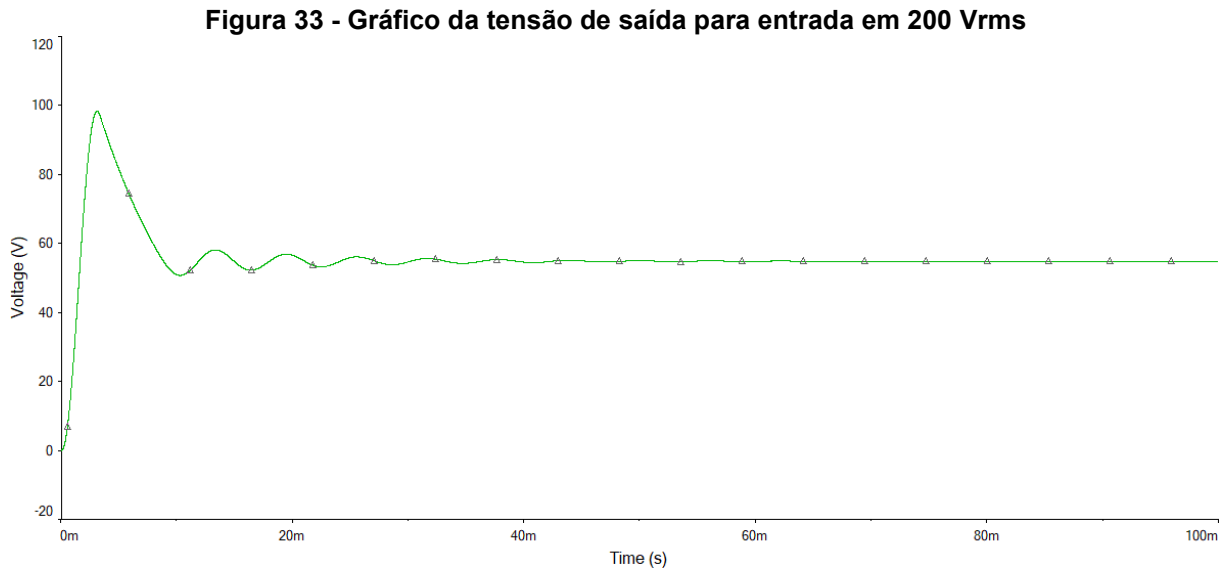
**Figura 32 - Forma de onda no Indutor para 200 Vrms**



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Esta forma de onda atinge tensões de picos semelhantes aos das formas de onda do primário do transformador. Com valores de tensão de pico variando entre 140 e 150 V.

A Figura 33 é a forma de onda da tensão de saída, na qual o intervalo de tempo ocorre do início da simulação até a tensão entrar regime permanente.

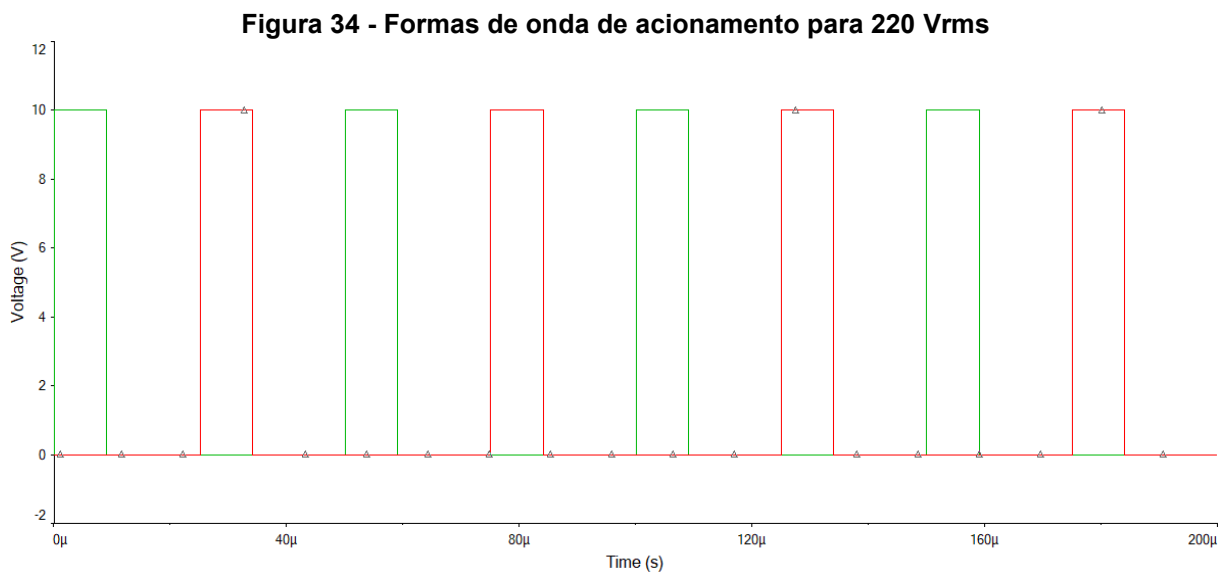


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

A leitura de tensão em regime permanente foi de 54,2 V e o tempo para se atingir o regime permanente foi de aproximadamente 70 ms.

#### 4.1.5 Teste com 220 Vrms de entrada

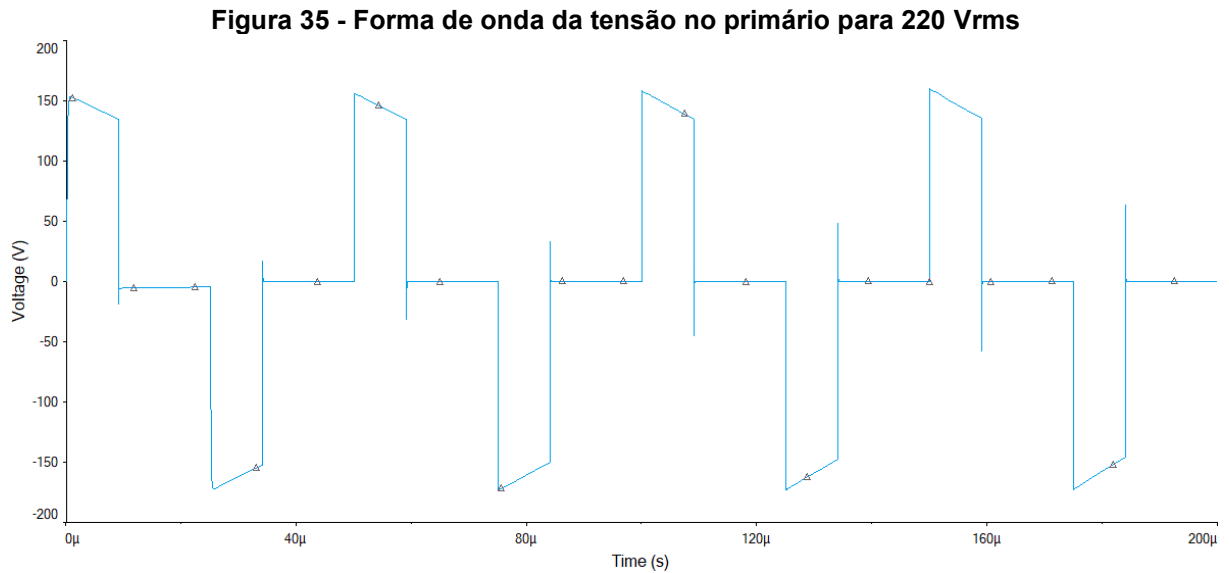
O teste de entrada em 220 Vrms avalia se a fonte chaveada é capaz de alcançar o ajuste desejado para a tensão de saída, que é de 54,2 V em malha-aberta. Com as devidas configurações foram obtidos os gráficos de simulação que estão disponíveis nas Figuras 34, 35, 36 e 37.



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Na Figura 34 em vermelho temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *High Side* e em verde temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *Low Side*. Ambos estão em uma razão cíclica de 18 %.

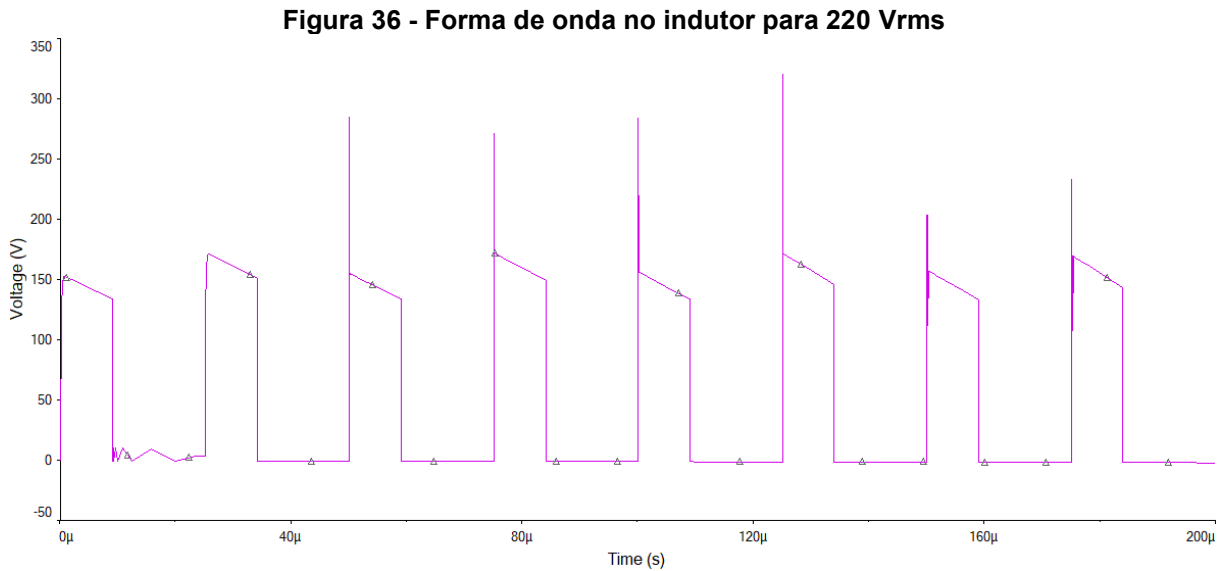
Na Figura 35 é possível notar, que conforme cada chave é acionada consequentemente é gerada uma forma de onda de tensão no primário do transformador.



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Com a chave S1 gerando um recorte com tensão de pico de +155 V e a chave S2 -155 V. É importante notar que ao final do acionamento de cada chave aparecem *Spikes* no primário do transformador.

Na Figura 36 é apresentada as formas de onda da tensão do indutor do circuito *buck* equivalente. Esta forma de onda é proveniente da tensão do secundário do transformador retificado.

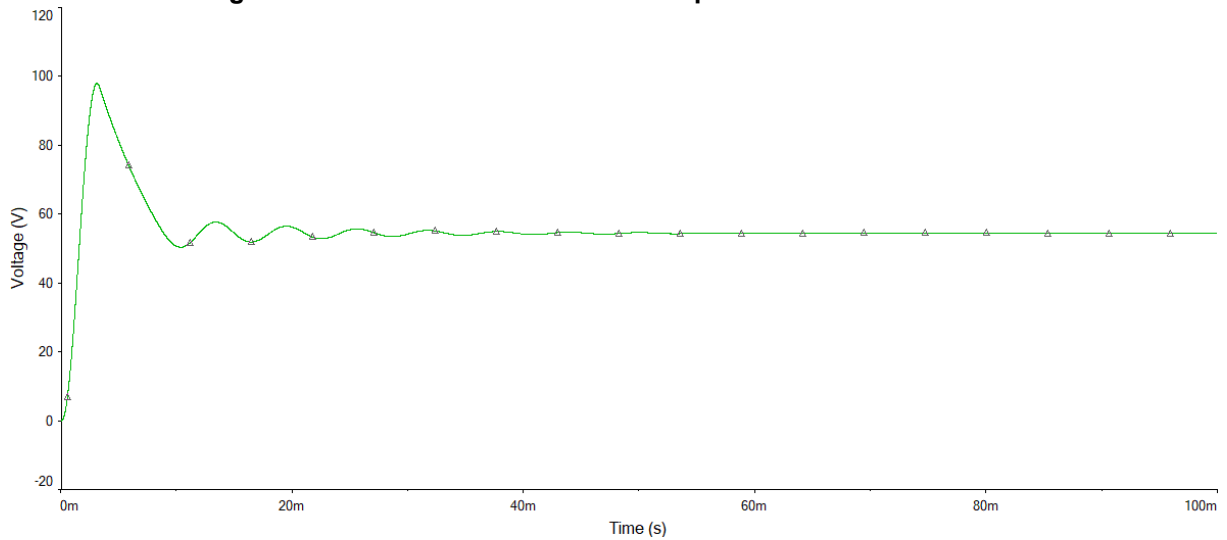


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Esta forma de onda atinge tensões de picos semelhantes aos das formas de onda do primário do transformador. Com valores de tensão de pico variando entre 155 e 164 V.

A Figura 37 é a forma de onda da tensão de saída, na qual o intervalo de tempo ocorre do início da simulação até a tensão entrar regime permanente.

**Figura 37 - Gráfico da tensão de saída para entrada em 220 Vrms**

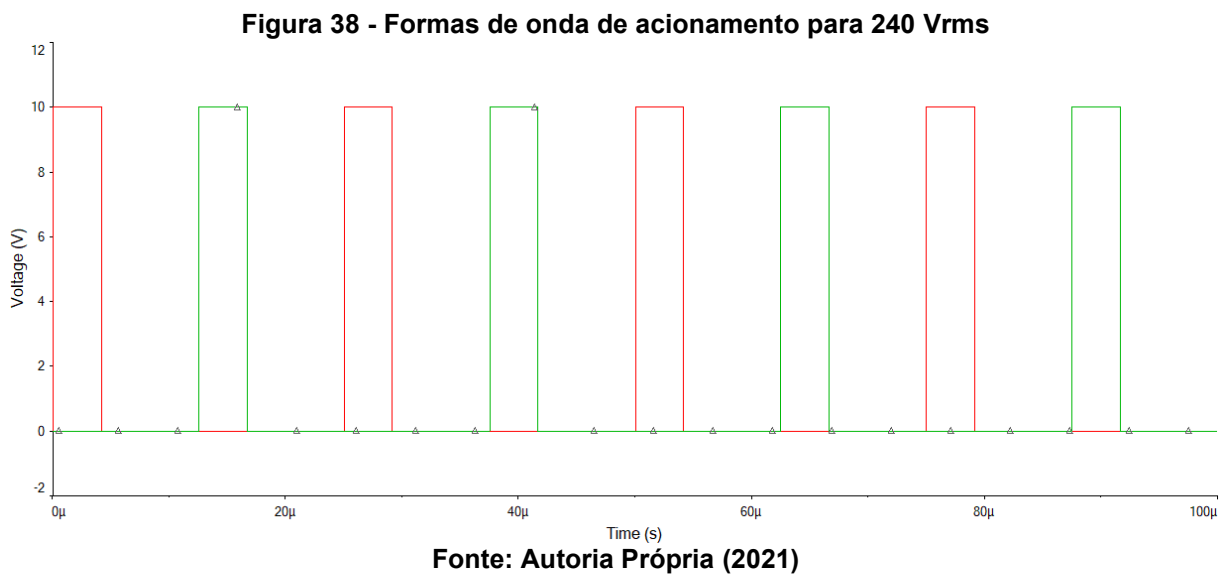


**Fonte: Autoria Própria (2021)**

A leitura de tensão em regime permanente foi de 54,2 V e o tempo para se atingir o regime permanente foi de aproximadamente 70 ms.

#### 4.1.6 Teste com 240 Vrms de entrada

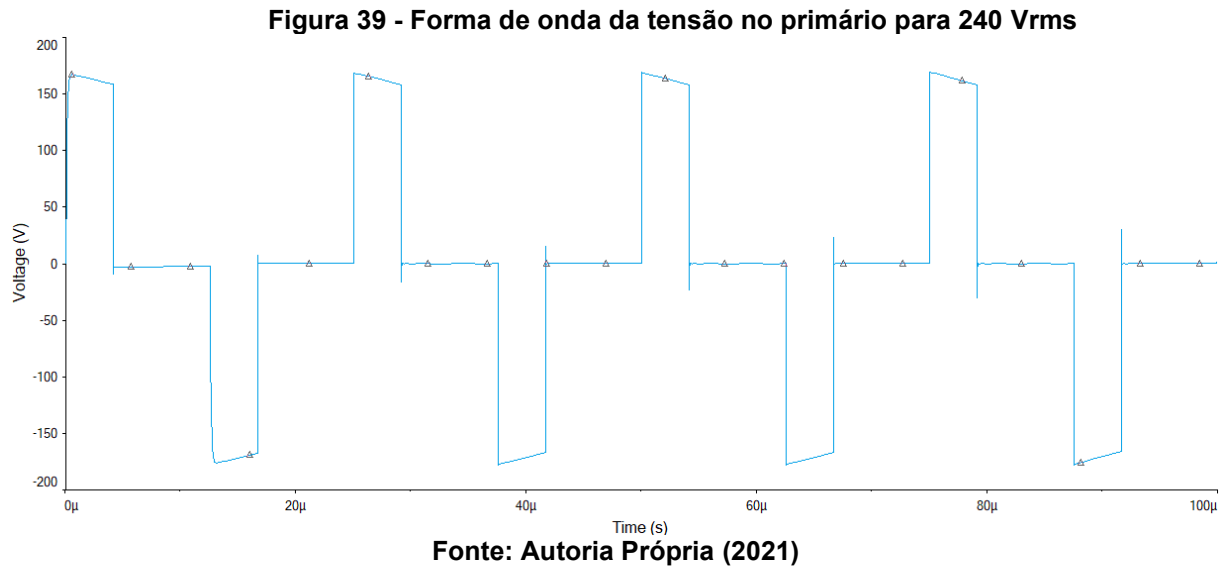
O teste de entrada em 240 Vrms avalia se a fonte chaveada é capaz de alcançar o ajuste desejado para a tensão de saída, que é de 54,2 V em malha-aberta. Com as devidas configurações foram obtidos os gráficos de simulação que estão disponíveis nas Figuras 38, 39, 40 e 41.



Na Figura 38 em vermelho temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *High Side* e em verde temos o sinal de acionamento do *Mosfet* em *Low Side*. Ambos estão em uma razão cíclica de 16,5%.

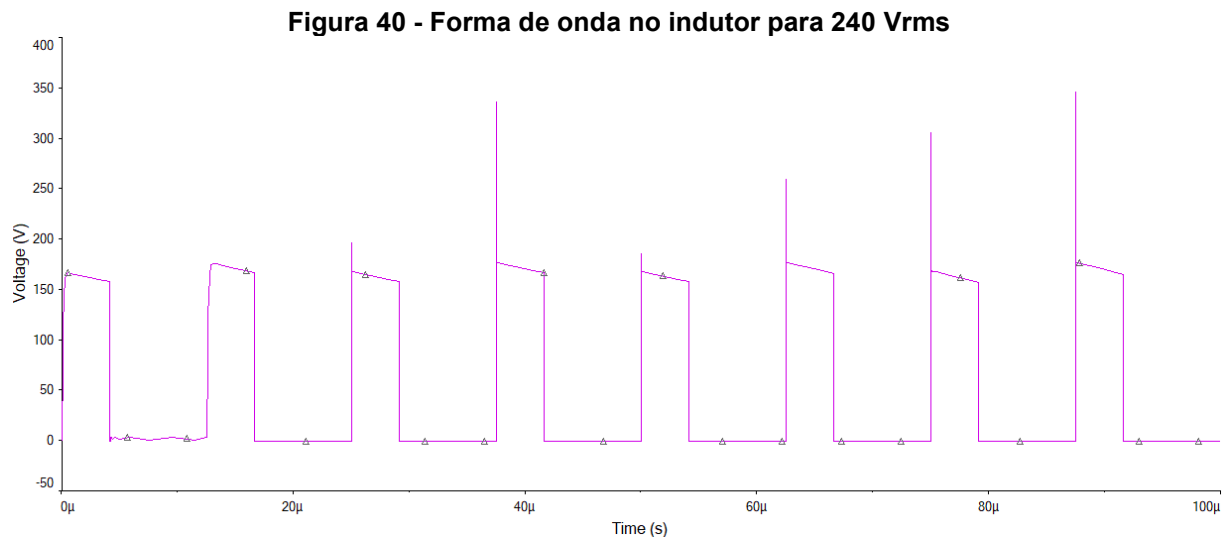


Na Figura 39 é possível notar, que conforme cada chave é acionada consequentemente é gerada uma forma de onda de tensão no primário do transformador.



Com a chave S1 gerando um recorte com tensão de pico de +168 V e a chave S2 -168 V. É importante notar que ao final do acionamento de cada chave aparecem *Spikes* no primário do transformador.

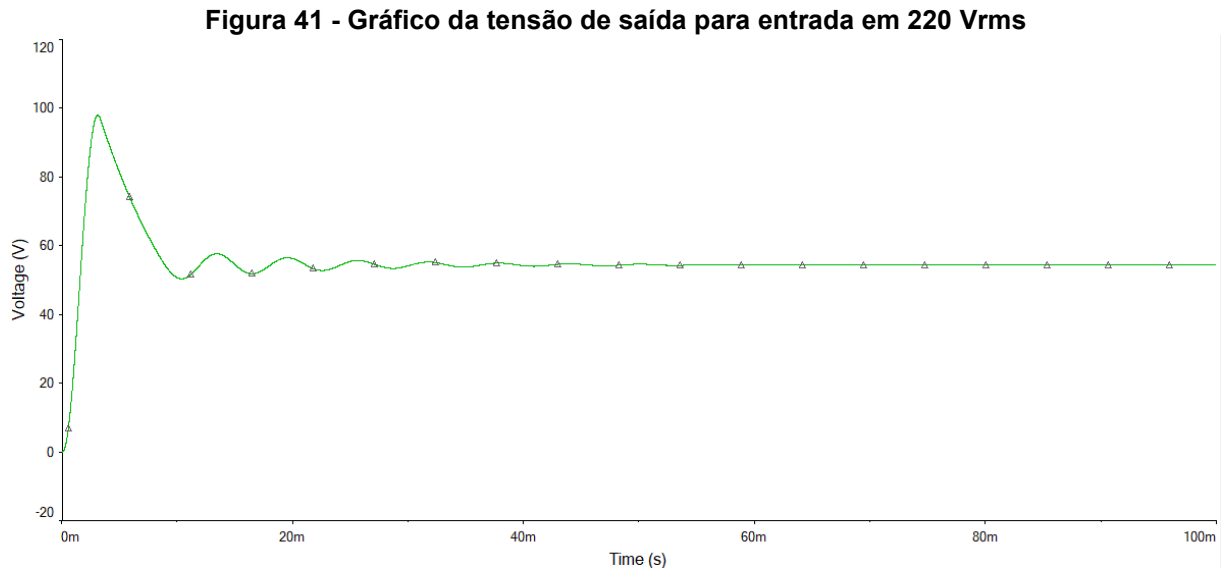
Na Figura 40 é apresentada as formas de onda da tensão do indutor do circuito *buck* equivalente. Esta forma de onda é proveniente da tensão do secundário do transformador retificado.



**Fonte: Autoria Própria (2021)**

Esta forma de onda atinge tensões de picos semelhantes aos das formas de onda do primário do transformador. Com valores de tensão de pico variando entre 168 e 178 V.

A Figura 41 é a forma de onda da tensão de saída, na qual o intervalo de tempo ocorre do início da simulação até a tensão entrar regime permanente.



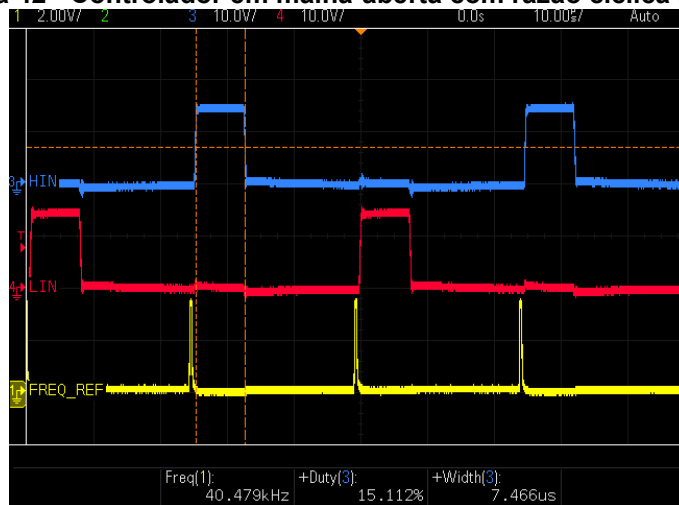
**Fonte: Autoria Própria (2021)**

A leitura de tensão em regime permanente foi de 54,2 V e o tempo para se atingir foi de aproximadamente 70 ms.

## 4.2 Controlador em malha-aberta

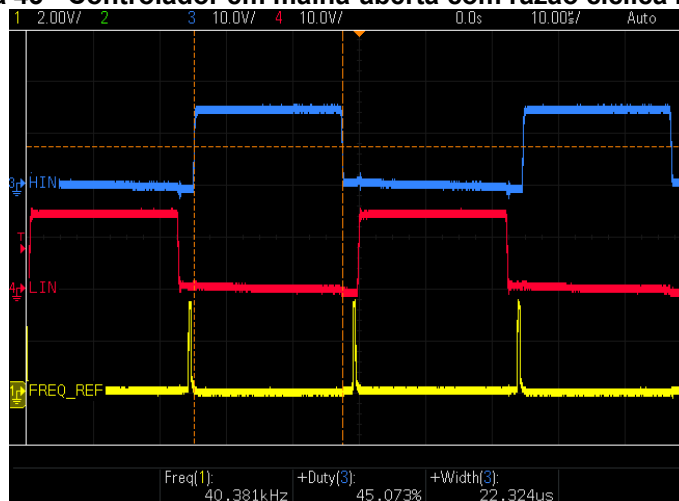
Com o protótipo montado, foi realizado um ensaio que teve por finalidade a realização do teste de funcionamento do controlador com o auxílio de uma fonte de bancada regulada em 15 V para alimentar o circuito. Com a montagem foi ajustada a frequência de referência do controlador para a de especificação do projeto (40 kHz). Os dados colhidos para o teste de funcionamento estão na Figura 42 e Figura 43.

**Figura 42 - Controlador em malha-aberta com razão cíclica mínima**



Fonte: Autoria própria (2021)

**Figura 43 - Controlador em malha-aberta com razão cíclica máxima**



Fonte: Autoria própria (2021)

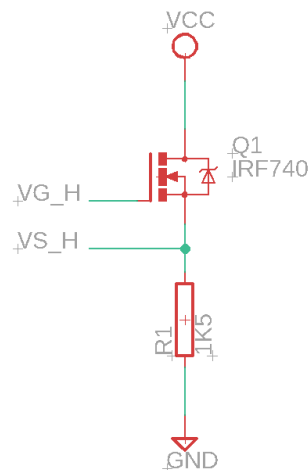
As Figura 42 e Figura 43 são representadas pelas mesmas 3 formas de onda, são elas: HIN (*High Side Input*) em azul, LIN (*Low Side Input*) em vermelho e frequência de referência em amarelo. O controlador em malha aberta cumpre com os requisitos previamente apresentados neste trabalho e, por isso, é possível controlar a razão cíclica das formas de onda dentro da frequência de operação.

### 4.3 Driver de Mosfet

Com o objetivo de avaliar se o funcionamento do *driver* era capaz de satisfazer os critérios do projeto, foi montado um ensaio, no qual foram utilizados uma fonte de bancada em 15 V e um circuito controlador em malha-aberta. A

Figura 44 mostra que o *driver* foi montado com um *Mosfet* em *High-Side* em relação a carga de 1,5 k $\Omega$ .

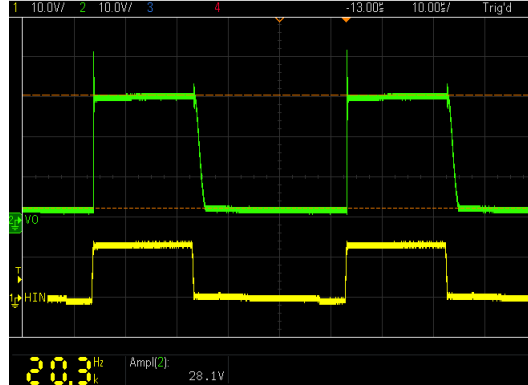
Figura 44 - Ensaio do *Driver de Mosfet*



Fonte: Autoria própria (2021)

Na Figura 45 é notável que o sinal de acionamento HIN (em amarelo) fez com que o Mosfet comutasse tensão na carga, originando, assim, a forma de onda VO (em verde), que é a tensão sobre o resistor.

**Figura 45 - Formas de onda de acionamento e tensão sobre a carga**



Fonte: Autoria própria (2021)

Foi montado um segundo teste para o *driver* de *Mosfet* para avaliar o seu funcionamento na fonte chaveada juntamente com o controlador em malha-aberta. A alimentação do circuito foi de 20 V e o sinal de controle PWM ajustado para 15%.

**Figura 46 - Formas de onda de acionamento do conversor *Half-Bridge***



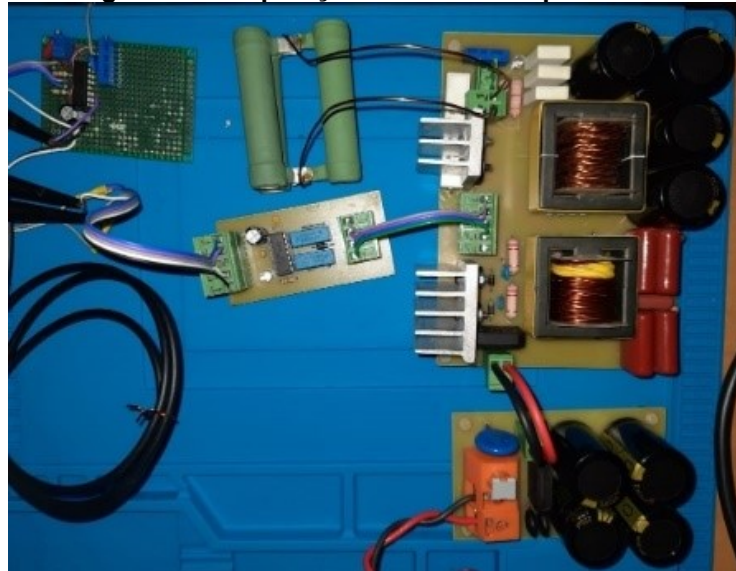
Fonte: Autoria própria (2021)

A Figura 46 mostra as tensões *Gate-Source* de cada *Mosfet*, onde VG\_H (em lilás) é a tensão entre o *Gate* e o *Source* do *Mosfet*, montado em *High Side*, e VG\_L (em vermelho) é a tensão *Gate-Source* do *Mosfet* montado em *Low Side*. É demonstrada também a tensão no primário do transformador (em verde) onde o seu sinal é a tensão do primário do transformador.

#### 4.4 Montagem do projeto

Para a avaliação de funcionamento da fonte chaveada, foram montados todos os circuitos discutidos neste trabalho: Controlador em malha aberta, *Driver de Mosfet*, fonte chaveada *Half-Bridge* e retificador, juntamente com uma fonte de bancada para a alimentação do controlador e do *driver*. A alimentação da fonte é *Half-Bridge*, que torna possível regular a tensão RMS (*Root Mean Square*) para o teste. Além dele, também foi adicionada uma carga de 3 resistores em paralelo de valor equivalente a  $19,5\Omega$ . Então, com o ambiente de ensaios montado, os circuitos ficaram dispostos conforme a Figura 47.

**Figura 47 - Disposição dos circuitos para teste.**

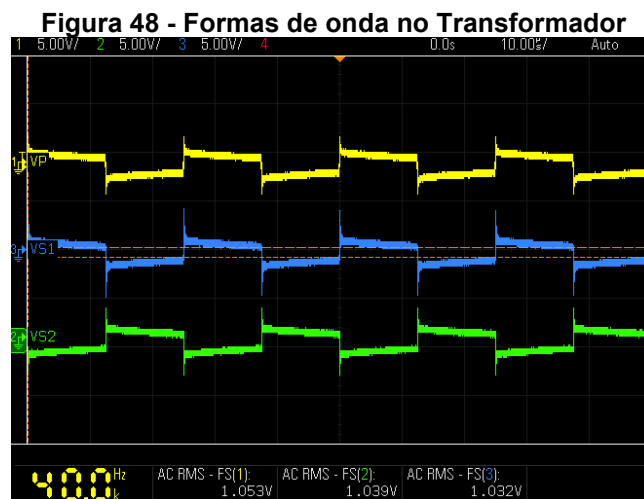


Fonte: Autoria própria (2021)

#### 4.4.1 Ensaio do transformador

O primeiro teste feito para avaliar o funcionamento da fonte chaveada foi o das formas de onda no transformador. Para isso, foi montado um ensaio com um gerador de função e um osciloscópio. O gerador de função foi configurado para uma tensão de 2 Vpp em uma forma quadrada de 40kHz.

Conforme Figura 48 a forma VP (em amarelo) é a tensão no primário do transformador, VS1 (em azul) é a tensão no primeiro enrolamento do secundário e VS2 (em verde) é a tensão no segundo enrolamento do secundário. Como este transformador foi construído com o *Center-tape*, o VS2 tem seu sinal espelhado em relação a VS1. O transformador manteve a tensão de entrada igual a de saída, cumprindo o requisito de  $N = 1$ .



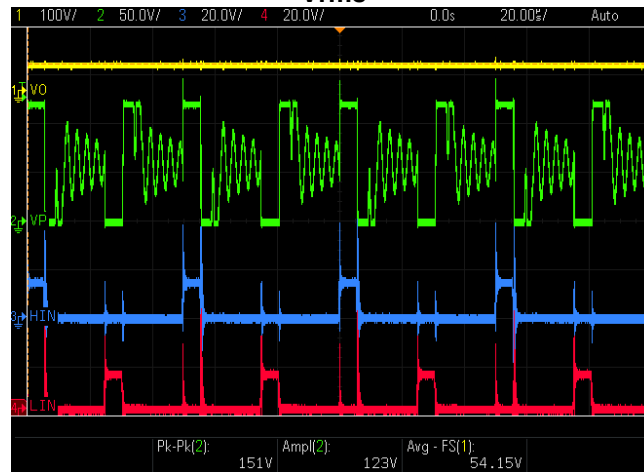
Fonte: Autoria própria (2021)



#### 4.4.2 *Half-Bridge* em 100 Vrms de entrada

O primeiro ensaio da fonte chaveada foi feito com uma tensão de entrada no retificador de 100 V. Este teste foi montado apenas com o resistor de pré-carga no valor de 1,5 k $\Omega$ . Então, a razão cíclica teve um ajuste para que a saída da fonte chaveada fosse de 54,2 V. A partir da Figura 49 pôde-se aferir a tensão de saída da fonte chaveada, a tensão Pico-a-Pico consequente das comutações e os sinais de acionamento.

**Figura 49 - Tensão de saída e formas de onda da conversor *Half-Bridge* com entrada em 100 Vrms**



**Fonte: Autoria própria (2021)**

Em azul nota-se o sinal de acionamento do *Mosfet* em *High Side*. Em vermelho o sinal de acionamento do *Mosfet* em *Low Side*. Em verde a tensão no primário do transformador com valor de 123 Vpp (*spikes* desconsiderados). Nesta forma de onda apareceu um sinal ressonante devido aos elementos passivos do projeto. Em amarelo temos o sinal da tensão de saída regulada em 54,15 V.

## 5. CONCLUSÃO

Os resultados teóricos se aplicaram muito bem para as simulações como parte do desenvolvimento e análise de funcionamento do projeto. A fonte chaveada apresentou uma resposta linear, com pequenas diferenças do cálculo teórico, devido a pequenas perdas referentes às chaves e a alguns componentes do projeto.

O projeto do controlador de malha-aberta baseado no SG3524 foi de grande facilidade de implementação, com ele foi possível obter a frequência de operação juntamente com ajustes de razão cíclica gerando as corretas formas de onda para o acionamento da fonte chaveada.

Para o teste de acionamento do *Mosfet High-Side*, o *Driver de Mosfet* realizou o correto acionamento, onde ocorreu o chaveamento da tensão sobre a carga conforme o previsto. No teste do *Driver de Mosfet* realizado no conversor *CC/CC Half-Bridge*, os *Mosfets* foram devidamente acionados a partir dos sinais PWM pelo controlador em malha-aberta. Assim, o *Driver de Mosfet* garantiu o acionamento tanto do *Mosfet* em configuração *High-Side* quanto do *Mosfet Low-Side*.

O projeto do conversor *CC/CC* apresentou um correto dimensionamento dos componentes. Os componentes dedicados ao condicionamento de tensão no primário do transformador apresentaram um correto funcionamento com o circuito do divisor capacitivo realizando a divisão de tensão. Juntamente com os semicondutores que se mostraram robustos para as especificações do projeto. Já os componentes responsáveis pelo *Buck* equivalente realizaram corretamente a regulagem e a filtragem de tensão para a carga.

O conversor *CC/CC* apresentou alguns problemas que não estavam previstos. Nas figuras que apresentam a forma de onda de tensão no primário do transformador, é possível notar que no momento em que cada *Mosfet* é desligado ocorre um grande ruído de tensão. Atribui-se esse problema à ineficiência do circuito *snubber* adotado e, por isso, sugere-se revisá-lo para trabalhos futuros.

Outro problema encontrado nos resultados foram aparentes ressonâncias que podem ser vistas também na tensão do primário do transformador. Elas ocorrem por

conta dos elementos passivos que trocam energia entre si e acabam gerando esta tensão ressonante. Os resultados adquiridos limitaram-se à tensão de entrada em 170 Vrms, devido aos altos picos de tensão gerados durante o chaveamento, conforme comentado em parágrafos anteriores.

Para trabalhos futuros, sugere-se ainda, a implementação de um conversor *Boost* entre o circuito retificador e o conversor *Half-bridge*, afim de elevar o fator de potência da fonte chaveada.

## REFERÊNCIAS

- ANATEL. Resolução nº 542, de 29 de junho de 2010. **ANATEL**, 19 abr. 2010. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2010/81-resolucao-542>. Acesso em: 22 Abril 2017.
- HART, D. W. **Eletrônica de Potência análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: AMGH, 2012.
- INFINEON TECHNOLOGIES AG. Application Note AN-978. **Site da Infineon Technologies**, 2020. Disponível em: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV\\_Floating\\_MOS\\_Gate\\_Drivers-ApplicationNotes-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a&redirId=114085](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a&redirId=114085). Acesso em: 09 nov. 2020.
- INFINEON TECHNOLOGIES AG. IR2110. **Site do IR2110**, 2020. Disponível em: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e). Acesso em: 09 nov. 2020.
- MALUF, A. J.; MARTINS, V. A. Infraestrutura de Sistemas de Energia CC em Sites de Telecomunicações. **Teleco**, 2008. Disponível em: <http://www.teleco.com.br/pdfs/tutorialenergia.pdf>. Acesso em: 15 Maio 2007.
- MELLO, L. F. P. D. **Projeto de fontes chaveadas**. São Paulo: Érica, 1987.
- MELLO, L. F. P. D. **Projetos de Fontes Chaveadas: Teoria e Prática**. São Paulo: Érica Ltda., 2013.
- POMILIO, J. A. **Qualidade da Energia Elétrica e Eletrônica de Potência**, 2002. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/electroradio.pdf>. Acesso em: 2 Maio 2017.
- POMILIO, J. A. **Técnicas de modulação em fontes chaveadas**, 2014. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/CAP3.pdf>. Acesso em: 5 Maio 2017.
- POMILIO, J. A. **Topologias básicas de conversores CC-CC com isolamento**, 25 abril 2014. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/CAP2.pdf>. Acesso em: 22 Abril 2017.
- PRIM, C. A.; HALABI, S. E. **Implementação de um conversor estático CC-CC de alto rendimento**, 2013. Disponível em: [http://nupet.daelt.ct.utfpr.edu.br/tcc/engenharia/doc-equipe/2012\\_1\\_12/2012\\_1\\_12\\_monografia.pdf](http://nupet.daelt.ct.utfpr.edu.br/tcc/engenharia/doc-equipe/2012_1_12/2012_1_12_monografia.pdf). Acesso em: 5 Maio 2017.
- SCHIAVON, G. **NO-BREAK 1,2KVA, SENOIDAL, OPERANDO EM**. Universidade Estadual de Londrina. Londrina, p. 218. 2007.

SILVA, G. V. CONVERSOR CC-CC ADITIVO PARA APLICAÇÃO EM TELECOMUNICAÇÕES. **Repositorio UFSC**, 1994. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/76105/99972.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 15 maio 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. SG3524. **Site da Texas Instruments**, 2021. Disponível em: <https://www.ti.com/product/SG3524>. Acesso em: 12 fev. 2021.

THORNTON ELETRÔNICA LTDA. **Sita da Thornton Eletrônica Ltda**, 2008. Disponível em: <https://www.thornton.com.br/>. Acesso em: 05 nov. 2020.

UMANS, S. D. **Maquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7a. ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.

VISHAY COMPANY. Diodo 30ETH06. **Site da Vishay Company**, 2020. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/96182/vs-30eth06-m3.pdf>. Acesso em: 09 nov. 2020.

VISHAY COMPANY. Mosfet IRF740. **Site da Vishay Company**, 2020. Disponível em: [www.vishay.com/docs/91054/91054.pdf](http://www.vishay.com/docs/91054/91054.pdf). Acesso em: 07 nov. 2020.

VISHAY COMPANY. UF4004. **Site da Vishay Company**, 06 abr. 2020. ISSN 88755. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/88755/uf4001.pdf>. Acesso em: 25 abr. 2021.

**Anexo 1 - Dados dos núcleos de ferrite do tipo EE**

<b>Designação</b>	<b><math>A_p</math> (<math>cm^4</math>)</b>	<b><math>CEM</math> (<math>cm</math>)</b>	<b><math>Le</math> (<math>cm</math>)</b>	<b><math>Ae</math> (<math>cm^2</math>)</b>	<b><math>As</math> (<math>cm^2</math>)</b>
<b>20/10/5</b>	<b>0,48</b>	<b>3,8</b>	<b>4,28</b>	<b>0,312</b>	<b>28,6</b>
<b>30/15/7</b>	<b>0,71</b>	<b>5,6</b>	<b>6,69</b>	<b>0,597</b>	<b>34,8</b>
<b>30/15/14</b>	<b>1,43</b>	<b>6,7</b>	<b>6,69</b>	<b>1,2</b>	<b>43,2</b>
<b>42/21/15</b>	<b>4,66</b>	<b>9,3</b>	<b>9,7</b>	<b>1,82</b>	<b>89,1</b>
<b>52/21/20</b>	<b>6,14</b>	<b>10,5</b>	<b>9,7</b>	<b>2,40</b>	<b>97,5</b>
<b>55/28/21</b>	<b>13,3</b>	<b>11,6</b>	<b>12,3</b>	<b>3,54</b>	<b>150</b>
<b>65/33/36</b>	<b>57,2</b>	<b>15</b>	<b>14,7</b>	<b>10,6</b>	<b>312</b>

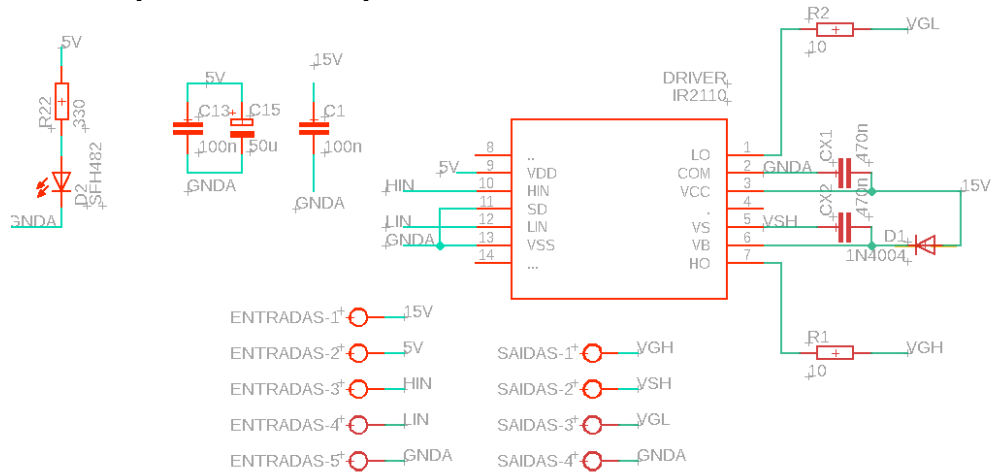
Fonte: Adaptado de MELLO (1987)

**Anexo 2 - Tabela dos valores de definição de  $K_j$  e X**

NÚCLEO	$K_j$ $20^\circ\text{C} \leq \Delta T \leq 60^\circ\text{C}$	X
POTE	$74,78. (\Delta T)^{0,54}$	0,17
EE	$63,35. (\Delta T)^{0,54}$	0,12
X	$56,72. (\Delta T)^{0,54}$	0,14
RM	$71,7. (\Delta T)^{0,54}$	0,13
EC	$71,7. (\Delta T)^{0,54}$	0,13
PQ	$71,7. (\Delta T)^{0,54}$	0,13

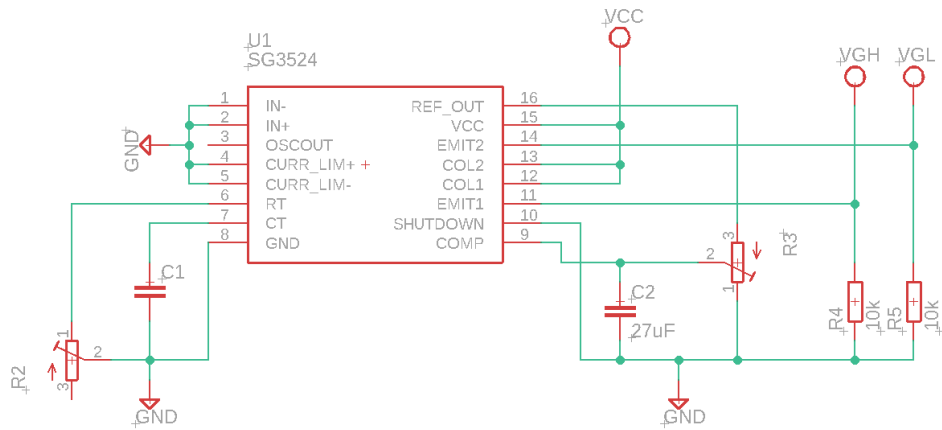
Fonte: Adaptado de MELLO (1987)

## Apêndice 1 - Esquemático do Circuito Driver de Mosfet



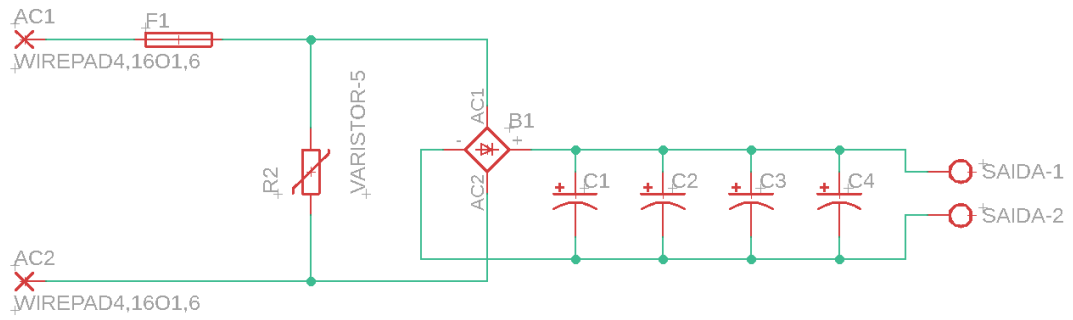


## APÊNDICE 2 - Esquemático de controle malha-aberta



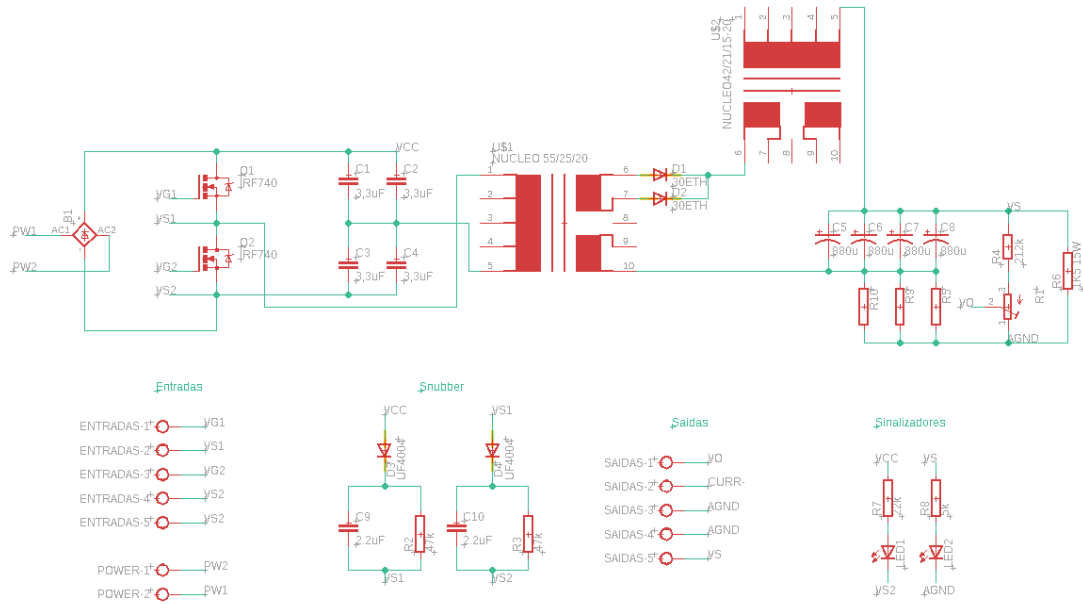
Fonte: Autoria própria (2021)

### APÊNDICE 3 - Circuito Retificador



Fonte: Autoria Própria (2021)

### APÊNCICE 4 - Conversor Half-Bridge



Fonte: Autoria Própria (2021)