

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

NILTON PEDRO CARDOSO

**INVERSOR MONOFÁSICO COM ESTÁGIO CC-CC BOOST HALF BRIDGE
ALIMENTADO A PARTIR DE BATERIA VEICULAR**

**JOINVILLE
2017**

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

NILTON PEDRO CARDOSO

INVERSOR MONOFÁSICO COM ESTÁGIO CC-CC BOOST HALF BRIDGE
ALIMENTADO A PARTIR DE BATERIA VEICULAR

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao Bacharelado em
Engenharia Elétrica do Centro de
Ciências Tecnológicas da Universidade
do Estado de Santa Catarina, para a
obtenção do Grau de Engenheiro
Eletricista.

Orientador: Dr. Alessandro Luiz
Batschauer

JOINVILLE

2017

NILTON PEDRO CARDOSO

**INVERSOR MONOFÁSICO COM ESTÁGIO CC-CC BOOST HALF BRIDGE
ALIMENTADO A PARTIR DE BATERIA VEICULAR**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Banca Examinadora

Orientador:

Dr. Alessandro Luiz Batschauer
UDESC

Membros:

Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
UDESC

Dr. Marcello Mezaroba
UDESC

Joinville, 29 de junho 2017.

À minha família,
À minha namorada e
Aos amigos

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelo dom da vida e ao longo dessa caminhada sempre me deu força, saúde e me abençoou ao longo dessa caminhada.

Aos meus pais Vanderlei Cardoso e Lisete Schmitt que me educaram, sempre foram meus espelhos como pessoa e me mantiveram perseverante nessa jornada.

A minha namorada pela compreensão em todos os momentos ausentes, pelo carinho, pelo amor e por tudo que fez e faz por mim.

Ao professor Alessandro Luiz Batschauer pela orientação.

Aos meus amigos Henrique, que me ajudou na confecção das placas de circuito impresso e ao longo da faculdade, Fabrício que me auxiliou com os recursos do MATLAB e a todos os outros que de alguma forma contribuíram para estar aqui.

Ao doutorando Gustavo Lambert, que colaborou com suas dicas nos fins de semana testando o protótipo.

RESUMO

Este trabalho tem como intuito desenvolver e implementar um inversor monofásico isolado a partir de baterias de 12V automotivas. Este inversor é destinado a tornar os usuários mais independentes da rede de energia elétrica, para isso, há a possibilidade de ser alimentado a partir de baterias veiculares e fornecer energia para alimentar cargas genéricas no dia a dia. Foi efetuada uma pesquisa das principais especificações dos inversores monofásicos no mercado, para essa aplicação, bem como as topologias e modulações senoidais mais utilizadas na literatura, definindo o conversor em dois estágios, um CC-CC isolado *Boost Half Bridge* e um CC-CA *Full Bridge* com as especificações de tensão e potência de saída, 127 VAC e 200 W respectivamente. Os dois conversores foram testados separadamente obtendo os valores de tensão, corrente e potência nominal.

Palavras chave: inversor monofásico, CC-CC isolado *Boost Half Bridge*, bateria veicular.

ABSTRACT

This work aims to develop and implement a single-phase inverter isolated from 12V automotive batteries. This inverter is intended to make users more independent of the electric power grid, for this, there is the possibility of being powered from vehicular batteries and provide power to feed generic loads on a day to day basis. A research of the main specifications of single-phase inverters in the market was carried out for this application, as well as the most used sine-wave topologies and modulations in the literature, defining the two-stage converter, a Boost Half Bridge isolated CC-CC and a Full DC-CA Bridge with the specifications of voltage and output power, 127 VAC and 200 W respectively. The two inverters were tested separately for voltage and nominal power values.

Keywords: Single-phase inverter, Boost Half Bridge isolated CC-CC, vehicular battery.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Classificação dos tipos de conversores de corrente contínua para alternada quanto aos estágios e tipo de isolação.	21
Figura 2 - Topologia de um conversor com um único estágio inversor (sem isolação)	22
Figura 3 - Topologia de conversor de potência de estágio único com isolação galvânica.	23
Figura 4 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>boost</i> não isolado.	24
Figura 5 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>boost Interleaved</i> não isolado.	24
Figura 6 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>Boost Quadrático</i>	25
Figura 7 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>Z Source Inverter</i>	25
Figura 8 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>flyback</i> isolada.	26
Figura 9 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>push-pull</i> isolada.	27
Figura 10 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>full bridge</i> isolada.	27
Figura 11 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>half bridge</i>	28
Figura 12 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC <i>boost half bridge</i>	28
Figura 13 - Topologia Inversora <i>half bridge</i>	30
Figura 14 - Topologia Inversora em Ponte Completa	31
Figura 15 – Topologia Inversora Full Bridge com interruptores não ideais	32
Figura 16 - Formas de onda da modulação Bipolar.....	33
Figura 17 - Formas de onda da modulação Unipolar.....	34
Figura 18 - Conversor <i>Boost Half Bridge</i> com carga resistiva para dedução do ganho estático.....	39

Figura 19 - Formas de onda do conversor <i>Boost Half Bridge</i> com carga resistiva....	40
Figura 20 - <i>Boost Half Bridge</i> com dobrador de tensão na saída do transformador.	42
Figura 21 - Etapas de operação do conversor <i>Boost Half Bridge</i> com carga resistiva	37
Figura 22 - Formas de onda das etapas de operação do conversor <i>Boost Half Bridge</i>	38
Figura 23 - Diagrama de blocos da estrutura do conversor	44
Figura 24 - Esquemático da potência do conversor <i>Boost Half Bridge</i>	82
Figura 25 - Vista superior do protótipo, onde a área vermelha representa o conversor <i>Boost Half Bridge</i> e a área azul a parte de potência do conversor <i>Full Bridge</i>	83
Figura 26 - Modelo mais simples de uma bateria de chumbo ácido	60
Figura 27 - Proteções presentes na alimentação do conversor na bateria.	61
Figura 28 - Oscilador 555 no modo Astável com razão cíclica variável.	62
Figura 29 - Esquemático do conversor <i>Full Bridge</i>	99
Figura 30 - Filtro passa baixa de segunda ordem com indutor em série e capacitor em paralelo com a carga	69
Figura 31 - Diagrama de Blocos do detector de valor eficaz	71
Figura 32 - Esquemático do circuito de detecção do valor eficaz.	72
Figura 33 - Vista superior da placa de circuito impresso do detector de valor eficaz com o transformador de adaptação de tensão	73
Figura 34 - Diagrama de blocos do microcontrolador.	74
Figura 35 - Vista superior da placa de circuito impresso do microcontrolador.	74
Figura 36 - Fluxograma da programação do microcontrolador PIC18F4550	75
Figura 37 - Modulação com duas modulantes dentes de serra e uma portadora senoidal.....	77
Figura 38 - Driver do Half bridge do conversor CC-CC	63
Figura 39 - Driver do conversor CC-CA Full Bridge.....	79
Figura 40 - Representação do circuito com elementos parasitas do conversor <i>Boost Half Bridge</i>	86

Figura 41 – SIMULAÇÃO - Tensões de gatilho dos interruptores 1 e 2.....	87
Figura 42 – EXPERIMENTAL - Tensões de gatilho dos interruptores 1 e 2.	87
Figura 43 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da Tensão e corrente no indutor de entrada.	88
Figura 44 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da Tensão e corrente no indutor de entrada.	89
Figura 45 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da Tensão e corrente no interruptor 1.	90
Figura 46 – EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no interruptor 1	90
Figura 47 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no interruptor 2.	91
Figura 48 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no interruptor 2.	92
Figura 49 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no enrolamento primário do transformador.	93
Figura 50 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no enrolamento primário do transformador.	93
Figura 51 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador.	94
Figura 52 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador	95
Figura 53 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no diodo 3.	96
Figura 54 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no diodo 3.	96
Figura 55 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no diodo 4.	97
Figura 56 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no diodo 4	98
Figura 57 - Circuito do conversor <i>Full Bridge</i> com filtro passa baixa LC.....	99

Figura 58 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CA das tensões de gatilhos dos interruptores S1, S2, S3 e S4.	100
Figura 59 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CA das tensões de gatilhos dos interruptores S1, S2, S3 e S4.	101
Figura 60 - SIMULAÇÃO - Sobretensão e tempo de comutação dos interruptores S1 e S2.....	102
Figura 61 - EXPERIMENTAL - Sobretensão e tempo de comutação dos interruptores S1 e S2.....	102
Figura 62 - Ilustração do tempo de comutação do interruptor IRF740.	103
Figura 63 - SIMULAÇÃO - Forma de onda simulada do conversor CC-CA da tensão de saída antes do filtro passa baixa	104
Figura 64 - EXPERIMENTAL - Forma de onda experimental do conversor CC-CA da tensão de saída antes do filtro passa baixa.	104
Figura 65 - SIMULAÇÃO - Formas de onda de tensão, corrente e potência do conversor CC-CA <i>Full Bridge</i> após o filtro passa baixa.	105
Figura 66 - EXPERIMENTAL - Formas de onda de tensão, corrente e potência do conversor CC-CA <i>Full Bridge</i> após o filtro passa baixa.	106
Figura 67 - SIMULAÇÃO - Espectro harmônico da tensão de saída do conversor CC-CA <i>Full Bridge</i>	107
Figura 68 - EXPERIMENTAL - Espectro harmônico da tensão de saída do conversor CC-CA <i>Full Bridge</i>	107
Figura 69 - Face inferior das placas de circuito impresso do conversor.	124
Figura 70 - Face superior das placas de circuito impresso do conversor.	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações dos conversores CC-CA monofásicos no mercado de diferentes fabricantes	19
Tabela 2 - Especificações a ser atendidas pelo conversor	20
Tabela 3 - Comparativo entre as diversas topologias CC-CC para processamento de energia	29
Tabela 4 - Parâmetros de cálculo do transformador do conversor <i>Boost Half Bridge</i>	45
Tabela 5 - Dados do núcleo EE42/21/20.....	46
Tabela 6 - Especificações do condutor AWG 25	47
Tabela 7 - Parâmetros de cálculo do indutor de entrada do conversor <i>Boost Half Bridge</i>	50
Tabela 8 - Corrente nos interruptores S1 e S2 do conversor <i>Boost Half Bridge</i>	54
Tabela 9 - Especificação dos interruptores IRFB3306PbF do <i>Half Bridge</i>	55
Tabela 10 - Parâmetros do diodo HFA08TB60PbF utilizado no dobrador de tensão	59
Tabela 11 - Especificação dos interruptores IRF740 do Full Bridge	67
Tabela 12 - Parâmetros do filtro passa baixa LC.....	70
Tabela 13 - Parâmetros do microcontrolador PIC18F4550.....	73
Tabela 14 - Parâmetros utilizados na simulação do protótipo	85
Tabela 15 - Valores utilizados na simulação e na prática do conversor CC-CA <i>Full Bridge</i>	100
Tabela 16 - Tempo de entrada em condução e bloqueio experimental do interruptor IRF740	103
Tabela 17 - Valores experimentais atingidos no conversor CC-CA	106
Tabela 18 - Valores da THD da tensão de saída após o filtro simulada e experimental.....	108

LISTA DE ABREVIASÕES E SIGLAS

VAC – Tensão de Corrente Alternada

VDC – Tensão de Corrente Contínua

THD - *Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total)

CC-CA - Corrente Contínua para Corrente Alternada

CC-CC - Corrente Contínua para Corrente Contínua

CA-CA - Corrente Alternada para Corrente Alternada

CA-CC - Corrente Alternada para Corrente Contínua

PWM - *Pulse-Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso)

SPWM - *Senoidal Pulse-Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)

CSI - *Current Source Inverter*

NPC - *Neutral Point Clamped*

ZSI – *Z Source Inverter*

IBC – *Interleaved Boost Converter*

ABS - *Anti-lock Braking System*

LISTA DE SIMBOLOS

- S1 – Interruptor 1 no inversor monofásico
S2 – Interruptor 2 no inversor monofásico
S3 – Interruptor 3 no inversor monofásico
S4 – Interruptor 4 no inversor monofásico
 V_{g1} – Tensão no Gatilho 1
 V_{g2} - Tensão no Gatilho 2
 V_{g3} - Tensão no Gatilho 3
 V_{g4} - Tensão no Gatilho 4
 V_m – Onda Senoidal Moduladora
 V_{m-} - Onda Senoidal Moduladora defasada de 180º
 V_{cr} – Onda triangular Portadora
 V_{AN} – Tensão entre o terminal A e o ponto N
 V_{BN} – Tensão entre o terminal B e o ponto N
 V_{AB} – Tensão diferencial entre os terminais A e B
 V_d – Tensão do Barramento

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	OBJETIVO GERAL.....	17
1.2	PESQUISA DAS ESPECIFICAÇÕES CONVERSORES CC-CA MONOFÁSICOS NO MERCADO	18
1.3	OBJETIVO ESPECÍFICO	19
2	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CA MONOFÁSICOS	21
2.1	TOPOLOGIA COM UM ÚNICO ESTÁGIO SEM ISOLAÇÃO GALVÂNICA.....	22
2.2	TOPOLOGIAS COM ÚNICO ESTÁGIO COM ISOLAÇÃO GALVÂNICA EM BAIXA FREQUÊNCIA;.....	22
2.3	TOPOLOGIAS DE MÚLTIPLOS ESTÁGIOS SEM ISOLAÇÃO	23
2.4	TOPOLOGIAS DE MÚLTIPLOS ESTÁGIOS COM ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA	26
2.5	ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS DOS CONVERSORES CC-CA.....	28
3	INVERSORES DE POTÊNCIA MONOFÁSICOS	30
3.1	TOPOLOGIA INVERSORA HALF BRIDGE	30
3.2	TOPOLOGIA INVERSORA FULL BRIDGE	30
3.3	OUTRAS TOPOLOGIAS INVERSORAS	31
3.4	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA INVERSORES MONOFÁSICOS.....	31
3.4.1	Modulação por Largura de Pulso Bipolar.....	32
3.4.2	Modulação por Largura de Pulso Unipolar	33
3.5	CONCLUSÃO SOBRE CONVERSORES CC-CA E MODULAÇÕES	34
4	ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST HALF BRIDGE	36
4.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR	36
4.2	ANÁLISE SEM TRANSFORMADOR	39
4.3	ANÁLISE COM TRANSFORMADOR IDEAL	41

5 PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO	44
5.1 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BOOST HALF BRIDGE	44
5.1.1 Cálculo elementos magnéticos.....	44
5.1.2 Especificação e Definição dos Interruptores.....	53
5.1.3 Diodos.....	57
5.1.4 Cálculo dos esforços na bateria	59
5.1.5 Análise do circuito de proteção	61
5.1.6 Projeto do oscilador.....	61
5.1.7 Driver <i>Half Bridge</i> (HF)	63
5.2 PROJETO DO CONVERSOR CC-CA FULL BRIDGE	64
5.2.1 Projeto dos Interruptores	64
5.2.2 Projeto do filtro de saída	69
5.2.3 Detector de valor eficaz.....	70
5.2.4 Projeto do controlador	73
5.2.5 Definição do microcontrolador	73
5.2.6 Fluxograma do programa	74
5.2.7 Programa do microcontrolador	75
5.2.8 Driver Full Bridge (FB).....	77
5.3 EFICIÊNCIA TEÓRICA.....	79
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	81
6.1 CONVERSOR CC-CC BOOST HALF BRIDGE	84
6.1.1 Tensões de gatilho	86
6.1.2 Tensão e corrente indutor	88
6.1.3 Tensão e corrente interruptor S1.....	89
6.1.4 Tensão e corrente interruptor S2.....	91
6.1.5 Tensão e corrente transformador primário	92

6.1.6 Tensão e corrente secundário	94
6.1.7 Tensão e corrente diodo 3	95
6.1.8 Tensão e corrente diodo 4	97
6.2 CONVERSOR CC-CA FULL BRIDGE	98
6.2.1 Tensões de gatilho	100
6.2.2 Sobretensão nos interruptores S1 e S2 no instante do chaveamento	101
6.2.3 Tensão de saída antes e depois do filtro	103
6.2.4 Tensão, corrente e Potência de saída depois do filtro	105
6.2.5 Espectro frequência harmônica da tensão de saída	106
6.3 EFICIÊNCIA EXPERIMENTAL	108
7 CONCLUSÃO	110
7.1 TRABALHOS FUTUROS	112
8 REFERÊNCIAS	113
APÊNDICE A – PROGRAMAÇÃO MALHA FECHADA	116
APÊNDICE B – LAYOUT DO CONVERSOR	124
APÊNDICE C – ARQUIVOS ARMAZENADOS NAS NUVENS	126

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento tecnológico dos aparelhos eletroeletrônicos vem proporcionando maior comodidade e conforto aos usuários do setor doméstico e, para o setor industrial maior confiabilidade, redução de custos e tempo. Em função de tais funcionalidades, os aparelhos eletrônicos vêm se tornando indispensáveis na vida dos seres humanos, desde o preparo das refeições, com os eletrodomésticos, até a comunicação e entretenimento, através dos eletrônicos portáteis.

Para que os eletroeletrônicos funcionem corretamente, estes necessitam ser alimentados a partir de uma fonte de energia elétrica, estas fontes vêm evoluindo juntamente com estes aparelhos, reduzindo seu volume e massa, possibilitando formas alternativas de alimentação.

Um dos problemas atuais é a dependência física de uma rede de energia elétrica para que estes equipamentos possam exercer suas funcionalidades. Esse problema é agravado no setor doméstico onde são empregados mais equipamentos essenciais para o dia a dia, limitando muitas vezes a mobilidade dos indivíduos por conta dessa necessidade. As situações onde se encontra essas dificuldades envolvem viagens, acampamentos, locais onde não se possui fácil acesso à energia elétrica, impossibilitando o uso destes equipamentos.

Atualmente com todos os recursos que os carros vem oferecendo, ar condicionado digital, freios ABS - *Anti-lock Braking System*, sensores de estacionamento, injeção eletrônica, direção elétrica, entre outros... Busca-se constantemente tecnologias melhores de baterias para poder suprir as necessidades do usuário visando a melhor vida útil e energia entregue pela mesma. As baterias mínimas para carros encontradas nos principais fabricantes são de 40Ah, o objeto de estudos poderia desta forma, ser alimentado pela bateria dos automóveis em circulação [1] [2].

1.1 OBJETIVO GERAL

A intenção deste projeto é obter domínio tecnológico de conversores CC-CA (corrente contínua para corrente alternada), alimentados a partir de uma bateria veicular 12V, para fornecer maior independência da rede de energia elétrica aos

usuários de equipamentos eletroeletrônicos (notebooks, cafeteiras, liquidificadores, pequenos compressores de ar, etc.), possibilitando assim maior comodidade a pessoas que se destinam a fazer *campings* e viagens onde não tem acesso a eletricidade facilmente.

1.2 PESQUISA DAS ESPECIFICAÇÕES CONVERSORES CC-CA MONOFÁSICOS NO MERCADO

Para definir as especificações do projeto torna-se necessário uma pesquisa no mercado, na Tabela 1 informa-se as especificações encontradas nos inversores automotivos e para painéis fotovoltaicos.

Tabela 1 - Especificações dos conversores CC-CA monofásicos no mercado de diferentes fabricantes

Fabricante	Wagan Tech	Hayonic	Multilaser	Meind	EPEVER
Tensão de Entrada (V)	11-15	11-15	10.2-15.8	10-14.8	10,5-16
Tensão de Saída (V)	120 VAC e 5 VDC/2.1 A	127 +- 10%	127 VAC e 5 VDC	120 VAC e 5 VDC/0.5 A	220/230 VAC
Potência (W)	200	100	150	100	200
Rendimento	máxima 90%	80%	máxima 90%	90,50%	81%
Forma de Onda na saída	Puramente Senoidal	Onda modificada	Senoidal modificada	Senoidal modificada	Puramente Senoidal
Outras Especificações	Proteção Contra sobretemperatura e Sobrecarga. Proteção de curto circuito e polaridade da entrada invertida com fusível	Proteção com desligamento automático	-	Proteção Contra sobretemperatura, Sobrecarga, sobre tensão, baixa tensão, polaridade invertida e de curto circuito.	4,5 Kg; THD=3 %
Site	http://wagan.com/wagan-tech/power-inverters/elite-200w-pro.html	http://www.hayonik.com/inversor-onda-modificada-12vdc-220v-usb-100w-hayonik	http://www.multilaser.com.br/produtos/detalhe/AU900/.html	http://www.meindchina.com/e_productshow/?45-100W-Power-Inverter-45.html	http://www.epsolarpv.com/en/index.php/Product/proc_content/id/587/aid/135

Fonte: Próprio Autor.

1.3 OBJETIVO ESPECÍFICO

O conversor em questão tem como intuito atender a cargas lineares e não lineares. A corrente de entrada deste conversor deve ser praticamente constante, para dar mais vida útil da bateria do veículo. Necessita de isolação galvânica, devido a bateria ter conexão elétrica diretamente com a carenagem do carro, expondo perigo de choque elétrico ao usuário. As especificações técnicas do conversor projetado seguem conforme exposto na Tabela 2 e ainda possui proteção contra sobrecarga, curto circuito e conexão da alimentação invertida.

Tabela 2 - Especificações a ser atendidas pelo conversor.

Símbolo	Especificação	Valor
V_{in}	Tensão de entrada nominal	12 VDC
V_{oef}	Tensão de saída	127 VAC
P_o	Potência de saída	200 W
Z_{carga}	Impedância da carga	80 Ω
η	Rendimento	80 %

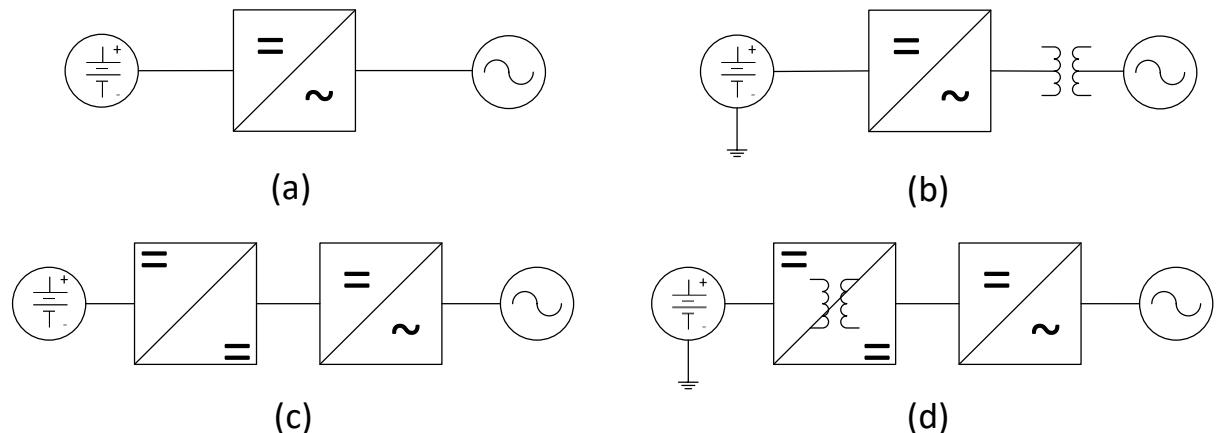
Fonte: Próprio Autor.

2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CA MONOFÁSICOS

São inúmeras as formas para a conversão de corrente contínua à corrente alternada na eletrônica de potência, podendo comutar em baixa ou em alta frequência, onde utiliza-se diversos componentes de forma a atingir o objetivo em questão. As principais topologias para conversores CC-CA monofásicos são divididas em quatro grupos, conforme descrito abaixo e são representados por diagramas de bloco na Figura 1 [3]:

- (a) Topologias com único estágio inversor sem isolação galvânica;
- (b) Topologias com único estágio inversor com isolação galvânica em baixa frequência;
- (c) Topologias com múltiplos estágios de conversão sem isolação galvânica;
- (d) Topologias com múltiplos estágios de conversão com isolação galvânica em alta frequência;

Figura 1 - Classificação dos tipos de conversores de corrente contínua para alternada quanto aos estágios e tipo de isolação.

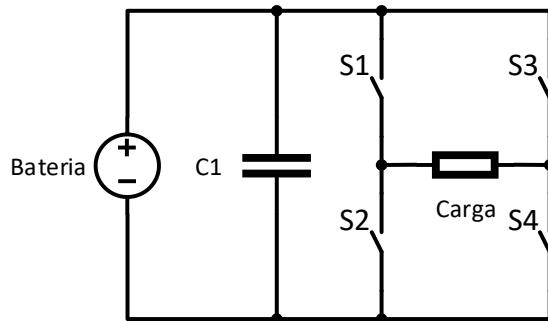


Fonte: Adaptado [3].

2.1 TOPOLOGIA COM UM ÚNICO ESTÁGIO SEM ISOLAÇÃO GALVÂNICA

Esta topologia é o modo mais simples de converter a energia contida em uma bateria em energia elétrica para alimentar cargas de corrente alternada. O arranjo em questão é muito econômico e de fácil implementação, pois não faz uso de um conversor CC-CC (Corrente contínua para corrente contínua) e transformador para isolamento galvânico, possui simplesmente um conversor CC-CA para fazer diretamente a interface entre a bateria e a carga de corrente alternada. Na Figura 2 é apresentada a topologia de um único estágio sem isolamento.

Figura 2 - Topologia de um conversor com um único estágio inversor (sem isolamento)



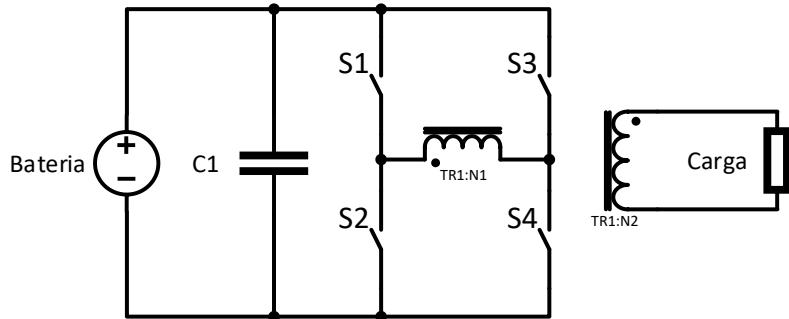
Fonte: Próprio autor.

Com esta configuração não é possível atingir o objetivo deste trabalho, devido a grande diferença entre os níveis de tensão da entrada e saída. Outra questão importante é a isolamento galvânico, que no projeto se faz necessário, devido a bateria ter conexão elétrica diretamente com a carenagem do veículo, expondo perigo de choque elétrico ao usuário [3] [4].

2.2 TOPOLOGIAS COM ÚNICO ESTÁGIO COM ISOLAÇÃO GALVÂNICA EM BAIXA FREQUÊNCIA;

Este arranjo é muito semelhante a exibida no capítulo 2.1 , a diferença principal é que esta apresenta isolamento entre a bateria e a carga monofásica. Esta topologia o isolamento galvânico é feito com um transformador de baixa frequência no lado CA do inversor. Na Figura 3 é apresentada a topologia de estágio único com isolamento.

Figura 3 - Topologia de conversor de potência de estágio único com isolação galvânica.



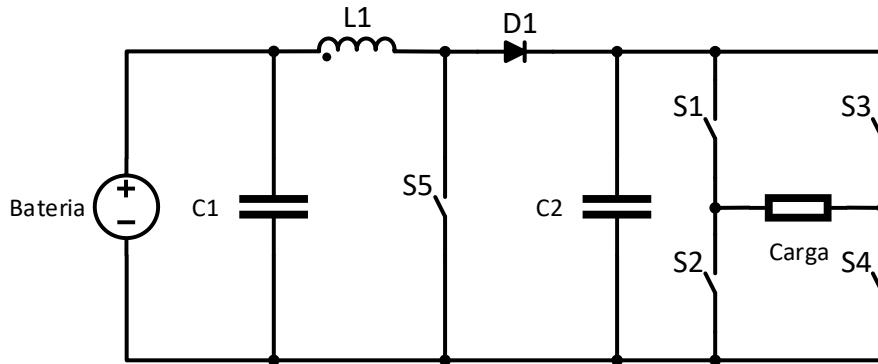
Fonte: Próprio autor.

A partir desta topologia é possível implementar com uma tensão de entrada menor que a do pico da tensão de saída, pois é possível adequar a tensão para o valor de alimentação da carga monofásica, através da relação do transformador. Uma vantagem desta topologia é que a indutância de dispersão atrelada ao transformador pode ajudar também a filtrar a corrente injetada na carga em contrapartida o peso, volume e os custos são mais elevados quando comparados aos conversores que transferem energia em alta frequência [3] [4].

2.3 TOPOLOGIAS DE MÚLTIPLOS ESTÁGIOS SEM ISOLAÇÃO

Esta estrutura faz uso de dois estágios para processamento de energia. No primeiro estágio é formado por um conversor CC-CC que se responsabiliza por elevar a tensão de entrada, elevando esta a um valor superior ao pico da tensão da carga monofásica, possibilitando o correto funcionamento do inversor. O segundo estágio é composto por um conversor CC-CA, que possui a função de fornecer uma tensão senoidal, com baixa distorção harmônica na carga. São vários os estágios CC-CC que podem ser utilizado nesta topologia, na Figura 4 é representado arranjo comum de topologias de múltiplos estágios sem isolação galvânica do tipo *boost*, geralmente utilizado em cargas com características de fonte de tensão contínua e entrada em fonte de corrente contínua [3] [4] [5].

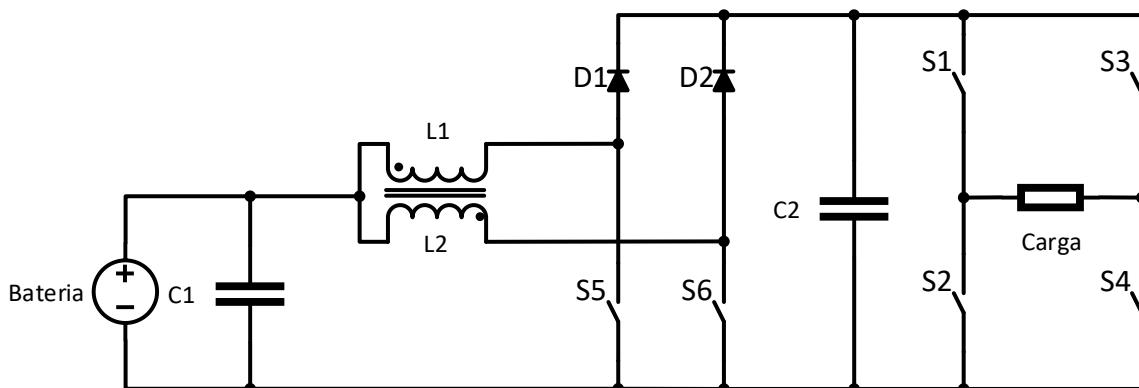
Figura 4 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC boost não isolado.



Fonte: Próprio autor.

O conversor IBC (*Interleaved Boost Converter*), apresentado na Figura 5, quando comparado com o conversor clássico possui diversas vantagens, tais como: baixa ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída, alto rendimento, menor tempo de resposta transitória, maior densidade de potência, redução das emissões eletromagnéticas e maior confiabilidade, em contrapartida possui mais componentes, tornando o sistema mais complexo de ser implementado [6].

Figura 5 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC boost *Interleaved* não isolado.

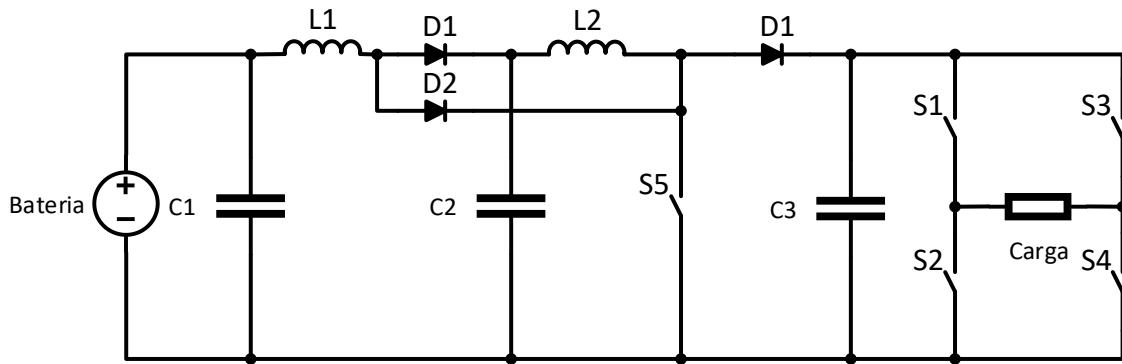


Fonte: Próprio Autor

Ao ser necessário um elevado ganho estático, o conversor ilustrado na Figura 6 torna-se interessante, pois eleva o ganho do conversor *Boost* clássico, mostrado na

Figura 4, através da adição de dois diodos, um capacitor e um indutor ao circuito, conseguindo assim um conversor *Boost* quadrático [7].

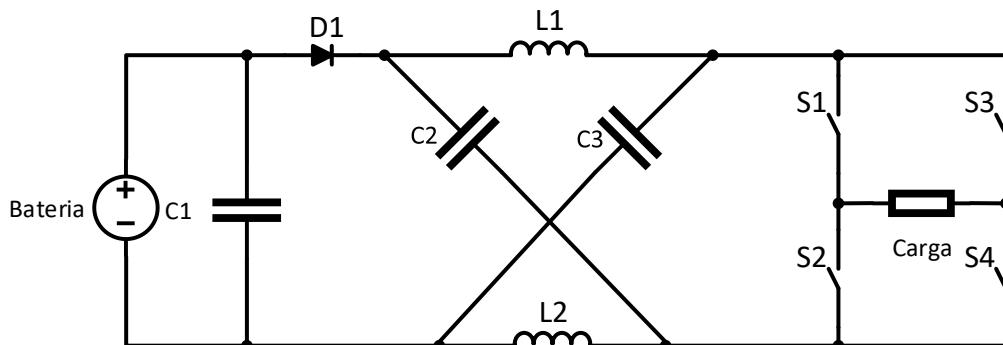
Figura 6 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC Boost Quadrático



Fonte: Próprio Autor

O conversor ZSI (Z Source Inverter) exposto na Figura 7 é um conversor CC-CA do tipo *buck-boost*. Esta configuração não possui nenhum elemento ativo adicional além do estágio inversor, com isso, o custo e a complexidade de implementação do conversor são reduzidos [8].

Figura 7 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC Z Source Inverter

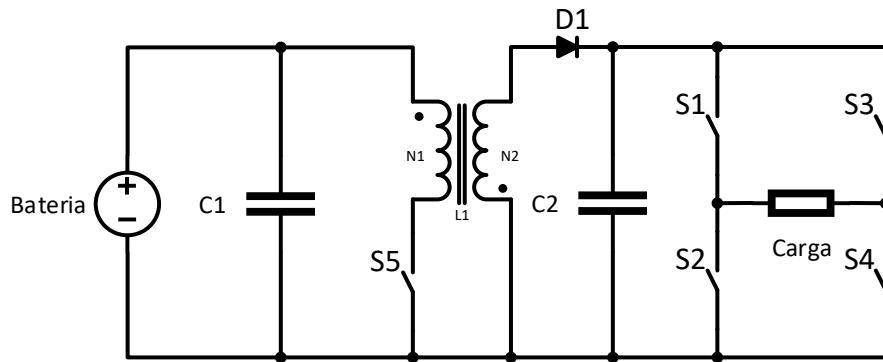


Fonte: Próprio Autor

2.4 TOPOLOGIAS DE MÚLTIPLOS ESTÁGIOS COM ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA

Esta configuração tem como característica isolação galvânica em alta frequência, reduzindo assim o volume e peso do conversor, porém aumentando a perda por comutação dos interruptores em alta frequência, na Figura 8 é possível visualizar uma configuração comum de múltiplos estágios com isolação em alta frequência, na qual o estágio CC-CC denomina-se conversor *flyback*. [4] [9] [10].

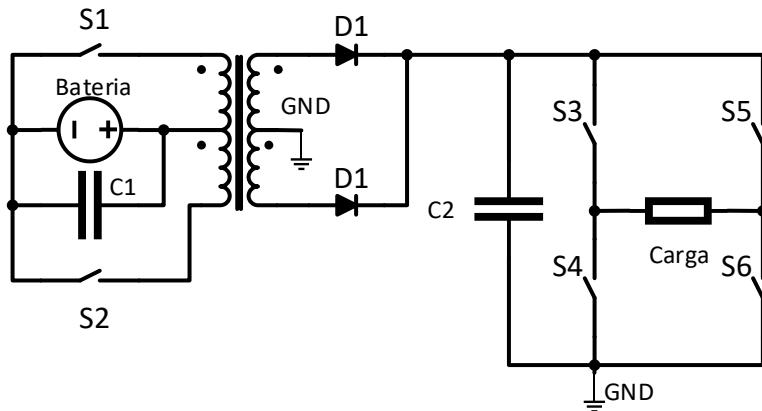
Figura 8 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC *flyback* isolada.



Fonte: Próprio autor.

Com a utilização de conversores CC-CC isolados com transformadores de alta frequência, onde não se armazena energia, só a processa, diferentemente de indutor acoplado, é possível diminuir mais um pouco volume e o peso do elemento magnéticos. O conversor utilizado no caso anterior é mais utilizado em aplicações para baixa potência, menos de 100 W, como é o caso dos micro inversores. Para potências mais elevadas podem ser utilizados outros conversores CC-CC como o *full bridge*, *half bridge* ou o *push-pull*. Na Figura 9 é apresentada a topologia de múltiplos estágios com um conversor CC-CC *push-pull*. [4] [9]

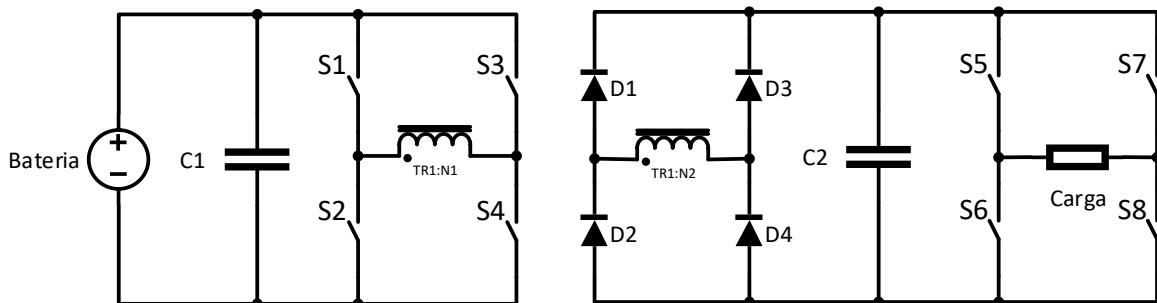
Figura 9 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC *push-pull* isolada.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 10 apresenta-se a configuração de múltiplos estágios com transformador de alta frequência, que é muito utilizado para processamento de altas potências, denominado um conversor CC-CC *full bridge*.

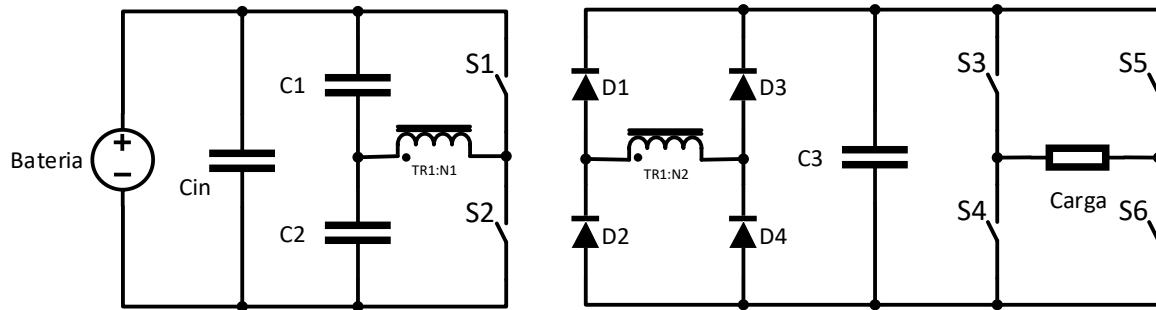
Figura 10 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC *full bridge* isolada.



Fonte: Próprio autor.

Para potências menores que 500W o conversor citado anteriormente compete com o CC-CC *half bridge* ilustrado na Figura 11, reduzindo o número de semicondutores e inserindo elementos passivos, porém aplicando a metade da tensão de entrada no transformador.

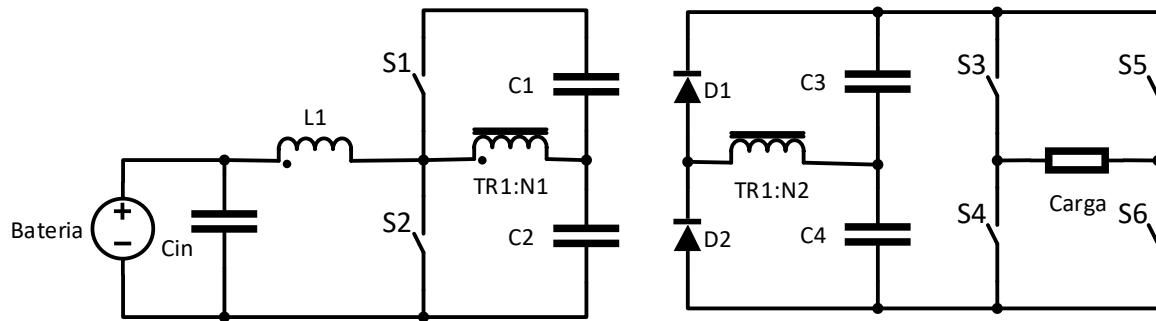
Figura 11 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC *half bridge*



Fonte: Próprio autor.

Uma derivação do conversor anterior é o *boost half bridge* exposto na Figura 12, este arranjo dispõe de um indutor na entrada, possuindo assim a característica de entrada em corrente e a tensão aplicada no enrolamento primário é igual a tensão de entrada, para razão cíclica de 50%.

Figura 12 - Topologia de múltiplos estágios com conversor CC-CC *boost half bridge*



Fonte: Próprio autor.

2.5 ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS DOS CONVERSORES CC-CA

Na Tabela 3 faz-se um comparativo entre os conversores CC-CC que atendem os pré-requisitos do projeto.

Tabela 3 - Comparativo entre as diversas topologias CC-CC para processamento de energia

Topologia CC-CC	Flyback	Push-Pull	Full Bridge	Half Bridge	Boost Half Bridge
Interruptores	1	2	4	2	2
Transformador	0	1	1	1	1
Indutor	1	1	1	1	1
Capacitores	2	2	2	3	4
Diodos	1	2	4	4	2
Faixa de Potência (W)	0-100	0-100	>500	100-500	100-500
Vantagens	Topologia simples, baixo custo, fácil de ser controlada.	Baixo Custo, alta relação de transformação da tensão de entrada pela saída.	Empregado para altas potências, utilização completa do transformador.	Empregado para médias potências, utilização completa do transformador, utiliza poucos interruptores.	Empregado para médias potências, utilização completa do transformador, poucos interruptores, corrente de entrada praticamente constante
Desvantagens	Aplicação de baixa potência, a tensão no interruptor é alta em relação a entrada devido a dispersão	Problema de saturação Transformador, sobretensão nos interruptores devido a dispersão do transformador.	Utiliza muitos interruptores, alto custo de implementação	Desbalanço da tensão do barramento de entrada devido aos capacitores	Desbalanço da tensão do barramento devido aos capacitores, médio custo de implementação.

Fonte: Próprio autor.

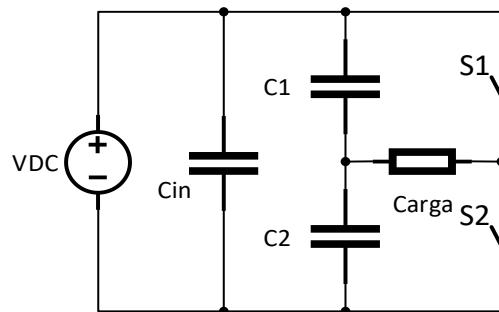
3 INVERSORES DE POTÊNCIA MONOFÁSICOS

Os inversores têm como função converter a energia de corrente contínua em corrente alternada, com frequência e amplitude variáveis. Estes são normalmente compostos por um arranjo de interruptores, que possuem uma comutação controlada, afim de obter a forma de onda desejada [4] [11].

3.1 TOPOLOGIA INVERSORA HALF BRIDGE

As topologias de inversores são classificadas basicamente pelo arranjo dos interruptores. A topologia inversora *half bridge*, exposta na Figura 13, tem como característica um braço de interruptores e a tensão instantânea aplicada na carga é a tensão contínua de entrada dividida por dois, sendo positiva ou negativa, dependendo da comutação dos interruptores.

Figura 13 - Topologia Inversora *half bridge*

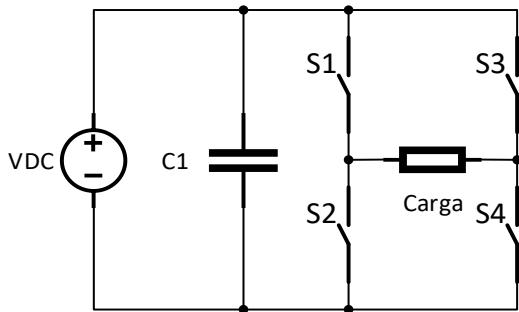


Fonte: Próprio autor.

3.2 TOPOLOGIA INVERSORA FULL BRIDGE

Esta combinação de interruptores forma dois braços de interruptores, conforme a Figura 14, podendo aplicar instantaneamente na carga a própria tensão VDC na carga.

Figura 14 - Topologia Inversora em Ponte Completa



Fonte: Próprio Autor.

3.3 OUTRAS TOPOLOGIAS INVERSORAS

Há várias outras topologias inversoras, como o inversor fonte de corrente (*Current Source inverter - CSI*), os inversores multiníveis, entre outros, porém estes não aplicáveis ao projeto, principalmente devido a serem destinados a potências mais elevadas.

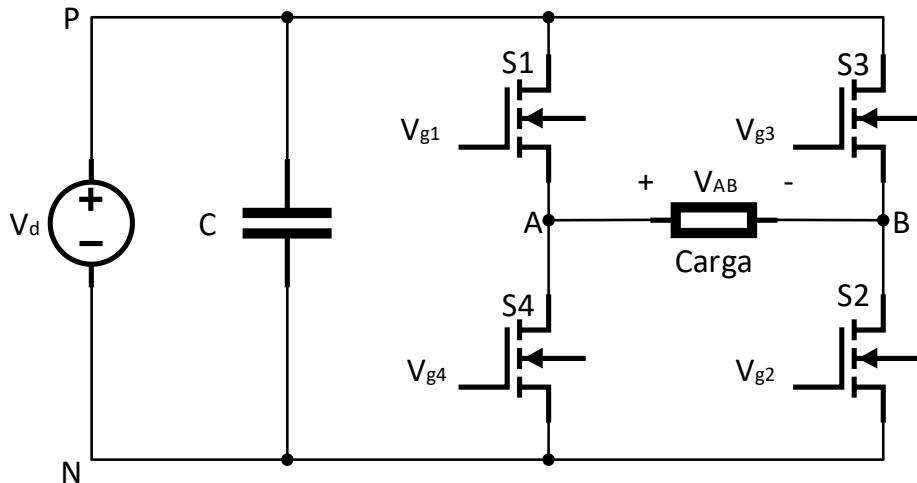
3.4 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA INVERSORES MONOFÁSICOS

Os Inversores geralmente são constituídos por semicondutores de potência, estes necessitam ser comandados para possibilitar a conversão da energia. As técnicas que atuam sobre os interruptores são comumente denominadas como técnicas de modulação [4].

A Modulação por Largura de Pulso (*Pulse-Width Modulation – PWM*) é a estratégia de modulação mais empregada no comando dos conversores estáticos. Em SPWM (*Senoidal Pulse-Width Modulation – Modulação por Largura de Pulso Senoidal*) dois sinais são comparados. O sinal de referência de modulação é senoidal e a onda portadora é do tipo triangular. Os pulsos de comando dos interruptores são produzidos através da comparação destes dois sinais e a largura de cada pulso é proporcional a amplitude da onda senoidal. A frequência do sinal de referência é quem determina a frequência fundamental e a amplitude do pico de referência controla o índice de modulação, como também o valor eficaz da tensão de saída [11] [12].

As modulações PWM abaixo baseiam-se no conversor full bridge da Figura 15.

Figura 15 – Topologia Inversora Full Bridge com interruptores não ideais



Fonte: Adaptado de [11].

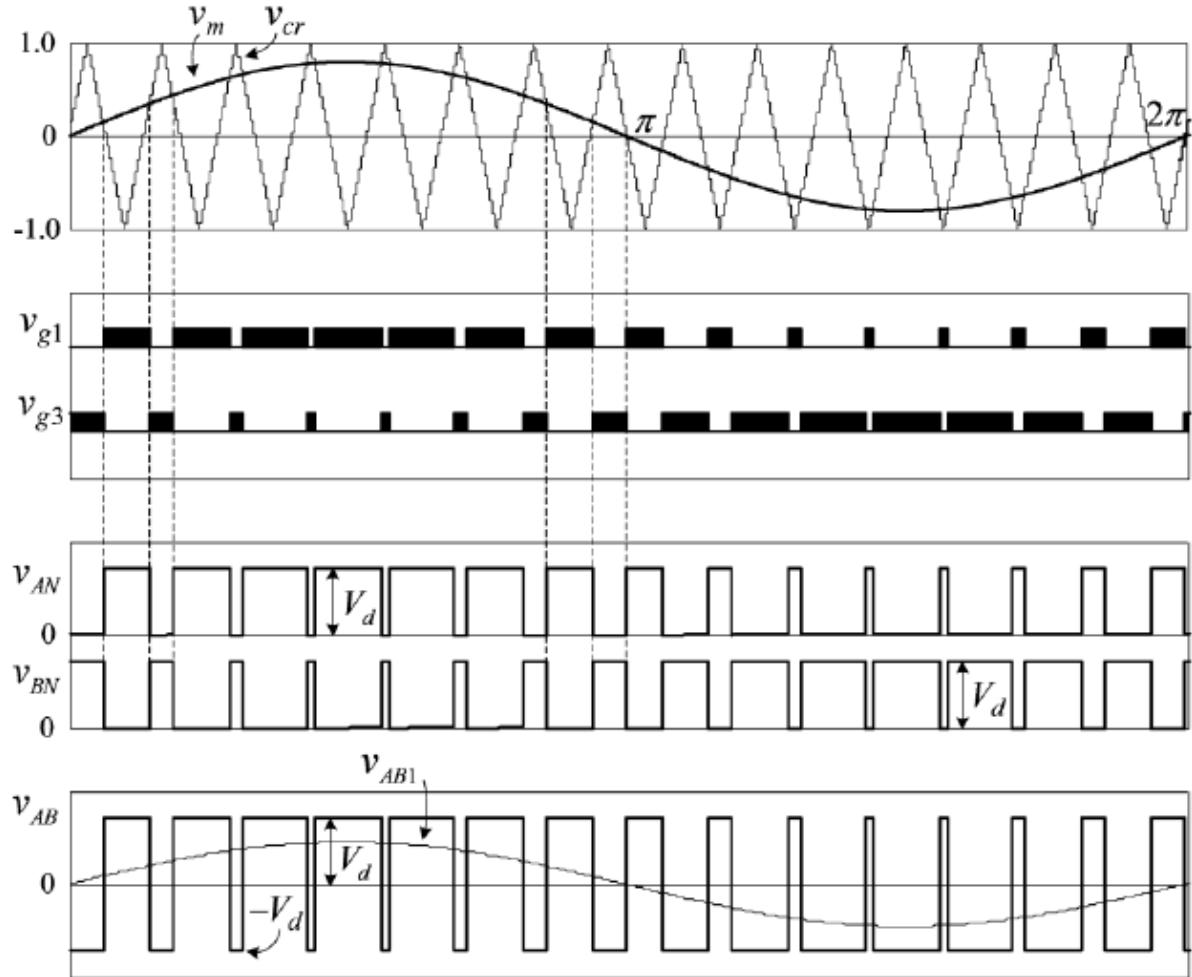
3.4.1 Modulação por Largura de Pulso Bipolar

Neste tipo de modulação por largura de pulso, para obtenção de uma forma de onda senoidal na carga, são aplicados somente dois níveis de tensão na saída (V_d e $-V_d$). Para gerar os pulsos de comando dos interruptores são comparadas a onda V_m (moduladora senoidal) e a onda V_{cr} (portadora triangular) como ilustrado na Figura 16.

Ao serem comandados os interruptores, as tensões terminais da carga se tornam V_{AN} e V_{BN} e a tensão diferencial de saída é dada pela equação (1) [4] [11].

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \quad (1)$$

Figura 16 - Formas de onda da modulação Bipolar



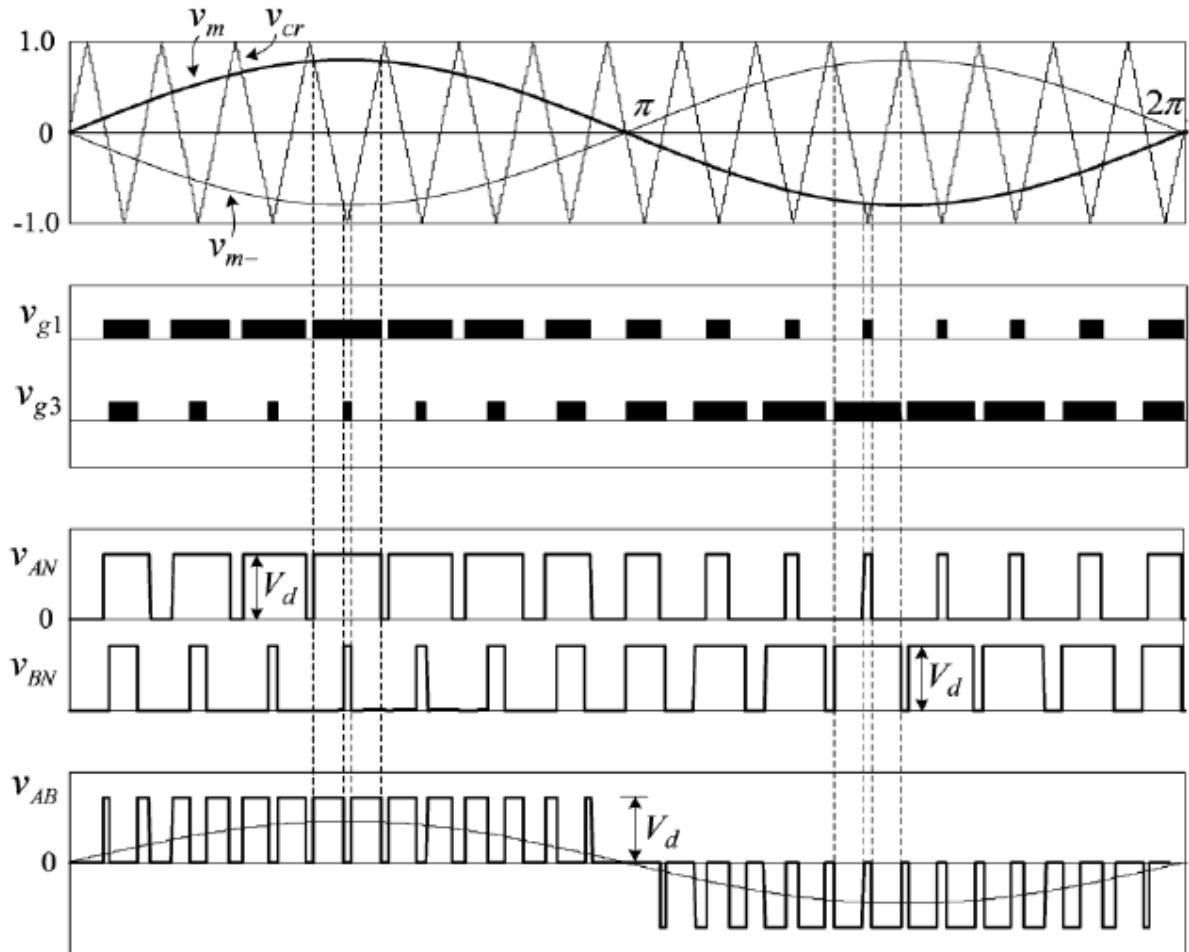
Fonte: [11].

3.4.2 Modulação por Largura de Pulso Unipolar

Esta modulação por largura de pulso aplica 3 níveis de tensão na carga $+V_d$, zero e $-V_d$. Para gerar os pulsos de gatilho dos interruptores geralmente compara-se duas moduladoras senoidais defasadas de 180° (V_m e V_{m-}) com uma portadora triangular (V_{cr}) conforme a Figura 17, na qual o pulso do primeiro braço de semicondutores é obtido, pela comparação da onda senoidal V_m e o segundo braço com a onda senoidal V_{m-} .

O inversor comutado por modulação unipolar oferece reduzidas perdas de comutação e gera menos EMI (*Eletromagnetic Interference* – Interferência Eletromagnética). [4] [11].

Figura 17 - Formas de onda da modulação Unipolar



Fonte: [11]

3.5 CONCLUSÃO SOBRE CONVERSORES CC-CA E MODULAÇÕES

A partir das topologias apresentadas de conversores CC-CA o *Half Bridge* possui o problema de desbalanço dos capacitores e também a questão de a tensão instantânea aplicada na saída ser somente a metade da tensão de entrada, dessa forma o ganho de tensão do conversor CC-CC necessita ser o dobro do *Full Bridge*. Olhando para estas características, o conversor *Full Bridge* torna-se mais vantajoso pelo fato de não possuir desbalanço dos capacitores e a tensão instantânea aplicada na saída ser igual à da entrada, diminuindo o ganho do conversor CC-CC.

Em relação a modulação, a unipolar é superior a bipolar pelo fato de aplicar o dobro da frequência da portadora e aplicar 3 níveis, na qual reduz as harmônicas de

alta ordem, o tamanho do filtro e a distorção harmônica total (THD) do sinal, porém é de mais difícil implementação.

Analizando esses fatos, consegue-se concluir que o conversor CC-CA do projeto é do tipo *Full Bridge* com modulação unipolar.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST HALF BRIDGE

4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

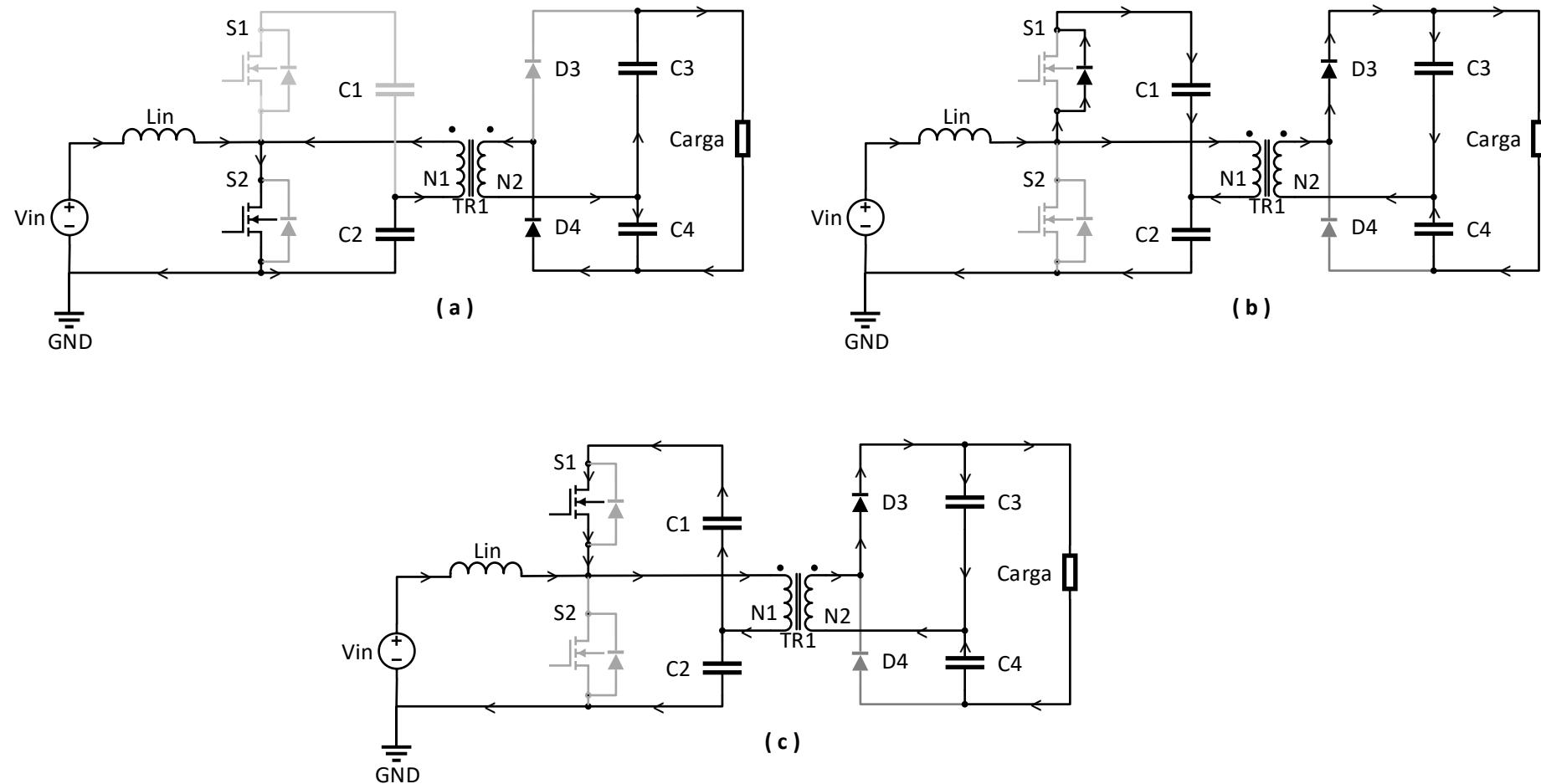
As etapas de operação do conversor *Boost Half Bridge* são descritas abaixo e ilustradas na Figura 18, bem como suas formas de onda na Figura 19. Nelas são consideradas algumas não idealidades, como a indutância de dispersão do transformador bem como as capacitâncias intrínsecas dos interruptores.

1^a Etapa de operação (Figura 18a) ($t_0 \sim t_1$): O circuito está em regime permanente, no tempo t_0 o interruptor 2 é comandado a conduzir a tensão aplicada no indutor torna-se positiva, armazenando energia e a tensão no primário do transformador se torna negativa, comandando o diodo D4 do lado do secundário do transformador a conduzir a carga do capacitor C4.

2^a Etapa de operação (Figura 18b) ($t_1 \sim t_2$): No tempo t_1 o interruptor S1 é comandado a conduzir, porém, a energia armazenada no indutor faz com que o diodo D2 conduza, carregando o capacitor C2 e alimentando o primário do transformador com tensão positiva, comandando o diodo D3 do secundário do transformador conduzir a carga do capacitor C3.

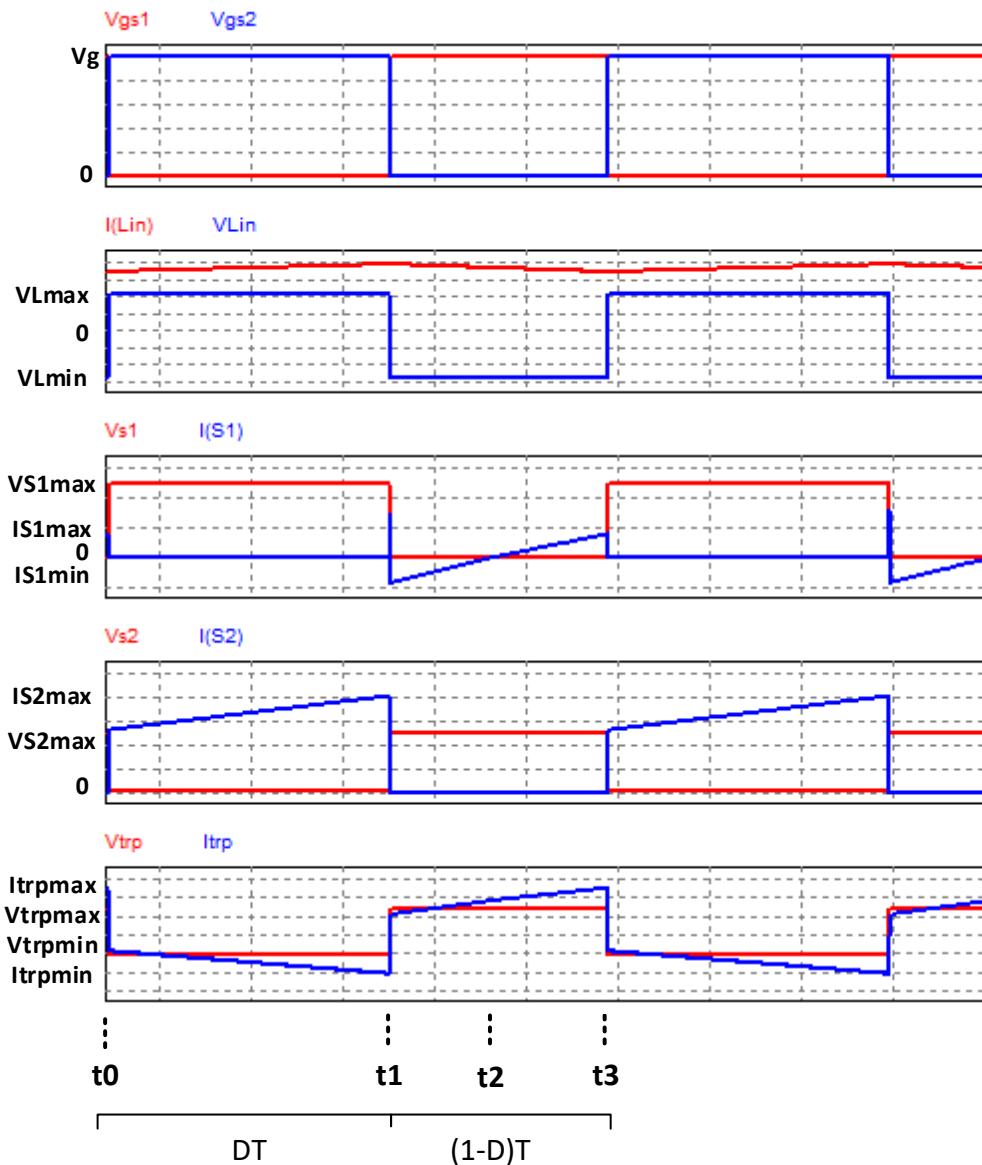
3^a Etapa de operação (Figura 18c) ($t_2 \sim t_3$): No tempo o capacitor C2 juntamente com o indutor passa a alimentar o primário do transformador, mantendo assim a tensão positiva constante no primário do transformador neste estágio. No tempo T_3 termina um período de operação do conversor iniciando um novo ciclo novamente.

Figura 18 - Etapas de operação do conversor *Boost Half Bridge* com carga resistiva



Fonte: Próprio Autor

Figura 19 - Formas de onda das etapas de operação do conversor *Boost Half Bridge*

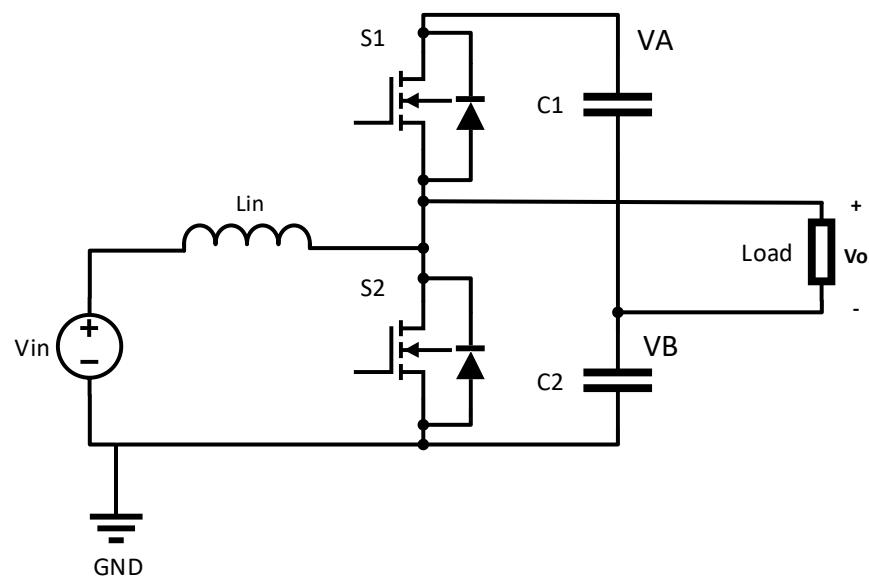


Fonte: Próprio Autor.

4.2 ANÁLISE SEM TRANSFORMADOR

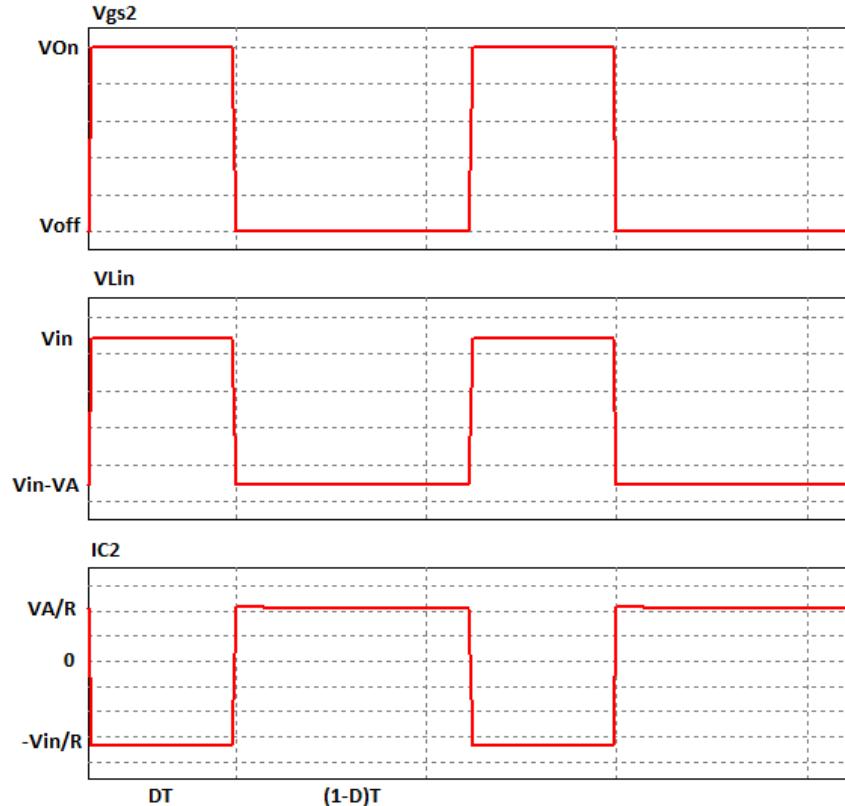
Para a dedução do ganho estático do conversor *Boost Half Bridge*, faz-se necessário uma simplificação do circuito, conforme ilustra-se na Figura 20, utiliza-se carga resistiva no lugar do transformador, afim de obter a tensão V_o para cada instante. Como requisito de projeto considera-se uma baixa ondulação de corrente de entrada, função realizada dado pelo indutor Lin , com isso, obtém-se as formas contidas na Figura 21.

Figura 20 - Conversor *Boost Half Bridge* com carga resistiva para dedução do ganho estático



Fonte: Próprio Autor.

Figura 21 - Formas de onda do conversor *Boost Half Bridge* com carga resistiva.



Fonte: Próprio Autor

Em regime permanente a tensão média no indutor possui valor nulo, como demonstra a equação (2):

$$VLmed = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} Vin \cdot dt + \int_0^{(1-D)T} (Vin - VA) dt \right] = 0 \quad (2)$$

Após algumas manipulações algébricas consegue-se obter a equação da tensão VA, como demonstrado em (3):

$$VA = \frac{1}{1-D} \times Vin \quad (3)$$

Para encontrar a tensão no ponto B, utiliza-se o fato de que em regime permanente a corrente média no capacitor C2 é nula, como demonstra a equação (4).

$$IC2med = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} \frac{-VB}{R} dt + \int_0^{(1-D)T} \frac{VA}{R} dt \right) = 0 \quad (4)$$

Após algumas manipulações algébricas consegue-se isolar o valor da tensão VB, resultado na equação (5).

$$VB = VA \cdot (1 - D) \quad (5)$$

Substituindo a equação (3) na equação (5) obtém-se então, o valor resultante de VB, fornecido pela equação (6).

$$VB = Vin \quad (6)$$

Com as equações (3) e (6) torna-se possível encontrar a tensão aplicada a carga em um período de tempo T:

- Para o tempo $0 < t < DT$: O interruptor S1 encontra-se bloqueado e o S2 encontra-se conduzindo, é aplicada na carga a tensão $-VB$, que é igual a tensão $-Vin$.
- Para o tempo $DT < t < T$, o interruptor S1 encontra-se conduzindo e o interruptor S2 encontra-se bloqueado, neste período a tensão aplicada na carga é a diferença de VA e VB, resultando na equação (7):

$$Vo = VA - VB = \left(\frac{D}{1 - D} \right) Vin \quad (7)$$

Ao resolver a equação da tensão média aplicada na carga, equação (8), pode-se verificar algo importante para o conversor em questão, a tensão média aplicada na carga R é nula.

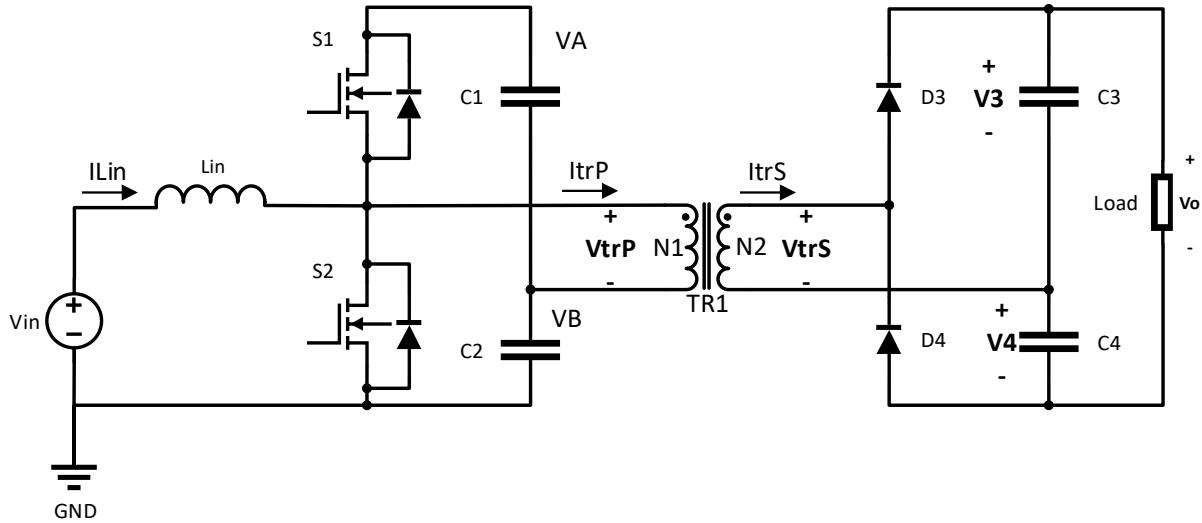
$$Vomed = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} -Vin dt + \int_0^{(1-D)T} \frac{D}{1 - D} Vin dt \right) = 0 \quad (8)$$

4.3 ANÁLISE COM TRANSFORMADOR IDEAL

Com a tensão média na carga sendo nula, possibilita a utilização de um transformador no lugar da mesma, para conseguir maiores valores de ganho do

conversor e realizar a isolação. Pode-se deduzir o ganho efetivo do conversor *boost half bridge*, que possui um transformador no lugar da carga R da Figura 20 e no secundário do transformador um dobrador de tensão, conforme visualiza-se na Figura 22.

Figura 22 - *Boost Half Bridge* com dobrador de tensão na saída do transformador.



Fonte: Próprio Autor.

As tensões aplicadas no primário do transformador são as mesmas já deduzidas para uma carga R anteriormente:

- Para $0 < t < DT$:

$$V_{trP} = -VB = -Vin \quad (9)$$

- Para $DT < t < T$:

$$V_{trP} = VA - VB = \left(\frac{D}{1 - D} \right) Vi \quad (10)$$

Os valores das tensões V3 e V4 estão relacionados com as tensões aplicadas no primário do transformador através da relação de transformação. Quando a tensão no primário é negativa ($0 < t < DT$) o diodo 4 é habilitado a conduzir e quando a tensão é positiva ($DT < t < T$), o diodo 3 está conduzindo, desta forma, relacionando as

equações (9) e (10) com a relação de transformação (N_s/N_p), obtêm-se a tensão V3, na equação (11), e a tensão V4 pela equação (12).

$$V3 = \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{D}{1-D} \right) Vi \quad (11)$$

$$V4 = Vi \frac{N_s}{N_p} \quad (12)$$

Considerando os capacitores C3 e C4 como uma fonte de tensão constante, tem-se a tensão de saída que é a soma das tensões V3 e V4 dada pela equação (13).

$$V_o = V3 + V4 = \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{1}{1-D} \right) Vi \quad (13)$$

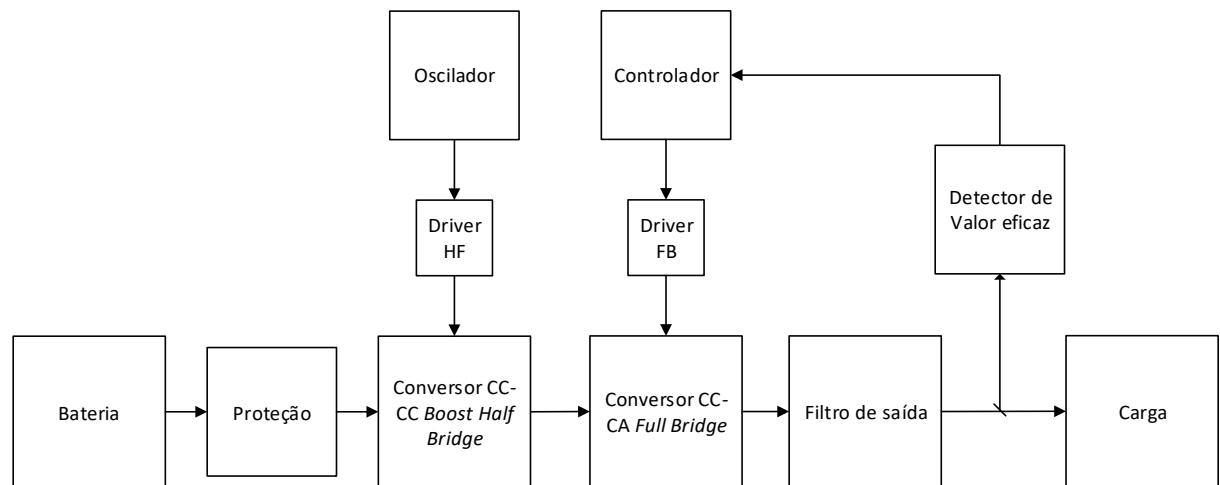
O ganho do conversor do *Boost Half Bridge* é o resultado da equação (76).

$$\frac{V_o}{Vi} = \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{1}{1-D} \right) \quad (14)$$

5 PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

Para alcançar o objetivo específico exposto pela Tabela 2, propõe-se o conversor ilustrado em diagrama de blocos pela Figura 23, onde cada elemento será comentado e calculado nos próximos capítulos.

Figura 23 - Diagrama de blocos da estrutura do conversor



Fonte: Próprio Autor

5.1 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BOOST HALF BRIDGE

O conversor CC-CC *boost half bridge* tem como objetivo elevar a tensão da bateria a níveis aceitáveis para ser realizada a aplicação do inversor ponte completa sem haver distorção da tensão de saída do conversor.

5.1.1 Cálculo elementos magnéticos

Faz-se necessário cálculo para dois elementos magnéticos, o transformador e o indutor, sendo calculado nas próximas sessões.

5.1.1.1 Projeto do Transformador

Para o cálculo dos componentes do transformador do conversor CC-CC *boost half bridge*, faz-se utilização dos seguintes dados fornecidos na Tabela 4. [9].

Tabela 4 - Parâmetros de cálculo do transformador do conversor *Boost Half Bridge*.

Símbolo	Especificação	Valor
V_{in}	Tensão de Entrada	12 V
P_{out}	Potência de saída	200 W
V_{out}	Tensão de saída	144 V
f_s	Frequência de interruptoramento	100 kHz
k_p	Constante de número de enrolamentos	0,5
k_w	Fator de segurança	0,5
J_{maxTR}	Densidade máxima de corrente	450 $\frac{A}{cm^2}$
I_{1ef}	Corrente no primário do transformador	25 A
I_{2ef}	Corrente no secundário do transformador	1,7 A
η	Rendimento do conversor	80 %
T_a	Temperatura ambiente	35 °C
D_{max}	Razão cíclica máxima	0,6
D_{nom}	Razão cíclica nominal	0,5
D_{min}	Razão cíclica mínima	0,38
P_{in}	Potência de entrada	250 W
B_{max}	Densidade máxima do fluxo magnético	0,3 T

Fonte: Próprio autor

Com o objetivo de redução das perdas no núcleo, para este projeto utiliza-se uma variação de densidade de fluxo magnético de 66 % de B_{max} resultando na equação (15).

$$\Delta B = 0,66 \times \Delta B_{max} = 0,198 \text{ T} \quad (15)$$

Desta forma, obtém-se o produto das áreas da janela do núcleo pela área da perna central ($AeAw$) necessário para este transformador, o qual é calculado através da equação (16).

$$AeAw_{calc} = \frac{V_{in} \times D_{max} \times I1_{ef}}{k_w \times k_p \times J_{maxTR} \times f_s \times \Delta B} = 0,8081 \text{ cm}^4 \quad (16)$$

Por motivos comerciais de fornecimento do produto, o núcleo a ser utilizado é o E-42/21/20, material IP12 e possui as especificações conforme Tabela 5.

Tabela 5 - Dados do núcleo EE42/21/20

Símbolo	Especificação	Valor
A_e	Área da perna central	$2,4 \text{ cm}^2$
A_w	Área da janela do carretel	$1,57 \text{ cm}^2$
l_e	Comprimento magnético	$9,7 \text{ cm}$
l_t	Comprimento médio de uma espira	$10,5 \text{ cm}$
V_e	Volume do ferrite	$23,3 \text{ cm}^3$
K_h	Coeficiente de perda por histerese	4×10^{-5}
K_f	Coeficiente de perda por correntes parasitas	4×10^{-10}

Fonte: [9] [13]

Calcula-se a relação de transformação, equação (17), bem como o número de espiras no primário (equação (18)) e no secundário (equação (19)).

$$n = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 12 \quad (17)$$

$$N_p = \frac{V_{in_min} \times D_{max}}{A_e \times \Delta B \times f_s} = 2 \quad (18)$$

$$N_s = n \times N_p = 24 \quad (19)$$

A partir da corrente eficaz I_{1ef} e I_{2ef} consegue-se calcular a área da seção necessária para o condutor do primário, equação (20), e do secundário, equação (21).

$$S_{cuNp} = \frac{I_{1rms}}{J_{maxTR}} = 0,0556 \text{ cm}^2 \quad (20)$$

$$S_{cuNs} = \frac{I_{2rms}}{J_{maxTR}} = 3,78 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (21)$$

Como a transferência de energia é dada em alta frequência, o efeito pelicular, (condução de corrente pelo perímetro e não pela área total do condutor) se torna presente nos condutores, calcula-se então o raio máximo do condutor, equação (22), bem como seu diâmetro máximo, equação (23), para que o efeito pelicular não prejudique a condução de corrente dos condutores.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \times \frac{1}{\sqrt{s}} = 0,0237 \text{ cm} \quad (22)$$

$$Diametro_{max} = 2 \times \Delta = 0,0474 \text{ cm} \quad (23)$$

O Condutor escolhido e que atende o pré-requisito de efeito pelicular é o AWG25, na qual possui as especificações conforme Tabela 6.

Tabela 6 - Especificações do condutor AWG 25

Símbolo	Especificação	Valor
$Diametro_{cobre}$	Diâmetro do fio de cobre sem isolação	0,045 cm
$Area_{cobre}$	Área da seção circular do fio sem isolação	$1,624 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$
$Diametro_{isol}$	Diâmetro do fio de cobre sem isolação	0,051 cm
$Area_{isol}$	Área da seção circular do fio sem isolação	$2,078 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$
ρ_{cuNp}	Resistividade do cobre a 100°C	$1,419 \times 10^{-3} \frac{\Omega}{\text{cm}}$
$Corrente$	Corrente máxima no cobre para $J=450 \text{ A/Cm}^2$	0,731 A

Fonte: [9]

Torna-se necessário calcular o número de condutores em paralelo no enrolamento primário, equação (24) e no enrolamento secundário, equação (25), para que consiga então conduzir a corrente projetada.

$$n_{condutores_{Np}} = \frac{S_{cuNp}}{Area_{cobre}} = 35 \quad (24)$$

$$n_{condutores_{Ns}} = \frac{S_{cuNs}}{Area_{cobre}} = 3 \quad (25)$$

Para se calcular as perdas no cobre, faz-se necessário conhecer a resistência do mesmo, para isso, considera-se um tamanho médio de espira, l_t , fornecido na Tabela 5, e então calcula-se a resistência do enrolamento do primário, equação (26), bem como a resistência do secundário, equação (27).

$$R_{cobre_{Np}} = \frac{\rho_{cu_{Np}} \times l_t \times N_p}{n_{condutores_{Np}}} = 8,514 \times 10^{-4} \Omega \quad (26)$$

$$R_{cobre_{Ns}} = \frac{\rho_{cu_{Ns}} \times l_t \times N_s}{n_{condutores_{Ns}}} = 0,1192 \Omega \quad (27)$$

As perdas nos enrolamentos primário e secundário do transformador são calculadas respectivamente pelas equações (28) e (29), bem como a potência dissipada total pelos enrolamentos, equação (30).

$$P_{cobre_{Np}} = R_{cobre_{Np}} \times I_{1_rms}^2 = 0,5321 \text{ W} \quad (28)$$

$$P_{cobre_{Ns}} = R_{cobre_{Ns}} \times I_{2_rms}^2 = 0,3445 \text{ W} \quad (29)$$

$$P_{total_{cobre}} = P_{cobre_{Np}} + P_{cobre_{Ns}} = 0,8766 \text{ W} \quad (30)$$

A perda do núcleo através das não idealidades do material magnético, é fornecido pela equação (31). [9]

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \cdot \left(\frac{A^{2,4} \cdot S^{4,8} \cdot W}{kg^{2,4}} \right) = 3,82 \text{ W} \quad (31)$$

As perdas totais dissipadas no transformador são calculadas pela soma das perdas no cobre com as perdas no núcleo, resultando na equação (32).

$$P_{trafo} = P_{total_{cobre}} + P_{nucleo} = 4,699 \text{ W} \quad (32)$$

A partir das perdas totais no transformador, equação (32), torna-se possível verificar a elevação de temperatura do transformador, equação (34), com isso, verificar a possibilidade execução do mesmo. Inicialmente faz-se o cálculo da resistência térmica do transformador dado pela equação (33) [9].

$$Rt = 23 \times AeAw^{-0,37} = 14,0761 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (33)$$

$$\Delta Tn = (P_{total_{cobre}} + P_{nucleo}) \times Rt = 66,16 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (34)$$

Para se obter a temperatura absoluta do transformador, deve-se considerar o valor da temperatura ambiente, na qual ele estará inserido, resultando na equação (35), como este valor em uma temperatura sendo menor que a temperatura de Curie do material magnético verifica-se que o núcleo suportar as condições para ele estabelecidas.

$$T_{tr} = T_a + \Delta Tn = 101,66 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (35)$$

Torna-se necessário verificar se a área da janela do transformador, comporta a área do cobre a ser bobinado, para isso primeiro calcula-se a área ocupada pelo cobre dado pelo equação (36) e então calcula-se a possibilidade de execução, dada pela equação (37), para se tornar possível a execução esse valor necessita ser menor que 1, desta forma valida-se o projeto, tornando possível a execução do mesmo.

$$Aw_{min} = \frac{N_p \cdot n_{condutores_{Np}} \cdot Area_{isol_{Np}} + N_s \cdot n_{condutores_{Ns}} \cdot Area_{isol_{Ns}}}{k_w} \quad (36)$$

$$= 0,5902 \text{ cm}^2$$

$$Exec = \frac{Aw_{min}}{A_w} = 0,3759 \quad (37)$$

5.1.1.2 Projeto do indutor

Para o cálculo do indutor do conversor CC-CC *Boost Half Bridge* foram utilizados os dados da Tabela 7.

Tabela 7 - Parâmetros de cálculo do indutor de entrada do conversor *Boost Half Bridge*

Símbolo	Especificação	Valor
k_L	Fator de segurança do indutor	0,7
J_{maxL}	Densidade de corrente	450 $\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
L	Indutância projetada	0,04 mH
I_{in}	Corrente de entrada	20,83 A
Δ_{IL}	Variação da corrente de entrada	2,08 A
I_{in_min}	Corrente mínima de entrada	19,8 A
I_{in_max}	Corrente máxima de entrada	21,9 A
B_{maxL}	Densidade máxima do fluxo magnético	0,3 T

Fonte: Próprio autor

O cálculo dos esforços de esforços de corrente eficaz no indutor podem ser calculados a partir da equação (38):

$$I_{Lrms} = I_{in} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta_{IL}}{I_{in}} \right)^2} = 20,87 \text{ A} \quad (38)$$

Como a variação da densidade de fluxo magnético é proporcional a ondulação de corrente, para calcular a variação do fluxo magnético utiliza-se a equação (39).

$$\Delta B_L = \% \Delta_{IL} \times B_{maxL} = 0,03 \text{ T} \quad (39)$$

Desta forma, obtém-se o produto das áreas da perna central pela área da janela do núcleo ($AeAw$) necessário para este indutor através da equação (40):

$$AeAw_{L_{calc}} = \frac{L \times I_{in_max}^2}{k_L \times B_{maxL} \times J_{maxL}} = 2,02 \text{ cm}^4 \quad (40)$$

Escolhe-se o núcleo E42/21/20, o mesmo que é utilizado para o transformador, com isso os dados do núcleo para o cálculo do indutor são fornecidos na Tabela 5.

A quantidade espiras necessárias para gerar a indutância requerida pode ser calculada a partir da equação (41) bem como o valor do entreferro necessário, equações (42) e (43).

$$N_L = \frac{L \times I_{Lpico}}{B_{maxL} \times A_{el}} \times \frac{T \times m^2}{A \times H} = 13 \quad (41)$$

$$l_{entreferro} = \frac{N_L^2 \times \mu_0 \times A_{el}}{L} = 1,27 \text{ mm} \quad (42)$$

$$l_{entreferro_{perna}} = \frac{l_{entreferro}}{2} = 0,64 \text{ mm} \quad (43)$$

Faz-se necessário saber a seção do condutor necessário para conduzir a corrente eficaz calculada pela equação (38), a equação que calcula esta seção é dada por (44):

$$S_{cuL} = \frac{I_{Lrms}}{J_{maxL}} = 0,0464 \text{ cm}^2 \quad (44)$$

Escolhe-se o condutor AWG25, o mesmo que é utilizado para o transformador, possuindo assim os dados informados pela Tabela 6, desta forma torna-se possível calcular a quantidade de condutores em paralelos, a partir da equação (45).

$$n_{condutor_L} = \frac{S_{cuL}}{Area_{cobre_L}} = 29 \quad (45)$$

Com isso, consegue-se calcular a resistência elétrica do enrolamento do indutor empregando a equação (46), na sequência, calcula-se as perdas através da equação (47).

$$R_{cobre_L} = \frac{\rho_{cuL} \times l_{tl} \times N_L}{n_{condutores_L}} = 6,16 \times 10^{-3} \Omega \quad (46)$$

$$P_{cobre_L} = R_{cobre_L} \times I_{Lrms}^2 = 2,678 \text{ W} \quad (47)$$

As perdas no núcleo magnético, devido a não idealidade do material magnético, podem ser calculadas pela equação (48):

$$P_{nucleo_L} = \Delta B_L^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot \text{Vel.} \left(\frac{A^{2,4} \cdot S^{4,8} \cdot W}{kg^{2,4}} \right) = 4,83 \times 10^{-3} W \quad (48)$$

Calcula-se então a potência total dissipada no indutor que é soma de P_{cobre_L} com P_{nucleo_L} , resultando na equação (49).

$$P_L = P_{cobre_L} + P_{nucleo_L} = 2,6828 W \quad (49)$$

A partir da potência total dissipada no indutor (P_L), pode-se calcular a elevação de temperatura no indutor, para isso calcula-se a resistência térmica do indutor através da equação (50) e consequentemente a sua elevação de temperatura dada pela equação (51). [9]

$$Rt_L = 23(AeAwL)^{-0,37} = 14,0761 \text{ } ^\circ\text{C}/W \quad (50)$$

$$\Delta Tn_L = (P_{cobre_L} + P_{nucleo_L}) \times Rt_L = 37,76 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (51)$$

Por fim verifica-se se a área da janela do indutor comporta a área do cobre a ser bobinado, para isso, primeiro calcula-se a área ocupada pelo cobre, dada pelo equação (52). A possibilidade de execução é dada pela equação (53), para se tornar possível a execução esse valor deve ser menor que 1, com isso valida-se o projeto do indutor.

$$Aw_{min_L} = \frac{N_L \times n_{condutores_L} \times Area_{isol_L}}{k_L} = 1,0331 \text{ cm}^2 \quad (52)$$

$$Exec_L = \frac{Aw_{min_L}}{AwL} = 0,658 \quad (53)$$

5.1.2 Especificação e Definição dos Interruptores

Para determinação do interruptor a ser utilizado faz-se o levantamento de vários dados que são mostrados na sequência.

5.1.2.1 Esforços de tensão

Efetua-se a análise no circuito e verifica-se que a tensão máxima se dá pelo barramento formado pelos dois capacitores C1 e C2, no caso a tensão VA. O Valor VA depende da razão cíclica que está operando o conversor e é dado pela equação (3), ao se analisar a equação (3), verifica-se que a tensão é máxima quando ocorre o D_{max} (Tabela 4), este valor é calculado pela equação (54).

$$VA_{max} = \frac{1}{1 - D_{max}} \times Vin = 30 \text{ V} \quad (54)$$

Com isso, o valor de tensão para os interruptores S1 e S2 é exposto na equação (55).

$$VS1_{max} = VS2_{max} = 30 \text{ V} \quad (55)$$

5.1.2.2 Esforços de corrente

O valor da corrente máxima é muito complexo para se obter via cálculo teórico, pois tem que se levar em consideração a indutância de dispersão, indutância magnetizante e tempo morto, para isso então utiliza-se o software de simulação Orcad Pspice. Os valores de corrente para os interruptores, para razão cíclica 0,5 e indutância de dispersão de 5% são expostos na Tabela 8. [14].

Tabela 8 - Corrente nos interruptores S1 e S2 do conversor *Boost Half Bridge*

Símbolo	Especificação	Valor
$I_{S1,rms}$	Corrente RMS do interruptor S1	31,5 A
$I_{S2,rms}$	Corrente RMS do interruptor S2	17,6 A
$I_{1,min}$	Corrente no interruptor 1 na entrada em condução	20 A
$I_{2,min}$	Corrente no interruptor 2 na entrada em condução	4 A
$I_{s1,pico}$	Corrente no interruptor 1 na entrada em bloqueio	73 A
$I_{s2,pico}$	Corrente no interruptor 2 na entrada em bloqueio	35 A

Fonte: Próprio autor

5.1.2.3 Parâmetros do interruptor definido

Efetuando uma consulta no fornecedor de componentes eletrônicos o interruptor que atende as especificações de tensão, corrente e frequência de comutação é o interruptor IRFB3306PbF, o qual possui as especificações conforme a Tabela 9.

Tabela 9 - Especificação dos interruptores IRFB3306PbF do *Half Bridge*

Símbolo	Especificação	Valor
I_D	Corrente de Dreno a 100°C	110 A
V_{GS}	Tensão de gatilho	± 20 V
V_{DS}	Tensão Máxima de <i>dreno</i> para <i>source</i>	60 V
$R_{DS_{on}}$	Resistência de <i>dreno</i> para <i>source</i> interruptor à 100°C	4,95 mΩ
t_r	Tempo de subida	76 ns
t_f	Tempo de descida	77 ns
$t_{D(ON)}$	Tempo de atraso para entrada em condução	15 ns
$t_{D(OFF)}$	Tempo de atraso para entrada em bloqueio	40 ns
T_J	Temperatura máxima da junção	+175 °C
R_{JC}	Resistência térmica junção - cápsula	0,6 °C/W
R_{JA}	Resistência térmica junção - ambiente	62 °C/W
Q_g	Carga de gatilho total	85 nC
C_{iss}	Capacitância de entrada	4520 pF
C_{oss}	Capacitância de saída	500 pF
I_F	Corrente contínua do diodo	120 A
V_F	Tensão de condução do diodo	1,3 V
T_{rr}	Tempo de recuperação reversa	31 ns
I_{RRM}	Corrente de recuperação reversa	1,9 A

Fonte: Próprio autor

5.1.2.4 Perda por condução

A perda de condução para o interruptor 1 e 2 é calculada através das equações (56) e (57), respectivamente, e as variáveis de cálculo são obtidas através da Tabela 9 e da Tabela 8. [9]

$$P_{rds1_{on}} = I_{S1_{rms}}^2 \times R_{DS_{on}} = 4,91 \text{ W} \quad (56)$$

$$P_{rds2_{on}} = I_{S2_{rms}}^2 \times R_{DS_{on}} = 1,53 \text{ W} \quad (57)$$

5.1.2.5 Perdas por comutação

A perda de comutação na entrada em condução pode ser obtida através da equações (58) e (59) e as variáveis de cálculo são apresentadas na Tabela 9 e na Tabela 8 [9].

$$P_{s1w_{on}} = \frac{I_{1\min} \times V_{S1\max} \times t_r}{2} \times f_s = 1,824 \text{ W} \quad (58)$$

$$P_{s2w_{on}} = \frac{I_{2\min} \times V_{S2\max} \times t_r}{2} \times f_s = 0,3648 \text{ W} \quad (59)$$

A perda de comutação na entrada em bloqueio pode ser obtida através da equações (60) e (61).

$$P_{s1w_{off}} = \frac{I_{s1pico} \times V_{S1\max} \times t_f}{2} \times f_s = 6,6576 \text{ W} \quad (60)$$

$$P_{s2w_{off}} = \frac{I_{s2pico} \times V_{S2\max} \times t_f}{2} \times f_s = 3,192 \text{ W} \quad (61)$$

A perda de comutação devido a capacidade de saída do interruptor pode ser obtida através da equações (62) e(63).

$$P_{sw1on_{coss}} = \frac{C_{oss} \times V_{S1\max}^2 \times f_s}{2} = 0,0144 \text{ W} \quad (62)$$

$$P_{sw2on_{coss}} = \frac{C_{oss} \times V_{S2\max}^2 \times f_s}{2} = 0,0144 \text{ W} \quad (63)$$

5.1.2.6 Perdas totais nos interruptores

As perdas totais nos interruptores são obtidas pelo somatório das perdas por condução e comutação, conforme equações (64) e (65).

$$P_{Mosfet_{total1}} = P_{rds1on} + P_{s1w_{on}} + P_{s1w_{off}} + P_{sw1on_{coss}} = 12,65 \text{ W} \quad (64)$$

$$P_{Mosfet_{total_2}} = P_{rds2_{on}} + P_{s2w_{on}} + P_{s2w_{off}} + P_{sw2_{on_{coss}}} = 4,86 \text{ W} \quad (65)$$

Por fim, a dissipação nos dois interruptores é calculada pela equação (66).

$$P_{S_{total\,HF}} = P_{Mosfet_{total_1}} + P_{Mosfet_{total_2}} = 17,5 \text{ W} \quad (66)$$

5.1.3 Diodos

5.1.3.1 Esforços de Tensão

A tensão máxima aplicada nos diodos é a mesma do barramento de saída do estágio CC e pode ser calculado pela equação (13) substituindo os valores nominais, desta forma obtém-se a equação (67).

$$V_{barramento} = \frac{N_S}{N_P} \left(\frac{1}{1 - D} \right) Vi = 12 \times \left(\frac{1}{1 - 0,5} \right) \times 12 = 288 \text{ V} \quad (67)$$

Ao ser analisado o dobrador de tensão, verifica-se que a tensão reversa nos diodos D3 e D4 possui o valor negativo do barramento, resultando na equação (68).

$$V_{D3rev} = V_{D4rev} = -V_{barramento} = -288 \text{ V} \quad (68)$$

5.1.3.2 Esforços de Corrente

Para encontrar a corrente eficaz na carga, considera-se uma carga puramente resistiva, desconsidera-se as perdas no filtro de saída, relacionando a tensão eficaz e a potência de saída obtém-se a equação (69).

$$i_{carga} = \frac{P}{V} = \frac{200}{127} = 1,57 \text{ A} \quad (69)$$

Considerando as condições de operação nominal do conversor com razão cíclica 50% e aproximando que a corrente de saída do dobrador de tensão se dá de forma constante, a corrente da carga (i_{carga}), se divide igualmente nos diodos D3 e D4, com isso pode-se dizer que a corrente eficaz de D3 (iD_{3ef}) e do diodo D4 (iD_{4ef}) são iguais (iD_{ef}), simplificando a equação (70).

$$i_{carga} = \sqrt{iD_{3ef}^2 + iD_{4ef}^2} = \sqrt{2 \times iD_{ef}^2} \quad (70)$$

Ao isolar iD_{ef} da equação (70), resulta na (71), chegando então no seu valor final.

$$iD_{ef} = i_{carga} \times \frac{\sqrt{2}}{2} = 1,57 \times 0,707 = 1,11 \text{ A} \quad (71)$$

Para a corrente média se dá da mesma forma, se divide igualmente pelos dois diodos, com isso, a corrente média do diodo D3 é igual a do diodo D4, resultando na equação (72)

$$iD_{3med} = iD_{4med} = iD_{med} = \frac{i_{carga}}{2} = 0,785 \text{ A} \quad (72)$$

5.1.3.3 Escolha do Diodo

Efetuando uma consulta no fornecedor de componentes eletrônicos o diodo que atende as especificações de tensão, corrente e frequência de comutação é o diodo HFA08TB60PbF e possui as especificações conforme a Tabela 10.

Tabela 10 - Parâmetros do diodo HFA08TB60PbF utilizado no dobrador de tensão

Símbolo	Especificação	Valor
I_F	Corrente máxima de condução direta	8 A
V_R	Máxima tensão reversa	600 V
V_F	Tensão de condução	1,4 V
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	37 ns
I_{RRM}	Máxima corrente de recuperação Reversa (IF=8A)	3,5 A
T_J	Temperatura máxima da junção	+150 °C
R_{JC}	Resistência térmica Junção - cápsula	3,5 °C/W
R_{JA}	Resistência térmica Junção - Ambiente	80 °C/W

Fonte: Próprio Autor

5.1.3.4 Perdas por condução

Para uma corrente média iD_{med} e uma tensão de condução V_F , a perda por condução no diodo D3 (P_{D3}) e do diodo D4 (P_{D4}) é calculada pela equação (73).

$$P_{D3} = P_{D4} = iD_{med} \times V_F = 1,1 \text{ W} \quad (73)$$

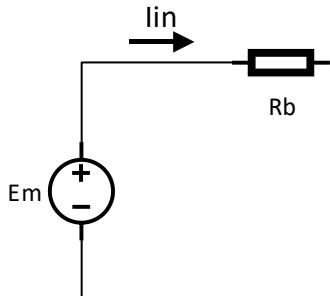
Com isso as perdas totais nos diodos do dobrador de tensão podem ser calculadas pela equação (74).

$$P_{Dtotal} = P_{D3} + P_{D4} = 2,2 \text{ W} \quad (74)$$

5.1.4 Cálculo dos esforços na bateria

O modelo mais simples de uma bateria de chumbo ácido é ilustrado na Figura 24 [15]. A perda neste modelo está associada a resistência interna R_b da bateria e pode ser calculada pela equação (75).

Figura 24 - Modelo mais simples de uma bateria de chumbo ácido



Fonte: Adaptado [15].

$$P_{bat} = I_{inRMS}^2 \times R_b \quad (75)$$

Como a potência de saída do conversor é de 200W, ao ser considerado um rendimento um rendimento do conversor de 80% conforme especificado na Tabela 2, pode-se verificar que a potência de entrada é dada pela equação (76).

$$Pin = \frac{Pout}{\eta} = \frac{200}{0,80} = 250 \text{ W} \quad (76)$$

Com a potência de entrada, considerando uma carga puramente resistiva, a corrente de entrada fornecida pela bateria é dada pela equação (77).

$$I_{in} = \frac{Pin}{Vin} = \frac{250}{12} = 20,83 \text{ A} \quad (77)$$

Considerando que a bateria alimente somente o conversor, a corrente eficaz na bateria pode ser calculada pela equação (78).

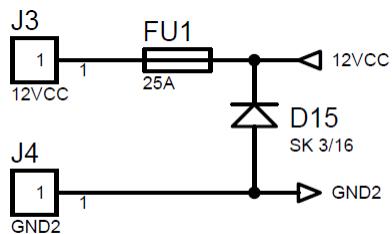
$$I_{in_{rms}} = I_{in} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta I_L}{I_{in}} \right)^2} = 20,87 \text{ A} \quad (78)$$

Com a ondulação de corrente na entrada do conversor sendo baixa, a corrente eficaz aproxima-se da corrente média, sendo assim, minimiza-se as perdas na bateria fornecidos pela equação (75).

5.1.5 Análise do circuito de proteção

Como circuito proteção na alimentação do conversor (Figura 25) faz-se uso do Fusível de 25A (FU1) no quesito de sobre corrente e curto circuito e o diodo SK 3/16, na questão da alimentação invertida de tensão [16].

Figura 25 - Proteções presentes na alimentação do conversor na bateria.



Fonte: próprio autor

5.1.6 Projeto do oscilador

O oscilador tem como função gerar o pulso de comando para então o driver comandar os interruptores de forma adequada. A frequência escolhida de trabalho do oscilador é 100 kHz e razão cíclica variável de 30 a 70 %.

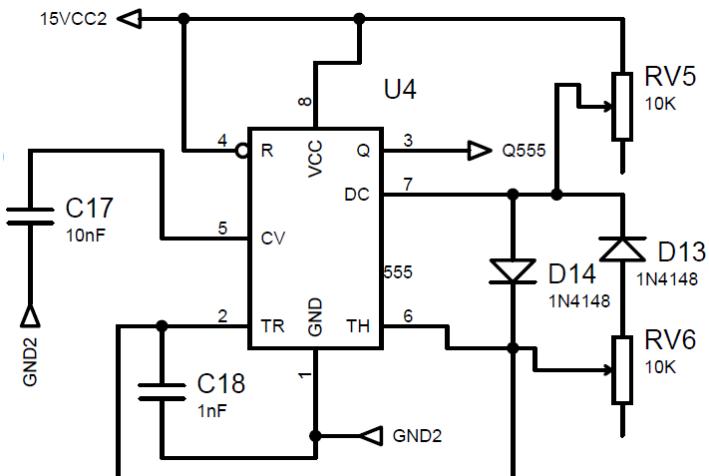
Para o projeto do oscilador assume-se inicialmente a razão cíclica nominal de 50 %, com isso, obtém-se o valor do tempo alto (T_H) e baixo (T_L) do pulso desejado, conforme a equação (79).

$$T_H = T_L = \frac{D}{f} = \frac{0,5}{100k} = 5 \mu\text{s} \quad (79)$$

Define-se então o circuito integrado LM555 para geração dos pulsos com razão cíclica variável, pela sua simplicidade, praticidade e preço baixo. Para alcançar o objetivo, faz-se uma modificação do modo astável encontrado no *application note* do

datasheet do componente [17], que só permite razão cíclica maiores que 50%, com isso, chega-se no circuito ilustrado pela Figura 26.

Figura 26 - Oscilador 555 no modo Astável com razão cíclica variável.



Fonte: Próprio autor.

Para o circuito da Figura 26, o tempo alto e o tempo baixo, podem ser calculados respectivamente pelas equações (80) e (81).

$$T_H = 0,693 \times RV5 \times C18 \quad (80)$$

$$T_L = 0,693 \times RV6 \times C18 \quad (81)$$

Como possui duas variáveis a se determinar para as equações (80) e (81), fixa-se o capacitor C18 com 1 nF e calcula-se o valor do resistor variável 5 e 6 (RV5 e RV6), pelas equações (82) e (83).

$$RV5 = \frac{T_H}{0,693 \times C18} = \frac{T_H}{0,693 \times 1nF} = 7,215 \text{ k}\Omega \quad (82)$$

$$RV6 = \frac{T_L}{0,693 \times C18} = \frac{T_L}{0,693 \times 1nF} = 7,215 \text{ k}\Omega \quad (83)$$

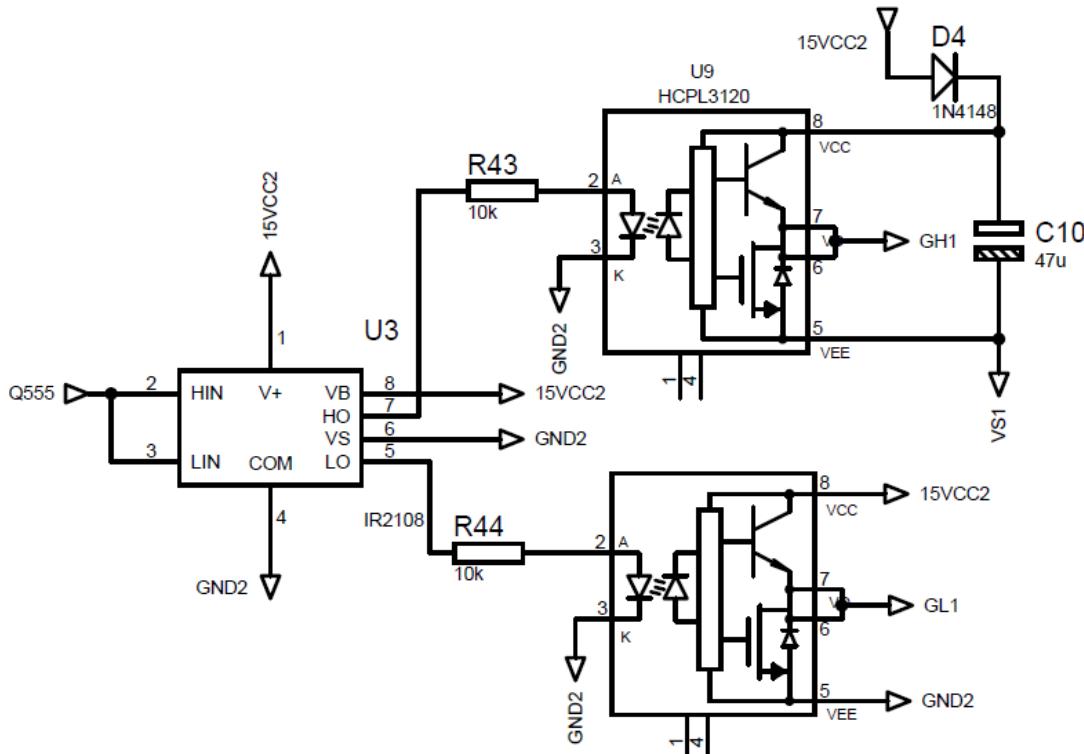
Para o valor calculado de RV5 e RV6, faz-se uso do resistor variável de 10 k Ω que atende as especificações desejadas.

5.1.7 Driver Half Bridge (HF)

Inicialmente fez-se necessário utilizar somente o driver IR2108, onde possui saída em *totem pole* própria para acionamento de interruptores e estrutura pronta para utilizar o capacitor de *bootstrap*, estrutura utilizada quando a tensão *source* de um dos interruptores flutua. Ao serem efetuados os testes com um resistor de gatilho de $68\ \Omega$, constata-se necessidade de um resistor de gatilho menor, pois, a comutação do interruptor se dá de forma lenta, na própria tensão de gatilho as formas de ondas se cruzam, conforme ilustra a Figura 41, porém a corrente de saída deste driver não suporta um resistor de gatilho menor, pois a corrente de saída do driver é de no máximo 200 mA. A solução encontrada, é a utilização do opto acoplador A3120 que possui saída de até 2A na saída do driver IR2108, para desta forma dar ganho de corrente e poder atingir a velocidade de comutação desejada. [18] [19]

A estrutura final do driver do *Half Bridge* para a segura e correta operação do conversor CC-CC em questão ilustra-se na Figura 27.

Figura 27 - Driver do Half bridge do conversor CC-CC



Fonte: Próprio autor.

5.2 PROJETO DO CONVERSOR CC-CA FULL BRIDGE

As especificações para cálculo dos elementos do conversor CC-CA são expostas na Tabela 11.

Tabela 11 – Especificações do conversor CC-CA

Símbolo	Especificação	Valor
f_s	Frequência de comutação	15 kHz
V_{cc}	Tensão do barramento CC	240 VDC
V_{oef}	Tensão eficaz de saída	127 VAC
Ma	Índice de modulação	0,75
P_o	Potência ativa de saída	200 W
Z_o	Impedância de saída	80 Ω

Fonte: Próprio autor

5.2.1 Projeto dos Interruptores

5.2.1.1 Esforços de Tensão

Como a tensão máxima do interruptor tem valor igual ao barramento (equação (67)) para o *Full Bridge* a tensão no interruptor se dá pela equação (84).

$$V_{DS} = V_{barramento} = 240 \text{ V} \quad (84)$$

5.2.1.2 Esforços de corrente

Com a corrente eficaz calculada na equação (69), a relação entre a o valor de pico com o eficaz é $\sqrt{2}$ para formas senoidais, com isso, para se obter a corrente de pico da mesma faz-se uso da equação (85).

$$i_{carga_pico} = i_{carga} \times \sqrt{2} = 2,22 \text{ A} \quad (85)$$

A corrente na carga é mesma que passa pelos interruptores do *Full Bridge*, com isso, a corrente de pico no interruptor é exposta na equação (86).

$$IS_{pico} = i_{carga\ pico} = 2,22\ A \quad (86)$$

Considerando que a tensão na carga possui formato senoidal, com isso, a tensão tem seu valor máximo conforme a equação (87).

$$V_{carga\ pico} = V_{carga\ RMS} \times \sqrt{2} = 127 \times \sqrt{2} = 179,6\ V \quad (87)$$

A fim de se obter a corrente eficaz e média no interruptor, calcula-se a variação da razão cíclica no interruptor através da equação (88) considerando uma tensão máxima da carga $V_{carga\ pico}$ e uma tensão no barramento $V_{barramento}$ [20].

$$D(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{carga\ pico}}{V_{barramento}} \sin \theta \quad (88)$$

Com a razão cíclica calculada, pode-se obter as componentes médias e eficazes da corrente que passam somente pelo interruptor, desconsiderando a corrente que passa pelo diodo em antiparalelo através das equações (89) e (90) respectivamente [20].

$$IS_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [IS_{pico} \times \sin \theta \times D(\theta) d\theta] = 0,526\ A \quad (89)$$

$$IS_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [(IS_{pico} \times \sin \theta)^2 \times D(\theta) d\theta]} = 0,971\ A \quad (90)$$

Como a saída possui um filtro de segunda ordem, composto por um indutor e um capacitor, o indutor se comporta como uma fonte de corrente, não deixando haver bruscas variações de corrente sobre ele, desta forma diodo em antiparalelo do interruptor conduz em alguns instantes e a componente média e eficaz da corrente que passam por ele, podem ser calculadas pelas equações (91) e (92) [20].

$$ID_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \{IS_{pico} x \sin \theta x [1 - D(\theta)] d\theta\} = 0,18 \text{ A} \quad (91)$$

$$ID_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \{(IS_{pico} x \sin \theta)^2 x [1 - D(\theta)] d\theta\}} = 0,538 \text{ A} \quad (92)$$

5.2.1.3 Definição do interruptor

Levando em consideração os esforços de tensão, os esforços de corrente no diodo intrínseco, o interruptor mais adequado para essa aplicação seria do tipo IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*, porém, pelo fato de a universidade possuir interruptores do tipo *Mosfet - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* no estoque e a corrente de saída não ser alta o suficiente para possuir elevadas perdas de comutação, faz-se uso do interruptor IRF740 que atende as especificações de tensão, corrente e frequência de comutação e possui as especificações conforme a Tabela 12.

Tabela 12 - Especificação dos interruptores IRF740 do Full Bridge

Símbolo	Especificação	Valor
I_D	Corrente de Dreno a 100°C	6.3 A
V_{GS}	Tensão de gatilho	± 20 V
V_{DS}	Tensão Máxima de <i>dreno</i> para <i>source</i>	400 V
R_{DSon}	Resistência de <i>dreno</i> - <i>source</i> interruptor à 100°C	0,55 Ω
t_r	Tempo de subida	27 ns
t_f	Tempo de descida	24 ns
$t_{D(ON)}$	Tempo de atraso para entrada em condução	14 ns
$t_{D(OFF)}$	Tempo de atraso para entrada em bloqueio	50 ns
T_J	Temperatura máxima da junção	+150 °C
R_{JC}	Resistência térmica Junção - cápsula	1,0 °C/W
R_{JA}	Resistência térmica Junção - Ambiente	62 °C/W
Q_g	Carga de gatilho total	63 nC
C_{iss}	Capacitância de entrada	1400 pF
C_{oss}	Capacitância de saída	330 pF
I_F	Corrente contínua do diodo	10 A
V_F	Tensão de condução do diodo	2 V
T_{rr}	Tempo de recuperação reversa	790 ns
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa	8,2 ns

Fonte: [21]

5.2.1.4 Perdas por condução

Os interruptores conduzem a corrente em período da tensão de saída de forma igualitária, sendo assim, a perda em cada um é $P_{rds_{onFB}}$ e é calculada através da equação (93). [9]

$$P_{rds_{onFB}} = I_{Sef}^2 \times R_{DSon} = 0,971^2 \times 0,55 = 0,519 \text{ W} \quad (93)$$

As perdas por condução pelo diodo intrínseco para os interruptores se dão também de forma igualitária (P_{DFB}) e podem ser calculadas através da equação (94).

$$P_{D_{FB}} = ID_{med} \times V_F = 0,18 \times 2 = 0,36 \text{ W} \quad (94)$$

5.2.1.5 Perdas por comutação

Para cálculo energia dissipada na entrada em bloqueio (equação (95)) e na entrada em condução (equação (96)) faz-se uso do valor médio da corrente que percorre o interruptor, pois o valor da corrente varia a cada instante. As perdas totais, considerando a entrada em condução e bloqueio são calculadas na equação (97).

$$E_{off} = \frac{1}{2}V_{cc} \times I_{Smed} \times tf = 1,658 \mu J \quad (95)$$

$$E_{off} = \frac{1}{2}V_{cc} \times I_{Smed} \times tr = 1,865 \mu J \quad (96)$$

$$P_{com} = fs(E_{on} + E_{off}) = 0,053W \quad (97)$$

O cálculo da energia dissipada durante a recuperação reversa dos diodos baseia-se nos cálculos apresentados por Casanellas em [22]. A equação (99) representa a energia de recuperação reversa dos diodos em função da corrente que percorre o diodo equação (98).

$$ID = IS_{pico} \times \sin \theta \times [1 - D(\theta)] \quad (98)$$

$$W_{rr} = V_{cc} \cdot \left(0,8 + 0,2 \cdot \frac{ID}{Io} \right) trr \left(0,35 \frac{Q_{rr}}{trr} + \frac{Q_{rr}}{trr \times Io} ID + ID \right) \quad (99)$$

A perda dissipada no diodo pode ser calculada através da equação (100).

$$P_{com_{rr}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} fs \cdot W_{rr}(ID) d\omega t = 4,75W \quad (100)$$

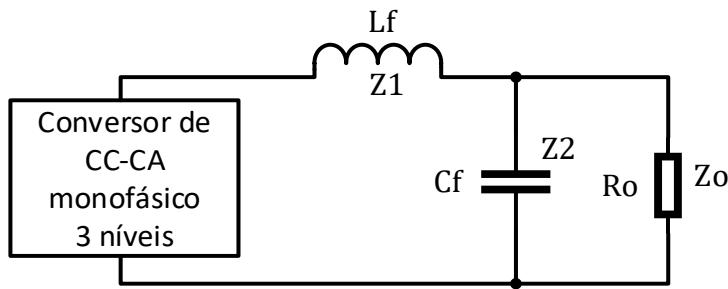
As perdas totais nos interruptores por condução ($P_{total_{FB}}$), podem ser calculadas então pela equação (101).

$$P_{Stotal_{FB}} = 4.P_{rds_{onFB}} + 4.P_{D_{FB}} + 4.P_{com} + 4.P_{com_{rr}} = 22,73 \text{ W} \quad (101)$$

5.2.2 Projeto do filtro de saída

O filtro passa baixa, para atenuação das componentes de alta frequência do conversor CC-CA é de segunda ordem, composto por um indutor em série L_f e um capacitor paralelo C_f com a carga R_o conforme ilustra a Figura 28.

Figura 28 - Filtro passa baixa de segunda ordem com indutor em série e capacitor em paralelo com a carga



Fonte: Adaptado [20]

Calcula-se inicialmente a carga resistiva de saída para obter a potência nominal pela equação (102).

$$R_o = \frac{V_{oef}^2}{P_o} = \frac{127^2}{200} = 80 \Omega \quad (102)$$

Adota-se um valor para o fator de amortecimento ζ , e o valor para a frequência de corte do filtro deve ser no máximo uma década abaixo da frequência de comutação (para poder filtrar as harmônicas de alta ordem) e no mínimo uma década acima da frequência fundamental (para não atenuar a amplitude harmônica fundamental), os valores dos parâmetros ζ e f_o encontram-se na Tabela 13.

Tabela 13 - Parâmetros do filtro passa baixa LC

Símbolo	Especificação	Valor
ζ	Fator de amortecimento	0,707
f_o	Frequência de corte	1,5 kHz

Fonte: Próprio autor.

Definidos os parâmetros iniciais na Tabela 13, calcula-se os valores do capacitor e do indutor do filtro, respectivamente através das equações (103) e (104).

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot \zeta \cdot f_o \cdot R_o} = 938 \text{ nF} \quad (103)$$

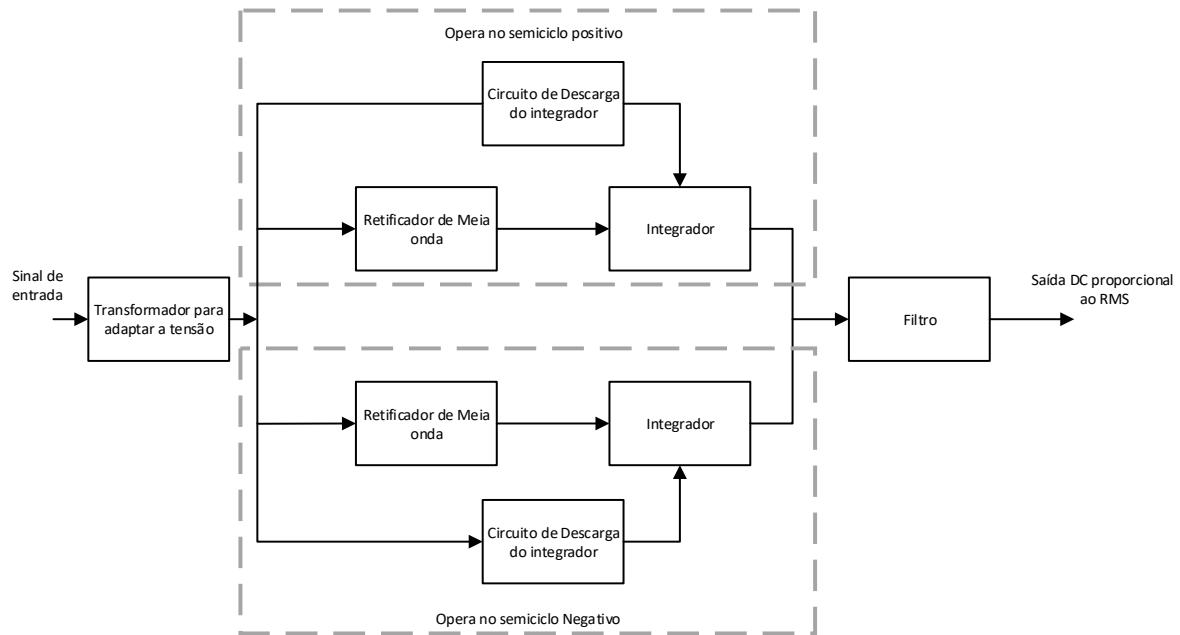
$$L_f = \frac{1}{(2\pi \cdot f_o)^2 \cdot C_f} = 11 \text{ mH} \quad (104)$$

5.2.3 Detector de valor eficaz

Para efetuar a realimentação do sistema e assim poder controlar a tensão de saída, opta-se por efetuar a medição da tensão eficaz da saída e adaptá-la para a leitura do microcontrolador, o circuito para efetuar esta medição denomina-se detector de valor eficaz.

O detector de valor eficaz, opera com sinais periódicos, sem nível CC, com um tempo de resposta de 25% do período. O princípio de funcionamento é ilustrado no diagrama de blocos da Figura 29 [23].

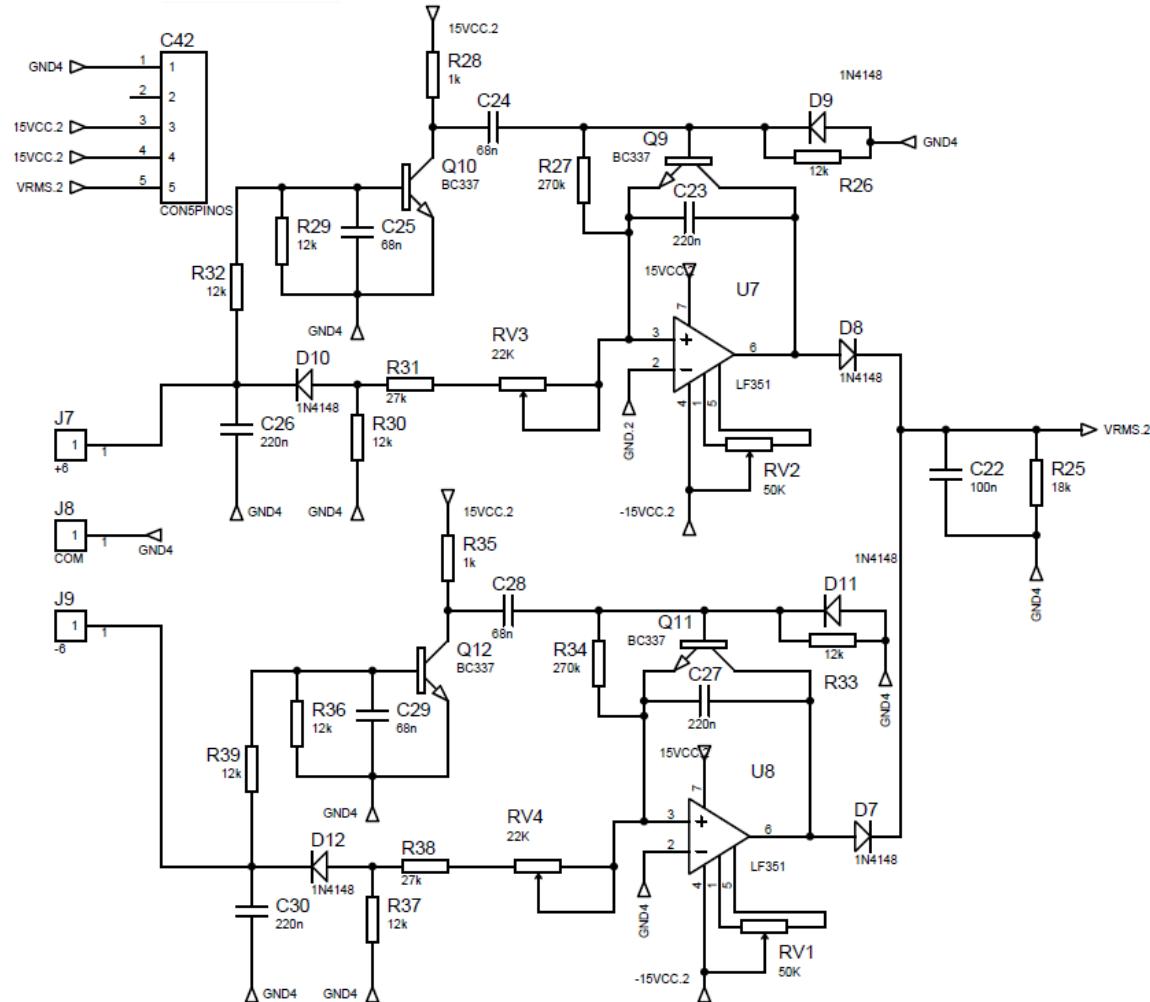
Figura 29 - Diagrama de Blocos do detector de valor eficaz



Fonte: Adaptado [23]

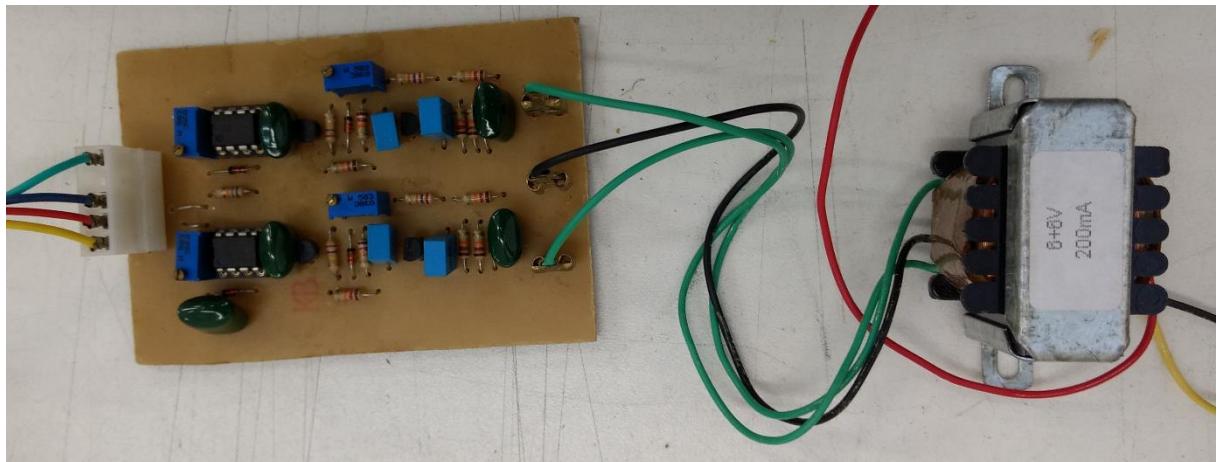
O esquemático do circuito projetado e implementado é representado na Figura 30 e a implementação física é ilustrada na Figura 31.

Figura 30 - Esquemático do circuito de detecção do valor eficaz.



Fonte: Adaptado [23]

Figura 31 - Vista superior da placa de circuito impresso do detector de valor eficaz com o transformador de adaptação de tensão



Fonte: Próprio Autor

5.2.4 Projeto do controlador

O controlador necessita poder gerar os pulsos da modulação unipolar e efetuar o controle em baixa frequência a partir do valor RMS de saída.

5.2.5 Definição do microcontrolador

O microcontrolador definido para efetuar o controle e geração dos pulsos de comando dos interruptores do Full Bridge é o PIC18F4550. As características técnicas do mesmo estão representadas na Tabela 14.

Tabela 14 - Parâmetros do microcontrolador PIC18F4550

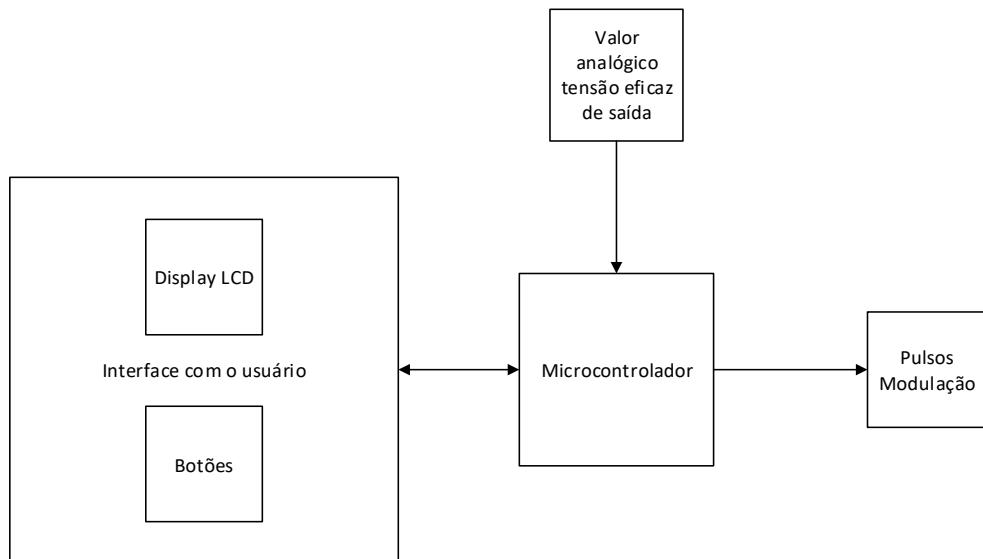
Device	Program Memory		Data Memory		I/O	10-Bit A/D (ch)	CCP/ECCP (PWM)	SPP	MSSP		EUSART	Comparators	Timers 8/16-Bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)					SPI	Master I ² C TM			
PIC18F2455	24K	12288	2048	256	24	10	2/0	No	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F2550	32K	16384	2048	256	24	10	2/0	No	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4455	24K	12288	2048	256	35	13	1/1	Yes	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4550	32K	16384	2048	256	35	13	1/1	Yes	Y	Y	1	2	1/3

Fonte: [24]

5.2.6 Fluxograma do programa

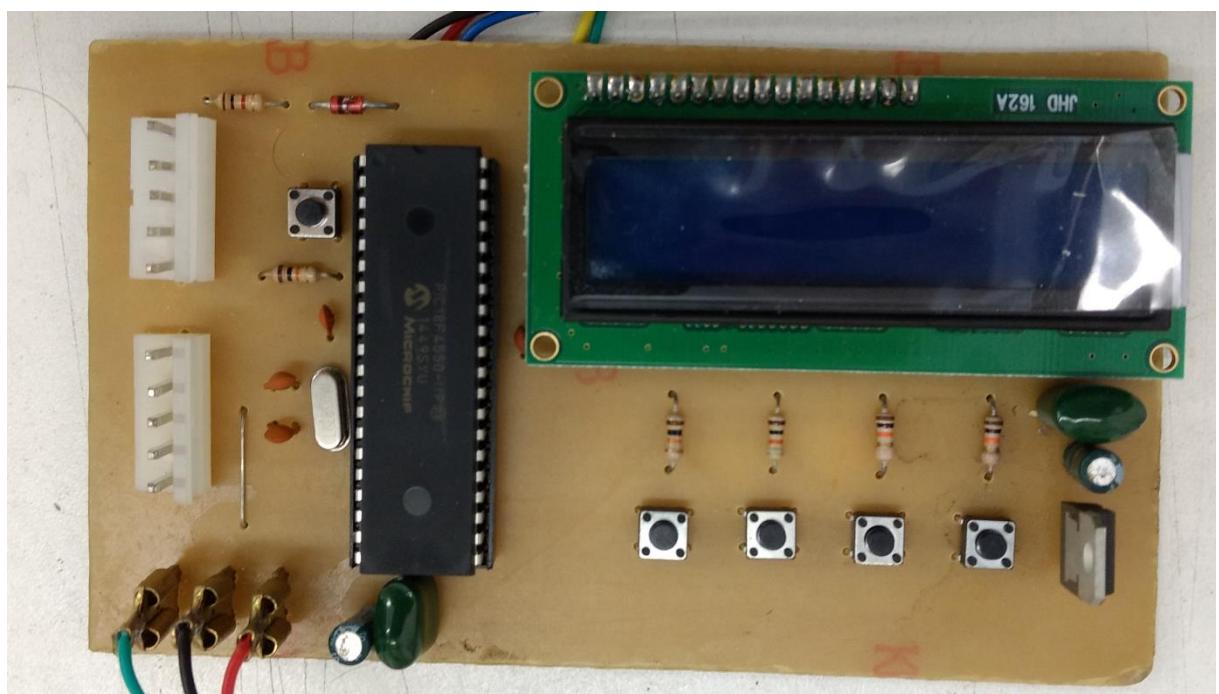
O diagrama de blocos da placa de circuito impresso do microcontrolador é exposto na Figura 32 e a implementação física na Figura 33.

Figura 32 - Diagrama de blocos do microcontrolador.



Fonte: Próprio Autor

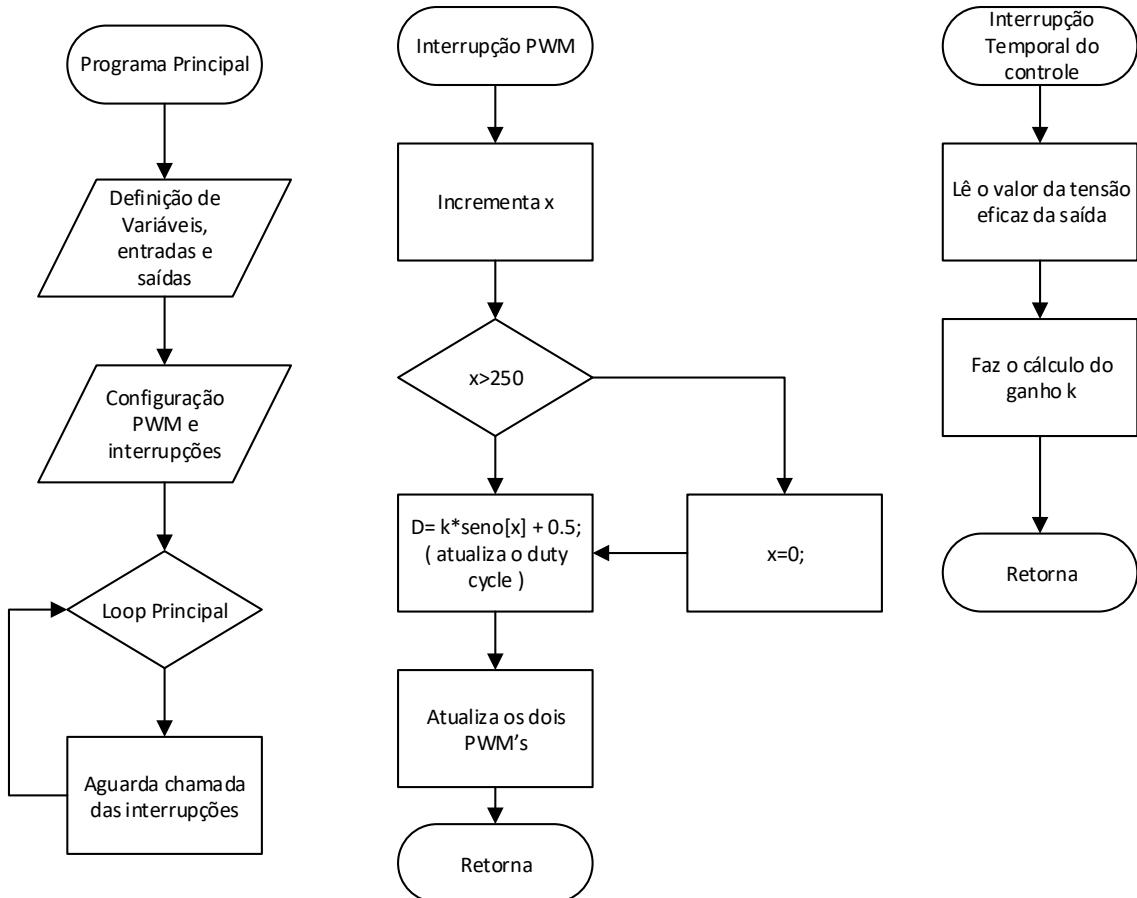
Figura 33 - Vista superior da placa de circuito impresso do microcontrolador.



Fonte: Próprio Autor

Para a programação do microcontrolador, faz-se uso da estratégia estabelecida pelo fluxograma da Figura 34.

Figura 34 - Fluxograma da programação do microcontrolador PIC18F4550



Fonte: Próprio autor.

5.2.7 Programa do microcontrolador

O programa completo encontra-se no APÊNDICE A – PROGRAMAÇÃO, os pontos principais do programa são explicados nesse capítulo.

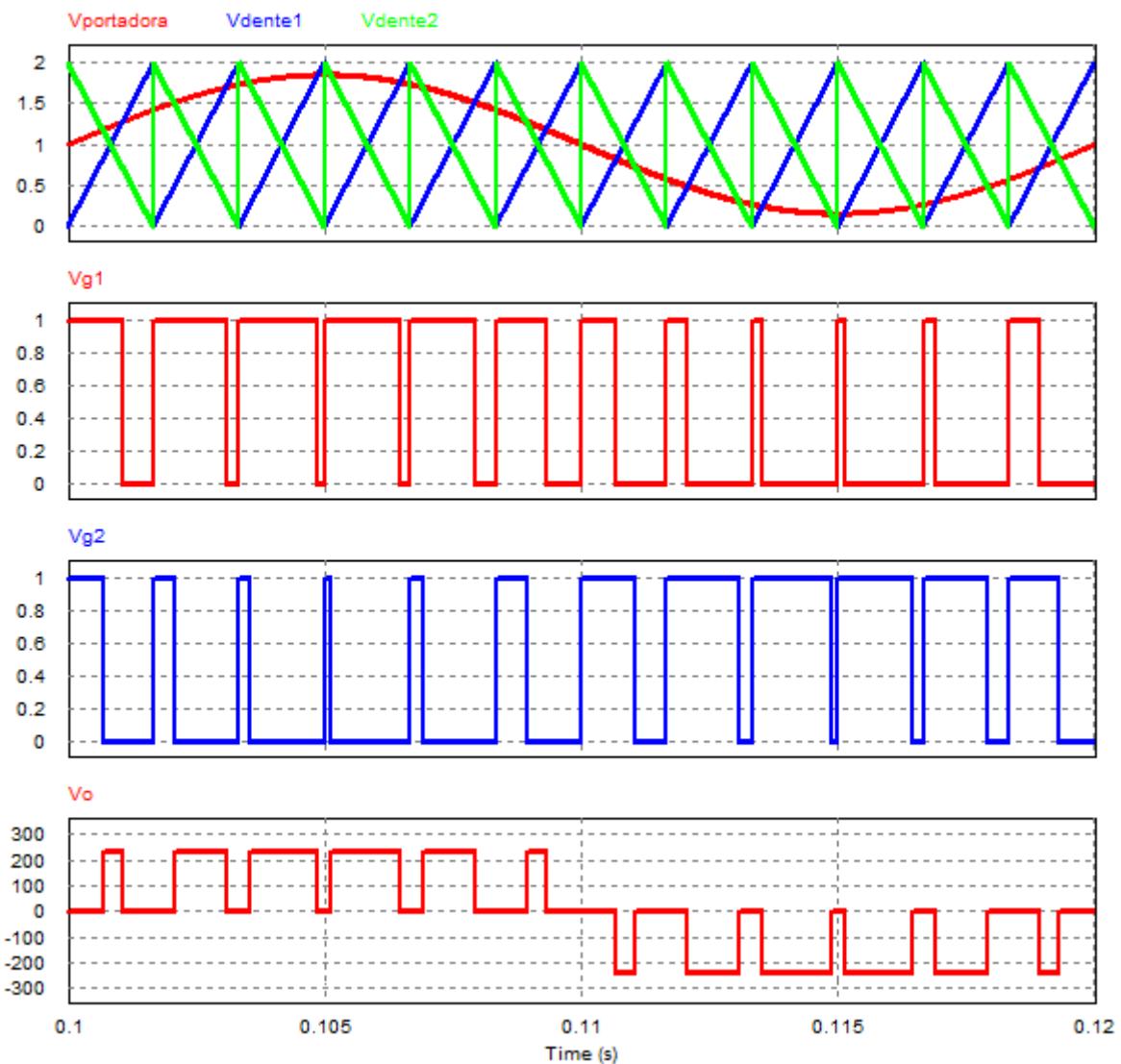
O “Programa Principal” conforme o fluxograma da Figura 34, trata principalmente da criação das variáveis, configurações das entradas e saídas digitais, entradas analógicas, frequência de interrupção do controle em 15Hz e frequência de interrupção da atualização da Saída PWM em 15kHz.

Algumas observações sobre o microcontrolador são apresentadas:

- O microcontrolotador possuía a função $\text{seno}(x)$, porém o tempo de cálculo é demasiado longo, maior que a frequência de comutação, não possibilitando utilizá-la para a geração dos pulsos de saída. A solução foi a criação de um vetor de 250 pontos de uma senóide, os pontos são gerados a partir da ferramenta computacional MATLAB e uma frequência de comutação de 15kHz, com isso ao ler os 250 pontos em uma frequência de 15kHz, resulta na frequência de 60Hz conforme a equação (105)
- Para a geração dos pulsos dos interruptores foi possível efetuar a modulação por largura de pulso unipolar, conforme a Figura 17, porém não sobrava tempo para calcular o controle. A opção foi efetuar a comparação da portadora senoidal com duas dentes de serra, uma com rampa de subida e outra com descida, gerando uma saída V_o em 3 níveis conforme a Figura 35, porém, não com o dobro da frequência de comutação, como na unipolar. Com esse método de modulação, torna-se possível efetuar o controle RMS da tensão de saída.

$$f = \frac{f_{\text{comutação}}}{\text{pontos}} = \frac{15\text{kHz}}{250} = 60 \text{ Hz} \quad (105)$$

Figura 35 - Modulação com duas modulantes dentes de serra e uma portadora senoidal



Fonte: Próprio autor

5.2.8 Driver Full Bridge (FB)

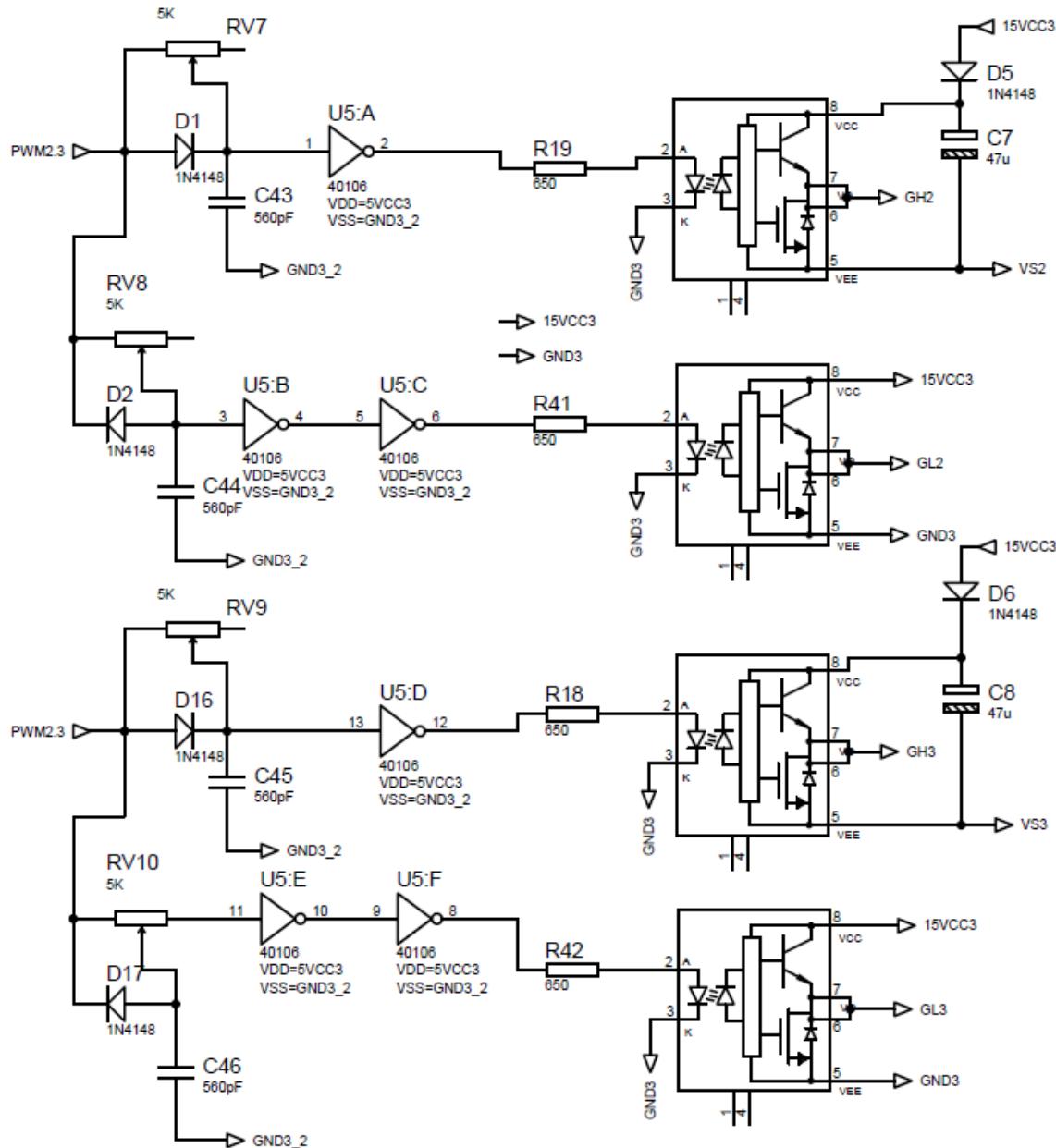
O driver do *Full Bridge* utiliza-se da mesma estratégia que o *Half Bridge*, divide-se em dois *Half Bridge* e faz uso de um driver IR2108 para cada um. Fez-se uso de resistores de gatilho de 68Ω , ao executarem os testes como mostra a Figura 59, as tensões de gatilho se cruzam, gerando riscos de curto de braço.

Ao efetuar-se testes com carga nominal, a tensão do barramento sube gradativamente e ao atingir a tensão de 160V no barramento, o tempo morto não é

suficiente para assegurar o desligamento do interruptor complementar do mesmo braço, onde ocasiona curto circuito e ocorrendo a queima dos interruptores S3 e S4, dos drivers, microcontrolador e o display LCD.

Com o intuito de redução de riscos de queima do conversor, opta-se pela geração de tempo morto discreto com que se baseia na curva de carga do capacitor, na qual filtra-se esse sinal com um *buffer schmitt trigger* (CD40106), onde aumenta-se de 500ns (IR2108) para 720ns. Na saída do *buffer schmitt trigger* para dar ganho de corrente faz-se uso do optoacoplador A3120 com resistor de gatilho de $22\ \Omega$, a ilustração do arranjo dar-se-á na Figura 36.

Figura 36 - Driver do conversor CC-CA Full Bridge.



Fonte: Próprio Autor

5.3 EFICIÊNCIA TEÓRICA

Para o cálculo da eficiência teórica inicialmente soma-se todas as potências dissipadas nos elementos dos conversores dados pelas equações dadas pelas equações (32), (49), (66), (74) e (101) resultando assim na equação (106).

$$P_{total} = P_{trafo} + P_L + P_{S_{total\,HF}} + P_{D_{total}} + P_{S_{total\,FB}} = 49,21 \text{ W} \quad (106)$$

O rendimento teórico do conversor se dá pela equação (107).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{total}} = \frac{200}{200 + 49,21} = 80 \% \quad (107)$$

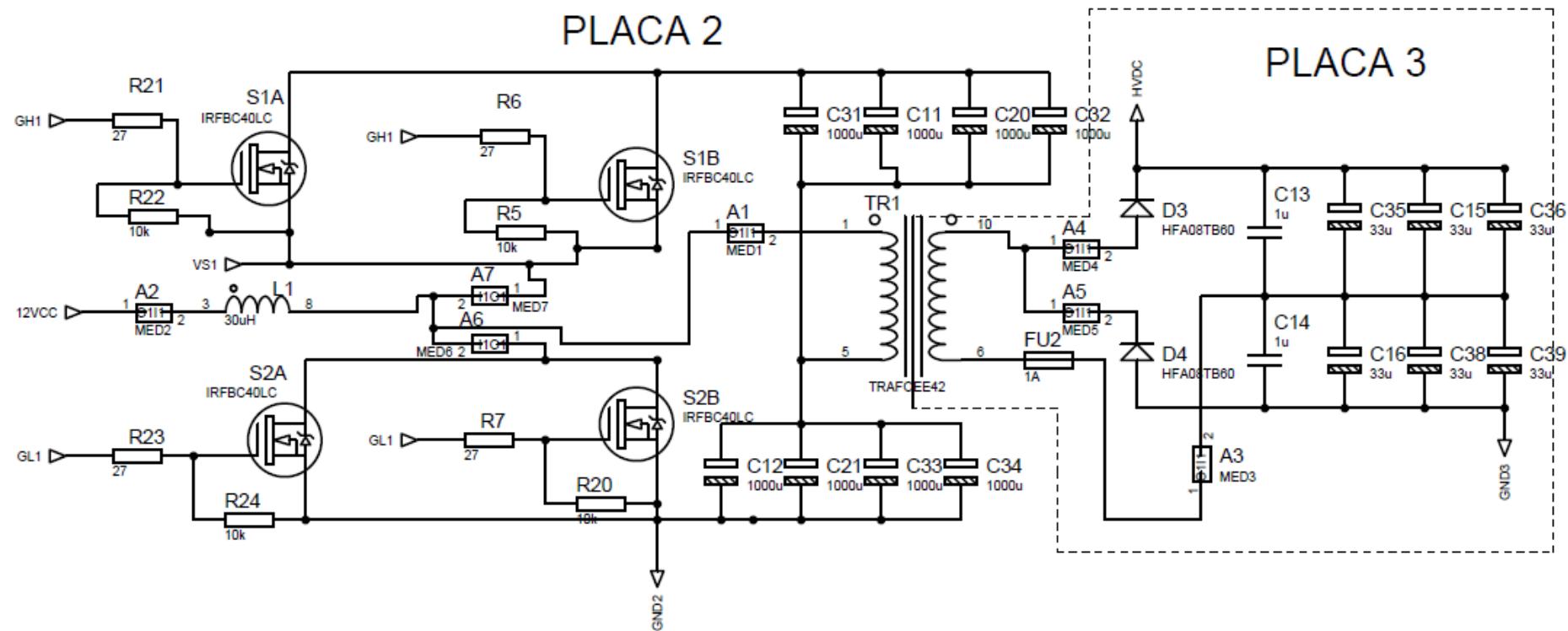
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Os testes do protótipo foram divididos em duas partes, a primeira para o conversor CC-CC *Boost Half Bridge* e a segunda para o conversor CC-CA *Full Bridge*.

O esquemático do conversor CC-CC *Boost Half Bridge* é ilustrado na Figura 37. Nele foram previstas algumas medidas de precaução como a possível utilização de interruptores em paralelo (S1A com S1B e S2A com S2B) com resistores de *gate* independentes, capacitores em paralelo para suportar a corrente eficaz e ponteiras de medição de corrente no indutor (A2), corrente nos interruptores (A6 e A7), corrente no primário (A1), corrente no secundário (A2) do transformador e corrente nos diodos do dobrador de tensão (A4 e A5).

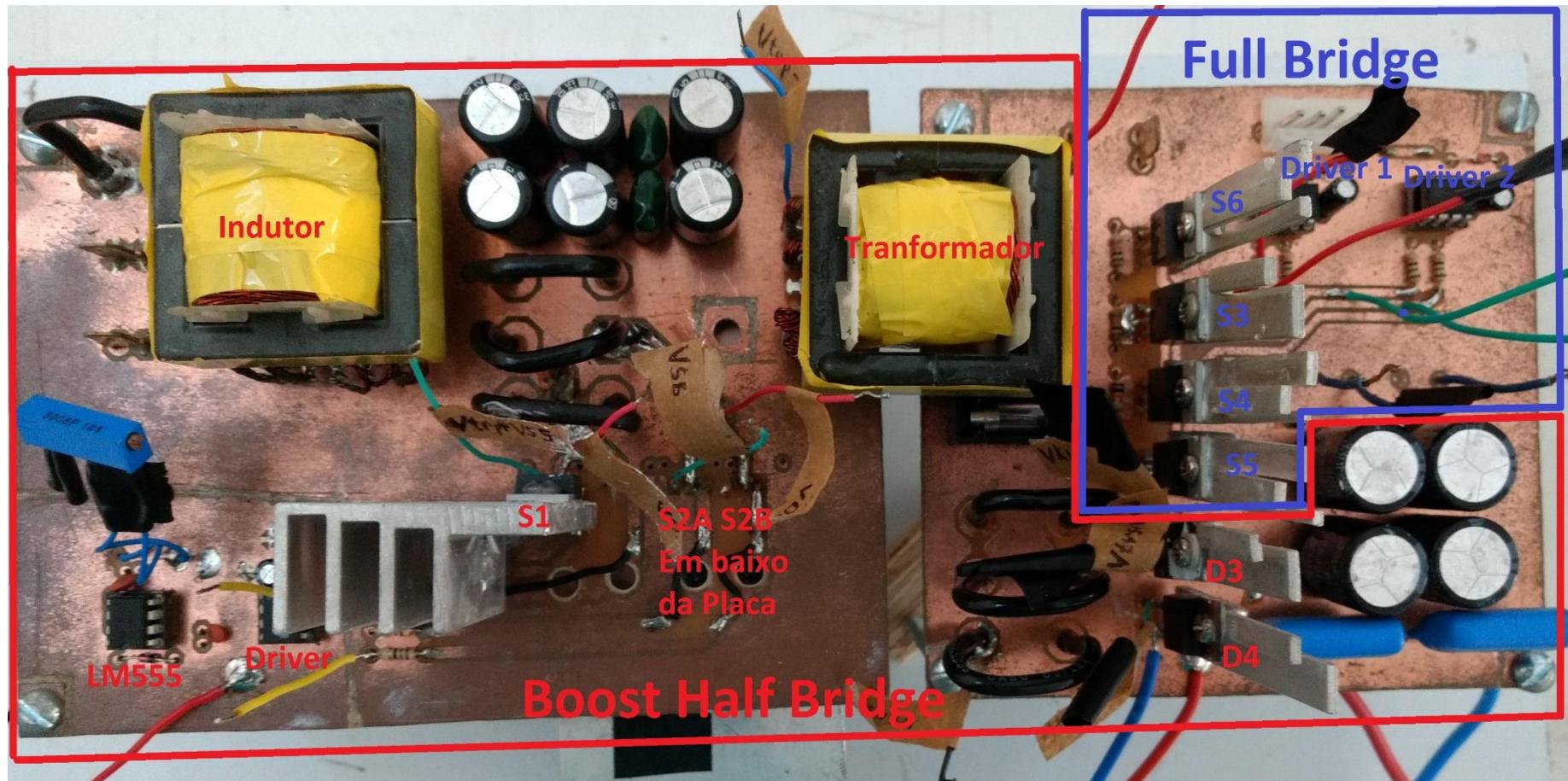
A vista superior do protótipo com divisão dos dois estágios CC-CC e CC-CA visualiza-se na Figura 38.

Figura 37 - Esquemático da potência do conversor *Boost Half Bridge*



Fonte: Próprio autor

Figura 38 - Vista superior do protótipo, onde a área vermelha representa o conversor *Boost Half Bridge* e a área azul a parte de potência do conversor *Full Bridge*.



Fonte: Próprio autor

6.1 CONVERSOR CC-CC BOOST HALF BRIDGE

Efetua-se os testes no conversor, observa-se divergências das formas de onda das etapas de operação do conversor sessão 4.1 Na simulação do conversor CC-CC, insere-se elementos parasitas para conseguir explicar essas divergências:

- Indutâncias parasitas em série com os interruptores: A indutância parasita origina-se de trilhas mal dimensionadas, indutância em série com o capacitor (LSR) [25] e *jumper* com cabo flexível para medição de corrente nos interruptores. A indutância gera sobretensão nos interruptores, pois entra em ressonância com a capacitância parasita de saída do interruptor.
- Capacitância parasita entre o enrolamento primário do transformador e o secundário: Esta capacitância anula parte da indutância de dispersão do transformador e cria circulação de corrente entre indesejada entre o primário e secundário do transformador;

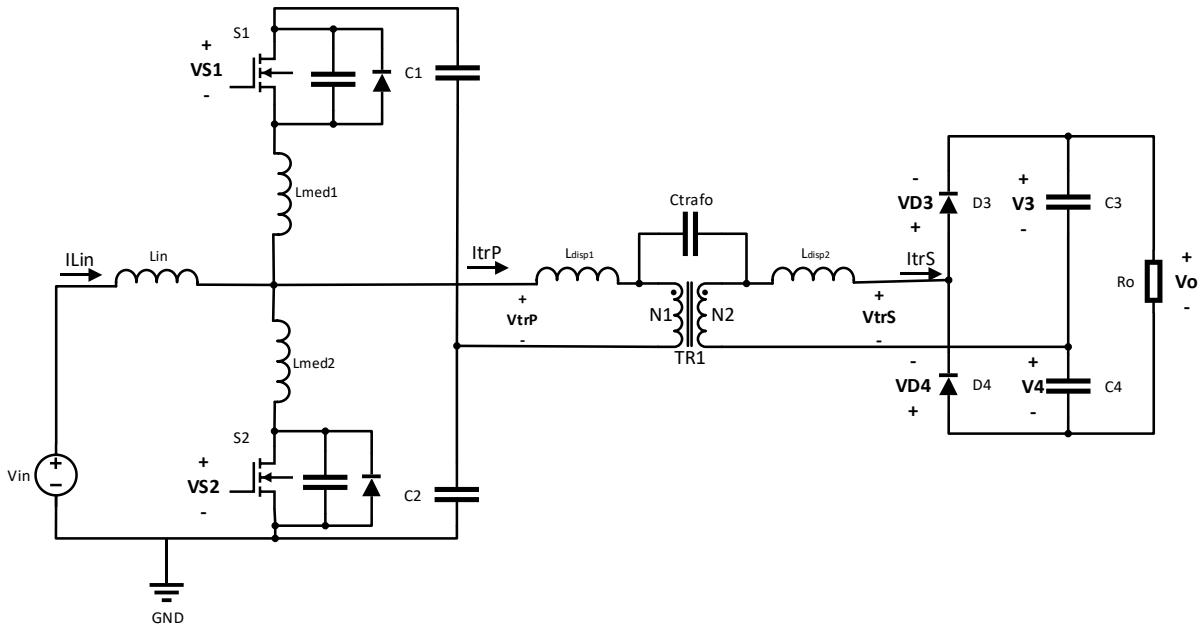
Utiliza-se os dados constados na Tabela 15 na simulação e então chega-se próximo dos resultados experimentais. O circuito com os elementos parasitas ilustra-se na Figura 39 e a foto experimental do conversor demarca-se pela cor vermelha na Figura 38.

Tabela 15 - Parâmetros utilizados na simulação do protótipo

Símbolo	Especificação	Valor
Lin	Indutância de entrada	30 μ H
$R_{DS1,2on}$	Resistência de dreno para source interruptor 1 e 2	4,7 m Ω
C_{oss1}	Capacitância de saída do interruptor 1	1 nF
C_{oss2}	Capacitância de saída do interruptor 2	7 nF
$Lmed1$	Indutância parasita em série com o interruptor 1	20 nH
$Lmed2$	Indutância parasita em série com o interruptor 2	20 nH
C_1	Capacitor 1	12 mH
C_2	Capacitor 2	12 mH
L_m	Indutância magnetizante do transformador	3 μ H
L_{disp1}	Indutância de dispersão primário	2 nH
L_{disp2}	Indutância de dispersão secundário	1 μ H
C_{traco}	Capacitância entre os enrolamentos do transformador	100 pF
V_{F3}	Tensão de condução diodo 3	2 V
V_{F4}	Tensão de condução diodo 4	2 V
C_3	Capacitor 3	70 μ F
C_4	Capacitor 4	70 μ F
Ro	Resistência de saída	336 Ω
Po	Potência de Saída	200 W
T_m	Tempo morto	300 ns
D	Razão cíclica	55 %

Fonte: Próprio Autor

Figura 39 - Representação do circuito com elementos parasitas do conversor *Boost Half Bridge*.



Fonte: Próprio autor

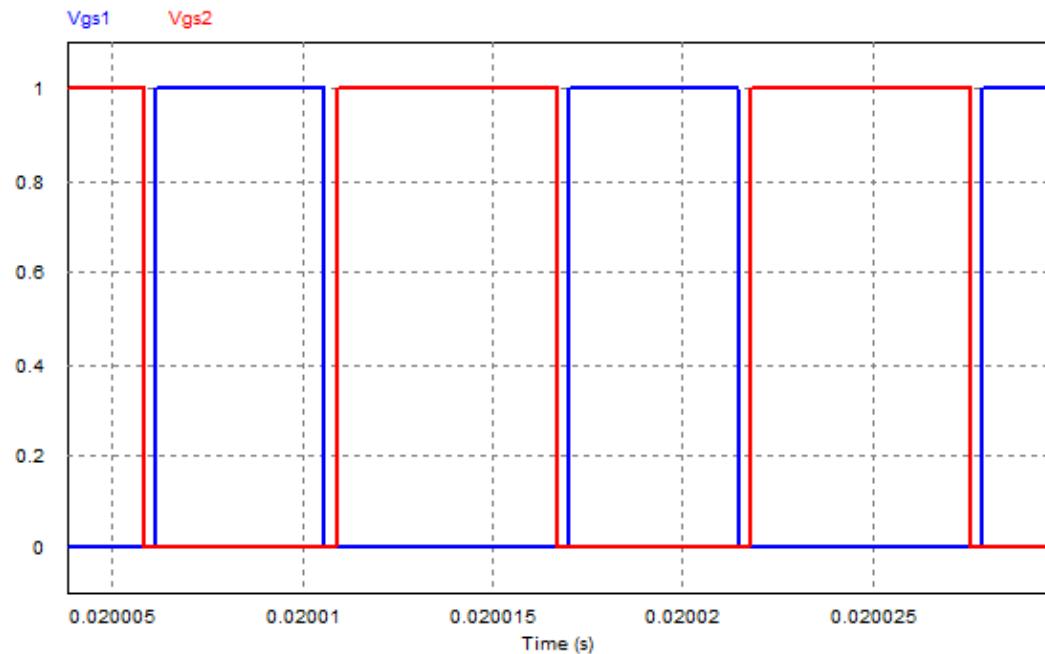
Faz-se utilização na alimentação do conversor de uma fonte CC, ao invés de uma bateria, pela disponibilidade na universidade. Em operações nominais, a fonte que alimenta o conversor necessita fornecer uma corrente de saída de até 25A, conforme calculado na equação (77). As fontes de corrente contínua capazes de fornecer essa capacidade de corrente são muito demandadas pelos outros projetos científicos da universidade, dificultando a utilização das mesmas, com isso, para se obter os resultados práticos, faz-se uso de um variador de tensão trifásico, com um circuito retificador trifásico do tipo ponte de graetz na saída e um filtro LC para tornar o sinal contínuo.

6.1.1 Tensões de gatilho

As tensões de gatilho experimentais, Figura 41, mostram a má eficiência do driver em comparação com as tensões de gatilho simuladas, Figura 40. Verifica-se o cruzamento das tensões de gatilho. A solução para esse problema está apresentada no sessão 5.1.7 . Pode-se observar também que a derivada de tensão de gatilho do

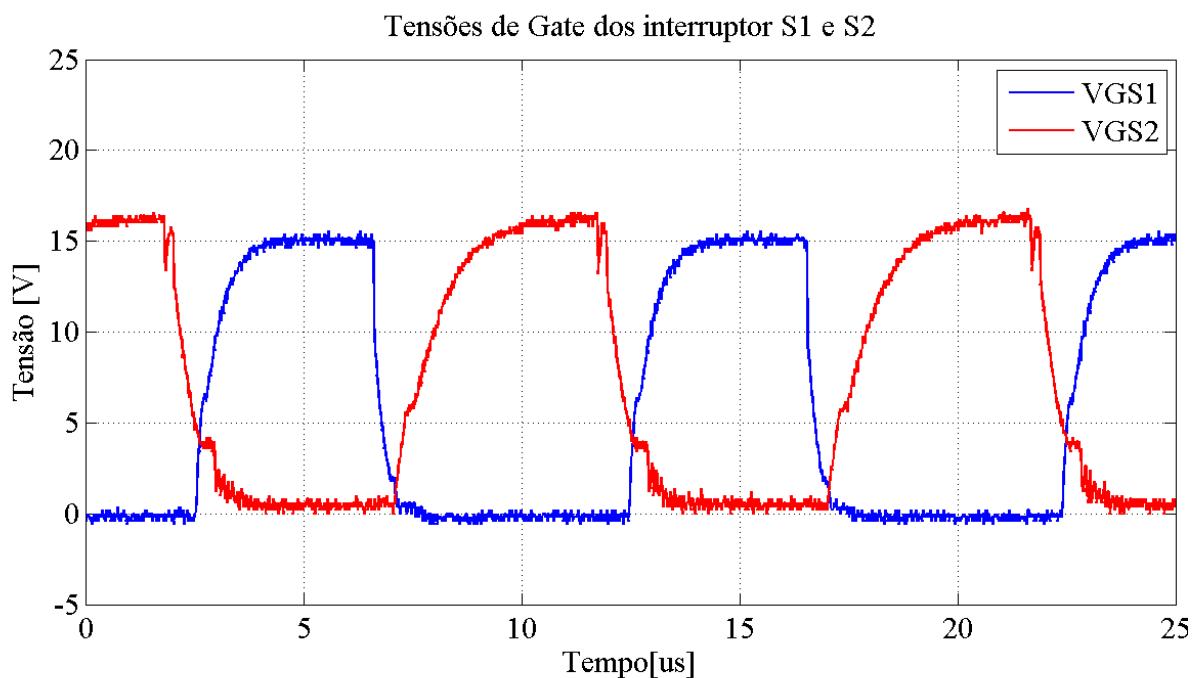
interruptor 2 está um pouco menor, isso se deve ao fato de serem utilizados dois interruptores em paralelo para suportar a corrente que passa por esses interruptores.

Figura 40 – SIMULAÇÃO - Tensões de gatilho dos interruptores 1 e 2.



Fonte: Próprio autor

Figura 41 – EXPERIMENTAL - Tensões de gatilho dos interruptores 1 e 2.

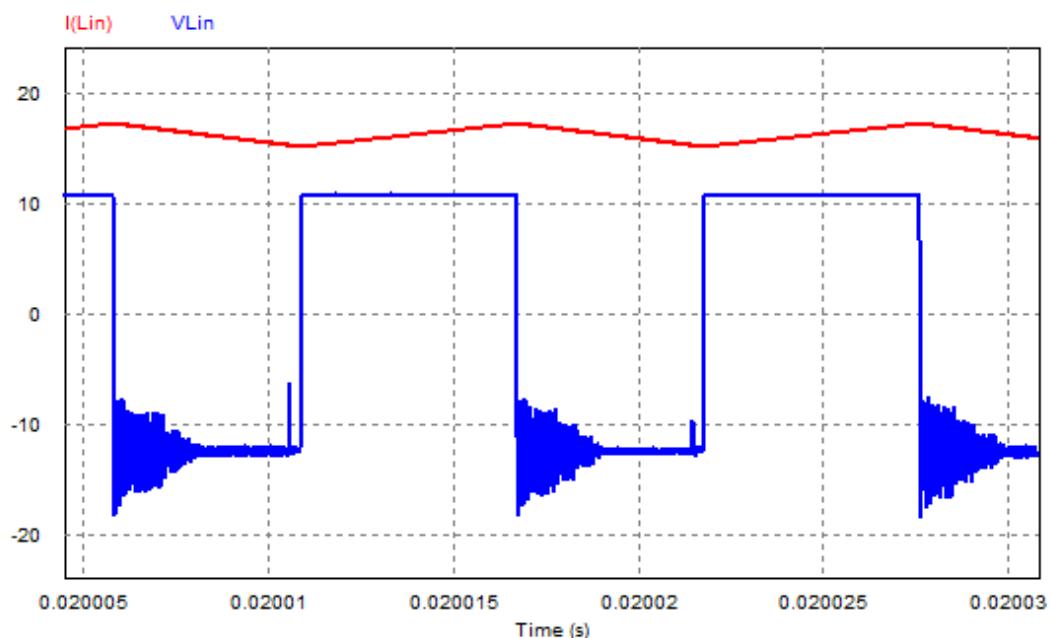


Fonte: Próprio autor

6.1.2 Tensão e corrente indutor

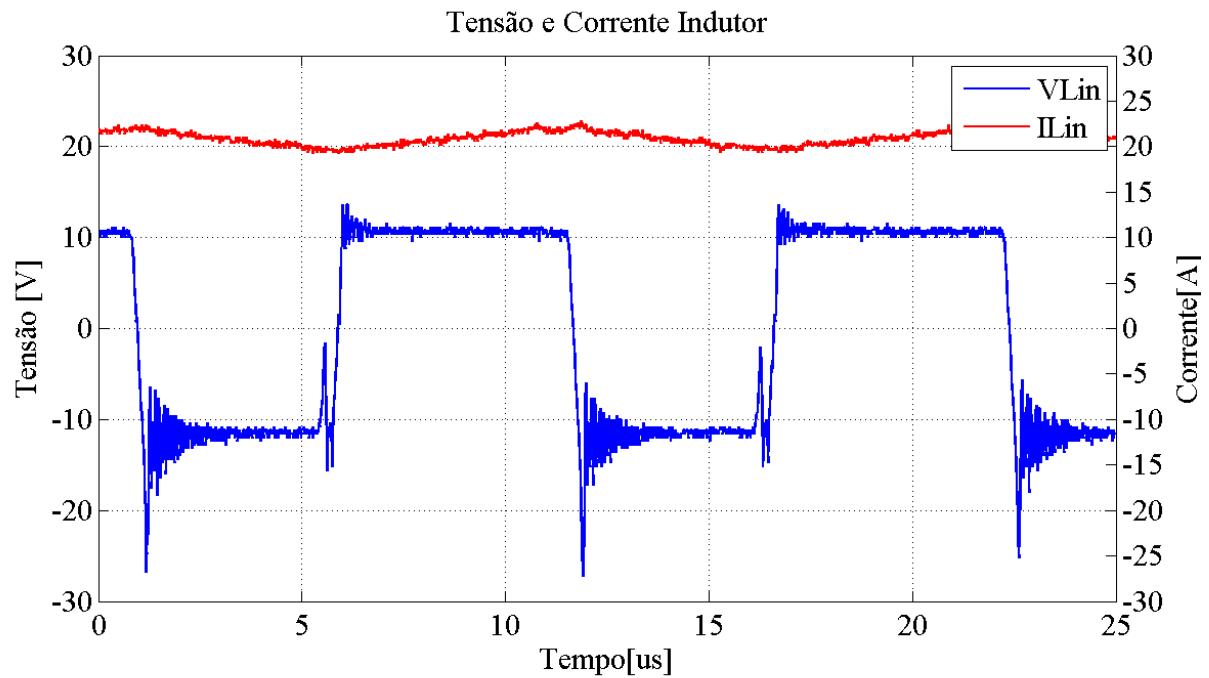
Pode-se observar pouca divergência das formas de onda simuladas e experimentais, Figura 42 e Figura 43, respectivamente. Visualiza-se oscilações de alta frequência para as tensões negativas aplicadas no indutor, estas são ocasionadas pela abertura do interruptor S2, conforme exposto na sessão 6.1.4. Um fato importante a se observar é a ondulação da corrente entrada, fator importante para o projeto, verifica-se uma variação pequena, tendo assim a componente eficaz próxima ao valor médio, onde minimiza-se as perdas na bateria conforme exposto na sessão 0.

Figura 42 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da Tensão e corrente no indutor de entrada.



Fonte: Próprio autor

Figura 43 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da Tensão e corrente no indutor de entrada.

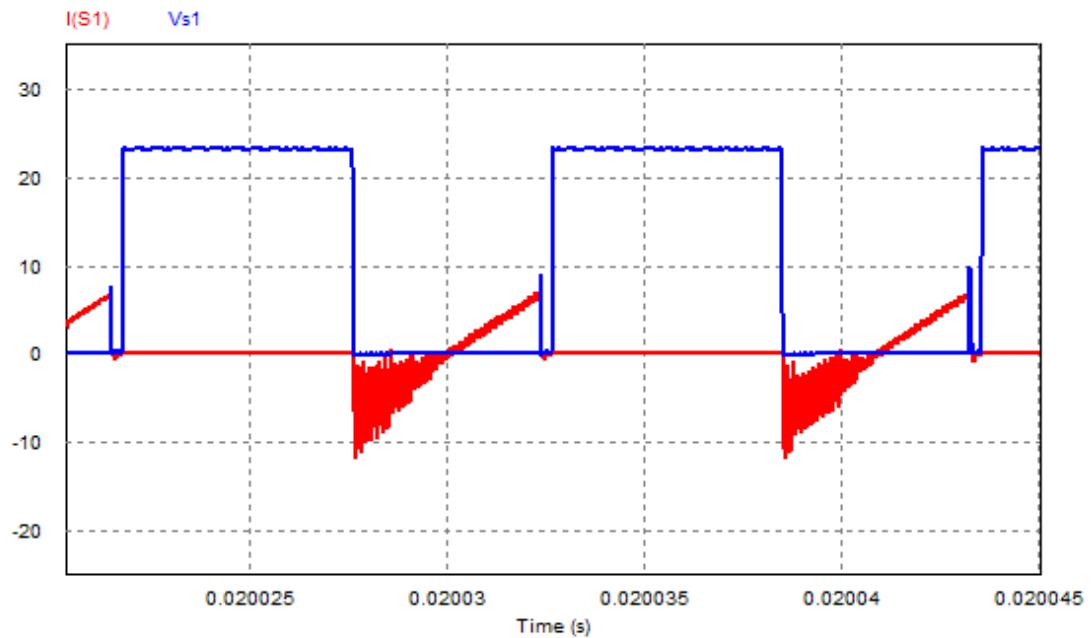


Fonte: Próprio autor

6.1.3 Tensão e corrente interruptor S1

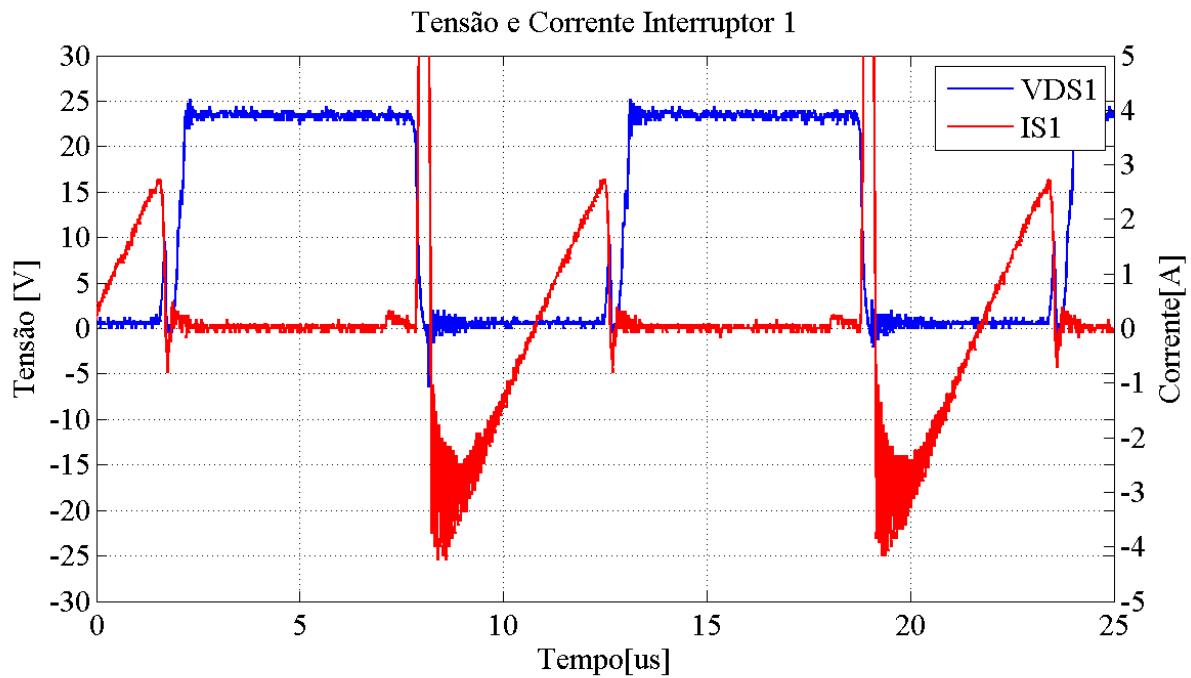
Verifica-se uma grande semelhança entre a forma de onda da simulação (Figura 44) com a prática (Figura 45), porém, na forma de onda experimental (Figura 45) visualiza-se um pico de corrente positivo quando inicia a condução do interruptor, esse pico de corrente se origina do curto de braço, devido a má eficiência do driver, porém não ocorre a queima do conversor pelo fato de existir impedâncias parasitas no circuito que limitam a corrente para um valor de 12A.

Figura 44 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da Tensão e corrente no interruptor 1.



Fonte: Próprio autor

Figura 45 – EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no interruptor 1

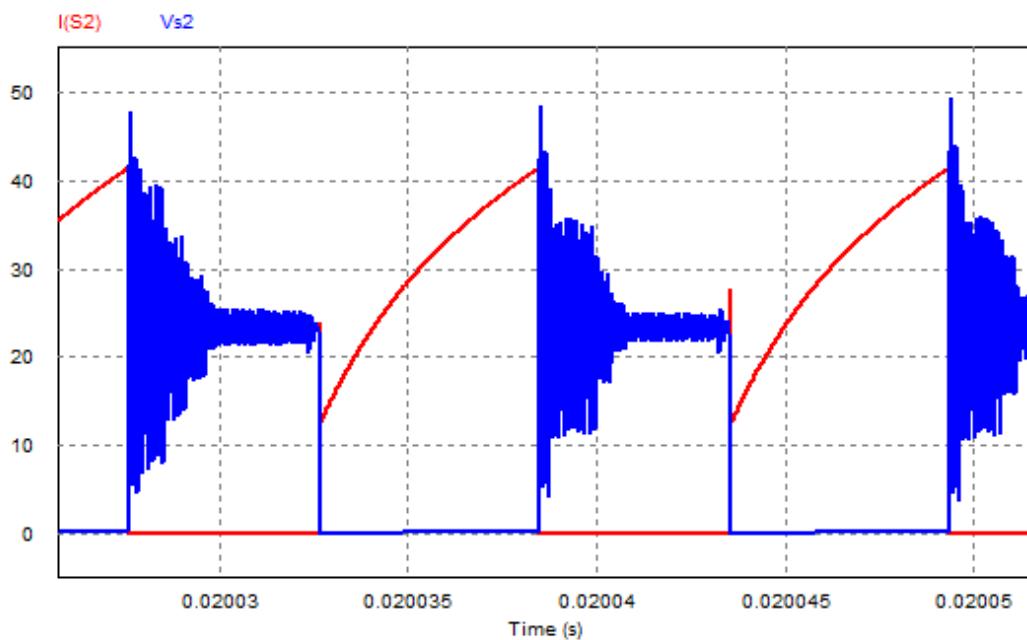


Fonte: Próprio autor

6.1.4 Tensão e corrente interruptor S2

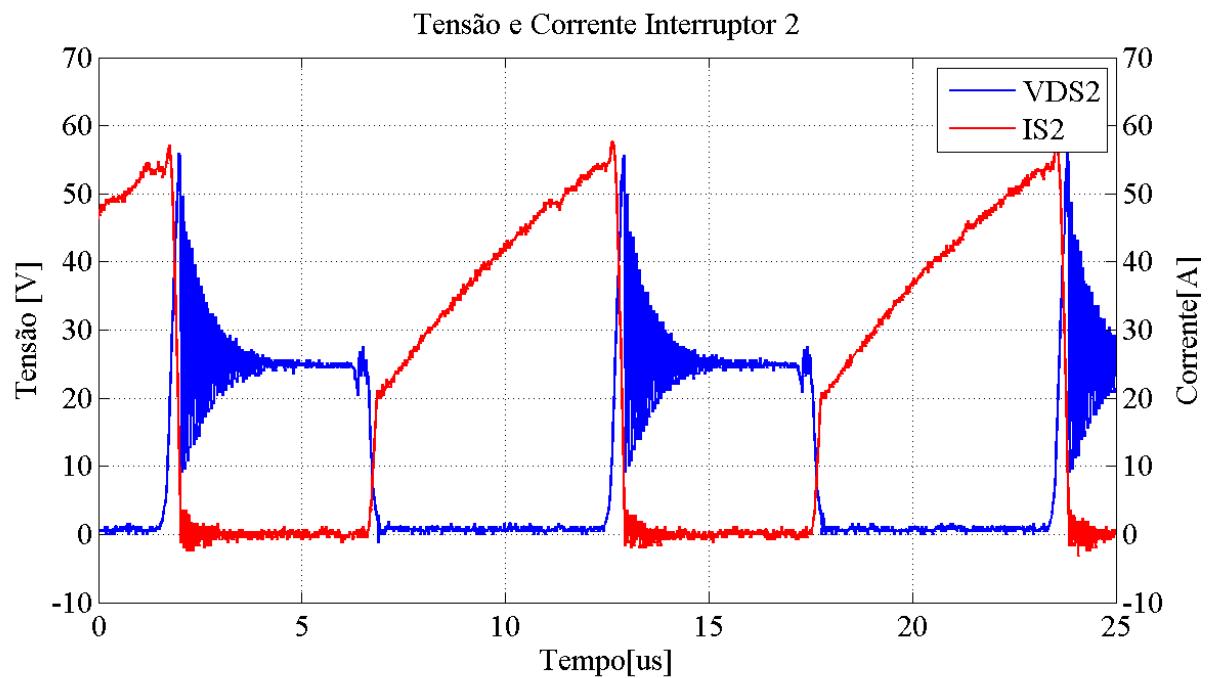
Os níveis de corrente no interruptor S2 são maiores, tornando mais crítico o problema com os componentes parasitas. Tanto na forma de onda da simulação, Figura 46, quanto na forma de onda experimental, Figura 47, nota-se uma grande sobre tensão no interruptor no momento do bloqueio, isso se dá devido a indutância parasita das trilhas, o condutor para a medição de corrente e da indutância do capacitor eletrolítico [25], entra em ressonância com os interruptores S2 colocada no circuito que entra em ressonância com a capacitância do interruptor S2 gerando perdas no interruptor, sobreaquecendo o mesmo.

Figura 46 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no interruptor 2.



Fonte: Próprio autor

Figura 47 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no interruptor 2.

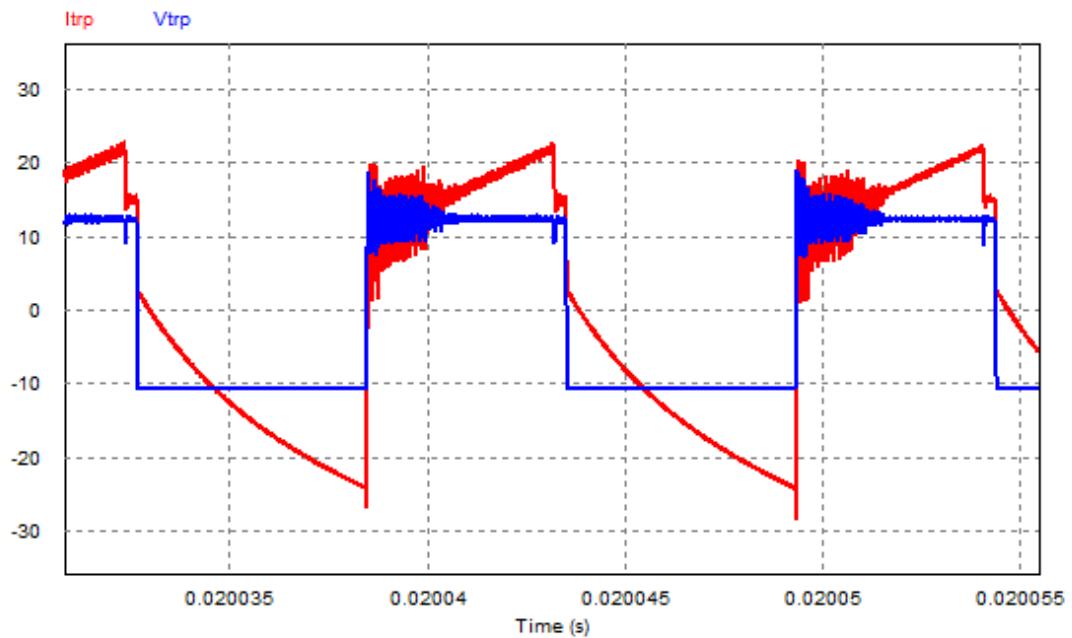


Fonte: Próprio autor

6.1.5 Tensão e corrente transformador primário

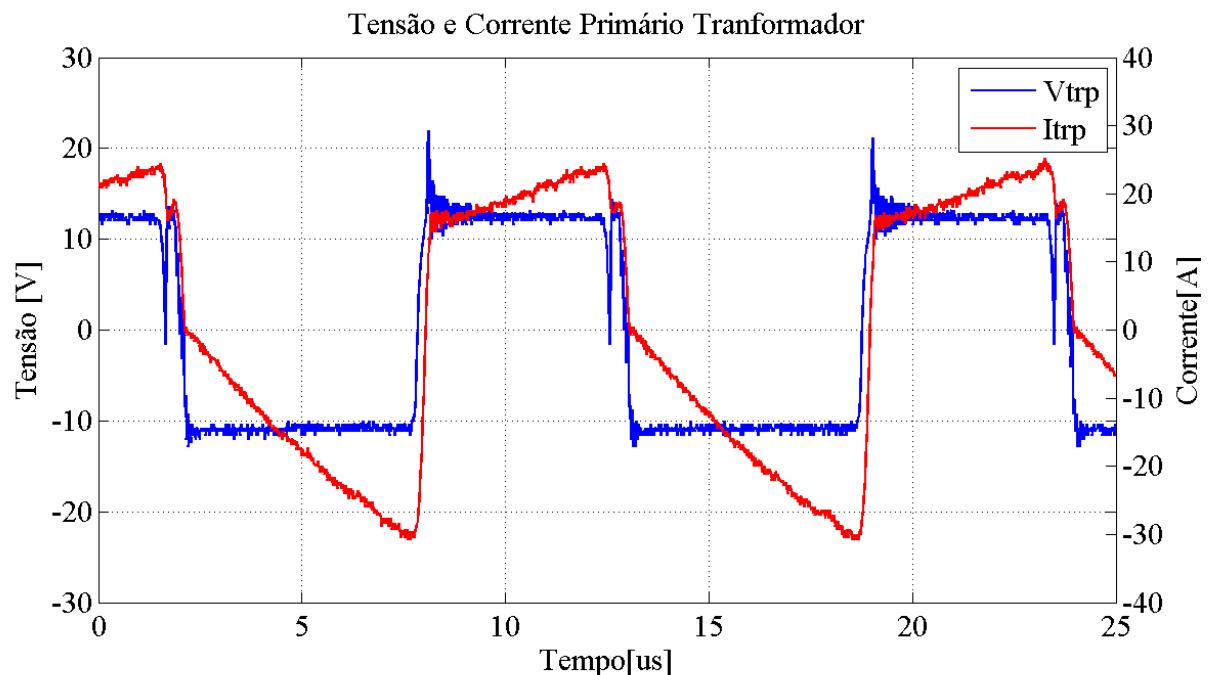
A razão cíclica do conversor CC-CC é de 55%, sendo assim consegue-se observar uma particularidade do conversor em questão, nas formas de onda simuladas e experimentais, Figura 48 e Figura 49, a aplicação de níveis de tensão diferentes para o semicírculo positivo e negativo, porém, como já calculado na equação (8), o nível médio é nulo, mesmo com os níveis de tensão diferentes, não gerando problemas de circulação de corrente CC para o transformador. Observa-se uma oscilação na tensão positiva aplicada no transformador, essa oscilação se dá por conta da abertura do interruptor S2, que possui os elementos parasitas, conforme explica-se na sessão 6.1.4

Figura 48 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no enrolamento primário do transformador.



Fonte: Próprio autor

Figura 49 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no enrolamento primário do transformador.

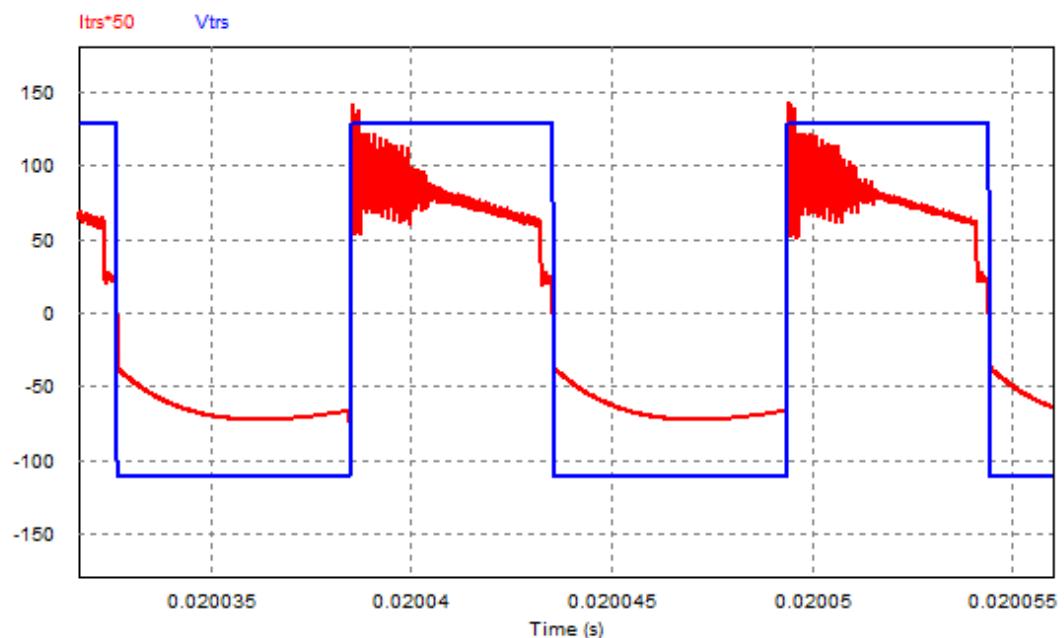


Fonte: Próprio autor

6.1.6 Tensão e corrente secundário

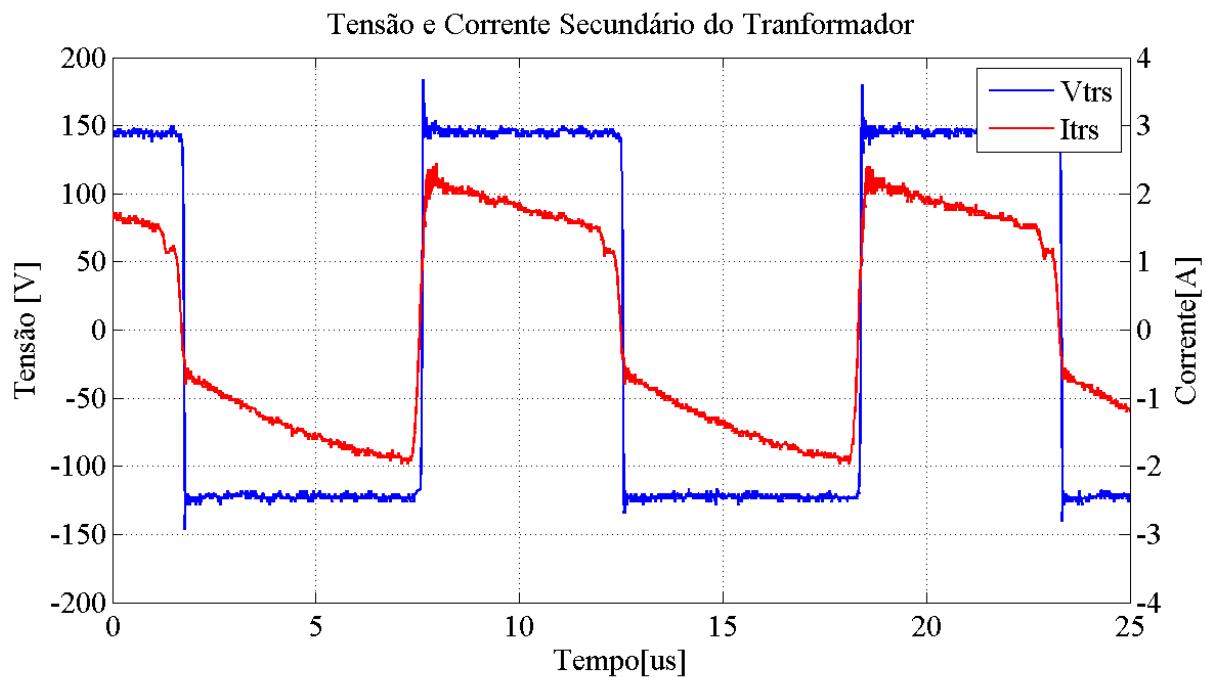
Comparando as formas de onda simuladas com a experimental, Figura 50 e Figura 51, pode-se observar que na simulação a oscilação presente no secundário do transformador, já na experimentou sua amplitude quase não é notada, isso se dá pela suposição errônea dos valores dos elementos parasitas inseridos na simulação, esses valores são difíceis de serem medidos no circuito, dessa forma a suposição dos valores estão um pouco diferentes do circuito experimental.

Figura 50 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador.



Fonte: Próprio autor

Figura 51 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no enrolamento secundário do transformador

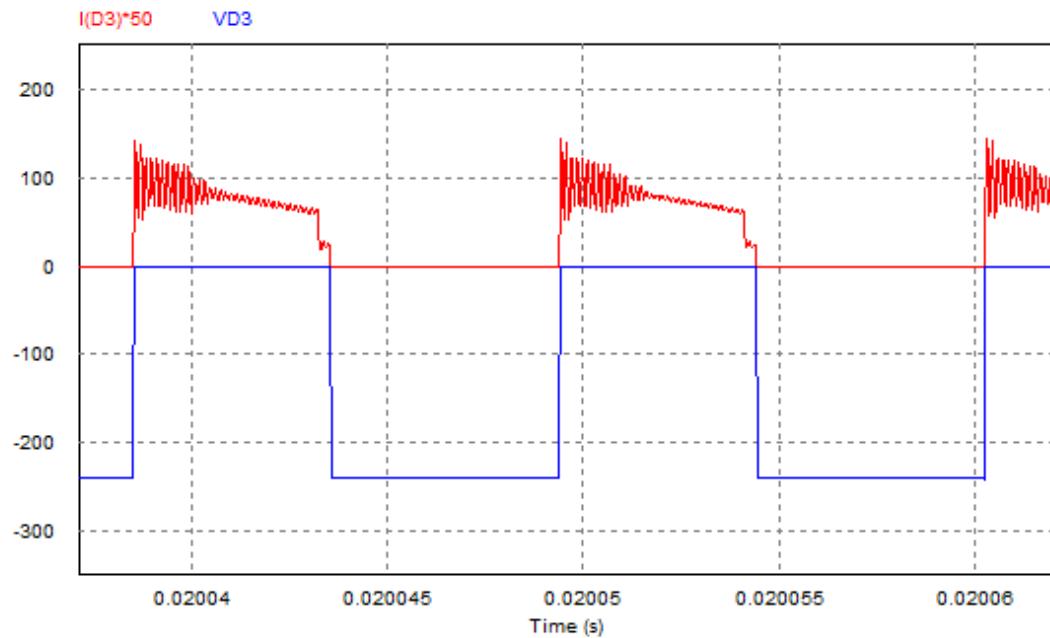


Fonte: Próprio autor

6.1.7 Tensão e corrente diodo 3

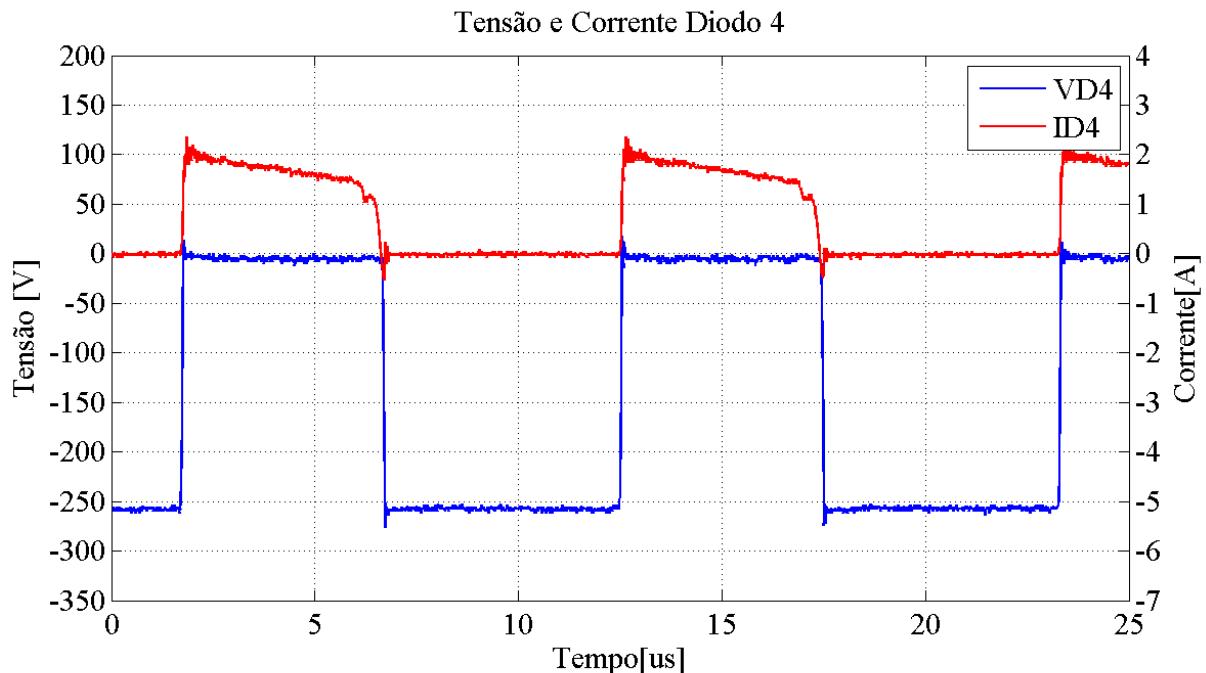
Pode-se notar que, tanto na forma de onda simulada (Figura 52) quanto na experimental (Figura 53), a forma de onda da corrente é a mesma que a componente positiva da forma de onda do transformador exposta na Figura 50 e Figura 51. Isso se dá pois somente no semiciclo positivo que pode ocorrer a condução do diodo 3, pois a tensão aplicada sobre o mesmo se torna positiva.

Figura 52 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no diodo 3.



Fonte: Próprio autor

Figura 53 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no diodo 3.

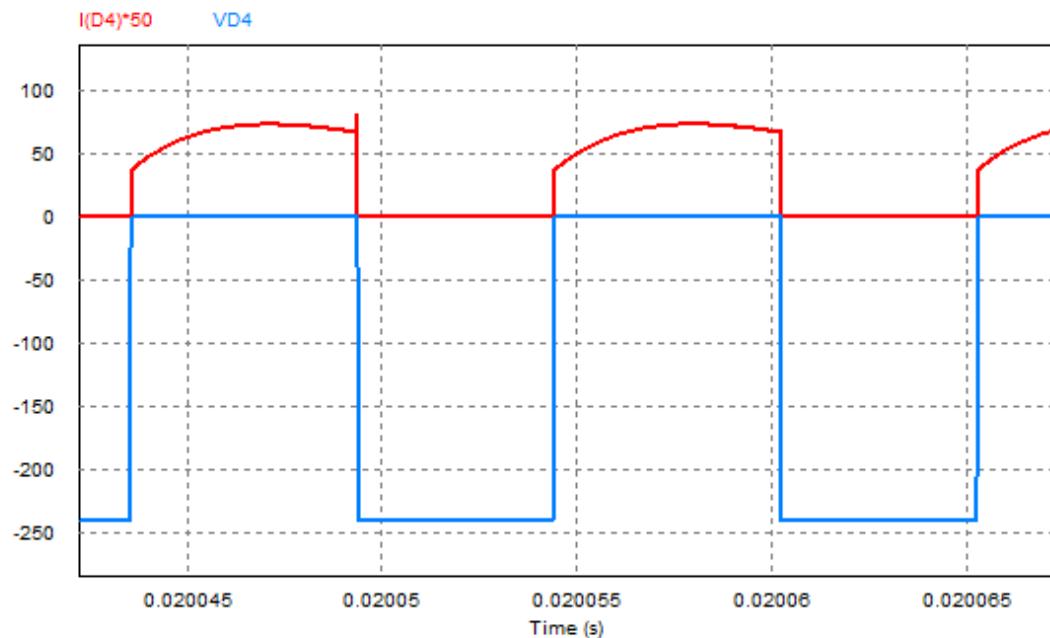


Fonte: Próprio autor

6.1.8 Tensão e corrente diodo 4

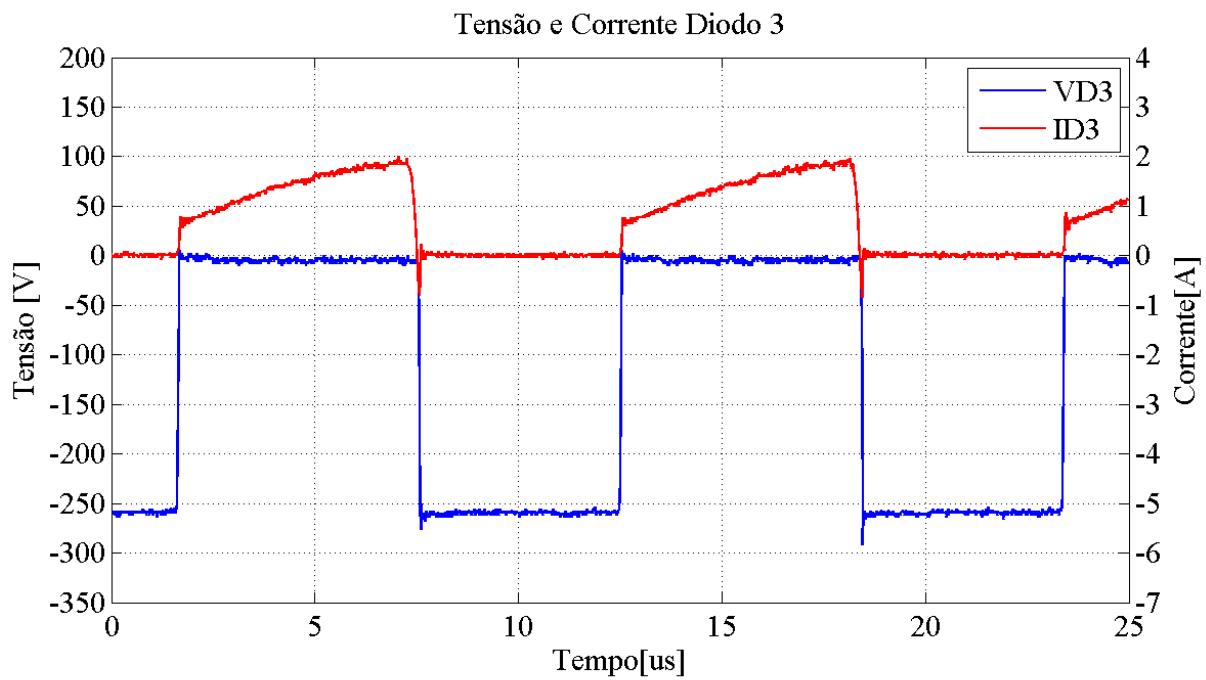
Observa-se que tanto na forma de onda simulada quanto a experimental, Figura 54 e Figura 55 , que a corrente presente no diodo 4 tem mesma forma que a corrente negativa do secundário do transformador.

Figura 54 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no diodo 4.



Fonte: Próprio autor

Figura 55 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CC da tensão e corrente no diodo 4



Fonte: Próprio autor

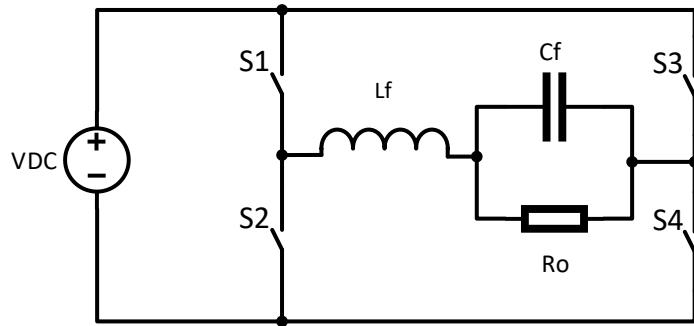
6.2 CONVERSOR CC-CA FULL BRIDGE

Realiza-se os testes experimentais do conversor CC-CA e opta-se por não utilizar o conversor CC-CC *Boost Half Bridge* como alimentação do conversor CC-CA, esta medida tem como intuito proteger o conversor CC-CC de possíveis problemas que o conversor possa gerar nos testes. Para alimentar o conversor CC-CA faz-se uso de um variador de tensão monofásico com um retificador na saída e um filtro capacitivo para se poder obter a tensão nominal de operação.

Modificações no circuito de driver são feitas para que seja possível diminuir o resistor de gatilho e também aumentar o valor do tempo morto como exposto na sessão 5.2.8 com isso, chega-se aos valores nominais do conversor.

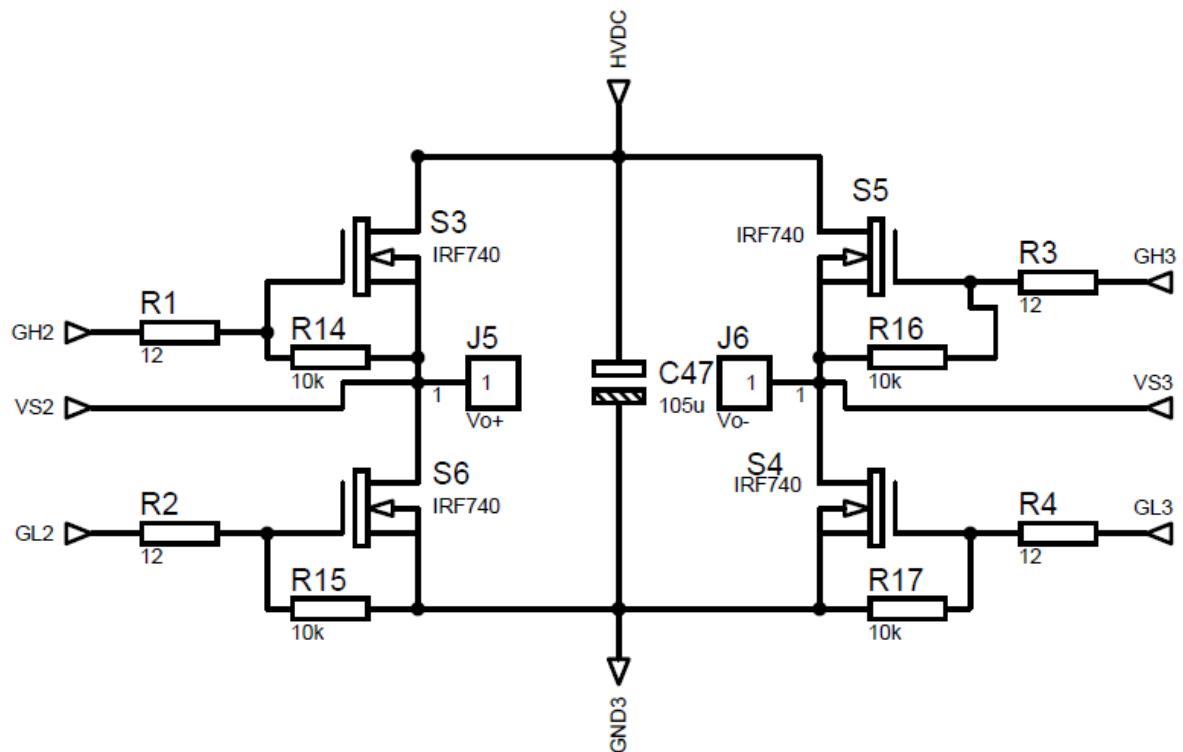
Faz-se uso do circuito exposto na Figura 56 para simulação e testes na prática. O esquemático do conversor do conversor *Full Bridge* pode ser visualizado na Figura 57 e a implementação física do conversor está demarcado pelo contorno azul na Figura 38.

Figura 56 - Circuito do conversor *Full Bridge* com filtro passa baixa LC.



Fonte: Próprio autor

Figura 57 - Esquemático do conversor *Full Bridge*



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 16 - Valores utilizados na simulação e na prática do conversor CC-CA *Full Bridge*

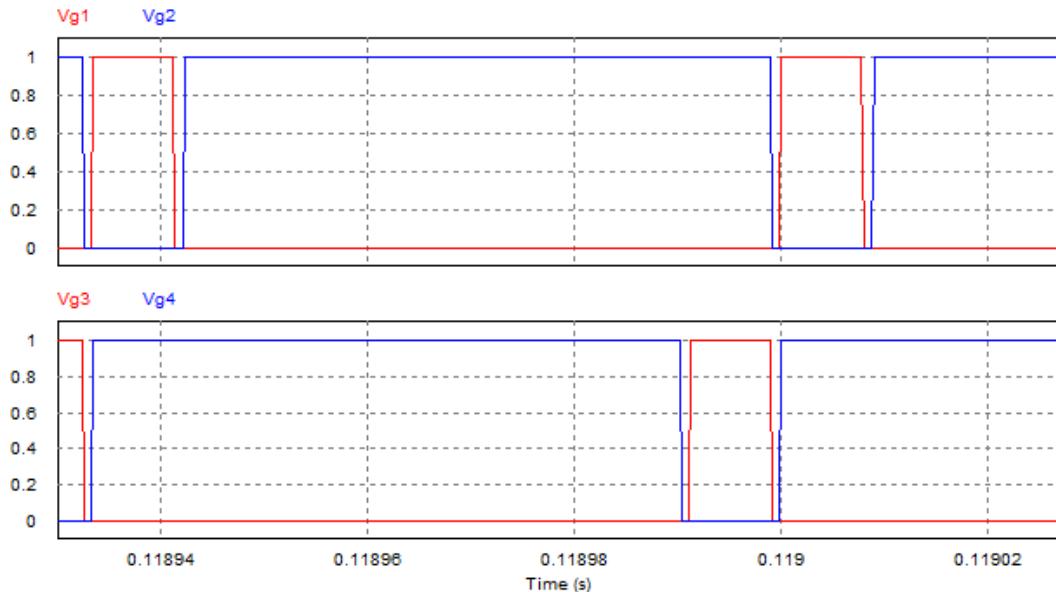
Símbolo	Especificação	Valor
VDC	Tensão de entrada	249 V
L_f	Indutância do Filtro Passa baixa	11 mH
C_f	Capacitância do Filtro Passa baixa	1 uF
R_o	Carga	80 Ω
Ind	Índice de modulação	0,746

Fonte: Próprio autor.

6.2.1 Tensões de gatilho

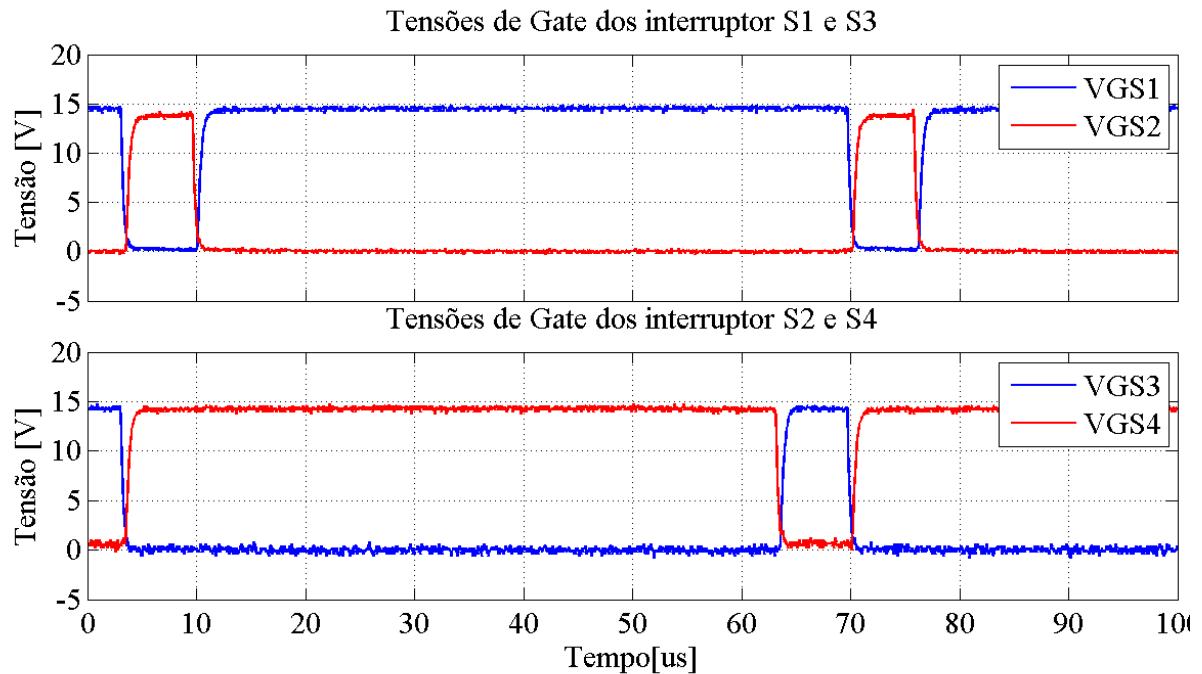
Compara-se as formas de onda simuladas (Figura 58) e experimentais (Figura 59) das tensões de gatilho e pode-se observar que na forma de onda experimental as tensões de gatilho do interruptor 1 e 2 se cruzam próximo ao nível 0, gerando assim risco de os dois interruptores conduzirem no mesmo instante, proporcionando um curto circuito de braço, que ocorreu na prática.

Figura 58 - SIMULAÇÃO - Formas de onda do conversor CC-CA das tensões de gatilhos dos interruptores S1, S2, S3 e S4.



Fonte: Próprio autor

Figura 59 - EXPERIMENTAL - Formas de onda do conversor CC-CA das tensões de gatilhos dos interruptores S1, S2, S3 e S4.



Fonte: Próprio autor

6.2.2 Sobretensão nos interruptores S1 e S2 no instante do chaveamento

Nota-se nas formas de onda simuladas e experimentais, Figura 60 e Figura 61, que no momento do chaveamento dos interruptores S1 e S2, surge uma sobretensão no interruptor S1 de aproximadamente 60V, a sobretensão provavelmente origina-se devido a indutância parasita da trilha da placa de circuito impresso.

Figura 60 - SIMULAÇÃO - Sobretensão e tempo de comutação dos interruptores S1 e S2.

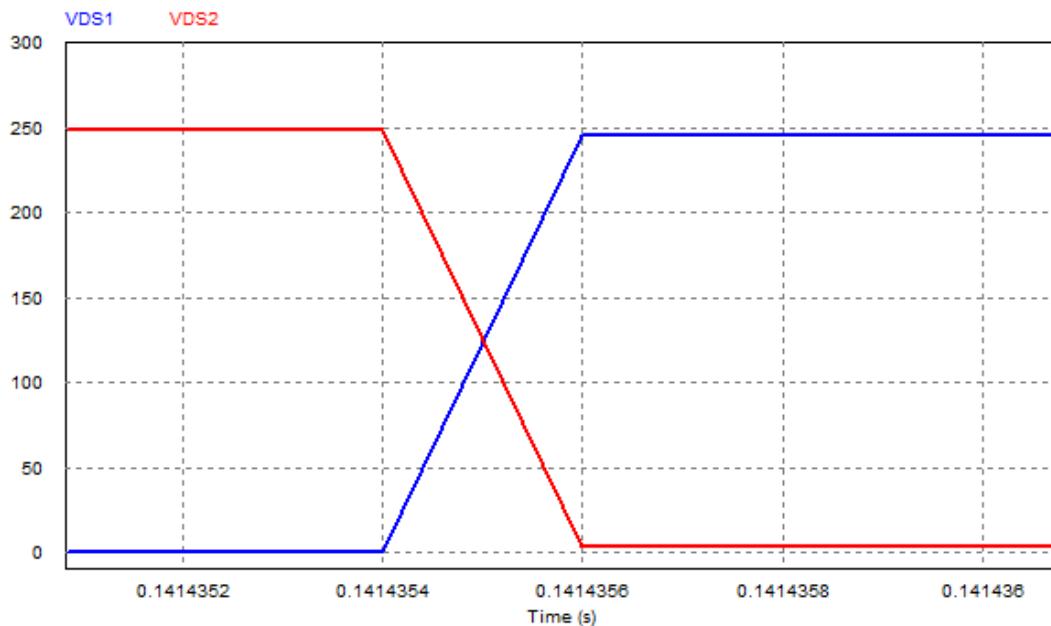
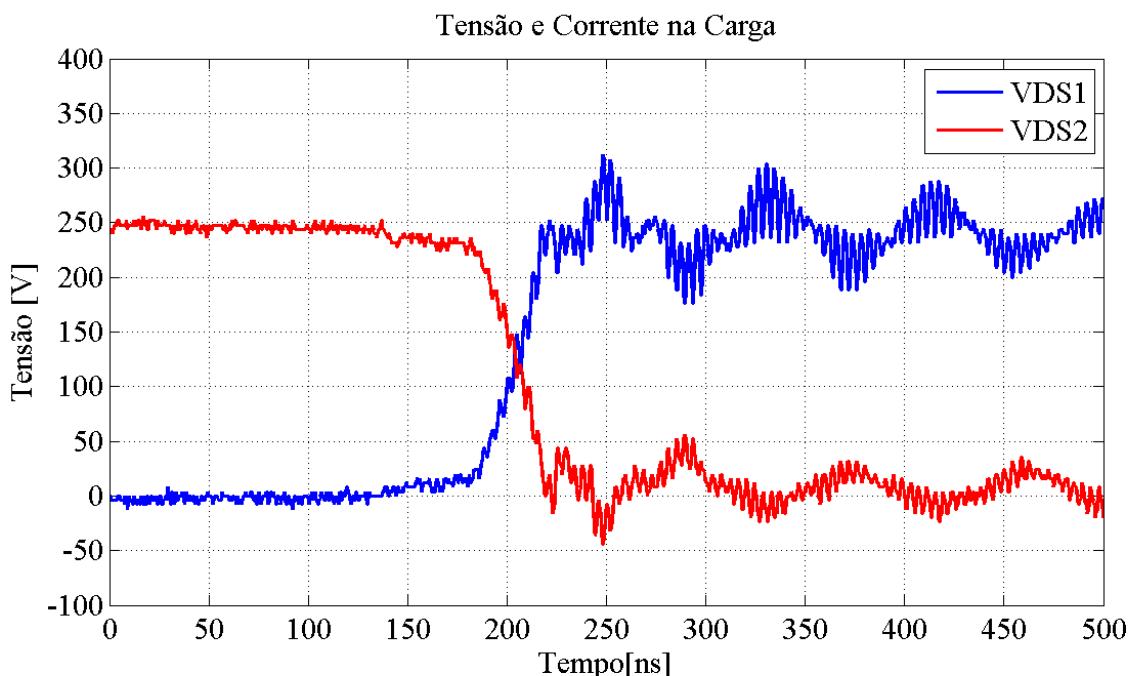


Figura 61 - EXPERIMENTAL - Sobretensão e tempo de comutação dos interruptores S1 e S2.



Pode-se obter o tempo de comutação tanto para entrada em condução (T_r) quanto a entrada em bloqueio (T_f) experimentalmente, segue-se o método de medição

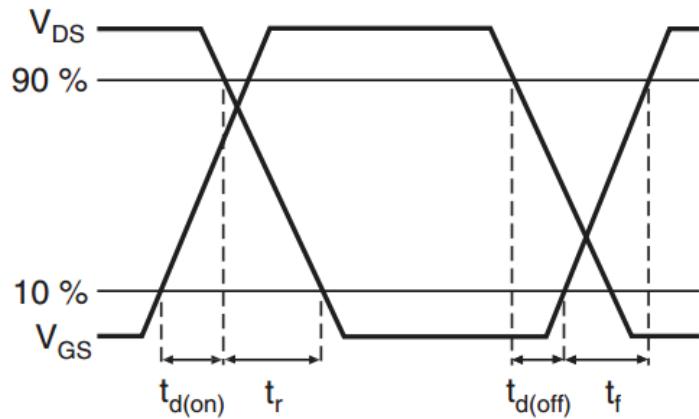
fornecido pelo fabricante do componente Figura 62, desta forma, obtêm-se os valores conforme a Tabela 17, pode-se verificar que os valores são bem semelhantes ao fornecido pelo fabricante (Tabela 12)

Tabela 17 - Tempo de entrada em condução e bloqueio experimental do interruptor IRF740

Símbolo	Especificação	Valor
t_r	Tempo de entrada em condução	30 ns
t_f	Tempo de entrada em bloqueio	25 ns

Fonte: Próprio autor.

Figura 62 - Ilustração do tempo de comutação do interruptor IRF740.

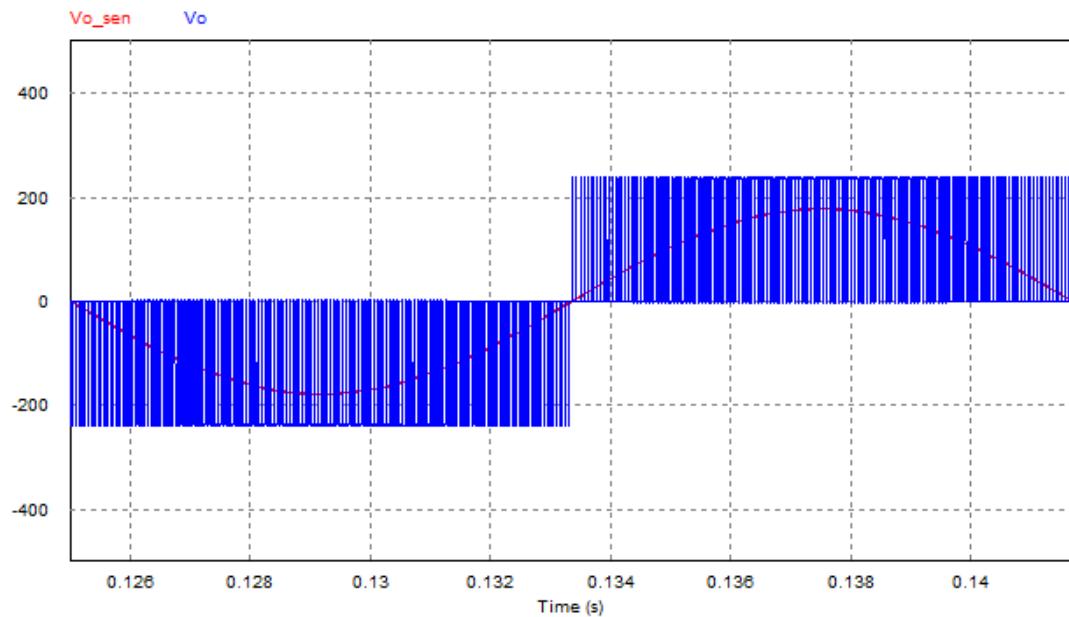


Fonte: [21]

6.2.3 Tensão de saída antes e depois do filtro

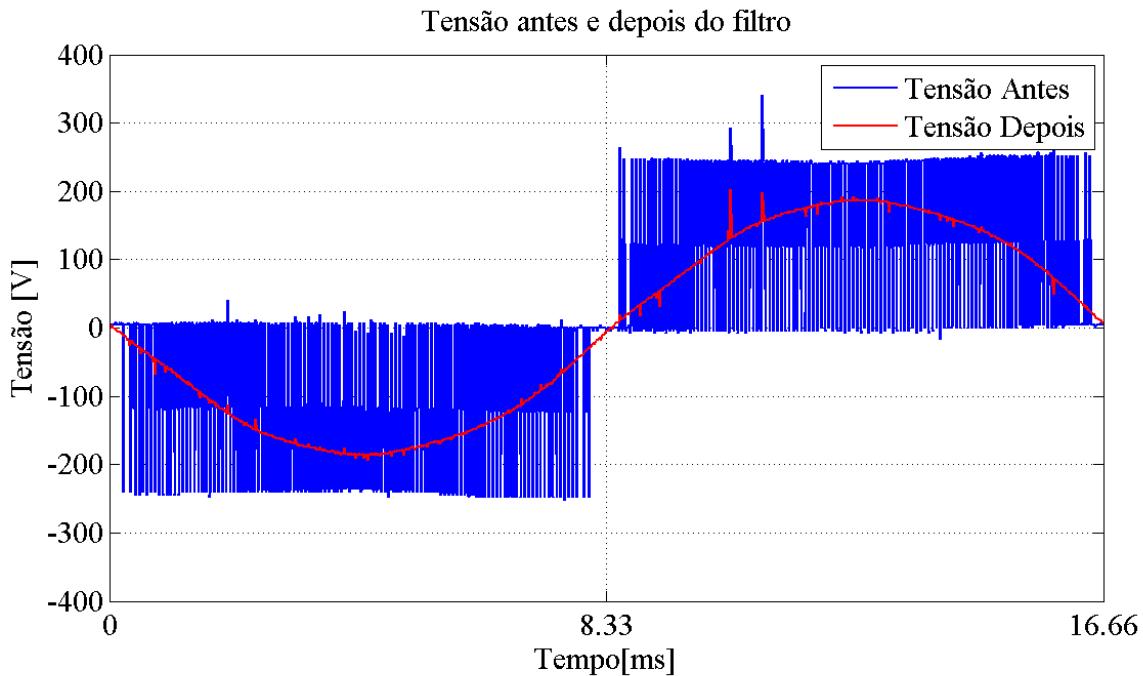
Pode-se observar que a forma de onda da tensão experimental (Figura 64) tem o formato semelhante ao simulado (Figura 63), a diferença principal se dá em alguns ruídos no instante da comutação, provenientes das sobretensões nos interruptores expostos na seção 6.2.2

Figura 63 - SIMULAÇÃO - Forma de onda simulada do conversor CC-CA da tensão de saída antes do filtro passa baixa



Fonte: Próprio autor

Figura 64 - EXPERIMENTAL - Forma de onda experimental do conversor CC-CA da tensão de saída antes do filtro passa baixa.

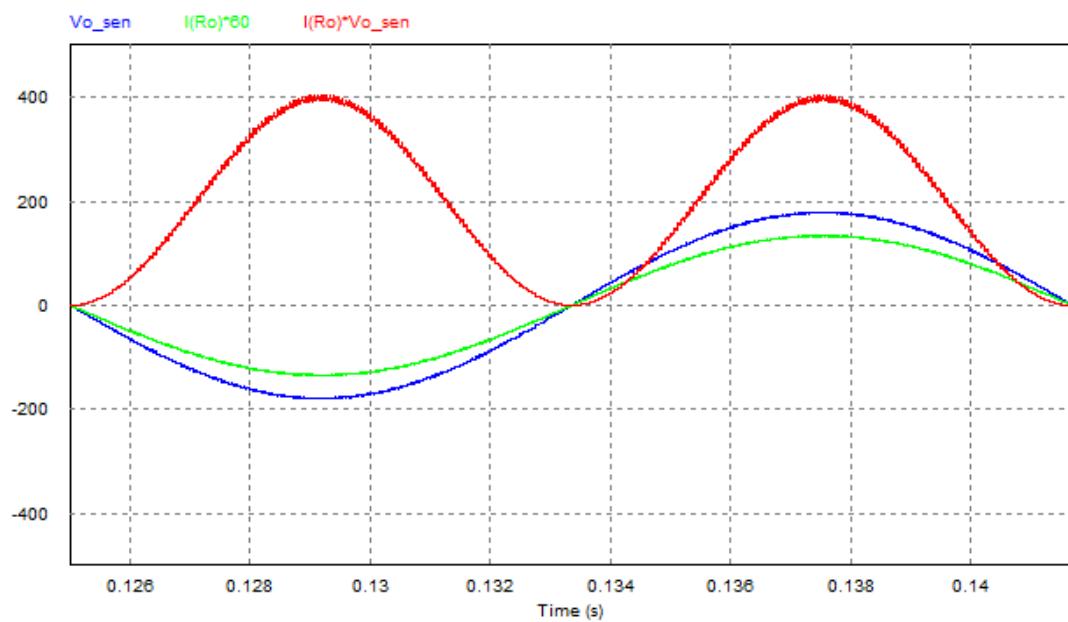


Fonte: Próprio autor

6.2.4 Tensão, corrente e Potência de saída depois do filtro

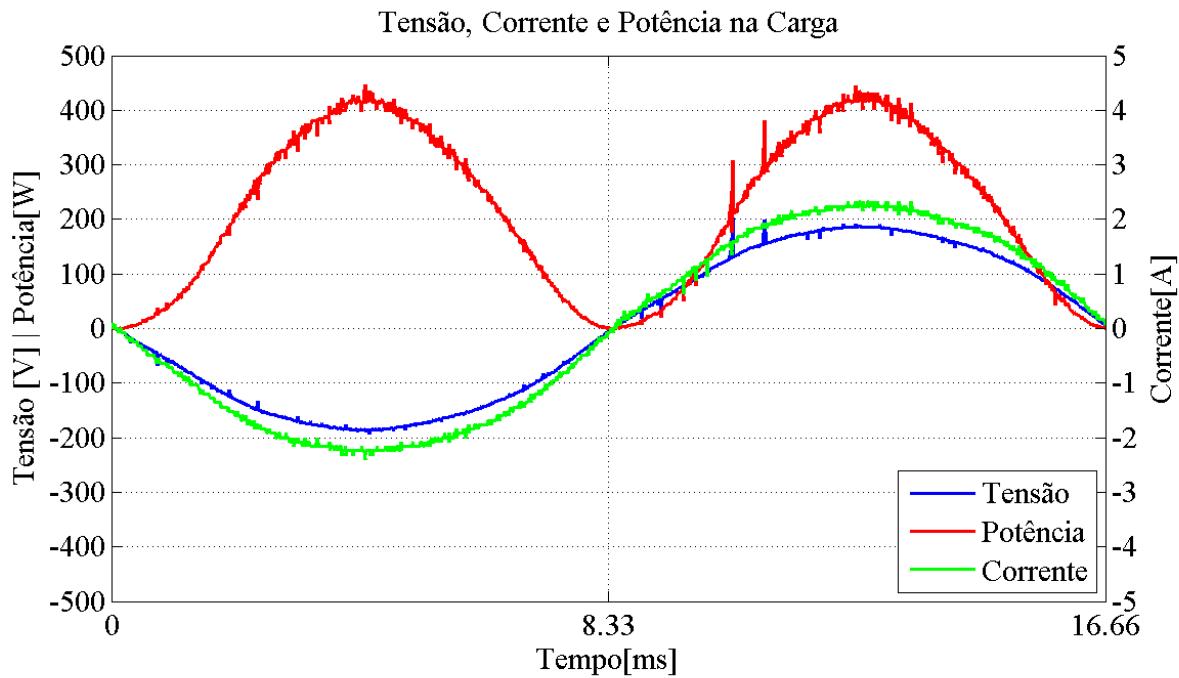
Na forma de onda experimental (Figura 66) verifica-se potência de saída do conversor, comparando-a com a forma de onda simulada (Figura 65), nota-se a diferença principal na amplitude, que já foi explicado no capítulo 6.2.3

Figura 65 - SIMULAÇÃO - Formas de onda de tensão, corrente e potência do conversor CC-CA *Full Bridge* após o filtro passa baixa.



Fonte: Próprio autor

Figura 66 - EXPERIMENTAL - Formas de onda de tensão, corrente e potência do conversor CC-CA *Full Bridge* após o filtro passa baixa.



Fonte: Próprio autor

Os valores eficazes da tensão e corrente e a potência de saída do conversor experimental são expostos na Tabela 18.

Tabela 18 - Valores experimentais atingidos no conversor CC-CA.

Símbolo	Especificação	Valor
$V_{o_{ef}}$	Tensão de saída eficaz	127 V
$I_{o_{ef}}$	Corrente de saída eficaz	1,58 A
P_o	Potência de saída	200,66 W

Fonte: Próprio Autor

6.2.5 Espectro frequência harmônica da tensão de saída

No espectro harmônico experimental, Figura 68, visualiza-se pequenas componentes próximas a frequência fundamental, porém não resulta em grandes diferenças com o espectro harmônico simulado (Figura 67).

Figura 67 - SIMULAÇÃO - Espectro harmônico da tensão de saída do conversor CC-CA *Full Bridge*.

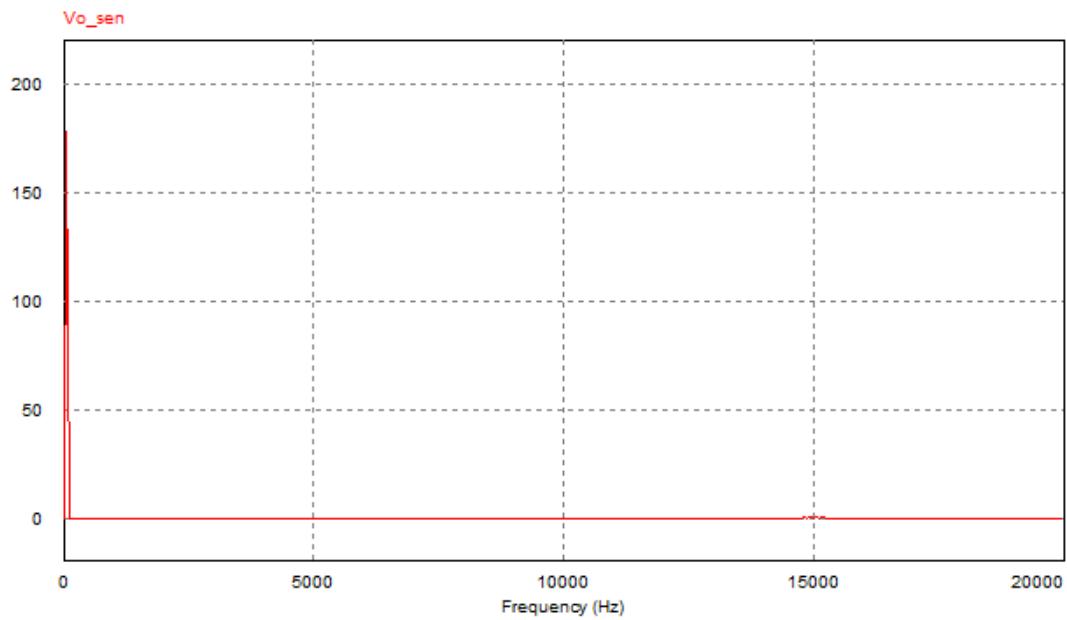
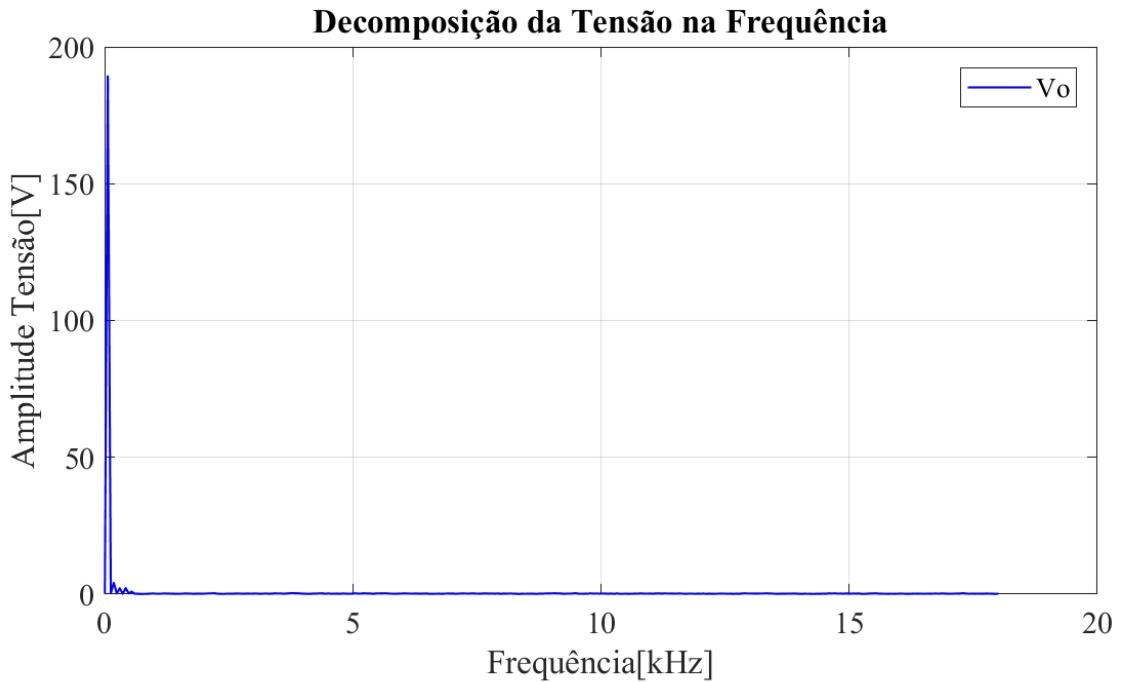


Figura 68 - EXPERIMENTAL - Espectro harmônico da tensão de saída do conversor CC-CA *Full Bridge*.



Efetua-se o cálculo da THD – *Total Harmonic Distortion* das tensões de saída do depois do filtro e são expostas na Tabela 19.

Tabela 19 - Valores da THD da tensão de saída após o filtro simulada e experimental.

Símbolo	Especificação	Valor
THD_{sim}	THD da forma de onda da tensão simulada	0,8 %
THD_{exp}	THD da forma de onda da tensão experimental	2,97 %

Fonte: Próprio Autor

6.3 EFICIÊNCIA EXPERIMENTAL

Para retirar a eficiência total do conversor, foram acoplados os dois conversores, sobe-se gradativamente monitorando os pontos críticos do conversor, tensão e corrente nos interruptores, também foram monitoradas a temperatura dos mesmos. Verifica-se que a corrente que o conversor CC-CA requisita, não se dá de forma constante, com isso, a sobretensão no interruptor S2 do conversor *Boost Half Bridge* atinge o valor próximo de sua tensão máxima antes da operação nominal, desta forma obtém-se os resultados de eficiência um pouco abaixo da nominal. Os resultados práticos relativos a eficiência do conversor são expostos na Tabela 20.

Tabela 20 - Valores medidos pelo analisador de energia para medição do rendimento do conversor.

Símbolo	Especificação	Valor
V_{in}	Tensão contínua de entrada	10,7 V
I_{in}	Corrente contínua de entrada	20,81 A
P_{in}	Potência de entrada	222,7 W
$V_{o_{ef}}$	Tensão eficaz de saída	111,32 V
$I_{o_{ef}}$	Corrente eficaz de saída	1,38 A
P_o	Potência de saída	153,6 W
η	Eficiência do conversor	69 %

Fonte: Próprio Autor.

O resultado de eficiência experimental apresenta-se bem abaixo do esperado. Alguns elementos não foram considerados no cálculo da perda, entre eles:

- A sobretensão nos interruptores visualizado nos resultados experimentais eleva os resultados das perdas de comutação dos interruptores,
- Perdas nas trilhas e conexões: Devido a elevada corrente de entrada, casa haja resistências elétricas na ordem de dezenas de unidade de ohm, podem resultar em perdas de dezenas de watts.

7 CONCLUSÃO

Iniciou-se este trabalho com uma pesquisa de mercado das principais funções e especificações do produto "inversor veicular". Verificou-se com isso uma enorme variedade de produtos e foi obtido ideias dos parâmetros do conversor a ser projetado.

No capítulo 2 apresentou-se uma revisão das topologias de conversores CC-CC mais conhecidas no meio acadêmico e no setor industrial. Deste estudo, definiu-se o conversor CC-CC *Boost Half Bridge* como tema de estudo deste trabalho.

No capítulo 3 abordou as principais topologias de inversores de potência monofásico. Foi proposto o conversor *Full Bridge* responsável para fazer a conversão CC-CA. Neste capítulo ainda se verificou as principais técnicas de modulação, na qual pela questão da diminuição do filtro de saída do inversor opta-se pela modulação unipolar.

No capítulo 4, desenvolveu-se o modelo teórico do conversor CC-CC *Boost Half Bridge*, chegando no seu ganho, que é semelhante ao conversor convencional *Boost* porém possui uma relação do transformador no ganho do conversor, podendo dessa forma alcançar ganhos ainda maiores de tensão. Neste mesmo capítulo ainda se realiza as etapas de operação do conversor, obtendo maior domínio sobre o conversor pouco conhecido na literatura.

No capítulo 5, dimensionou-se os componentes do conversor CC-CC e do conversor CC-CA em questão, verifica-se que o microcontrolador escolhido é limitado na questão de velocidade, não podendo implementar a modulação unipolar tradicional e sim uma semelhante, com a principal diferença de a tensão aplicada na carga não ser o dobro da frequência de chaveamento. Observou-se as limitações dos drivers escolhidos na questão da corrente de saída e tempo morto fixo, necessitando uma mudança tanto no driver do *Boost Half Bridge* quanto no driver do *Full Bridge*.

No capítulo 6 realizou-se a implementação física obtendo como resultados:

- O conversor CC-CC *Boost Half Bridge* possibilitou a transferência de energia elétrica em grandes diferenças de níveis de tensão, com uma corrente praticamente constante na entrada, viabilizando a sua utilização para circuitos alimentados a partir de baterias, pois minimiza as perdas dissipadas na bateria. No que diz respeito a validação do projeto teórico do conversor CC-CC *Boost Half Bridge*,

mesmo com a baixa eficiência obtida e os elementos parasitas no circuito, que distorcem as formas de onda, os resultados experimentais se aproximam do teórico.

- O conversor *CC-CA Full Bridge* com o filtro LC passa baixa na saída conseguiu-se obter os resultados nominais, porém com uma THD elevada em relação ao esperado, por possuir uma componente não atenuada pelo filtro na frequência de chaveamento.

Por fim, com os resultados obtidos, pode-se concluir que a topologia proposta atende na questão de valores nominais de tensão e corrente na saída, tornando possível a utilização da mesma para elaboração de um produto comercial, porém melhorias são necessárias para se atingir as especificações de rendimento e THD informados pela maioria dos fabricantes.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

No decorrer do estudo e desenvolvimento do presente trabalho, verifica-se a oportunidade de ocorrer continuidade do trabalho, focando principalmente nos seguintes aspectos:

- Melhoria no *layout*: Verificou-se sobretensão gerada em vários elementos do conversor, estas sobretensões são formados pelas indutâncias parasitas no circuito. Essas indutâncias parasitas podem ser reduzidas com a melhoria da disposição dos componentes no layout.
- Melhoria nos drivers dos interruptores: Os drivers utilizados inicialmente nos conversores CC-CC e CC-CA não atenderam o objetivo desejado (velocidade de comutação e tempo morto). Faz-se necessário um estudo mais aprofundado nos drivers existentes no meio acadêmico e no mercado, para verificar qual o driver se adequa melhor ao projeto.
- Microcontrolador mais veloz: O microcontrolador utilizado, não possuía velocidade suficiente para gerar o tempo morto, gerar os pulsos de comando de forma unipolar e ainda controlar a tensão saída. Um microcontrolador com mais recursos poderia fazer o papel dos componentes discretos utilizados, tornando mais robusto e com menor volume o conversor, pois reduziria os componentes utilizados no projeto.

8 REFERÊNCIAS

- [1] Moura. Bateria Moura. [Online]. <http://www.moura.com.br/>
- [2] ACDelco. ACDelco do brasil. [Online]. <http://acdelcobrasil.com.br>
- [3] Estêvão Coelho Teixeira, Henrique Antônio Carvalho Braga Márcio do Carmo Barbosa Rodrigues, "Uma visão topológica sobre sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede de energia elétrica," Juiz de Fora,.
- [4] Paulo Vítor de Sousa Mota, "Desenvolvimento de um Inversor para Aplicações Fotovoltaicas com MPPT Integrado," Universidade do Minho, Braga, Dissertação de Mestrado 2013.
- [5] Ivo Barbi, *Eletrônica de Potência: CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS*, 4th ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2011.
- [6] Diego Leandro Suarez Solano, "Sistema de supervisão e controle de geração solar fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes," UFSC, Florianópolis, Dissertação de Mestrado 2015.
- [7] Leonardo Poltronieri Sampaio, "Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor Boost (CSI) Monofásico, para Aproveitamento de Fontes Alternativas e Renováveis de Energia Elétrica," UNESP, Ilha Solteira, Dissertação de Mestrado 2010.
- [8] Fabrício Bradaschia, "Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos," UFP, Tese de Doutorado 2012.
- [9] Ivo Barbi, *Projetos de Fontes Chaveadas*, 3rd ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2014.
- [10] Dorival de Moraes Neto, "Inversor Estático Veicular," UNIJUÍ, Ijui, TCC 2013.
- [11] Anuja Namboodiri and Harshal S. Wani, "Unipolar and Bipolar PWM Inverter," *IJIRST*, vol. 1, December 2014.
- [12] Alessandro Luiz Batschauer, "Inversor Multiníveis Híbrido Trifásico Baseado em Módulos Meia-Ponte," UFSC, Florianópolis, Tese de Doutorado 2011.

- [13] Thornton. Thornton. [Online].
<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>
- [14] Dong Cao, Shuai Jiang, Fang Z. Peng, and Yuan Li, "Low Cost Transformer Isolated Boost Half-bridge Micro-inverter for Single-phase Grid-connected Photovoltaic System," *IEEE*, pp. 1-8, 2012.
- [15] Vanessa Gomes Cruz Ogawa, "Proposta de identificação dos parâmetros do modelo de bateria para uso na modelagem de sistema de partidas de veículos automotivos," Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Dissertação 2011.
- [16] Semikron. (2004) Datasheet do componente SK3/16. [Online].
<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-sk-3-03603350>
- [17] Texas Instruments. (2000, Fevereiro) Texas Instruments. [Online].
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm555.pdf>
- [18] International Rectifier. Infineon. [Online].
<http://www.infineon.com/dgdl/ir2108.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c7dc321676>
- [19] Avago Technologies. Broadcom. [Online].
http://www.promelec.ru/pdf/HCPL-3120-J312_HCNW3120.pdf
- [20] Denizar Cruz Martins and Ivo Barbi, *Introdução ao estudo dos conversores CC-CA*, 2nd ed., Edição dos autores, Ed. Florianópolis, Brasil, 2008.
- [21] Datasheet IRF740. Vishay. [Online].
<http://www.vishay.com/docs/91054/91054.pdf>
- [22] F. Casanellas , "Losses in PWM inverters using IGBTs," *IEEE*, 1994.
- [23] Deivis Borgonovo, Alessandro Luis Batschauer, and Luiz Cláudio S. dos Santos, "Detector de valor Eficaz," *INEP/EEL - UFSC*, Abril 2000.
- [24] Microchip. (2009) PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet. [Online].
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632e.pdf>
- [25] Datasheet Capacitor B41691. TDK. [Online].
https://en.tdk.eu/inf/20/30/db/aec/B41691_B41791.pdf

- [26] Behzad Poorali, Ehsan Adib, and Hosein Farzanehfard Sayed Abbas Arshadi, "High Step-Up DC-AC Inverter Suitable for," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, pp. 1-8, February 2016.
- [27] Gui-Jia Su, "Design and Analysis of a Low Cost, High Performance Single Phase UPS System," *IEEE*, pp. 1-7, 2001.
- [28] Rajesh Singh Farswan and B. G. Fernandes, "A Low Cost High Reliable Hybrid Switch Single Phase Grid-Tied Inverter," *IEEE*, pp. 1-5, 2014.
- [29] Frede Blaabjerg, "Power Electronics in Renewable Energy Systems," Aalborg, 2011.
- [30] John K. Pedersen and Frede Blaabjerg Soeren Baekhoej Kjaer, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, October 2005.
- [31] Ivo Barbi, *Eletrônica de Potência*, 7th ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2012.
- [32] R. Dhivya, K. Jaiganesh, and K. Duraiswamy, "PERFORMANCE ANALYSIS OF BOOST HALF BRIDGE," *International Conference on Renewable Energy and Sustainable Energy [ICRESE'13]*, pp. 1-6, 2013.
- [33] Shuai Jiang, Xianhao Yu, Fang Zheng Peng Dong Cao, "Low-Cost Semi-Z-source Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 26, pp. 1-10, December 2011.

APÊNDICE A – PROGRAMAÇÃO MALHA FECHADA

Este apêndice contém a programação do microcontrolador em malha fechada

Programação do PIC18F45550:

```
#include <p18f4550.h>
#include <delays.h>
#include <xlc.h>
#include <math.h>

//***** Configuração Processador *****

#pragma config FOSC=HSPLL_HS      //8MHZ 1111 HSPLL
#pragma config PLLDIV=2           //divide por 2 pra 8MHz
#pragma config CPUDIV=OSC1_PLL2  // 48MHZ
#pragma config BOR=ON             //RESET BAIXA TENSÃO
#pragma config BORV=1              //TENSÃO DE RESET 4,33V
#pragma config PBADEN=OFF         //PORTB DEFAULT AD
#pragma config WDT=OFF            //DESLIGA WATCHDOG
#pragma config MCLRE=ON           //LIGA MASTERCLEAR
#pragma config DEBUG=OFF          //DESLIGA MODO DEBUG
#pragma config LVP=OFF             //GRAVACAO BAIXA TENSÃO DESL.
#pragma config PWRT=ON             //LIGA POWER-UP TIMER
#pragma config CPB = OFF           //DESLIGA PROTEÇÃO DO CÓDIGO
#pragma config WRTB = OFF          //DESLIGA PROTEÇÃO DO CÓDIGO
#pragma config EBTRB = OFF         // DESLIGA PROTEÇÃO DO CÓDIGO
#pragma config VREGEN = OFF        //DESL. USB (HABILITA RC4 e RC5)

//***** Saídas *****

#define led0 LATDbits.LATD0 //led usado para testes no programa
```



```
111,109,107,105,104,102,100,98,96,94,91,89,87,85,82,80,77,75,72,69,67,64,61,58,
56,53,50,47,44,41,38,35,32,28,25,22,19,16,13,10,6,3,0,-3,-6,-10,-13,-16,-19,-22,-25,
-28,-32,-35,-38,-41,-44,-47,-50,-53,-56,-58,-61,-64,-67,-69,-72,-75,-77,-80,-82,-85,
-87,-89,-91,-94,-96,-98,-100,-102,-104,-105,-107,-109,-111,-112,-114,-115,-116,
-117,-119,-120,-121,-122,-123,-123,-124,-125,-125,-126,-126,-127,-127,-127,
-127,-127,-127,-126,-126,-125,-125,-124,-123,-123,-122,-121,-120,-119,-117,
-116,-115,-114,-112,-111,-109,-107,-105,-104,-102,-100,-98,-96,-94,-91,-89,-87,-85,
-82,-80,-77,-75,-72,-69,-67,-64,-61,-58,-56,-53,-50,-47,-44,-41,-38,-35,-32,-28,-25,
-22,-19,-16,-13,-10,-6,-3};
```

```
int k=100; //ganho calculado pelo controle

unsigned int pwm=400; // Valor do PWM de 0 a 800 inicia em 50%
unsigned char x; //0 a 250
int sum=0; //somatório do erro (integrador)
```

```
***** CONFIGURAÇÃO *****
```

```
void config(void)
{
//entradas e saídas digitais

TRISA=0b11111111; //configura todos os PORTs
TRISB=0b00000000; //Somente o RB0 como entrada
TRISC=0b11111001; //somento RC1 e RC2 como saída
TRISD=0b00000000; //todos como saída
PORTA=PORTB=PORTC=0X00; //zera todos os PORTs
```

```
//USB
```

```
UCONbits.USBEN = 0; //Desativa USB para poder usar RC4 e RC5
UCFGbits.UTRDIS = 1;
```

```
//Entrada analógicas
```

```

ADCON0=0b00000000; //seleciona o canal 0, A/D desabilitado
ADCON1=0b00001110; //configura somente o canal 0 como analógica
ADCON2=0b10101110; //FOSC/64, TAD=12, justificado a esquerda. =33kHz
ADCON0bits.ADON=1; //Habilita conversão
ADCON0bits.GO=1; //INICIA CONVERSÃO/

//Configura o PWM

T2CON=0b00000101; // Preescaler=16 TMR2 on
PR2 = 199; // 15Khz;
PIR1bits.TMR2IF=0; // FLAG DA INTERRUPÇÃO
PIE1bits.TMR2IE=1; // HABILITA A INTERRUPÇÃO
IPR1bits.TMR2IP=1; // alta prioridade

CCPR1L=(800-pwm)>>2; // pega os 8 bits acima
CCP1CON=0b01001100;
CCP1CON=CCP1CON|(((800-pwm)&(0b11))<<4);

CCPR2L= (pwm)>>2; // pega os 8 bits acima
CCP2CON=0b00001111;
CCP2CON=CCP2CON|(((pwm)&(0b11))<<4);

//Timer 0 (controle em baixa freq.

INTCONbits.TMR0IF=0; // apaga a flag
INTCONbits.TMR0IE=1; //habilita a interrupção timer 0
INTCON2bits.TMR0IP=0; //baixa prioridade

T0CON=0b10000101; //configuração do timer 0

```

```

TMR0L=0xFF;      //estouro 15Hz
TMR0H=0xCE; //estouro 15Hz

//Habilita as Interrupções

RCONbits.IPEN=1; //habilita dupla prioridade
INTCONbits.GIEH=1; //habilita interrupções de alta prioridade
INTCONbits.GIE=1;//habilita todas as interrupções globais
INTCONbits.GIEL=1; //habilita interrupções de baixa prioridade

}

//***** PROGRAMA PRINCIPAL *****

void main()
{
config();

//***** LOOP PRINCIPAL *****

while(1)
{
}

//***** INTERRUPÇÕES *****

#pragma interrupt INT_TMR0 //define rotina de tratamento da interrupção
void INT_TMR0(void)           // cria a rotina de tratamento da
interrupção
{
//rotina do controle da tensão de saída
}

```

```

TMR0L=0xFF;      //estouro 15Hz
TMR0H=0xCE;      //estouro 15Hz

INTCONbits.TMR0IF=0;      //zera o flag de interrupção externa
ADCON0bits.GO=1;          //INICIA CONVERSÃO/

while(ADCON0bits.GO)      //Aguarda o término da conversão
{
}

sum=sum+512-ADRES; //somatório do erro (integrador)

if(sum>10000)
{
sum=10000;
}

if(sum<-10000)
{
sum=-10000;
}

k=(sum+512-ADRES)/32; //cálculo do controle

if(k>310)                //k pode variar até 310
{
k=310;
}

led0=!led0; //teste para ver o tempo de controle se está em 15Hz

}

#pragma interrupt INT_PWM    // ROTINA PWM

```

```

void INT_PWM(void)          // rotina de tratamento da interrupção PWM
{
    PIR1bits.TMR2IF=0;
    x++;
    if(x==240)
    {
        x=0;
    }

    pwm=(((k*seno[x])/100)+400);

    CCP1L=(800-pwm)>>2;      // pega os 8 bits acima
    CCP1CON=0b01001100;
    CCP1CON=CCP1CON|((800-pwm)&(0b11))<<4;

    CCP2L= (pwm)>>2;        // pega os 8 bits acima
    CCP2CON=0b00001111;
    CCP2CON=CCP2CON|((pwm)&(0b11))<<4;

}

#pragma code isr_h=0x08      //vetor de interrupção de alta prioridade
void alta_prioridade(void)
{
    if(PIR1bits.TMR2IF) _asm goto INT_PWM _endasm
}

#pragma code

#pragma code isr_l=0x18      //vetor de interrupção de baixa prioridade
void baixa_prioridade(void)
{
    if(INTCONbits.TMR0IF) _asm goto INT_TMR0 _endasm
}

```

#pragma code

APÊNDICE B – LAYOUT DO CONVERSOR

A dimensão da placa de circuito impresso está distorcida do tamanho real.

Figura 69 - Face inferior das placas de circuito impresso do conversor.

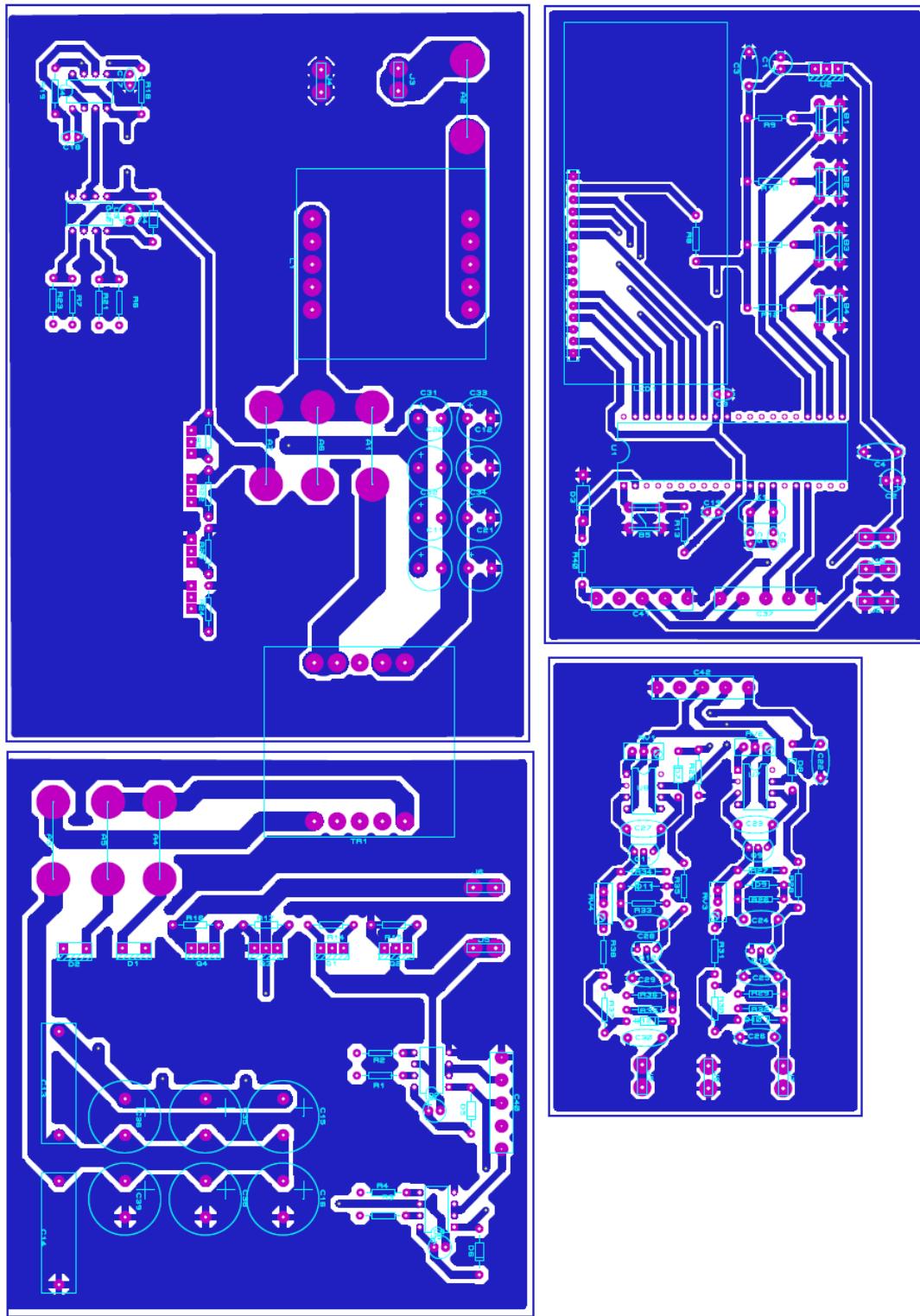
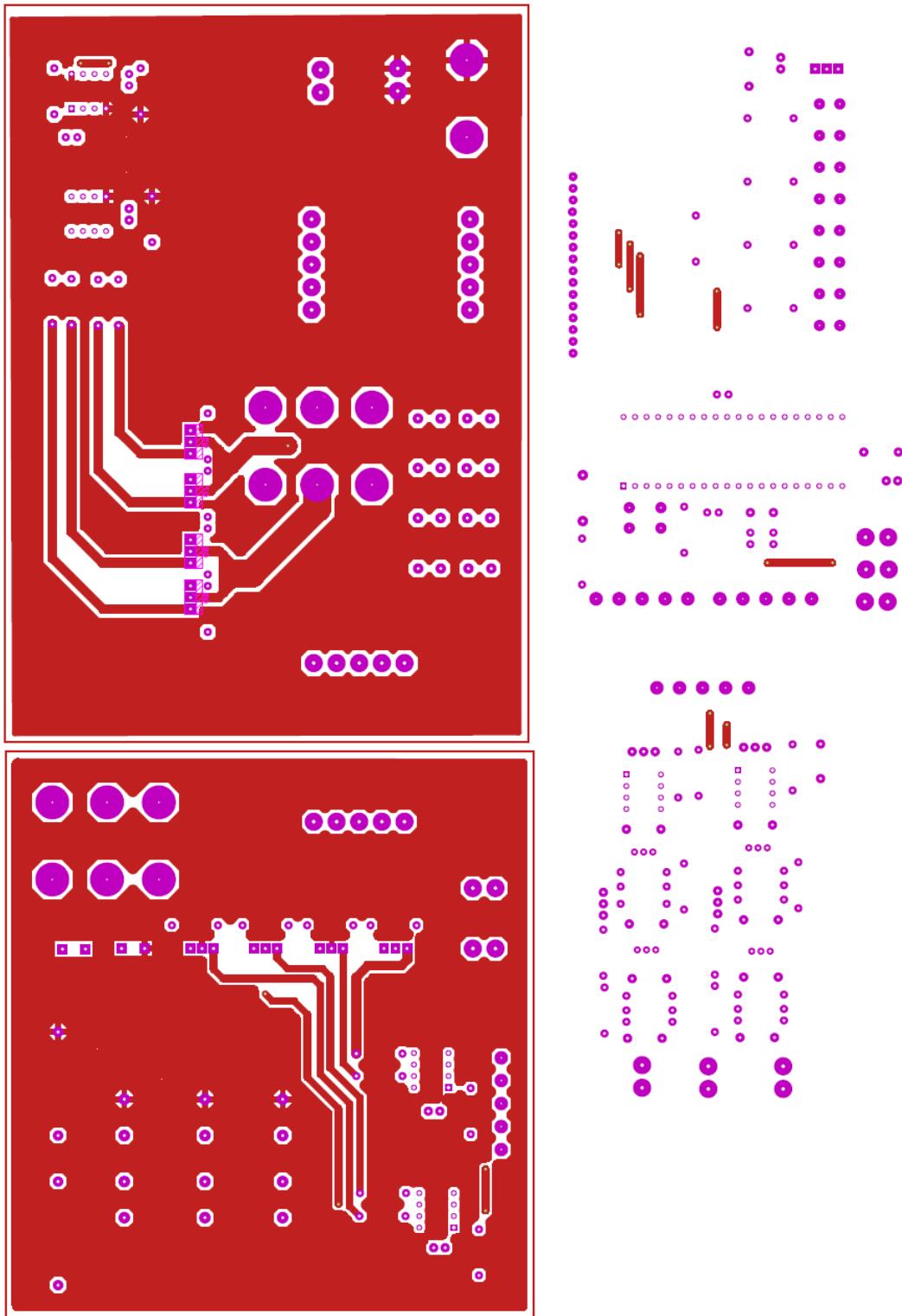


Figura 70 - Face superior das placas de circuito impresso do conversor.



APÊNDICE C – ARQUIVOS ARMAZENADOS NAS NUVENS

Imagens e pontos dos resultados experimentais do conversor CC-CC:

<https://drive.google.com/drive/folders/0BzHX3QfolMuCY0Q3YjBpTFNyRIE>

Imagens e pontos dos resultados experimentais do conversor CC-CA:

<https://drive.google.com/drive/folders/0BzHX3QfolMuCNTg1OWFLa09SRVE>

Dados analisador de energia do conversor.

<https://drive.google.com/drive/folders/0BzHX3QfolMuCLWNMX3BzNF8wZIU>

Arquivos completos de programação Malha aberta:

<https://drive.google.com/drive/folders/0BzHX3QfolMuCYzR2WI9qNk51bkU>

Arquivos completos de programação Malha fechada:

<https://drive.google.com/drive/folders/0BzHX3QfolMuCcnlVbEpCYy1vMm8>