

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

THAMIRIS LINS CANTARELLI

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC
DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PONTA GROSSA

2017

THAMIRIS LINS CANTARELLI

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC
DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado como requisito parcial à
obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Eletrônica, do Departamento
Acadêmico de Eletrônica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini
Junior

PONTA GROSSA

2017



FOLHA DE APROVAÇÃO

ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO

Desenvolvido por:

THAMIRIS LINS CANTARELLI

Este trabalho de conclusão de curso foi apresentado em 01 de DEZEMBRO de 2017, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica. O candidato foi arguido pela banca examinadora composta pelos professores abaixo assinado. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Dr. Eloi Agostini Junior
Professor Orientador

Prof.^a Dra. Fernanda Cristina Corrêa
Membro titular

Prof. Dr. Marcio Mendes Casaro
Membro titular

- A Folha de Aprovação assinada encontra-se arquivada na Secretaria Acadêmica -

Dedico este trabalho à Deus e a
minha família.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradecer a Deus todo poderoso que está comigo em todos os momentos, dessa jornada.

Agradeço ao meus pais Glauco Cantarelli e Raquel de Carvalho Lins pelo apoio carinho, dedicação e amor, um agradecimento em especial a minha tia querida Yaskara Cantarelli pelo carinho e atenção nessa minha jornada.

Agradeço ao meu pequeno príncipe Valentim Cantarelli, por suportar a minha ausência e ao meu marido Diego Ribas pela paciência e apoio nos momentos difíceis. Agradecimento, aos meus amigos que estiveram nessa caminhada junto comigo, Lucas Bonfati, Caroline Peixoto, Guilherme dos Santos, Felipe Canteri.

Agradeço aos meus professores e mestres da UTFPR, que me passaram todo o conhecimento adquirido, em especial ao meu orientador Elói Agostini, pela paciência na execução desse trabalho, e um agradecimento aos professores, Max Mauro, Pêrsio Miranda, Fernanda Corrêa e um agradecimento especial aos professores, Marcio Casaro, Rosane Tuchiello, Sergio Stevan, professores que contribuíram de forma magnífica para todo o meu conhecimento.

Agradeço, ao meu supervisor de estágio Jean Screpka por todo o ensinamento, que contribuíram de forma muito especial para a minha carreira profissional, bem como um agradecimento a toda a equipe da LP Brasil que foi a minha segunda escola, e um agradecimento em especial, a Adrieli Silva, Kleber Webber e Rodrigo Vlastuin, por todo o ensinamento profissional.

Existem pessoas que passam em nossas vidas e deixam seus vestígios por toda a eternidade, e em especial as pessoas que te ensinam, a dádiva da vida é aprender, e eu sou grata a todas as pessoas que contribuíram de forma especial ao meu aprendizado.

Obrigada a todos que estiveram e contribuíram de alguma forma para a finalização de mais uma etapa conquistada da minha vida.

A felicidade só é verdadeira
quando compartilhada.
(Into The Wild, 2007).

RESUMO

CANTARELLI, Thamiris Lins. **Análise e Implementação de um Conversor CC-CC do Tipo T com Saída em Tensão**. 2017. 64 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2017.

O presente trabalho trata de um conversor CC-CC isolado baseado na célula de comutação do tipo T. A análise estática considerando a influência da indutância de magnetização do transformador é apresentada no trabalho, fornecendo os subsídios necessários para o desenvolvimento do projeto do circuito. Resultados de simulação comprovam a validade da análise teórica desenvolvida. Ensaios com um protótipo de 450 W, 400 V de entrada, 220 V de saída e frequência de comutação de 50 kHz demonstram a viabilidade da metodologia de projeto proposta para o conversor. Medições indicam um rendimento máximo de 94,1% para o protótipo construído.

Palavras-chave: Conversor CC-CC isolado. Célula Tipo T. ZVS. Saída em Tensão.

ABSTRACT

CANTARELLI, Thamiris Lins. **Analysis and Implementation of DC-DC Converter - Type T with voltage output**. 2017. 64 p. Work of Conclusion Course in Electronic Engineering at Federal Technology University - Paraná. Ponta Grossa, 2017..

The present document deals with an isolated DC-DC converter based on the T-type switching cell. The static analysis considering the influence of the transformer magnetizing inductance is detailed in this document, providing the necessary subsidies for the circuit design. Simulation results validate the theoretical analysis performed. Tests with a 450 W, 400 V_{cc} input, 220 V_{cc} output and 50 kHz switching frequency prototype shows the feasibility of the proposed design methodology for the converter. Measurements indicate a maximum efficiency of 94.1% for the built prototype.

Keywords: Isolated Dc-Dc converter, Cell Type - T, ZVS, Voltage output.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Conversor CC-CC Meia Ponte-ZVS-PWM.	16
Figura 2 - Conversor tipo T-ZVS-PWM com saída em corrente.	17
Figura 3 - Circuito Equivalente Conversor CC-CC Tipo T.	20
Figura 4 – Primeira etapa de operação [t0—t1].	21
Figura 5 – Segunda etapa de operação [t1—t2].	22
Figura 6 – Terceira etapa de operação [t2—t3].	22
Figura 7 – Quarta etapa de operação [t3—t4].	23
Figura 8 – Quinta etapa de operação [t4—t5].	23
Figura 9 – Sexta etapa de operação [t5-t6].	24
Figura 10 – Sétima etapa de operação [t6-t7].	24
Figura 11 – Oitava etapa de operação [t7—t8].	25
Figura 12 – Principais formas de onda em regime permanente.	25
Figura 13 - Circuito Equivalente, da 1ª etapa de operação.	26
Figura 15 - Circuito Equivalente da 4ª etapa de operação.	31
Figura 16- Formas de Onda I_o e V_o	39
Figura 17 - Corrente de I_{Lm}	40
Figura 18 - Corrente no enrolamento secundário do transformador.	41
Figura 19 - Corrente I_{Ld}	42
Figura 20 - Pulsos de Comando dos interruptores.	43
Figura 21 - Diagrama esquemático do protótipo de 450 W.	44
Figura 22 -Vista superior protótipo construído.	45
Figura 23 -Vista de perspectiva protótipo construído.	45
Figura 24 - Tensão[50V/div] e corrente[500mA/div] de entrada do Conversor.	46
Figura 25- Pulso de comando e tensão de bloqueio em S1 [VGS1 [1V/div] VS1 tensão[100V/div].	47
Figura 26 - Pulso de comando e tensão de bloqueio em S2 [VGS2 [1V/div] VS2 tensão[100V/div].	47
Figura 27 -Pulso de comando e tensão de bloqueio em S3 [VGS3 [1V/div] VS3 tensão[50V/div].	48
Figura 28 -Pulso de comando e tensão de bloqueio em S4 [VGS4 [1V/div] VS4 tensão[50V/div].	48
Figura 29 -Detalhe da entrada em condução do interruptor S1	49
Figura 30 -Detalhe da entrada em condução do interruptor S2.	49
Figura 31 - Detalhe da entrada em condução do interruptor S3.	50
Figura 32 - Detalhe da entrada em condução do interruptor S4.	50
Figura 33 - Tensão V_{ab} [100V/div].	51
Figura 34 - Tensão reversa do D1 (diodo retificador) [50V/div].	52
Figura 35 - Tensão reversa do D2 (diodo retificador) [50V/div].	52

Figura 36 - Tensão reversa do D3 (diodo retificador) [50V/div].	53
Figura 37 - Tensão reversa do D4 (diodo retificador) [50V/div].	53
Figura 38 - Tensão sobre o capacitor C1 [50v/div].	54
Figura 39 - Tensão sobre o capacitor C2 [50V/div].	54
Figura 40 - Tensão no enrolamento primário do transformador [50V/div].	55
Figura 41 - Tensão no enrolamento secundário do transformador [100V/div].	55
Figura 42 - Tensão[50V/div] e corrente[500mA/div] de saída do conversor.	56
Gráfico 1- Curva de rendimento em função da potência de saída.	57

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Sistema de equações a ser resolvido para operação em regime permanente.	33
Tabela 2 – Solução do sistema.	34
Tabela 3 - Especificações de projeto conversor	37
Tabela 4 - Valores das correntes e etapas de operação	38
Tabela 5 - Lista de componentes utilizados no protótipo.....	38
Tabela 6 - Dados construtivos dos elementos magnéticos	39
Tabela 7 - Lista de componentes do protótipo.....	46
Tabela 8 - dados das especificações de projeto.....	56
Tabela 9 - Especificação Indutor Lm	63
Tabela 10 – Especificação Indutor Ld	63

LISTA DE SIGLAS

PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
MCC	Modo de condução Contínua
CC	Corrente contínua

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{in}	Tensão de Entrada(V)
V_o	Tensão de Saída(V)
i_{in}	Corrente de Entrada(A)
i_o	Corrente de Saída(A)
L_r	Indutor
L_m	Indutor Magnetizante
I_p	Corrente enrolamento Primário
I_{Lr}	Corrente Indutor
I_{Lm}	Corrente Magnetizante
S1	Interruptor 1
S2	Interruptor 2
S3	Interruptor 3
S4	Interruptor 4
D1	Diodo Retificador 1
D2	Diodo Retificador 2
D3	Diodo Retificador 3
D4	Diodo Retificador 4
n	Relação de transformação
q	Ganho Estático
D	Razão Cíclica

LISTA DE ACRÔNIMOS

MOSFET *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	15
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO.....	17
1.2 TEMA DE PESQUISA.....	18
1.3 PROBLEMA.....	18
1.4 HIPÓTESE.....	18
1.5 OBJETIVO	19
1.5.1 OBJETIVO GERAL.....	19
1.5.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	19
2 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR CC-CC DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO.....	19
2.1 INTRODUÇÃO AO CONVERSOR.....	20
2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	20
3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC-CC DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO.....	26
3.1 DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO	26
3.1.1 EQUAÇÕES PARA A PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO	26
3.1.2 EQUAÇÕES PARA A SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO.....	28
3.1.3 EQUAÇÕES PARA A TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO	30
3.1.4 EQUAÇÕES PARA A QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO	31
3.2 EQUAÇÕES PARAMETRIZADAS.....	33
3.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	35
4 PROCEDIMENTO DE PROJETO E SIMULAÇÃO	37
4.1 CONSIDERAÇÕES DE PROJETO E CÁLCULOS	37
4.2 PARÂMETROS DE CONSTRUÇÃO DO PROJETO	38
4.3 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO.....	39
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	44
5.1 PROTÓTIPO DO CONVERSOR T ZVS PWM.....	44
5.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA EXPERIMENTAIS	46
5.3 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS	56
5.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS DE RENDIMENTO	57
6 CONCLUSÃO.....	58
REFERÊNCIAS.....	60
APÊNDICE A - IMPLEMENTAÇÃO DO DSP	62
APÊNDICE B - DEFINIÇÕES DE PROJETO L_D E L_M.....	63
APÊNDICE C - ESQUEMÁTICO DE SIMULAÇÃO NO PSIM	64

1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas é visível o interesse pelo estudo sobre conversores de corrente contínua (CC - CC) com elevados rendimentos, que operem com tensões entre 260 e 400V, com inúmeras finalidades, sendo elas: Interligar sistemas de distribuição de energia, equipamentos de raio X, redes *MICROGRID*, equipamentos a laser, entre outros.

Na área de eficiência energética, o estudo sobre conversores é ainda maior, visando a utilização de conversores CC-CC de elevado rendimento para painéis fotovoltaico e eólicos. Pelo fato desse tipo de sistema receber uma corrente alternada, que necessita passar por um processo de retificação e processamento de energia, para o ajuste e adequação dos níveis de tensão à carga. (BANDEIRA, 2014)

Um exemplo claro do uso de corrente CC, são nos painéis fotovoltaicos, onde toda a energia solar é convertida em energia elétrica diretamente, ou seja, é gerada tensão e corrente CC em seus terminais através do efeito fotovoltaico.

Com o grande apelo por eficiência energética os conversores de corrente CC vêm ganhando destaque, principalmente pelo aumento do uso de fontes renováveis no mundo. Levando-se em consideração que a maior parte das energias renováveis necessitam de adequação dos níveis de tensão, há um grande interesse para o estudo de conversores CC-CC.

Existem na literatura inúmeras topologias de conversores CC-CC, que correspondem a um sistema composto por semicondutores de potência, indutores e capacitores, onde os semicondutores de potência se comportam como interruptores que tem como função controlar o fluxo de potência elétrica da fonte de entrada para a fonte de saída. Existem conversores elevadores, abaixadores e elevadores-abaixadores de tensão, sendo os básicos: *Boost*, *Buck*, *Buck-Boost*.

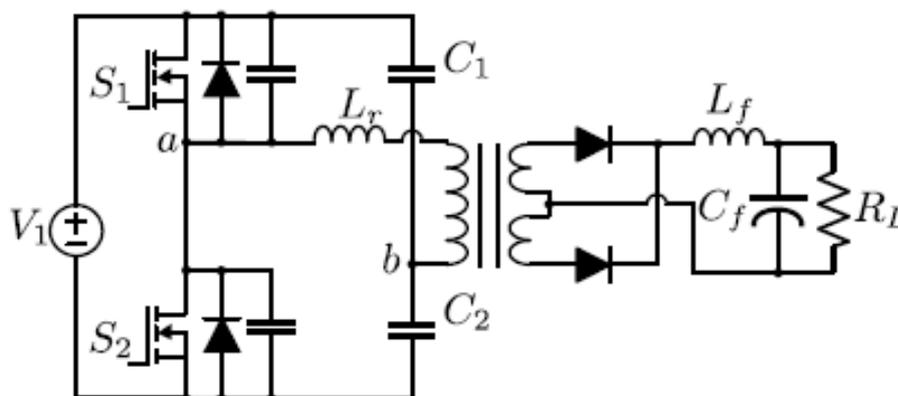
Os conversores isolados possuem em seu circuito um transformador, fornecendo isolamento galvânica entre entrada e saída, característica esta fundamental em diversas aplicações. Mesmo em casos onde a isolamento não é obrigatória, a utilização de transformadores fornece um novo grau de liberdade – a relação de transformação – garantindo uma maior flexibilidade ao projeto do sistema. Os conversores CC-CC isolados mais comuns são: *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull*, Meia Ponte e Ponte Completa. É importante ressaltar que a isolamento se dá em alta

frequência (valor superior a 50/60 kHz), o que significa que o volume do elemento magnético tende a ser reduzido em comparação aos transformadores convencionais.

Outro parâmetro que tem influência significativa no volume do sistema é a frequência de comutação. Valores mais elevados, em geral, implicam na redução do volume. Por outro lado, a elevação da frequência aumenta as perdas por comutação nos semicondutores, com isso tem-se a necessidade de aumentar o dissipador de calor necessário nos conversores CC como solução, usam as técnicas de comutação suave.

O conversor isolado Meia Ponte-ZVS-PWM, visto na Figura 1, emprega dois interruptores, utilizando PWM assimétrico permitindo a comutação suave nos interruptores. Porém, observando-se a distribuição dos interruptores operando com comutação sob tensão nula. O que o torna atraente é seu baixo custo e bom rendimento, características desejáveis em aplicações de até centenas de Watts. Por esse motivo, é possível encontrar na literatura, uma grande quantidade de estudos relacionados ao conversor Meia Ponte. (BANDEIRA,2014)

Figura 1 - Conversor CC-CC Meia Ponte-ZVS-PWM.

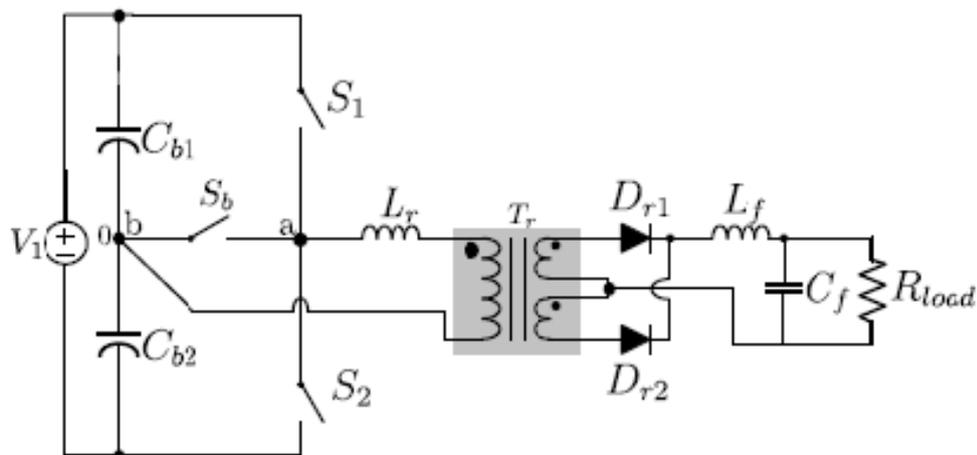


Fonte: Adaptado de Imbertson, Mohan (1993).

Existem na literatura outros tipos de conversores analisados e que apresentam bons resultados, utilizando comutação suave, ganho estático linear, e boa distribuição das perdas. Um dos conversores que tem demonstrado um bom potencial é o conversor CC-CC tipo T, cujo circuito é apresentado na Figura 2. (BANDEIRA,2014). A utilização de filtro indutivo na saída é interessante para aplicações onde os níveis de corrente de saída são mais elevados. Entretanto, os esforços de tensão nos diodos D_{r1} e D_{r2} são superiores ao valor da tensão de saída.

Já para aplicações onde os níveis de tensão de saída são mais elevados e, conseqüentemente, os níveis de corrente mais reduzidos, estágios de saída com filtro puramente capacitivo (saída em tensão) podem se tornar mais atrativos uma vez que os esforços de tensão nos diodos do retificador de saída equivalem à tensão de saída.

Figura 2 - Conversor tipo T-ZVS-PWM com saída em corrente.



Fonte: Bandeira (2014)

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Com a crescente busca por energia limpa e formas de como melhorar o seu aproveitamento, novos sistemas de processamento de energia têm sido propostos. Nos dias de hoje, é possível visualizar o grande avanço de equipamentos e geração de energia que usa corrente contínua na sua forma direta. Entretanto, caso seu processamento não seja eficiente, uma grande quantidade de energia se perde.

Devido a esse motivo, tem-se dado ênfase ao estudo de conversores capazes de processar a energia e aproveitá-la da melhor forma possível. Na literatura existem técnicas e uma variedade de topologias, e alguns métodos capazes de elevar rendimento, sendo um deles o emprego de comutação suave.

A fim de minimizar o impacto das perdas por comutação e, conseqüentemente, permitir a operação em maiores frequências, foram propostas na literatura técnicas de comutação suave. Estas, basicamente, podem ser do tipo ZVS (*zero-voltage-switching*) ou ZCS (*zero-current-switching*). De forma simplificada, ZVS corresponde à comutação com tensão nula e ZCS com corrente nula. Dessa forma,

minimizam-se as perdas existentes durante a entrada em condução e no momento em que ocorre o bloqueio do interruptor. (ILLA FONT,2003)

Um segmento de conversores que tem demonstrado bom potencial é baseado na célula de comutação do tipo T. Entretanto, ainda há pouca literatura tratando da versão com saída em tensão desta topologia e também da influência do valor da indutância de magnetização no processo de transferência de energia.

1.2 TEMA DE PESQUISA

A proposta apresentada nesse trabalho é o estudo e implementação do conversor CC-CC do tipo T com saída em tensão, cujo estágio de potência é apresentado na Figura 3. Propõe-se, também, uma análise estática detalhada considerando a influência da indutância de magnetização na operação da estrutura.

A topologia é nomeada *T-Type*, ou seja, Tipo T. O nome origina-se a partir da distribuição dos interruptores no circuito, que se assemelha à letra “T”. A partir de uma estratégia de modulação adequada, tem-se a possibilidade de operação com comutação suave do tipo ZVS.

1.3 PROBLEMA

Nos últimos anos nota-se um crescente apelo para o desenvolvimento de sistemas energeticamente eficientes, ou seja, com perdas de energia reduzidas. Dessa forma, pesquisas têm sido realizadas buscando novas topologias que permitam a adequação de níveis de tensão com bom rendimento.

1.4 HIPÓTESE

O emprego da célula T em uma configuração de conversor CC-CC com saída em tensão permite o processamento da energia com bom rendimento e operação com comutação sob tensão nula.

1.5 OBJETIVO

O foco principal desse trabalho, é uma análise quantitativa e qualitativa do conversor CC-CC do tipo T com saída em tensão.

1.5.1 Objetivo Geral

Desenvolver as análises qualitativa e quantitativa do conversor CC-CC do tipo T com saída em tensão e validá-las experimentalmente.

1.5.2 Objetivos Específicos

Elencam-se como objetivos específicos deste trabalho:

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre conversores CC-CC;
- Desenvolver as análises qualitativa e quantitativa do conversor CC-CC do tipo T com saída em tensão, utilizando software para a realização da modelagem matemática.
- Construir um protótipo de 450 W do circuito;
- Validar as análises a partir de simulações e testes experimentais;
- Verificar as premissas de bom rendimento e ocorrência de comutação sob tensão nula.

2 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR CC-CC DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO

A análise qualitativa se define como um estudo teórico, de cada etapa do conversor, bem como seu funcionamento, para a partir dessa análise finalizada ser possível a realização da análise quantitativa, que será estudada no capítulo 3.

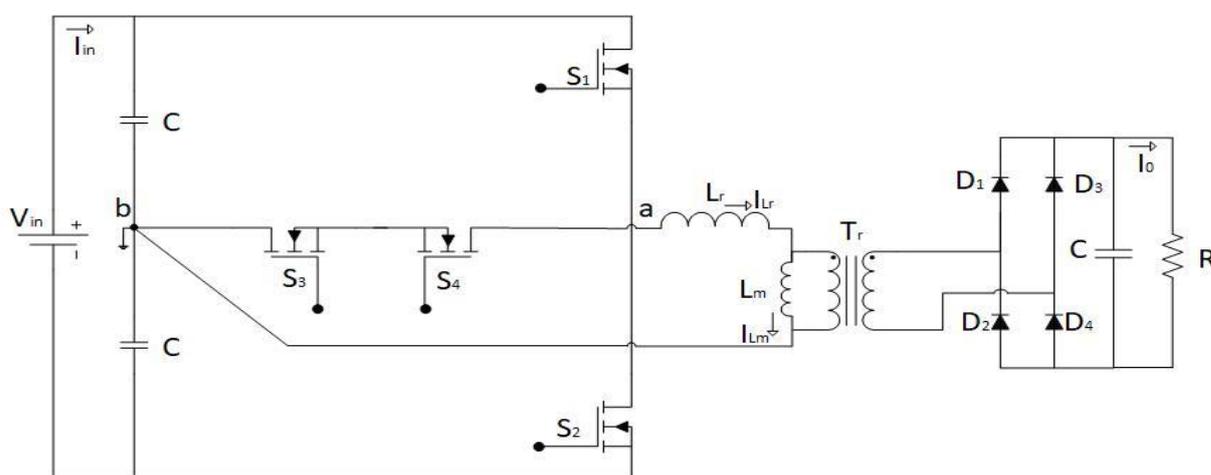
2.1 INTRODUÇÃO AO CONVERSOR

Este Capítulo tem o objetivo de estudar a topologia tipo T com modulação por largura de pulso (PWM). Sendo possível visualizar na Figura 3, o estágio inversor é composto por quatro interruptores, quatro diodos retificadores e um transformador, onde é possível observar que o conversor estabelece uma tensão de três níveis no comando dos quatro interruptores pelo enrolamento primário do transformador.

As fontes de tensão $V_{in/2}$ e $V_{in/2}$ dividem a tensão do barramento CC pela metade, onde esta tensão é aplicada aos terminais a e b de acordo com os estados dos interruptores. Já o indutor L_r , que está em série com o primário do transformador, possui papel fundamental para a obtenção de comutação suave e também influencia na quantidade de potência processada pelo circuito.

O secundário do transformador é responsável por alimentar os diodos retificadores, sendo eles D_1 , D_2 , D_3 e D_4 . O conversor em estudo tem saída em tensão, ou seja, o filtro de saída é puramente capacitivo.

Figura 3 - Circuito Equivalente Conversor CC-CC Tipo T.



Fonte: Autoria Própria.

2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

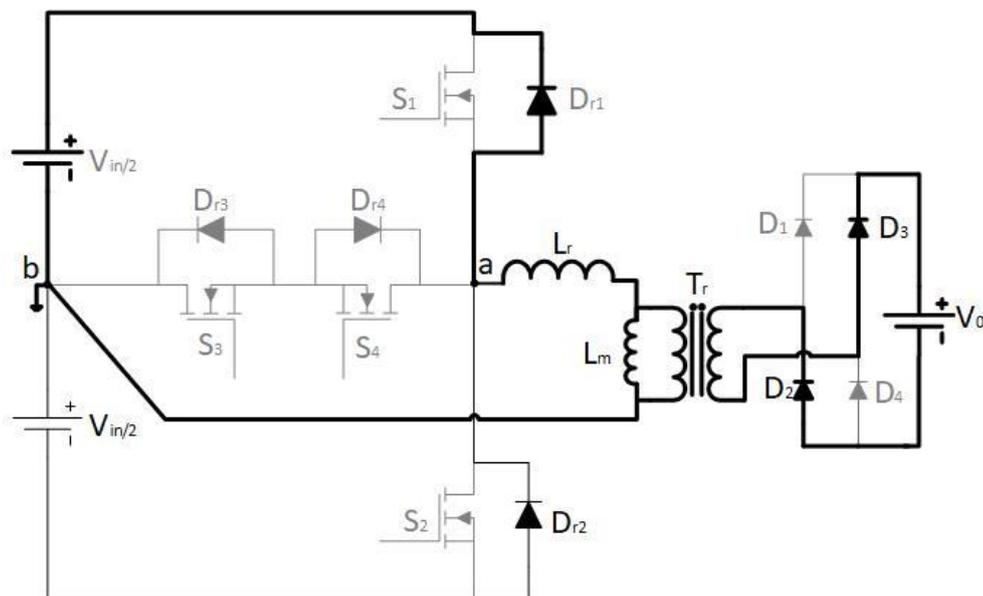
O conversor T²-ZVS-PWM será analisado tomando-se como base algumas hipóteses simplificativas, sendo elas listadas abaixo:

- Operação em regime permanente
- Os elementos semicondutores e passivos são ideais
- Os capacitores de barramento podem ser considerados fontes de tensão, cujo valor de tensão é metade da tensão de entrada.

A descrição de cada etapa da topologia é descrita e discutida no decorrer deste capítulo, sendo possível observar nas Figuras 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, cada etapa.

- Etapa 1 (t_0-t_1) [Figura4]– A primeira etapa é caracterizada pela condução dos diodos D_{r1} , D_2 e D_3 . Para que haja comutação suave em S_1 e S_3 , estes elementos devem ser comandados no decorrer desta etapa. Em $t = t_1$, as correntes em L_r e em L_m se igualam, dando fim à primeira etapa.

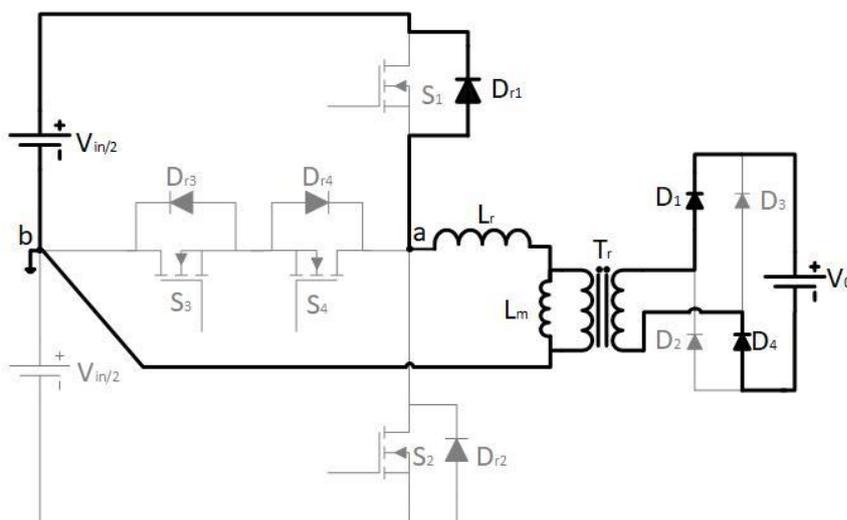
Figura 4 – Primeira etapa de operação [t_0-t_1].



Fonte: Autoria Própria

- Etapa 2 (t_1-t_2) – [Figura 5]. Assim que i_{Lr} e i_{Lm} se igualam em módulo, os diodos D_1 e D_4 entram em condução. A segunda etapa persiste até que a corrente em L_r se torne nula.

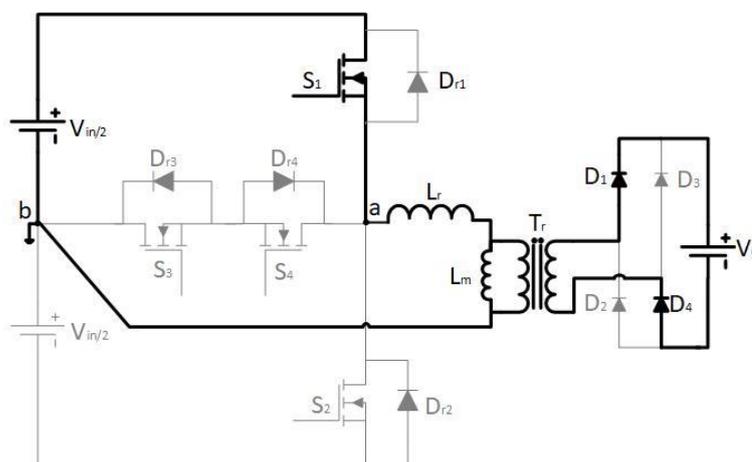
Figura 5 – Segunda etapa de operação [t1—t2].



Fonte: Autoria Própria

- Etapa 3 (t_2 - t_3) [Figura 6] – Em $t = t_2$, iL_r inverte seu sentido e passa a fluir por S_1 que recebe o pulso de comando. Energia é transferida para o indutor L_r . No instante em que o pulso de S_1 é retirado, tem-se o fim da terceira etapa de operação.

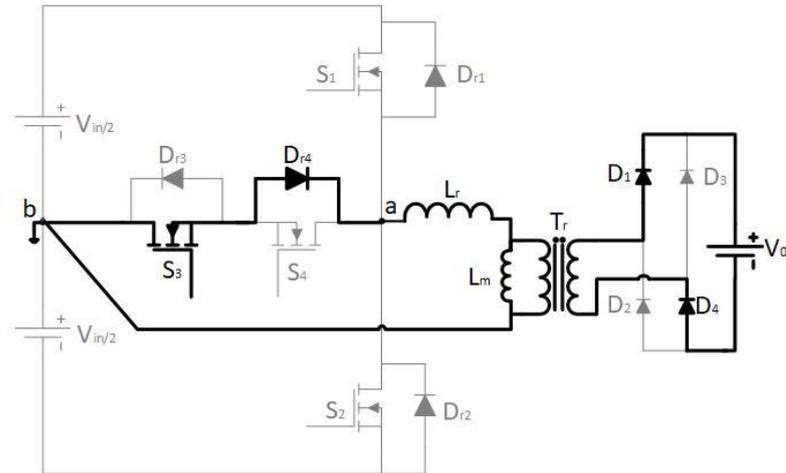
Figura 6 – Terceira etapa de operação [t2—t3].



Fonte: Autoria Própria.

- Etapa 4 (t_3 - t_4) [Figura 7]– O bloqueio de S_1 faz com que a corrente em L_r passe a circular por S_3 e Dr_4 . Durante esta etapa, uma diferença de potencial nula é aplicada aos terminais “a” e “b”. Esta etapa é finalizada no instante em que o interruptor S_3 é bloqueado.

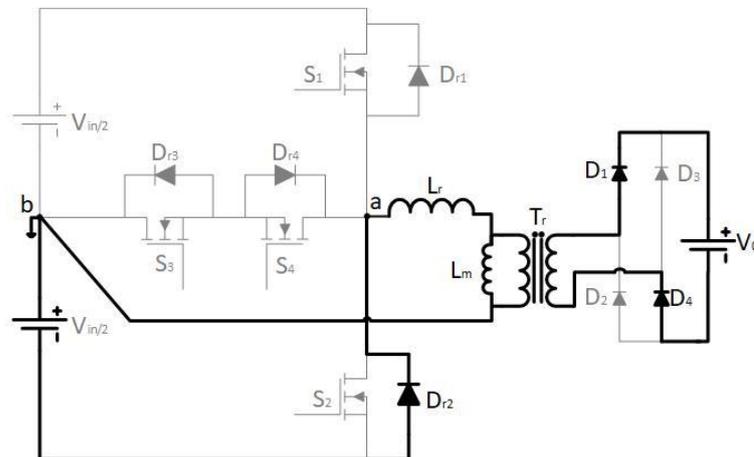
Figura 7 – Quarta etapa de operação [t3—t4].



Fonte: Autoria Própria.

- Etapa 5 (t4-t5)[Figura 8] – O bloqueio de S3 tem como consequência a polarização direta do diodo Dr2. Durante esta etapa, os interruptores S2 e S4 devem ser comandados a conduzir para que ocorra ZVS. Em $t = t_5$, i_{Lr} e i_{Lm} se tornam equivalentes, o que caracteriza do fim da quinta etapa.

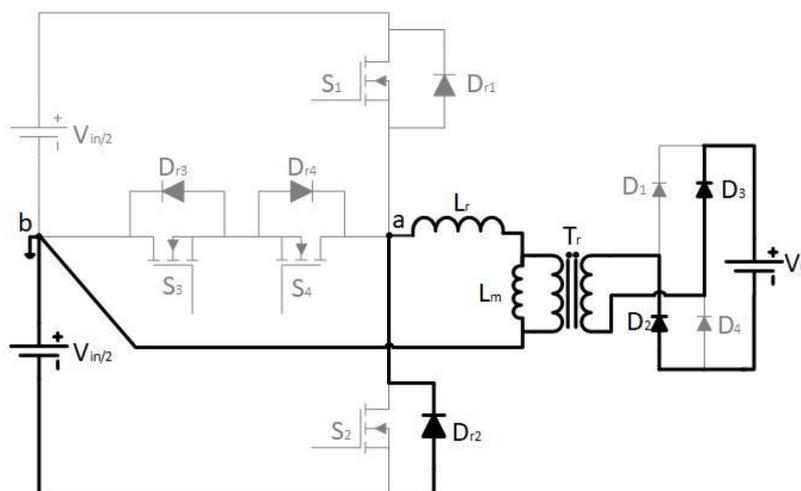
Figura 8 – Quinta etapa de operação [t4—t5].



Fonte: Autoria Própria.

- Etapa 6 (t5-t6)[Figura 9] – Dado que a corrente em L_r assume valores inferiores à corrente em L_m no instante t_5 , tem-se a polarização direta dos diodos D2 e D3. Tão logo o indutor L_r seja completamente descarregado, esta etapa termina.

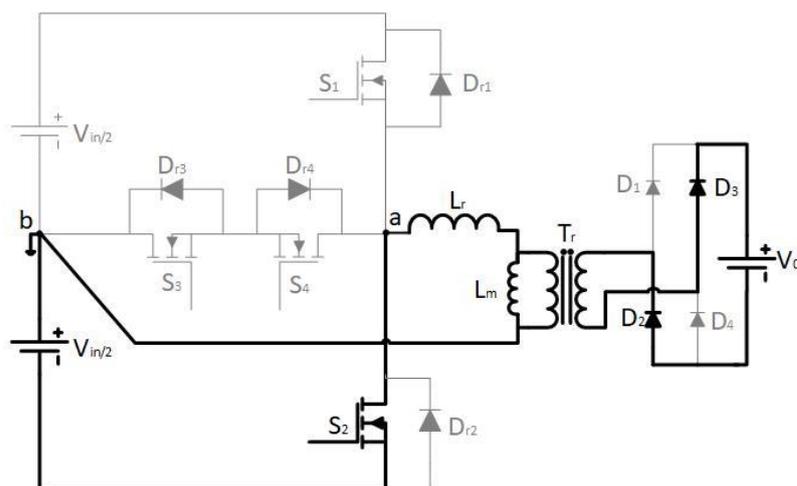
Figura 9 – Sexta etapa de operação [t5-t6].



Fonte: Autoria Própria.

- Etapa 7 (t_6-t_7) [Figura 10] – O interruptor S2 passa a conduzir no momento em que i_{Lr} tem seu sentido invertido. Durante esta etapa, L_r é carregado com valores negativos de corrente. A sétima etapa chega ao fim no momento que o interruptor S2 é bloqueado.

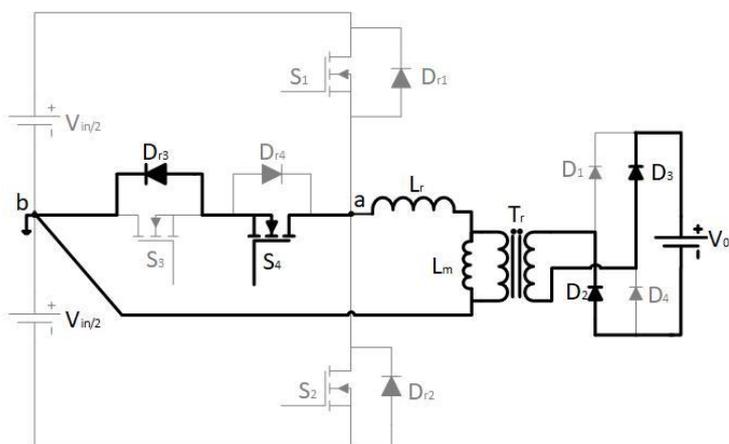
Figura 10 – Sétima etapa de operação [t6-t7].



Fonte: Autoria Própria.

- Etapa 8 (t_7-t_8) [Figura 11] – O bloqueio de S2 faz com que a corrente passe a circular por Dr_3 e S_4 . Esta etapa pode ser considerada de roda livre, uma vez que a tensão aplicada aos terminais “a” e “b” é nula. Em $t = t_8$, o interruptor S4 é bloqueado e a etapa termina, caracterizando o final de um ciclo de operação do conversor.

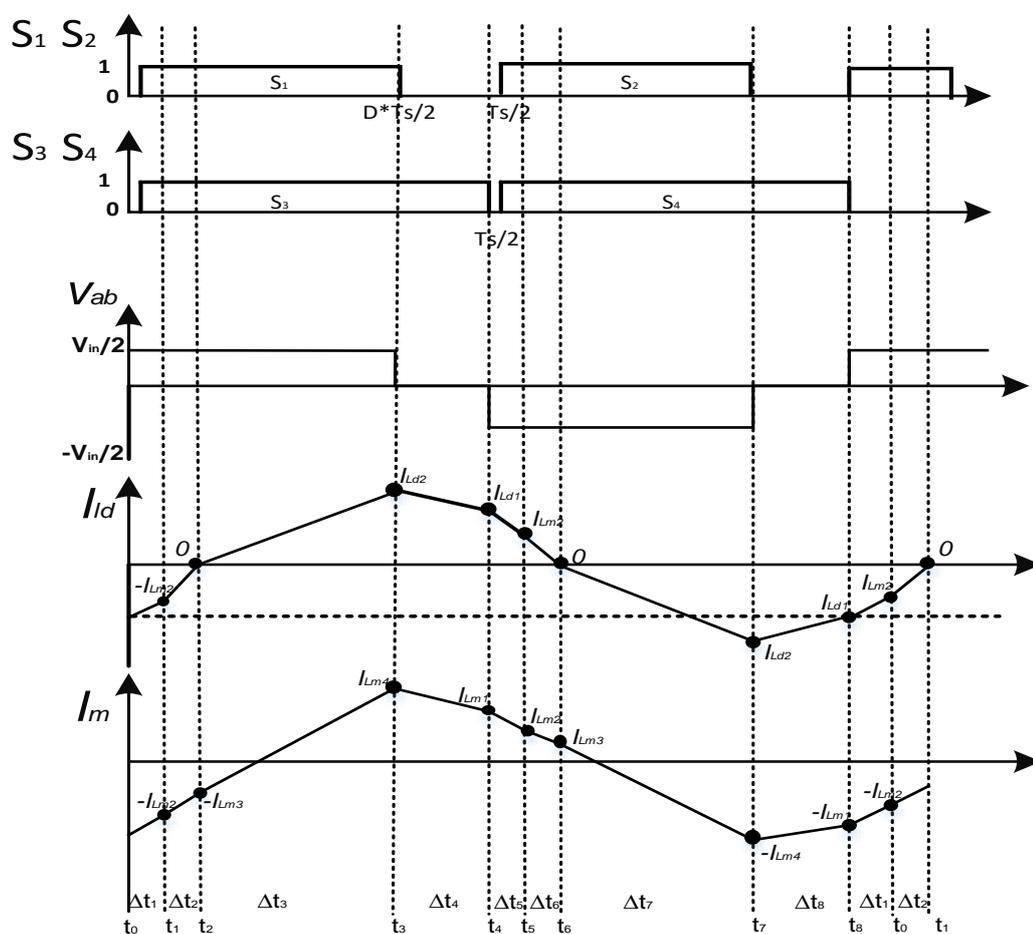
Figura 11 – Oitava etapa de operação [t7—t8].



Fonte: Autoria Própria.

As principais formas de onda referentes à operação do conversor CC-CC do tipo T com saída em tensão são apresentadas na Figura 12.

Figura 12 – Principais formas de onda em regime permanente.



Fonte: Autoria Própria.

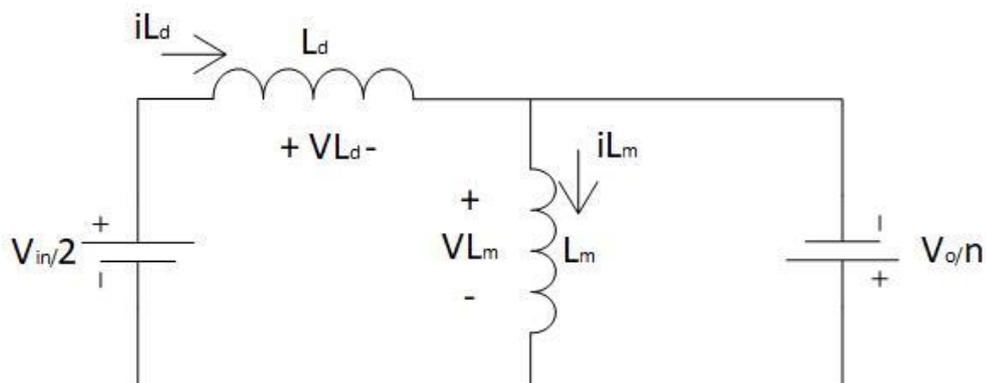
3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC-CC DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO

Neste capítulo é apresentada a análise estática do conversor CC-CC do tipo T com saída em tensão operando em regime permanente. Onde é descrito uma análise matemática de cada etapa do conversor, desenvolvida a partir de um conhecimento matemático, sendo algumas análises realizadas com a ajuda do *software* MathCAD. Onde é descrito uma análise matemática de cada etapa do conversor, considerando quatro etapas que serão descritas, devido a simetria do conversor não se faz necessário análise matemática para as oito etapas.

3.1 DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO

A partir da análise qualitativa apresentada no Capítulo 2 é possível determinar circuitos equivalentes para cada etapa de operação do conversor. Com relação às etapas 1, 2, 3 e 4, tem-se o circuito equivalente dado nas Figuras 13, 14 e 15 respectivamente.

Figura 13 - Circuito Equivalente, da 1ª etapa de operação.



Fonte: Autoria Própria.

3.1.1 Equações para a primeira etapa de operação

Através da análise de malha realizada no circuito equivalente da Figura 13, é possível encontrar os valores de V_{Ld} e V_{Lm} que são definidos em (1) e (2) respectivamente.

$$V_{Ld} = \frac{V_{in}}{2} + \frac{V_o}{n} \quad (1)$$

$$V_{Lm} = -\frac{V_o}{n} \quad (2)$$

Aplicando conceitos de análise de circuito é possível descrever as equações genéricas para cada etapa, sendo integradas para um tempo genérico de $[0 - t]$. Dessa forma, para a 1ª etapa, os valores iniciais das correntes L_d e L_m são definidos em (3) e (4) e condições finais em (5) e (6) respectivamente.

$$i_{Ld}(0) = -I_{Ld1} \quad (3)$$

$$i_{Lm}(0) = -I_{Lm1} \quad (4)$$

$$i_{Ld}(\Delta_{t1}) = -I_{Lm2} \quad (5)$$

$$i_{Lm}(\Delta_{t1}) = -I_{Lm2} \quad (6)$$

A partir da análise do circuito encontram-se as equações (7) e (8), sendo elas equações derivadas para dL_d e dL_m respectivamente. Estas, por sua vez, são substituídas por (1) e (2) respectivamente na hora da integração. Após a integração feita, substituem-se os valores de (3) e (4) em (9) e (10), resultando nas equações (11) e (12).

$$di_{Ld} = \frac{V_{Ld} dt}{L_d} \quad (7)$$

$$di_{Lm} = \frac{V_{Lm} dt}{L_m} \quad (8)$$

$$i_{Ld}(t) = +I_{Ld}(0) + \frac{\left(\frac{V_{in}}{2} + \frac{V_o}{n}\right)(t)}{L_d} \quad (9)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm}(0) - \left(\frac{V_o}{n}\right) \frac{t}{L_m} \quad (10)$$

Substituindo-se os valores de (5) e (6) nas equações (11) e (12), encontram-se as equações em função de Δ_{t1} , sendo elas descritas em (13) e (14) respectivamente.

$$i_{L_d}(t) = -I_{L_{d1}} + \frac{\left(\frac{V_{in}}{2} + \frac{V_o}{n}\right)(t)}{L_d} \quad (11)$$

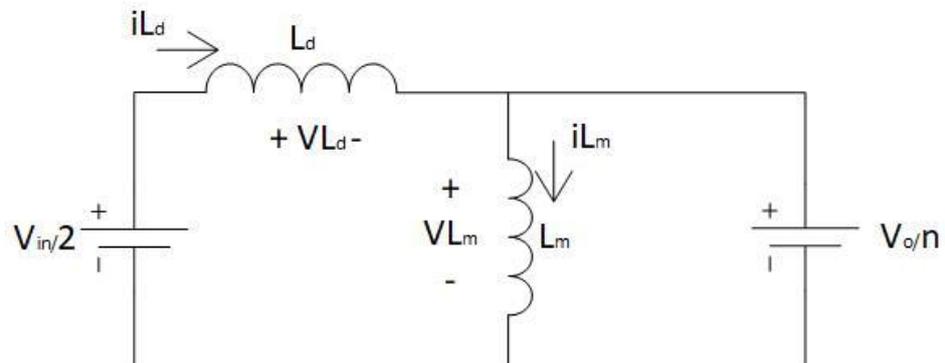
$$i_{L_m}(t) = -I_{L_{m1}} - \left(\frac{\frac{V_o}{n}}{L_m}\right)(t) \quad (12)$$

$$i_{L_d}(\Delta_{t1}) = -I_{L_{m2}} = -I_{L_{d1}} + \frac{\left(\frac{V_{in}}{2} + \frac{V_o}{n}\right)(\Delta_{t1})}{L_d} \quad (13)$$

$$i_{L_m}(\Delta_{t1}) = -I_{L_{m2}} = -I_{L_{m1}} - \left(\frac{\frac{V_o}{n}}{L_m}\right)(\Delta_{t1}) \quad (14)$$

3.1.2 Equações para a segunda etapa de operação

Figura 14 - Circuito equivalente etapa 2 e 3



Fonte: Autoria Própria

Na segunda etapa de operação é analisada pelo circuito descrito na Figura 14. Porém, a análise de malha realizada para a segunda etapa gera um V_{L_d} e V_{L_m} , que são descritos em (15) e (16).

$$V_{L_d} = \frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n} \quad (15)$$

$$V_{L_m} = \frac{V_o}{n} \quad (16)$$

Dessa forma, para a 2ª etapa, os valores iniciais das correntes L_d e L_m são definidos em (17) e (18) e condições finais em (19) e (20) respectivamente.

$$i_{Ld}(0) = -I_{Lm2} \quad (17)$$

$$i_{Lm}(0) = -I_{Lm2} \quad (18)$$

$$i_{Ld}(\Delta_{t2}) = 0 \quad (19)$$

$$i_{Lm}(\Delta_{t2}) = -I_{Lm3} \quad (20)$$

Através da análise do circuito encontram-se as equações (7) e (8), sendo elas equações derivadas para dL_d e dL_m respectivamente. Dentro das mesmas são substituídas por (15) e (16), respectivamente, para a realização da integração. Que resulta nas equações (21) e (22). Substituindo-se os valores das condições iniciais, têm-se (23) e (24)

$$i_{Ld}(t) = +i_{Ld}(0) + \left[\left(\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n} \right) * \frac{1}{L_d}(t) \right] \quad (21)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(0) + \left(\frac{V_o}{L_m} \right) (t) \quad (22)$$

$$i_{Ld}(t) = -i_{Lm2} + \left[\left(\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n} \right) * \frac{1}{L_d}(t) \right] \quad (23)$$

$$i_{Lm}(t) = -i_{Lm2} + \left(\frac{V_o}{L_m} \right) (t) \quad (24)$$

Substituindo as equações (19) e (20) nas equações (23) e (24), encontram-se as equações em função de Δ_{t2} , sendo elas descritas em (25) e (26), respectivamente.

$$i_{Ld}(\Delta_{t2}) = 0 = -I_{Lm2} + \frac{\left(\frac{V_{in}}{2} + \frac{V_o}{n} \right)}{L_d}(\Delta_{t2}) \quad (25)$$

$$i_{Lm}(\Delta_{t2}) = -I_{Lm3} = -I_{Lm2} - \left(\frac{V_o}{L_m} \right) (\Delta_{t2}) \quad (26)$$

3.1.3 Equações para a terceira etapa de operação

A terceira etapa de operação é analisada pelo mesmo circuito descrito na Figura 14. Sendo assim, os valores de V_{Ld} e V_{Lm} são os mesmos fornecidos em (15) e (16).

Já os valores iniciais das correntes para a terceira etapa de operação em L_d e L_m são definidos em (27) e (28) e condições finais em (29) e (30), respectivamente.

$$i_{Ld}(0) = 0 \quad (27)$$

$$i_{Lm}(0) = -I_{Lm3} \quad (28)$$

$$i_{Ld}(\Delta_{t3}) = I_{Ld2} \quad (29)$$

$$i_{Lm}(\Delta_{t3}) = I_{Lm4} \quad (30)$$

As equações (7) e (8) são obtidas a partir da análise do circuito, sendo elas equações derivadas para dL_d e dL_m respectivamente. Dentro das mesmas são substituídas (15) e (16), respectivamente, resultando em (31) e (32).

$$i_{Ld}(t) = +i_{Ld}(0) + \left[\left(\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n} \right) * \frac{1}{L_d} (t) \right] \quad (31)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(0) + \left(\frac{\frac{V_o}{n}}{L_m} \right) (t) \quad (32)$$

Substituindo as equações (27) e (28) nas equações (31) e (32), obtêm-se (33) e (34), respectivamente. Ao final da terceira etapa, os valores das correntes em L_d e L_m são dados por (35) e (36), respectivamente.

$$i_{Ld}(t) = 0 + \left[\left(\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n} \right) * \frac{1}{L_d} (t) \right] \quad (33)$$

$$i_{Lm}(t) = -I_{Lm3} + \left(\frac{\frac{V_o}{n}}{L_m} \right) (t) \quad (34)$$

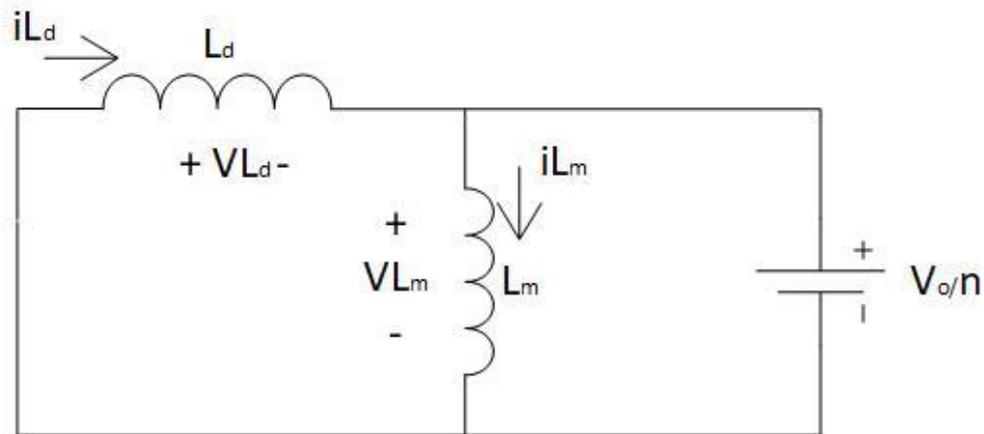
$$i_{L_d}(\Delta_{t_3}) = I_{L_d2} = \frac{\left(\frac{V_m}{2} + \frac{V_o}{n}\right)}{L_d}(\Delta_{t_3}) \quad (35)$$

$$i_{L_m}(\Delta_{t_3}) = I_{L_m4} = -I_{L_m3} + \left(\frac{V_o}{L_m}\right)\left(\Delta_{t_3}\right) \quad (36)$$

3.1.4 Equações para a quarta etapa de operação

O circuito equivalente da quarta etapa de operação é apresentado na Figura 15. A partir da análise de malha determinam-se os valores das tensões V_{L_d} e V_{L_m} , conforme (37) e (38).

Figura 15 - Circuito Equivalente da 4ª etapa de operação.



Fonte: Autoria Própria.

$$V_{L_d} = -\frac{V_o}{n} \quad (37)$$

$$V_{L_m} = \frac{V_o}{n} \quad (38)$$

Com relação à quarta etapa, os valores iniciais das correntes L_d e L_m são definidos em (39) e (40) e as condições finais em (41) e (42), respectivamente.

$$i_{L_d}(0) = I_{L_d2} \quad (39)$$

$$i_{L_m}(0) = I_{L_m4} \quad (40)$$

$$i_{Ld}(\Delta_{t4}) = I_{Ld1} \quad (41)$$

$$i_{Lm}(\Delta_{t4}) = I_{Lm1} \quad (42)$$

A funções que regem o comportamento das correntes nas indutâncias são apresentadas em (43) e (44).

$$i_{Ld}(t) = i_{Ld}(0) - \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \left(t \right) \quad (43)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(0) + \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \left(t \right) \quad (44)$$

Substituindo-se as condições iniciais determinam-se (45) e (46). Sabe-se que, em regime permanente, decorrido o intervalo de tempo Δt_4 , os valores das correntes são equivalentes a (47) e (48).

$$i_{Ld}(t) = I_{Ld2} - \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \left(t \right) \quad (45)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm1} = I_{Lm4} + \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \left(t \right) \quad (46)$$

$$i_{Ld}(\Delta_{t4}) = I_{Ld1} = I_{Ld2} - \left(\frac{V_o}{L_d} \right) \left(\Delta_{t4} \right) \quad (47)$$

$$i_{Lm}(\Delta_{t4}) = I_{Lm1} = I_{Lm4} + \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \left(\Delta_{t4} \right) \quad (48)$$

3.2 EQUAÇÕES PARAMETRIZADAS

As equações encontradas na seção 3.1 ditam o funcionamento do conversor. A partir das mesmas é possível encontrar as equações de corrente I_{Lm} e I_{Ld} , bem como as equações de variação do tempo $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4$ que caracterizam a operação do conversor em regime permanente.

Para a solução dessas equações faz-se necessário resolver o sistema de equações apresentado na seção 3.1. As equações encontradas serão listadas nesta seção.

Tabela 1 – Sistema de equações a ser resolvido para operação em regime permanente.

$$I_{Ld1} - I_{Lm2} - \left(\frac{V_{in} + V_o}{2nL_d} \right) \Delta t_1 = 0 \quad (58)$$

$$I_{Lm2} - I_{Lm1} - \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \Delta t_1 = 0 \quad (59)$$

$$I_{Lm2} - \left(\frac{V_{in} - V_o}{2nL_d} \right) \Delta t_2 = 0 \quad (60)$$

$$I_{Lm2} - I_{Lm3} - \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \Delta t_2 = 0 \quad (61)$$

$$I_{Ld1} - \left(\frac{V_{in} - V_o}{2nL_d} \right) \Delta t_3 = 0 \quad (62)$$

$$I_{Lm4} + I_{Lm3} - \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \Delta_{t3} = 0 \quad (63)$$

$$I_{Ld2} - I_{Ld1} - \left(\frac{V_o}{L_d} \right) \Delta_{t4} = 0 \quad (64)$$

$$I_{Lm1} - I_{Lm4} - \left(\frac{V_o}{L_m} \right) \Delta_{t4} = 0 \quad (65)$$

$$\Delta_{t1} + \Delta_{t2} + \Delta_{t3} = \frac{D}{2f_s} \quad (66)$$

$$\Delta_{t4} = \frac{(1-D)}{2f_s} \quad (67)$$

Fonte: Autoria Própria.

A fim de se ter uma representação genérica do funcionamento do conversor, adotam-se as definições (68) e (69) e com o auxílio do *Software* MathCad é possível realizar a parametrização das equações.

$$\lambda \triangleq \frac{L_d}{L_m} \quad (68)$$

$$q \triangleq \frac{V_o}{V_{in} n} \quad (69)$$

Tabela 2 – Solução do sistema.

Parâmetros	Equações
I_{Ld1}	$\frac{(2Dq + D - 4\lambda q^2 - 4q^2 - 2q)}{8f_s L_d} V_{in} \quad (70)$

$$I_{Ld2} = \frac{(D + 2q - 4\lambda q^2 - 4q^2 - 2Dq)}{8f_s L_d} V_{in} \quad (71)$$

$$I_{Lm1} = \frac{\lambda q(2\lambda q + 2q + 1 - D)}{4f_s L_d} V_{in} \quad (72)$$

$$I_{Lm2} = \frac{\lambda q V_{in}}{4f_s L_d} \quad (73)$$

$$I_{Lm3} = \frac{\lambda q(1 - 2\lambda q - 2q)}{4f_s L_d(1 - 2q)} V_{in} \quad (74)$$

$$I_{Lm4} = \frac{\lambda q(2\lambda q + 2q + D - 1)}{4f_s L_d} V_{in} \quad (75)$$

$$\Delta_{t1} = \frac{D - 2\lambda q - 2q}{4f_s} \quad (76)$$

$$\Delta_{t2} = \frac{\lambda q}{2f_s(1 - 2q)} \quad (77)$$

$$\Delta_{t3} = \frac{D + 2q - 4\lambda q^2 - 4q^2 - 2Dq}{4f_s(1 - 2q)} \quad (78)$$

$$\Delta_{t4} = \frac{1 - D}{2f_s} \quad (79)$$

Fonte: Autoria Própria.

3.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

O intervalo de comutação para um conversor genérico é definido na equação (49), onde f_s é frequência de comutação e a razão entre o intervalo de comutação descrito com T_s .

O intervalo de condução dos interruptores definido por T_{on} é nomeado de razão cíclica e pode ser definido na equação (50), sabendo que a tensão média pode ser calculada de acordo com na equação (51). Integrando a mesma deve-se obter um resultado definido na equação (52), substituindo (50) em (52) encontra-se a equação (53), isolando o D na mesma, chega-se a a equação (54). (BARBI; SOUZA, 1999)

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (49)$$

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (50)$$

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_i dt \quad (51)$$

$$V_o = V_i \frac{T_{on}}{T_s} \quad (52)$$

$$V_o = DV_i \quad (53)$$

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (54)$$

O conceito descrito acima, serve para conversores genéricos, para o conversor estudado nesse trabalho, a razão cíclica é descrita de forma desigual, o mesmo é analisado considerando meio período de comutação, ou seja, $T_s/2$. O percentual de comutação de S_1 durante a primeira metade do ciclo de comutação, o que se torna equivalente ao percentual de condução de S_2 durante a 2ª metade, ou seja, a razão cíclica do conversor descrito nesse trabalho é o tempo de condução de S_1 pela metade do período $T_s/2$. Desta forma, a razão cíclica D pode ser descrita pela equação (55).

$$D = \frac{T_{ons_1}}{\frac{T_s}{2}} \quad (55)$$

Com as especificações do projeto listada na Tabela 1, é possível observar valor específico da razão cíclica D , foi especificado no projeto. O valor da corrente média desse conversor pode ser calculado como a soma dos intervalos de tempo, ou seja, a soma das áreas sendo elas $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4$.

O ganho estático q do conversor é definido pela equação (56).

$$q = \frac{V_o}{nV_{in}} \quad (56)$$

Como não existe solução analítica para as equações descritas no capítulo 3, seção 3.1, foi necessário realizar uma parametrização, descrita na seção 3.2, é

possível obter a corrente média de saída parametrizada. A qual é descrita na equação (57)

$$I_o = (2D - D^2 - 4\lambda^2 q^2 - 8\lambda q - 4q^2) \quad (57)$$

4 PROCEDIMENTO DE PROJETO E SIMULAÇÃO

Este capítulo apresenta uma metodologia de projeto para o conversor CC-CC do tipo T com saída em tensão, bem como os principais resultados de simulação.

A especificações para o projeto do conversor são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Especificações de projeto conversor

Referência	Valor
Potência de saída	450W
Tensão de Entrada	400V
Tensão de Saída	220V
Frequência de Comutação	50kHz
Razão Cíclica	0,9
Ondulação na Tensão de Saída	1%

Fonte: Autoria Própria.

4.1 CONSIDERAÇÕES DE PROJETO E CÁLCULOS

Com as especificações de projeto listadas na Tabela 3, é possível obter o valor médio da corrente de saída na carga, conforme (80).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 2,27A \quad (80)$$

Com base no equacionamento apresentado no capítulo 3 e nas especificações de projeto determinam-se os seguintes valores de relação de transformação e indutância magnetizante:

$$n = 2,2$$

$$L_m = 0,665mH$$

Utilizando-se os resultados da análise matemática, calculam-se os valores de corrente e durações das etapas de operação, conforme Tabela 4.

Tabela 4 - Valores das correntes e etapas de operação

$I_{Ld1} = 9,669A$
$I_{Ld2} = 10,992A$
$I_{Lm1} = 0,386A$
$I_{Lm2} = 0,662A$
$I_{Lm3} = 0,61A$
$I_{Lm4} = 0,0254A$
$\Delta_{t1} = 2,08\mu s$
$\Delta_{t2} = 0,393\mu s$
$\Delta_{t3} = 6,527\mu s$
$\Delta_{t4} = 1\mu s$

Fonte: Autoria Própria.

4.2 PARÂMETROS DE CONSTRUÇÃO DO PROJETO

A partir das análises realizadas na Seção 4.1, foi possível realizar a escolha dos componentes necessários para a construção do protótipo. A relação dos componentes está listada na Tabela 5. Já os detalhes construtivos dos indutores L_m e L_d são fornecidos na Tabela 6.

Tabela 5 - Lista de componentes utilizados no protótipo

Parâmetros	Componentes
C_1, C_2, C_3 e C_4	2,2 μ F x 450V Polipropileno
C_5 e C_6	1 μ F x 400V Polipropileno
R_1, R_2, R_3 e R_4	1,5k Ω
$D1, D2, D3, D4$	MUR840
S_1, S_2, S_3, S_4	IPW65R190CFD

Fonte: Autoria Própria.

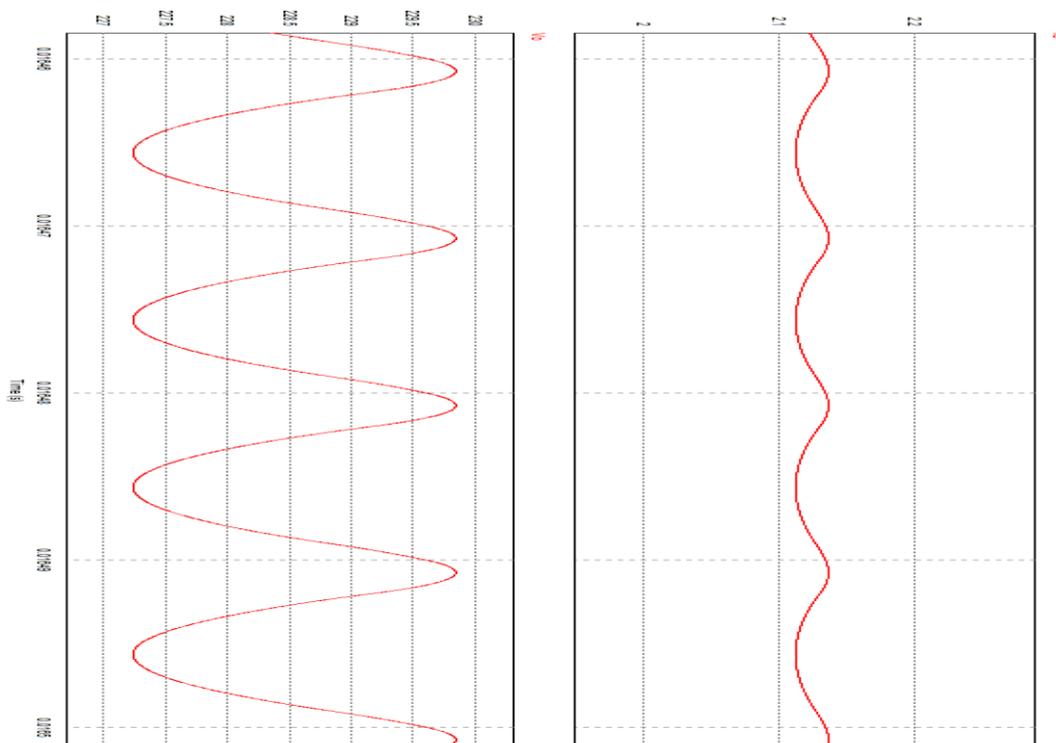
Tabela 6 - Dados construtivos dos elementos magnéticos			
Elementos	Número de Espiras		Indutância
	Primário	Secundário	
<i>Trafo</i>	16	40	672 μ H
<i>L_d</i>		26	71,438 μ H

Fonte: Autoria Própria.

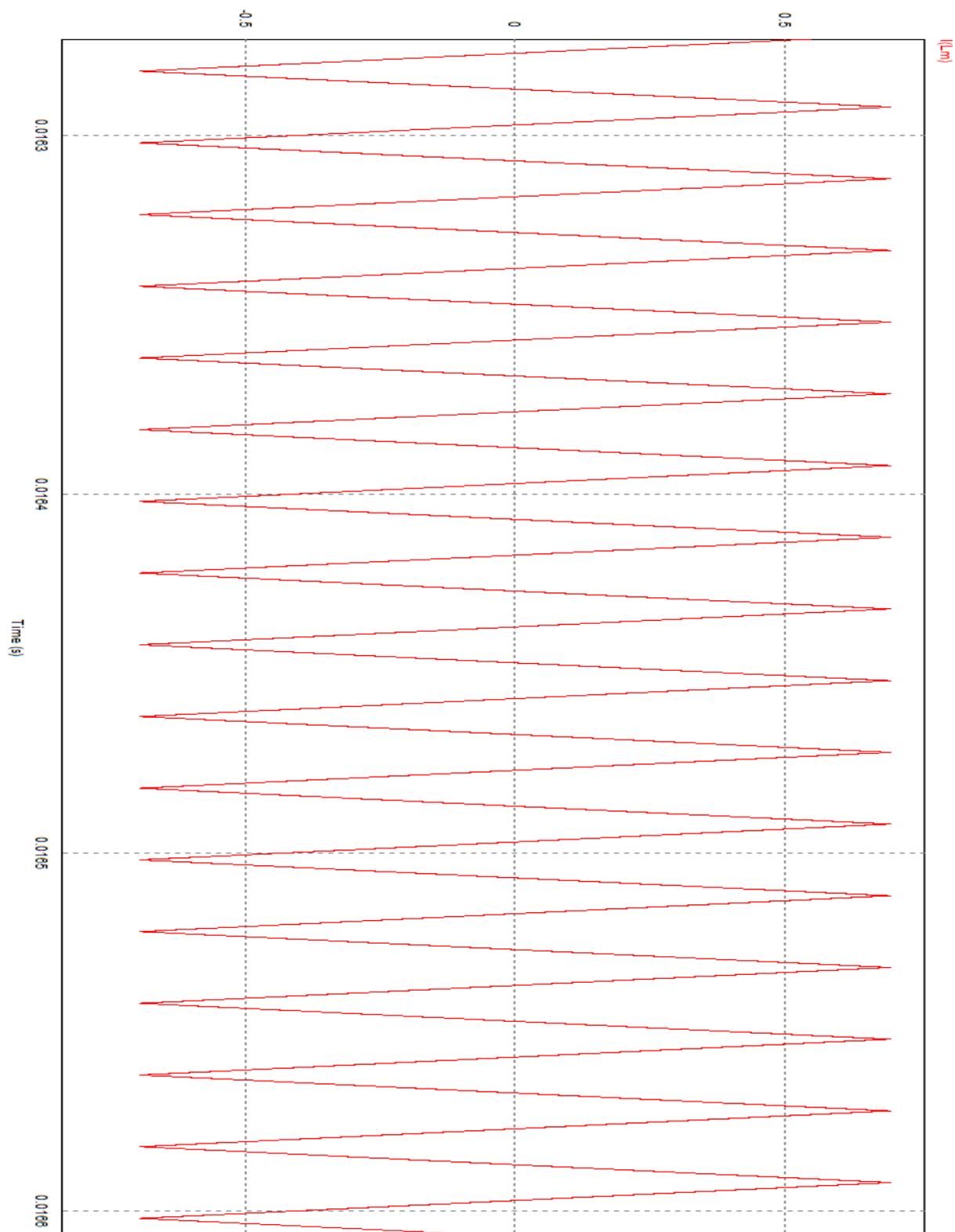
4.3 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Para a validação da análise matemática realizada neste trabalho, foi realizado teste de simulação em *softwares* relacionados a Eletrônica de Potência e Matemática, sendo eles *MathCad* para a solução das equações citadas no capítulo 3, bem como para a simulação do circuito foi utilizado o PSIM. As Figuras 16, 17, 18,19 e 20, mostram tensão e corrente de saída, corrente no indutor I_{Lm} , corrente no enrolamento do secundário do transformador, corrente I_{Ld} , pulsos de comando dos interruptores, respectivamente.

Figura 16- Formas de Onda i_o e V_o .

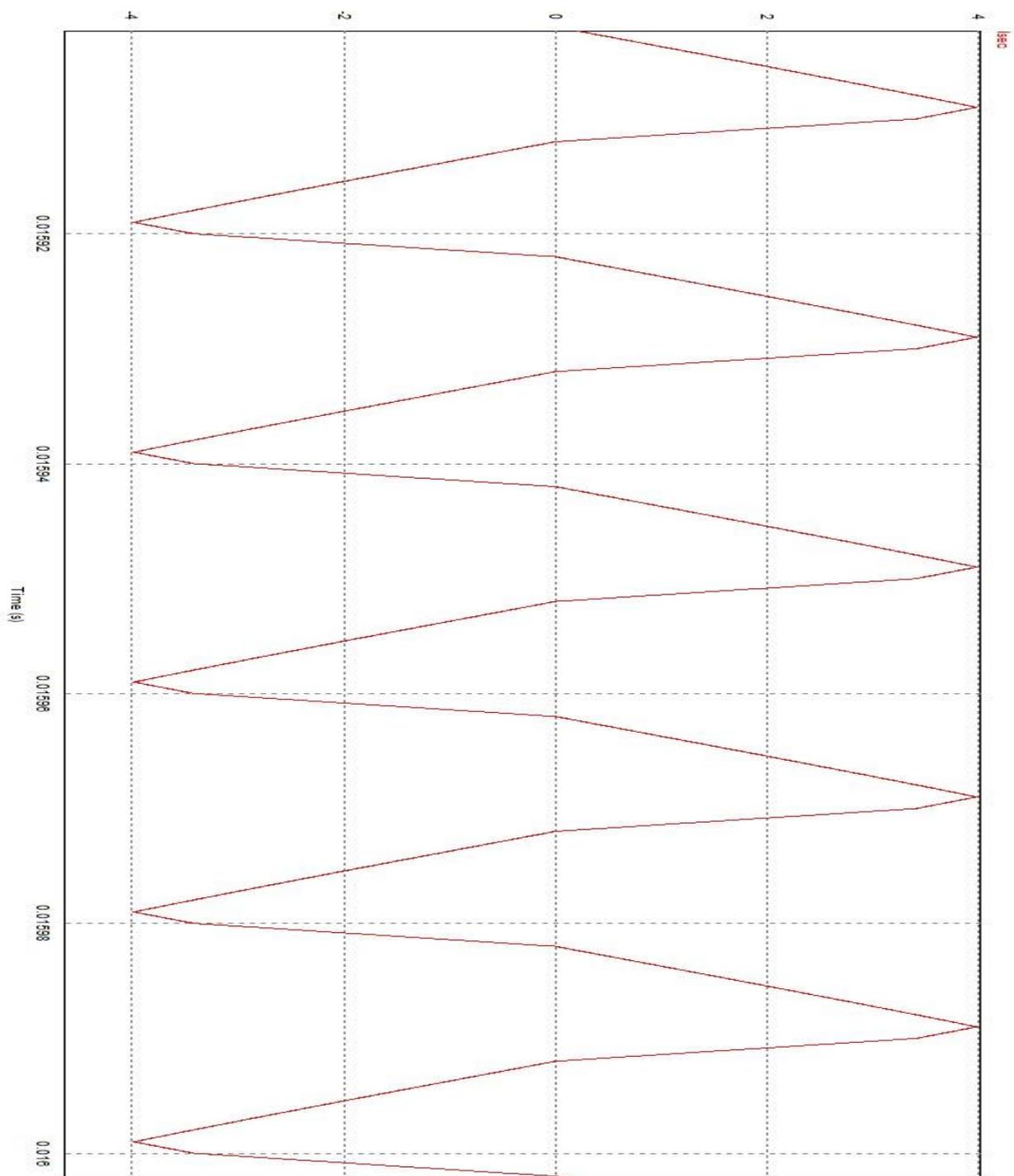


Fonte: Autoria Própria.

Figura 17 - Corrente de IL_m 

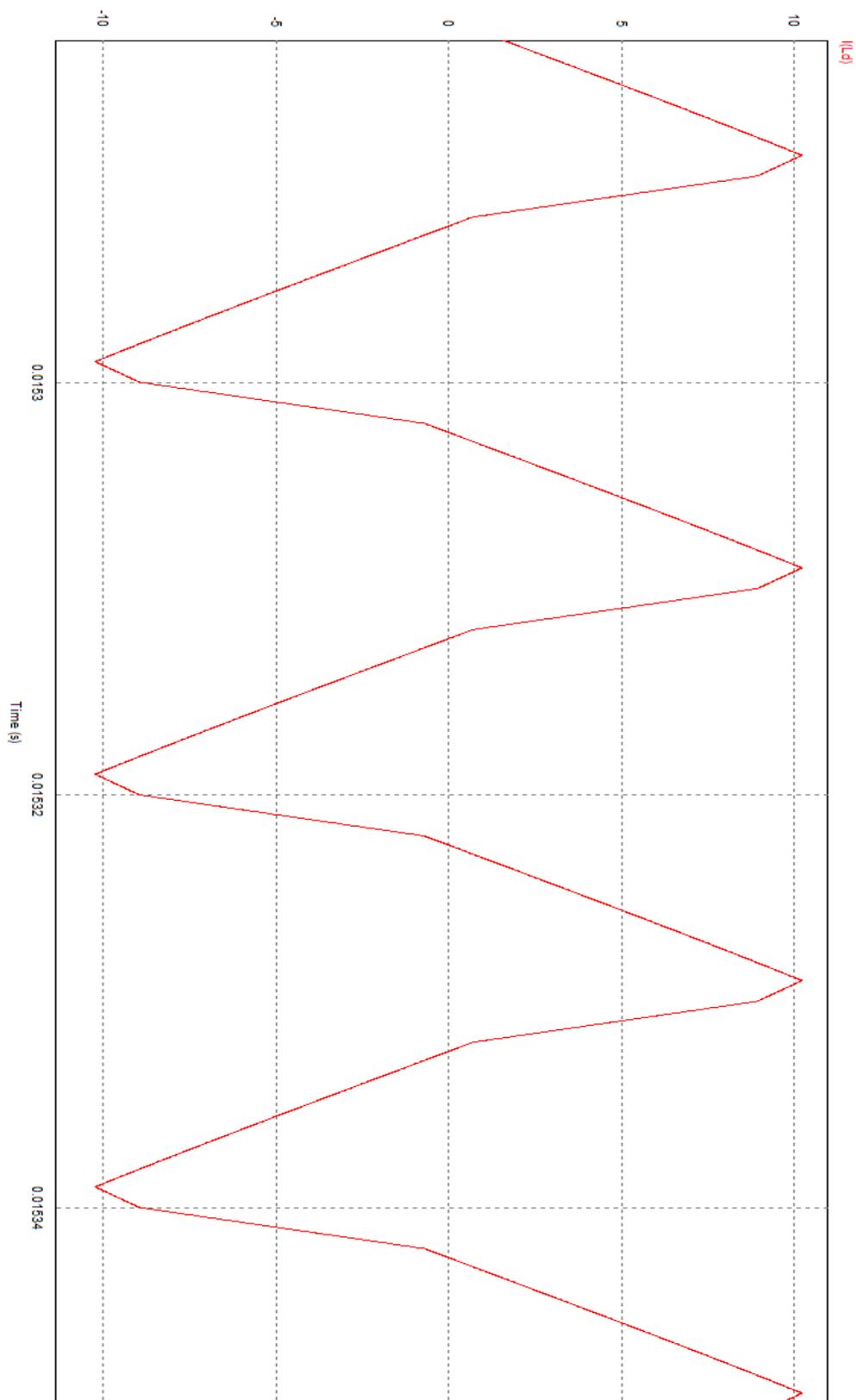
Fonte: Autoria Própria.

Figura 18 - Corrente no enrolamento secundário do transformador



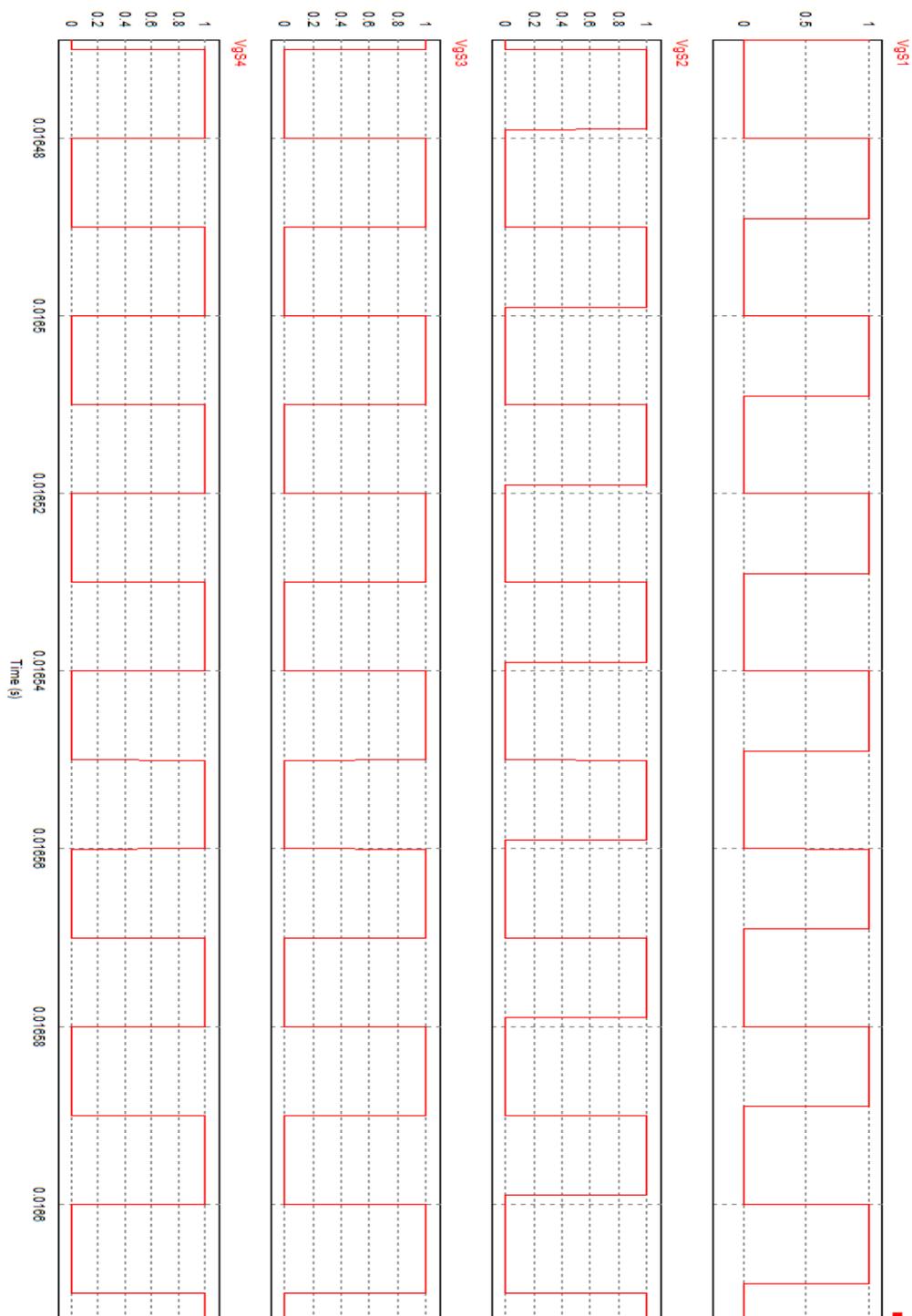
Fonte: Autoria Própria.

Figura 19 - Corrente ILd



Fonte: Autoria Própria.

Figura 20 - Pulsos de Comando dos interruptores.



5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de validar, de forma específica a análise matemática realizada no Capítulo 3 e da simulação realizada no Capítulo 4, foi desenvolvida a construção de um protótipo do conversor CC tipo T de 450W, conforme especificações previamente fornecidas na Tabela 3.

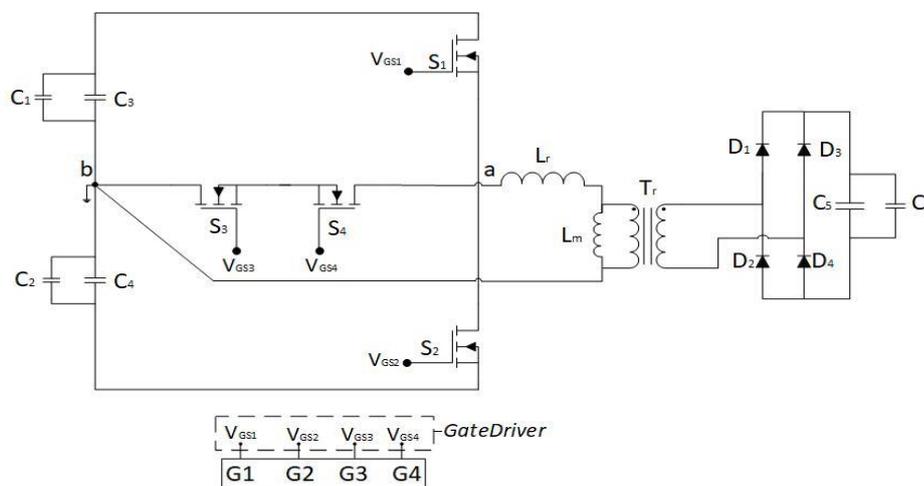
Os pulsos de comando foram gerados a partir do DSP 2808 da Texas Instruments. Já o comando dos MOSFETs foi realizado a partir de *drivers* isolados, mais especificamente o DRO100D25A fabricado pela Supplier®.

Todos os componentes utilizados no protótipo e cálculos para construção de alguns componentes pode ser visualizada no Capítulo 4, seção 4.2. Neste capítulo apresentam-se as principais formas de onda adquiridas nos testes com o protótipo operando em potência nominal.

5.1 PROTÓTIPO DO CONVERSOR T ZVS PWM

Após todas as análises de projeto certificadas, foi possível realizar a construção do protótipo de acordo com a especificação de projeto realizado no capítulo 4. O diagrama esquemático do protótipo é apresentado na Figura 21.

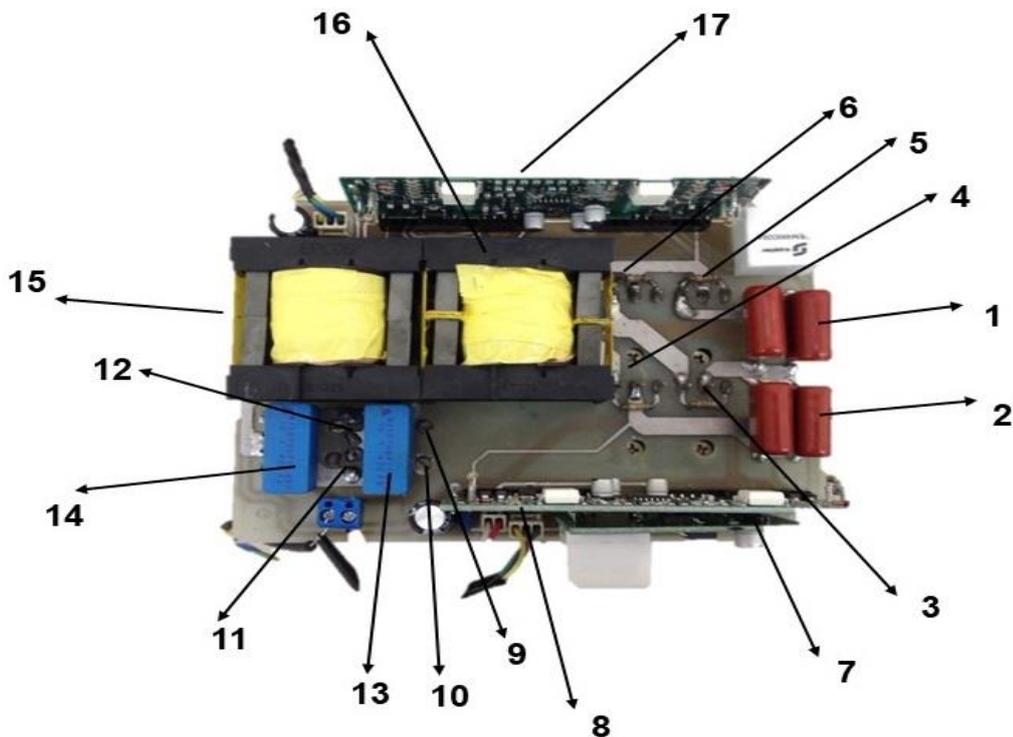
Figura 21 - Diagrama esquemático do protótipo de 450 W.



Fonte: Autoria Própria.

As Figuras 22 e 23 fornecem fotografias do protótipo do conversor. A Tabela 7 fornece a lista de componentes utilizados para a sua construção.

Figura 22 -Vista superior protótipo construído.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 23 -Vista de perspectiva protótipo construído.



Fonte: Autoria Própria.

Tabela 7 - Lista de componentes do protótipo

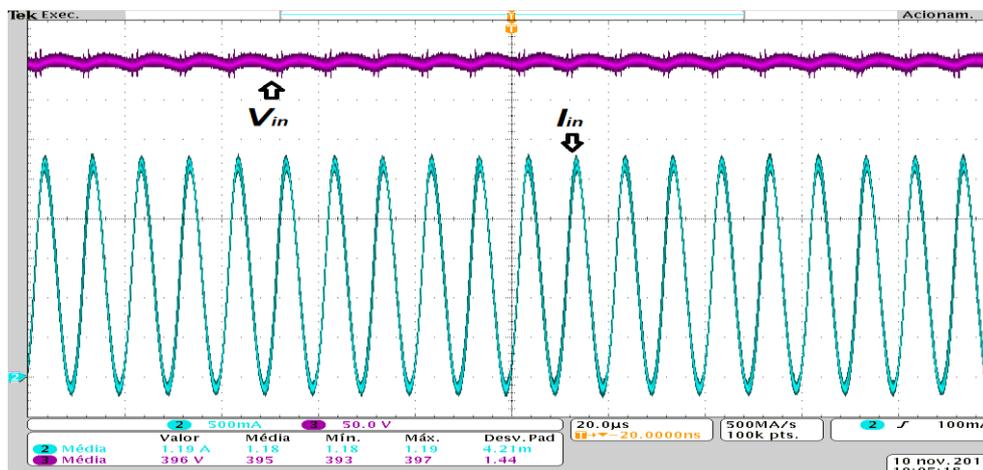
Numeração	Componente
1	Capacitor de entrada C_1 e C_3
2	Capacitor de entrada C_2 e C_4
3	MOSFET S_1
4	MOSFET S_3
5	MOSFET S_2
6	MOSFET S_5
7	Fonte do <i>Driver</i>
8	<i>Driver de comando</i> S_1 e S_2
9	D1
10	D2
11	D3
12	D4
13	Capacitor C_5
14	Capacitor C_6
15	Transformador
16	L_r
17	<i>Driver de comando</i> S_3 e S_4

Fonte: Autoria Própria.

5.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA EXPERIMENTAIS

As principais formas de onda serão descritas nessa seção, na Figura 24, é possível verificar a tensão e corrente de entrada do conversor a tensão de entrada representada por V_{in} e a corrente de entrada representada por I_{in} . Verifica-se, nesta figura, que a corrente de entrada é pulsante, uma vez que nesta topologia não há filtro indutivo na entrada.

Figura 24 - Tensão[50V/div] e corrente[500mA/div] de entrada do Conversor.

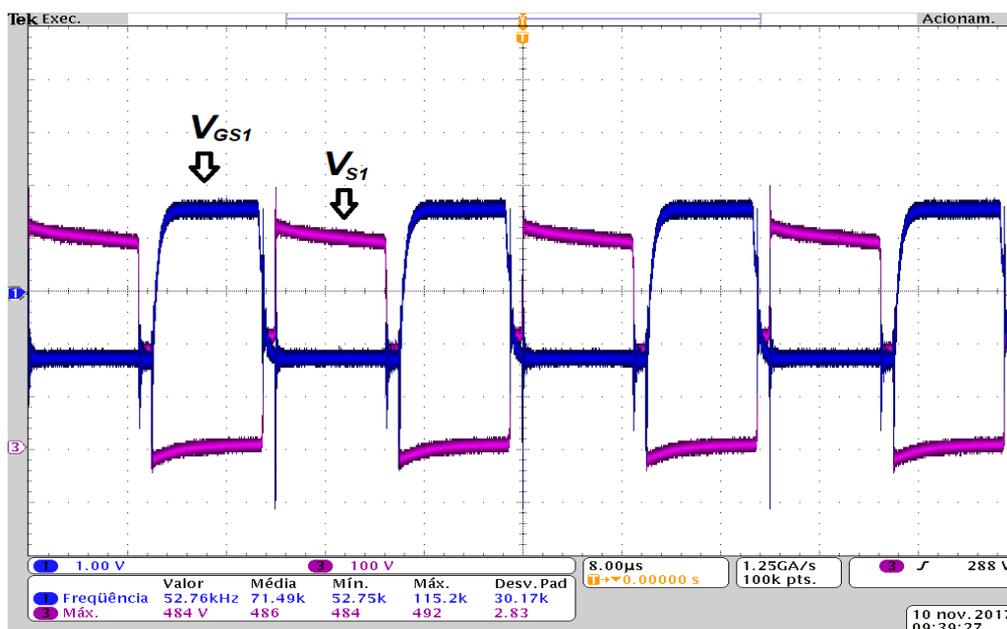


Fonte: Autoria Própria

As Figuras 25, 26, 27 e 28 mostram os sinais de comando nos interruptores (S_1 , S_2 , S_3 e S_4), respectivamente, bem como as tensões aplicadas nos mesmos. A

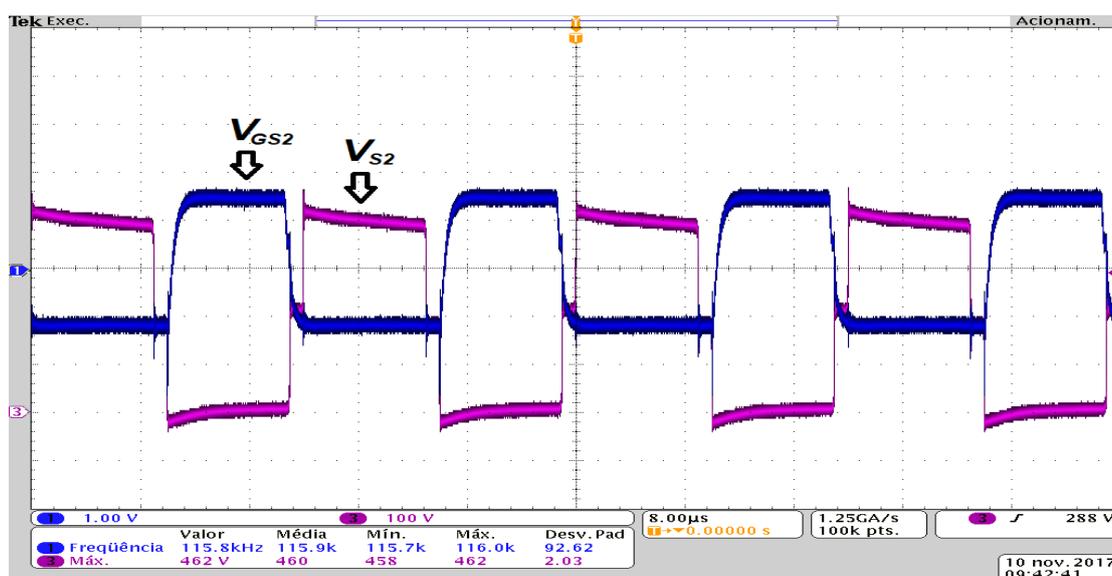
partir destes resultados verifica-se a operação do conversor em 50 kHz (as medições estão divergentes por conta de ruídos induzidos, mas pode-se verificar que o período na tela corresponde a 20 μ s) e com pouca sobretensão nos interruptores.

Figura 25- Pulso de comando e tensão de bloqueio em S1 [VGS1 [1V/div] VS1 tensão[100V/div].



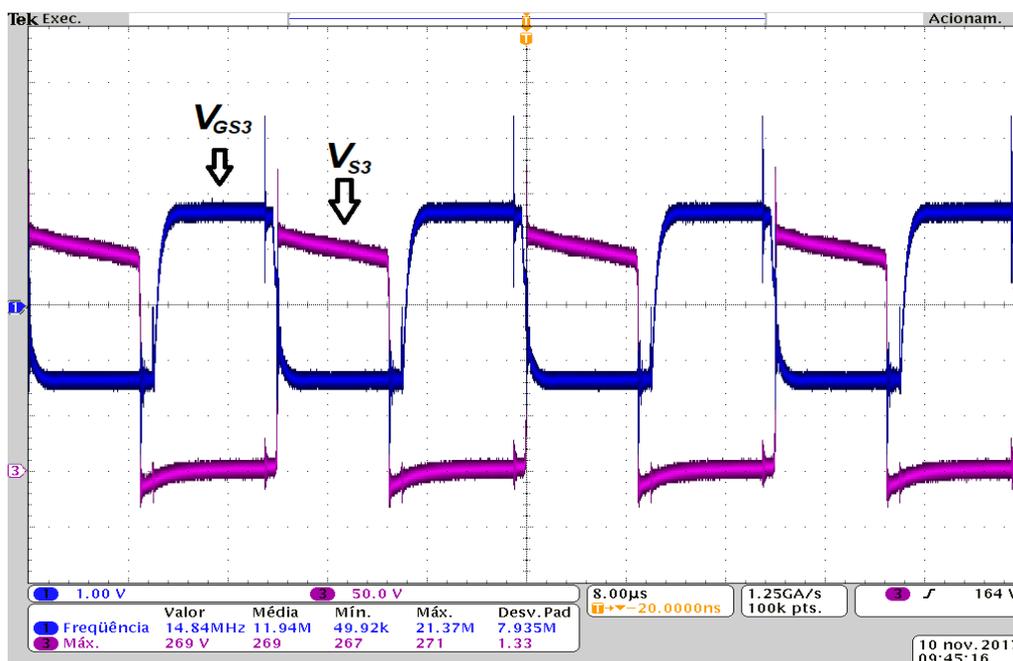
Fonte: Autoria Própria.

Figura 26 - Pulso de comando e tensão de bloqueio em S2 [VGS2 [1V/div] VS2 tensão[100V/div].



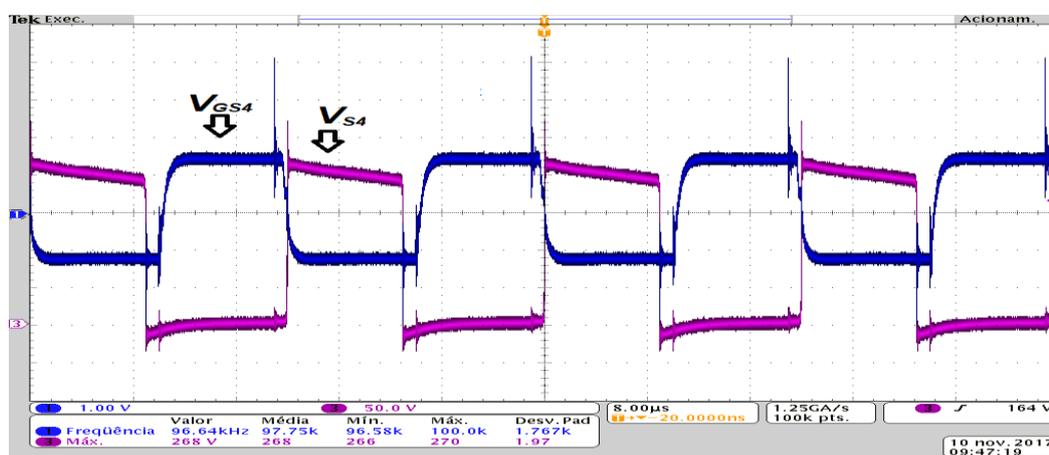
Fonte: Autoria Própria

Figura 27 -Pulso de comando e tensão de bloqueio em S3 [VGS3 [1V/div] VS3 tensão[50V/div].



Fonte: Autoria Própria.

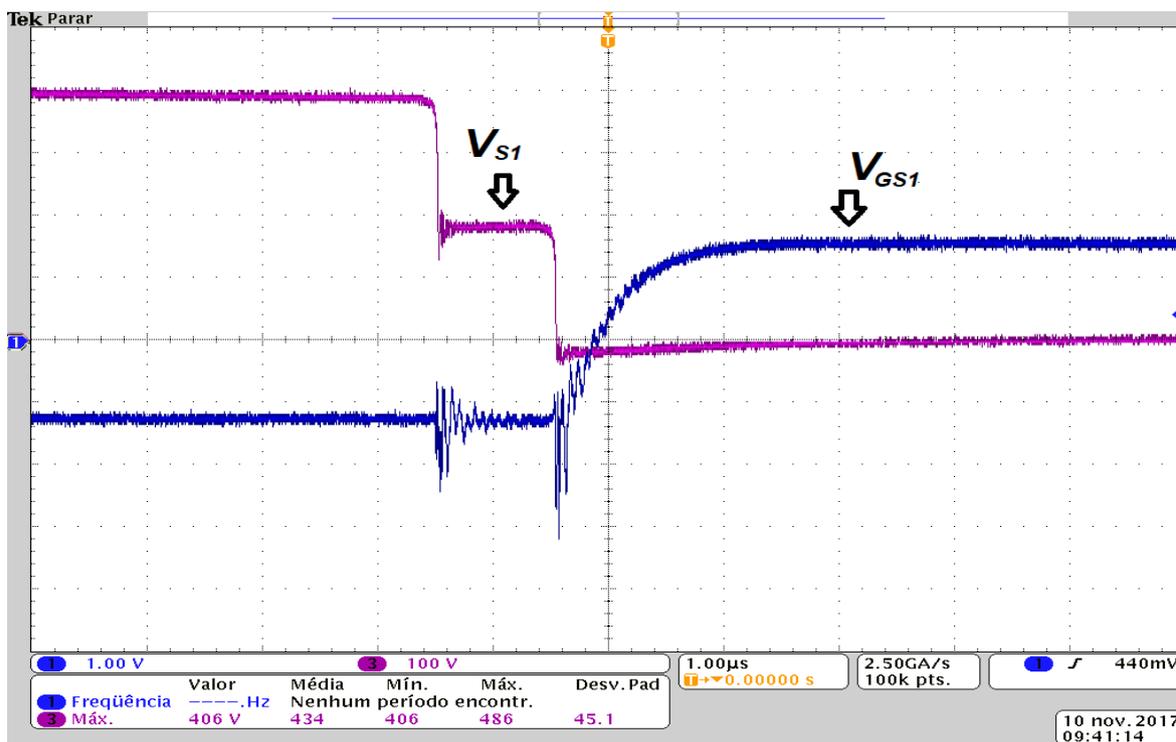
Figura 28 -Pulso de comando e tensão de bloqueio em S4 [VGS4 [1V/div] VS4 tensão[50V/div]



Fonte: Autoria Própria.

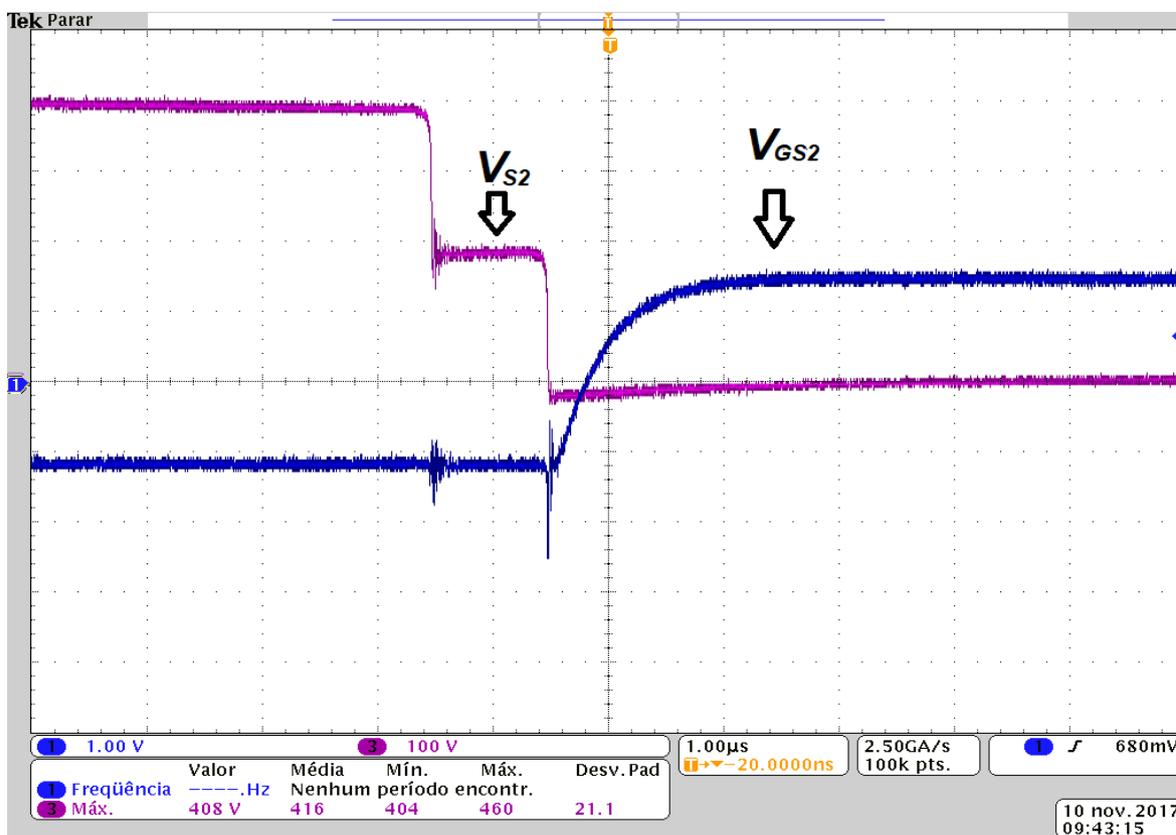
As Figuras 29, 30, 31 e 32, mostram detalhes do acionamento dos quatro interruptores do conversor. Com base nestes resultados é possível verificar que há comutação sob tensão nula em todos os interruptores. Verifica-se, também, que o intervalo de tempo para a comutação de S1 e S2 é menor que para S3 e S4, de forma que os primeiros são considerados críticos com relação à ocorrência de comutação suave.

Figura 29 -Detalhe da entrada em condução do interruptor S1



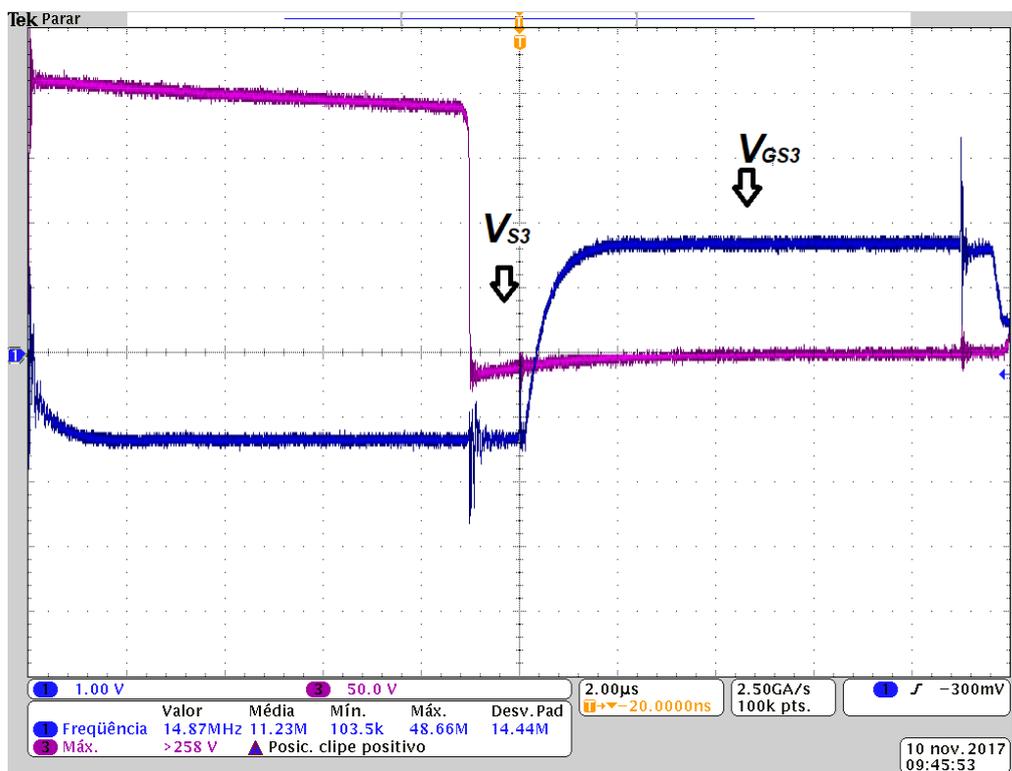
Fonte: Autoria Própria

Figura 30 -Detalhe da entrada em condução do interruptor S2



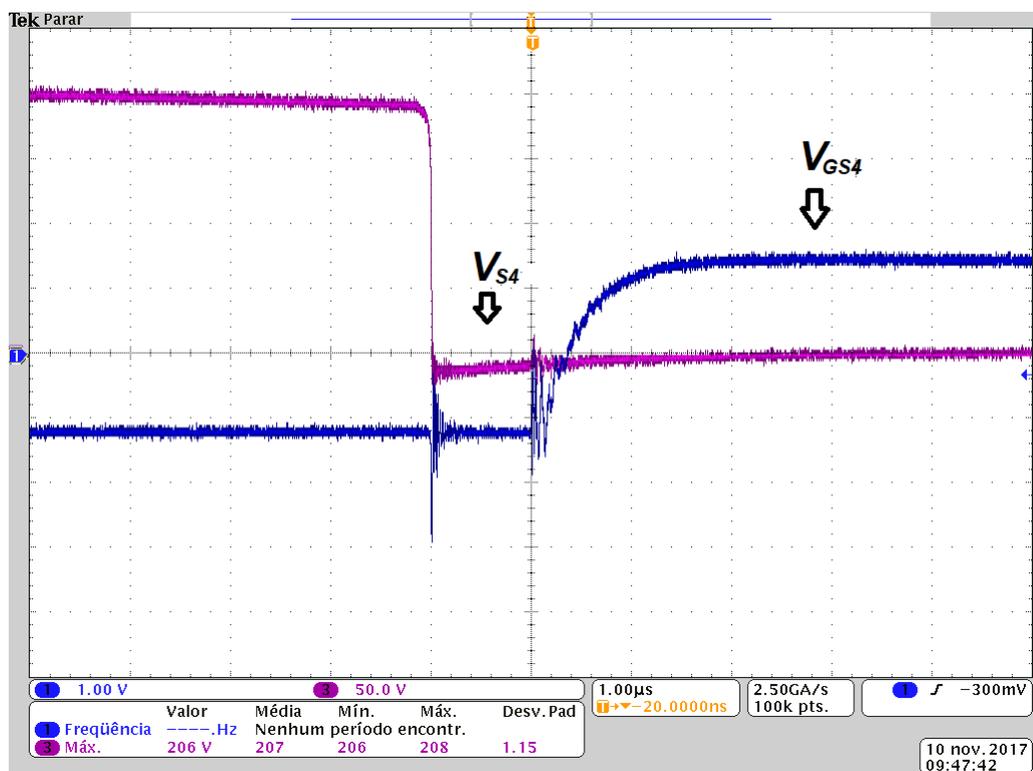
Fonte: Autoria Própria

Figura 31 - Detalhe da entrada em condução do interruptor S3.



Fonte: Autoria Própria.

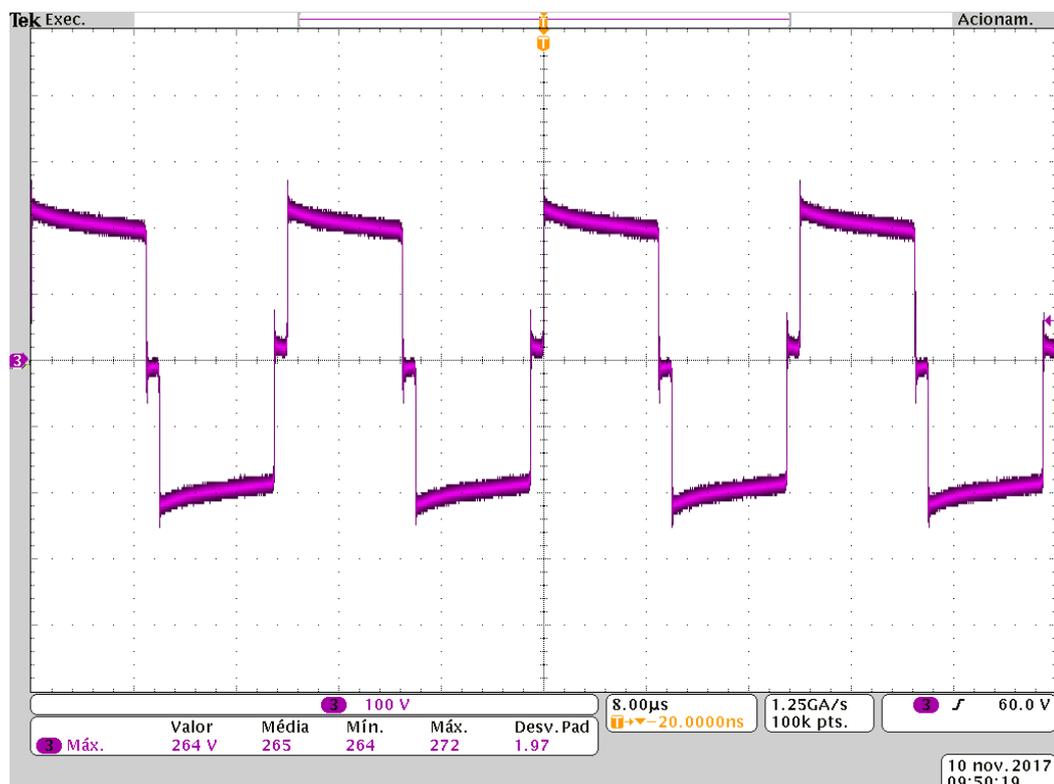
Figura 32 - Detalhe da entrada em condução do interruptor S4.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 33 apresenta a forma de onda experimental de a tensão V_{ab} , sendo possível de visualizar os três níveis de tensão previstos na análise teórica.

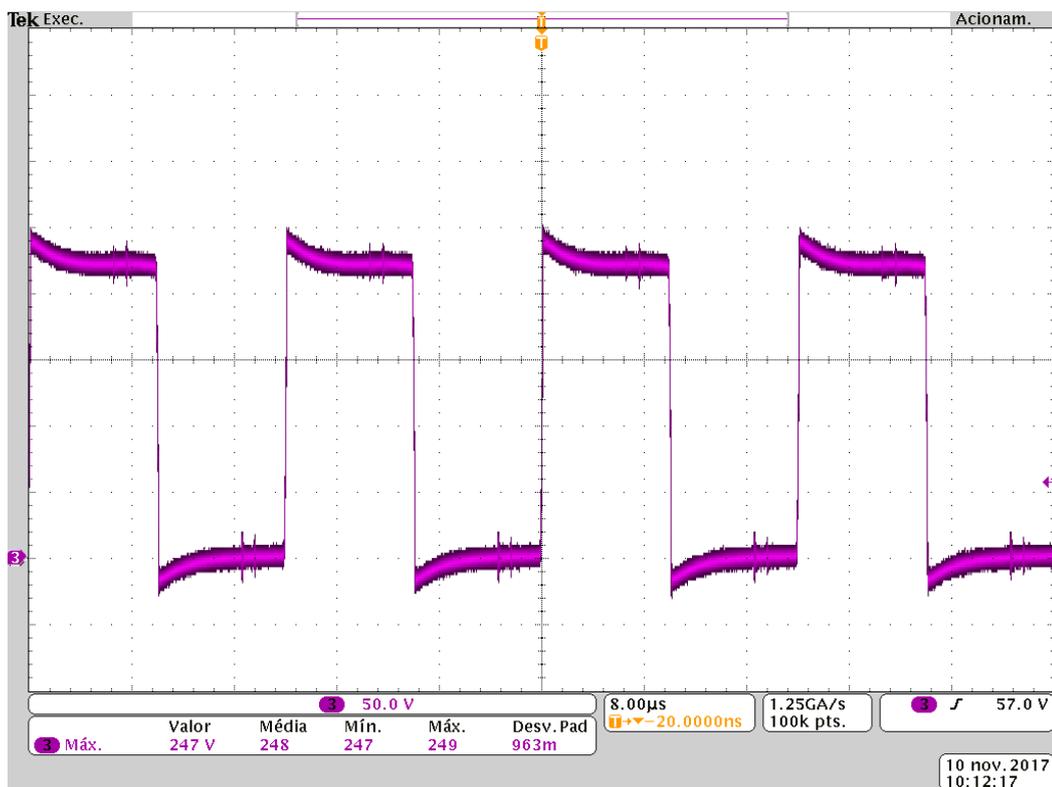
Figura 33 - Tensão V_{ab} [100V/div].



Fonte: Autoria Própria.

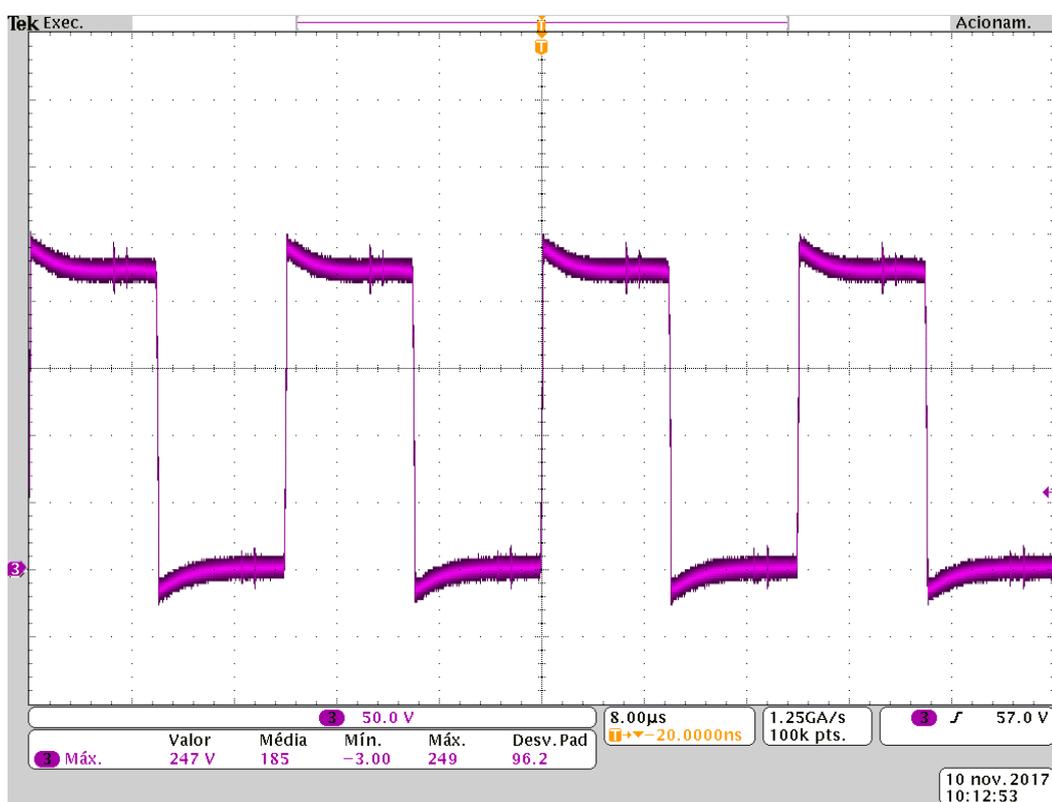
As Figuras 34, 35, 36 e 37 mostram a tensão reversa dos diodos retificadores (D1, D2, D3 e D4) respectivamente. Os resultados demonstram que os valores máximos de tensão reversa estão abaixo do limite de 400 V dos componentes utilizados. Destaca-se que na topologia sob estudo não são necessários circuitos auxiliares para limitação da sobretensão nos diodos de saída (*snubbers* ou grampeadores) como ocorre na versão com saída em corrente.

Figura 34 - Tensão reversa do D1 (diodo retificador) [50V/div].



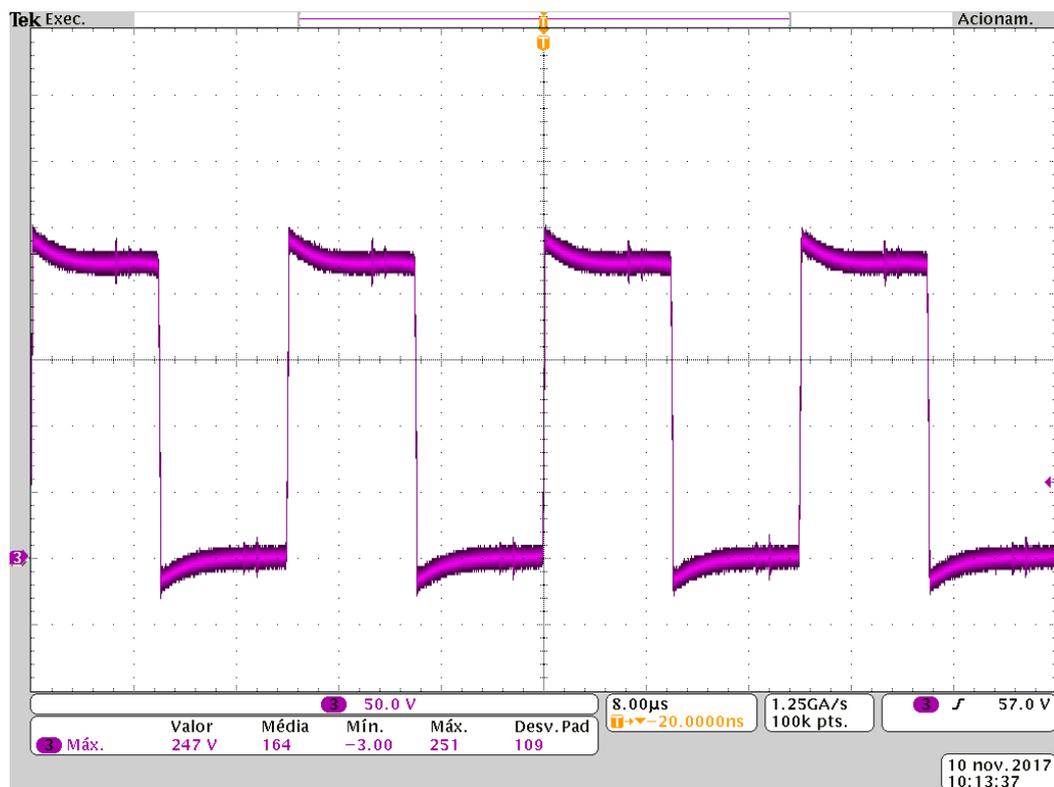
Fonte: Autoria Própria.

Figura 35 - Tensão reversa do D2 (diodo retificador) [50V/div].



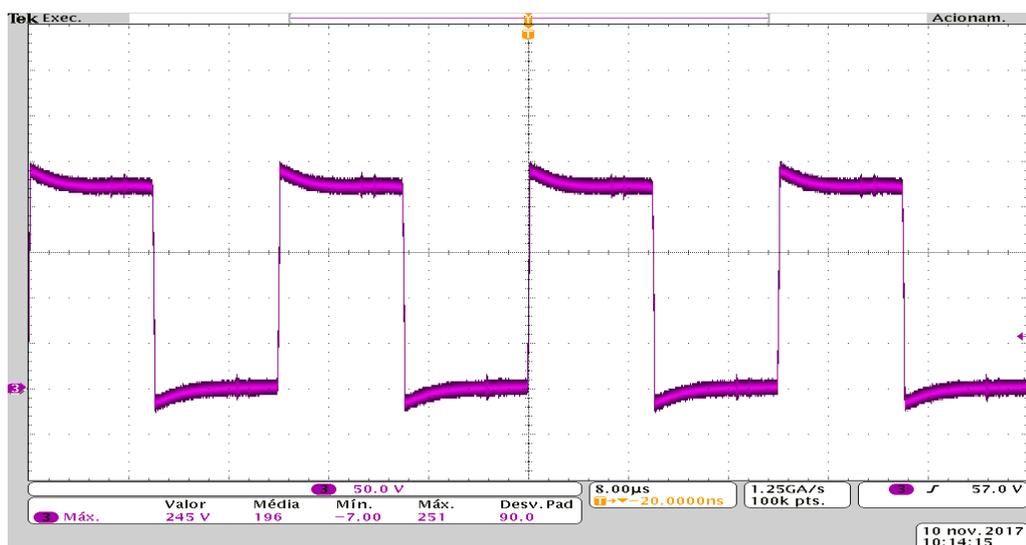
Fonte: Autoria Própria.

Figura 36 - Tensão reversa do D3 (diodo retificador) [50V/div].



Fonte: Autoria Própria.

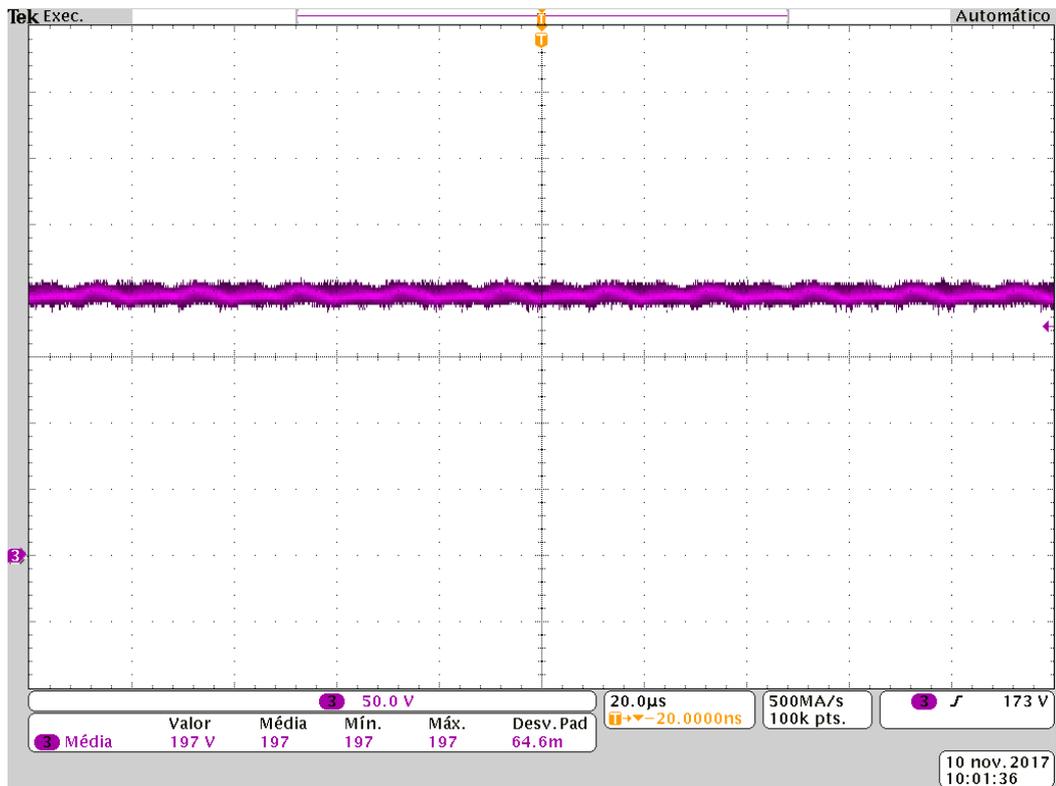
Figura 37 - Tensão reversa do D4 (diodo retificador) [50V/div].



Fonte: Autoria Própria.

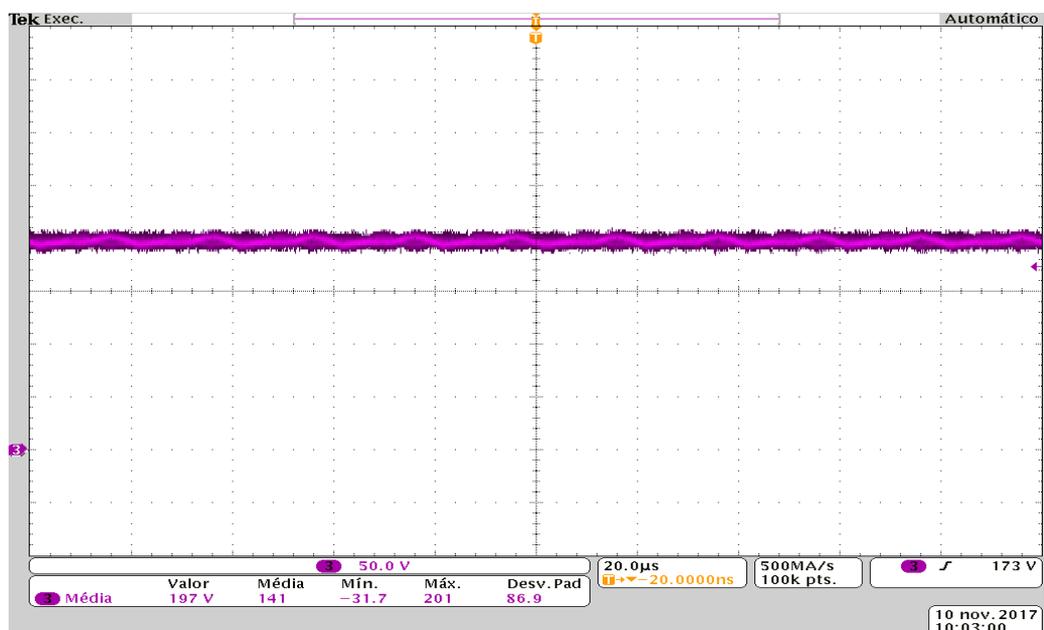
As Figuras 38 e 39 mostram as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Verifica-se o equilíbrio natural da tensão nos barramentos, sem a necessidade de ação de controle.

Figura 38 - Tensão sobre o capacitor C1 [50v/div].



Fonte: Autoria Própria.

Figura 39 - Tensão sobre o capacitor C2 [50V/div].

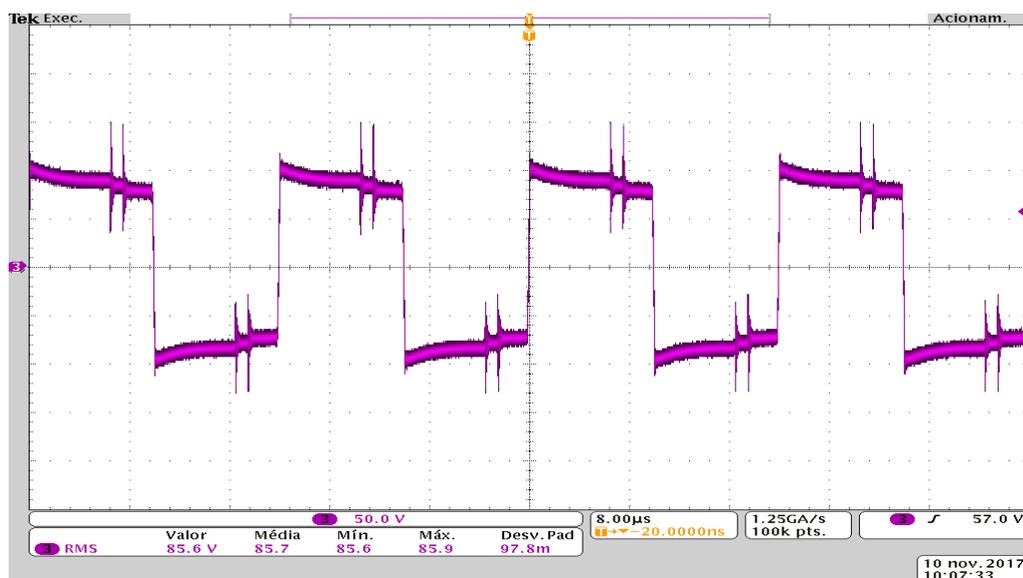


Fonte: Autoria Própria.

As formas de onda das tensões no transformador podem ser observadas nas Figuras 40 e 41, sendo elas tensão no enrolamento primário e enrolamento

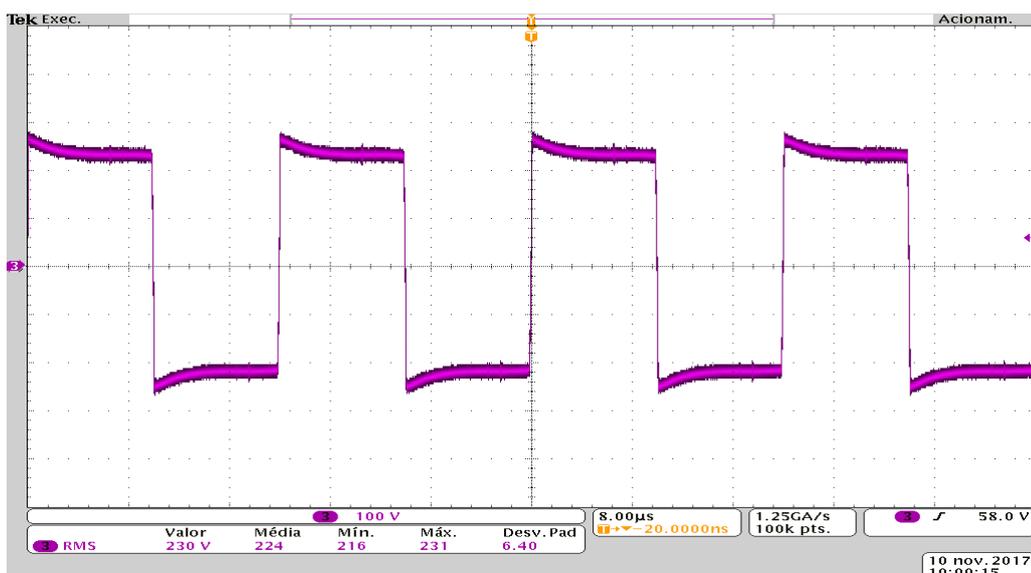
secundário, respectivamente. Os dois níveis do transformador podem ser observados, que ocorrem devido ao transformador estar conectado a um retificador de onda completa com filtro capacitivo. Verifica-se, também, que a relação de transformação está de acordo com o projeto físico do transformador.

Figura 40 - Tensão no enrolamento primário do transformador [50V/div].



Fonte: Autoria Própria.

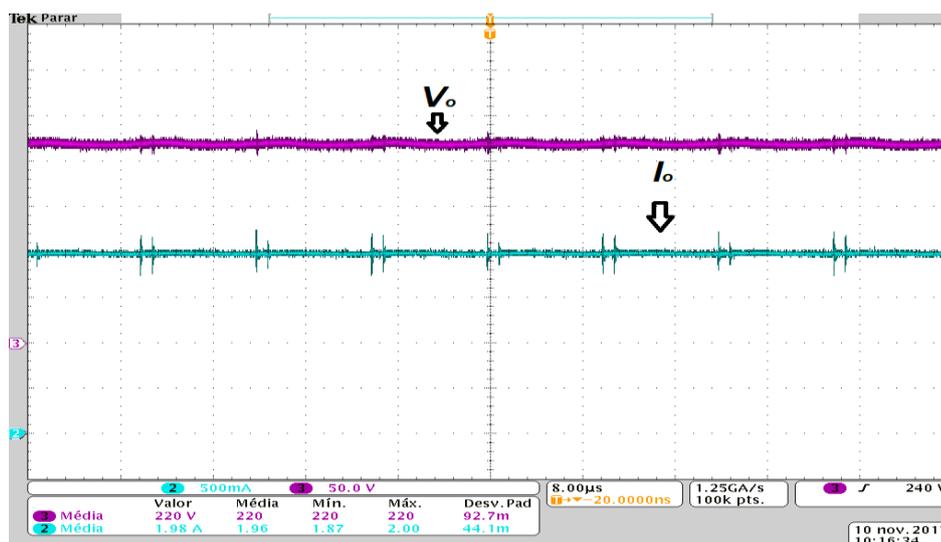
Figura 41 - Tensão no enrolamento secundário do transformador [100V/div].



Fonte: Autoria Própria.

Na Figura 42 é possível visualizar as formas de onda da tensão e corrente de saída, sendo elas V_o e I_o . É importante observar que os valores medidos são bem próximos aos valores esperados. Os ruídos presentes nas medições têm origem na interferência gerada nas ponteiros nos instantes das comutações dos interruptores do conversor.

Figura 42 - Tensão[50V/div] e corrente[500mA/div] de saída do conversor.



Fonte: Autoria Própria.

5.3 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

Esta seção agrupa os principais resultados do estudo, sendo possível uma comparar as previsões teóricas com as medições em laboratório, conforme a Tabela 8.

Tabela 8 - dados das especificações de projeto.

Referência	Teórico	Simulação	Experimental
Tensão de Entrada	400 V	400 V	396 V
Corrente de Entrada	1,12 A	1,21 A	1,19 A
Frequência	50 kHz	50kHz	50 kHz
Razão Cíclica	0,9	0,9	0,9
Tensão de Saída	220 V	228 V	220 V
Corrente de Saída	2,27 A	2,12A	1,98A

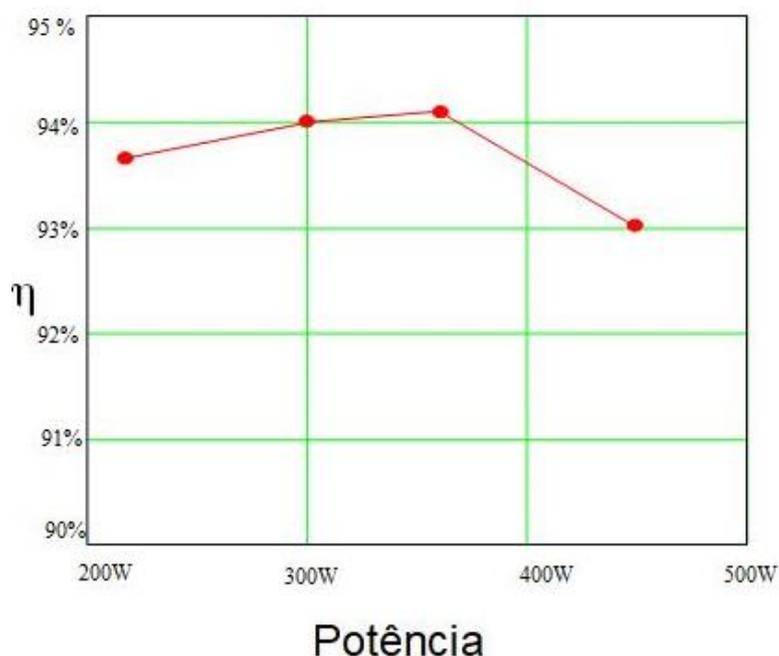
Fonte: Autoria Própria

De acordo com a Tabela 8 é possível verificar uma boa concordância entre teoria, simulação e prática, validando assim os procedimentos de análise e de projeto do conversor.

5.4 ANALISE DOS RESULTADOS DE RENDIMENTO

Após toda o embasamento teórico e a construção do protótipo, foi possível usando o analisador de potência WT500 da Yokogawa para as medições de rendimento do circuito. O Gráfico 1 apresenta quatro medições de rendimento para diferentes condições de potência de saída. O valor máximo medido foi de 94,1% em condição aproximada de metade da carga. É importante observar que componentes comuns foram utilizados na construção do protótipo, sendo que os valores obtidos são considerados bons para uma topologia isolada.

Gráfico 1- Curva de rendimento em função da potência de saída.



Fonte: Autoria Própria.

O rendimento foi medido mantendo-se a tensão de saída fixa de 220 V, sendo que a razão cíclica foi ajustada para cada condição de carregamento do circuito.

6 CONCLUSÃO

O conhecimento adquirido neste trabalho foi de grande valia, salientando que a procura por topologias adequadas para o processamento de energia está aumentando com o passar dos anos. Consequentemente, é nítida as evidências encontradas neste documento de boa performance do circuito, tomando como base as literaturas existentes e com características de projeto semelhantes.

Abreviando de forma pausada o documento, é factível a necessidade de toda o estudo relacionado a conversores, desde a modelagem matemática a construção do protótipo, para desta forma se obter resultados significantes. No capítulo 3 foi abordada uma análise matemática generalizada levando-se em conta a influência da indutância de magnetização, fornecendo os subsídios necessários para o projeto adequado do conversor.

Com uma fundamentação teórica concluída, foram realizadas especificações para a construção de um protótipo. A escolha das especificações de projeto foi realizada de acordo com a disponibilidade de componentes da própria instituição. Com isso, foi possível realizar o dimensionamento dos componentes do conversor, tais como transformador, indutor, interruptores, capacitores, entre outros

O conversor do tipo T com saída em tensão respondeu de forma satisfatória ao esperado pelo projeto, visto que os resultados apresentados no Capítulo 5 demonstram a validade das análises realizadas. O rendimento na faixa dos 93-94% foi considerado bom, uma vez que nenhum processo de otimização foi desenvolvido. Outra característica importante validada em laboratório foi a distribuição equilibrada da tensão de entrada entre os capacitores de entrada. Verificou-se também, a ocorrência de comutação sob tensão nula em todos os interruptores da estrutura, fato este que contribuiu significativamente para os bons resultados obtidos.

Por fim, é válido ressaltar a importância de estudos relacionados a conversores CC, para o uso em energias renováveis, veículos elétricos, equipamentos eletrônicos, micro redes, entre outros. É visível que o conversor abordado neste trabalho atende aos requisitos, sendo possível ser aprofundado o estudo sobre o mesmo visando uma resposta otimizada.

Como sugestões de trabalhos futuros citam-se: (a) análise dinâmica para operação em malha fechada; (b) verificação da possibilidade de operação com

comutação suave para qualquer condição de carga, a partir da escolha adequada de L_m ; (c) projeto otimizado visando a minimização do volume e/ou maximização do rendimento.

REFERÊNCIAS

AGOSTINI JUNIOR, Eloi. **Conversor CC-CC Trifásico ZVS PWM de Três Níveis**. 2012. 267 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012

BANDEIRA JUNIOR, Delvanei G.. **Conversor CC-CC Tipo T ZVS PWM: Análise, Projeto e Implementação**. 2014. 117 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência. 6.º ed. Florianópolis**: Ed. do Autor, 2006. 328 p.

BARBI, Ivo; SOUZA, Fabiana Pöttker de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Florianópolis: Ed. dos Autores, 1999. 376 p

BASCOPÉ, René Pastor Torrico. **Conversores CC-CC ZVS PWM duplo forward com acoplamento magnético**. 2000. 266 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.

BOTTION, Antonio José Bento. **Conversores CC-CC Básicos não isolados de três níveis**. 2005. 260 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

BRAGA, Henrique Antônio Carvalho. **Conversores Multiníveis de Corrente**. 1996. 228 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1996.

CASARO, Marcio Mendes; MARTINS, Denizar Cruz. Processamentos Eletrônicos da Energia Solar Fotovoltaico em Sistemas Conectados à Rede Elétrica. **Revista Controle e Automação**, Ponta Grossa, v. 21, n. 2, p.159-172, abr. 2010.

COELHO, Roberto Francisco. **Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de carga CC a partir de fontes renováveis**. 2013. 330 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.

GULES, Roger. **Estudo de conversores CC-CC Isolados Operando**. 2001. 242 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

ILLA FONT, Carlos Henrique. **Grampeamento Ativo Para Estágios Retificadores de Saída de Conversores CC-CC Isolados**. 2003. 109 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

IMBERTSON, Paul; MOHAN, Ned. Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with No Conduction Loss Penalty. **IEEE Transactions On Industry Applications**, v. 29, n. 1, p.121-125, jan. 1993

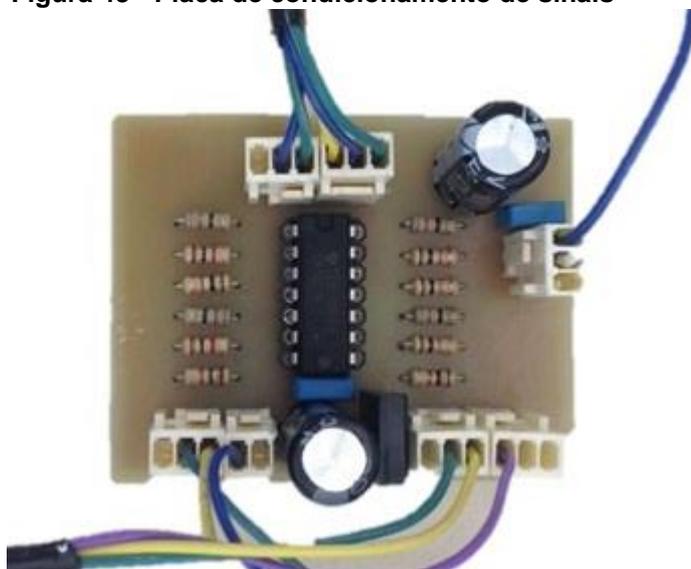
RODRIGUES, Marcio de Carmo Barbosa. **Inversor Boost Multinível em corrente e suas aplicações no Processamento de Energia em sistemas Fotovoltaicos Monofásicos Conectados à Rede Elétrica**. 2004. 223 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2004.

SCHWEIZER, Mario; KOLAR, Johann W. (Org.). Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Convert for Low-Voltage Application. **IEEE Transactions On Power Eletronics**, v. 28, n. 2, p.899-907, fev. 2013.

APÊNDICE A - Implementação do DSP

Para a realização da geração da modulação do conversor, bem como a geração de sinais e controle do conversor utilizou-se um DSP 2808 da TEXAS INSTRUMENTS, que foi responsável por gerar os sinais necessários. A alimentação do DSP foi realizada por uma placa de condicionamento de sinal, também fabricada no próprio laboratório, a qual condiciona os sinais recebidos do DSP. Essa placa pode ser observada na Figura 43.

Figura 43 - Placa de condicionamento de sinais



Fonte: Autoria Própria

APÊNDICE B - Definições de Projeto L_d e L_m

Tabela 9 - Especificação Indutor L_m

Indutância	1,429mH
Número de Espiras do primário	16
Número de Espiras do Secundário	40
Núcleo Escolhido	ETD39-N97
Número de condutores do Primário	8
Número de condutores do Secundário	3
Comprimento do Fio Primário	1,2
Comprimento do Fio Secundário	2,9
Condutor Escolhido	Litz 22x38

Fonte: Autoria Própria

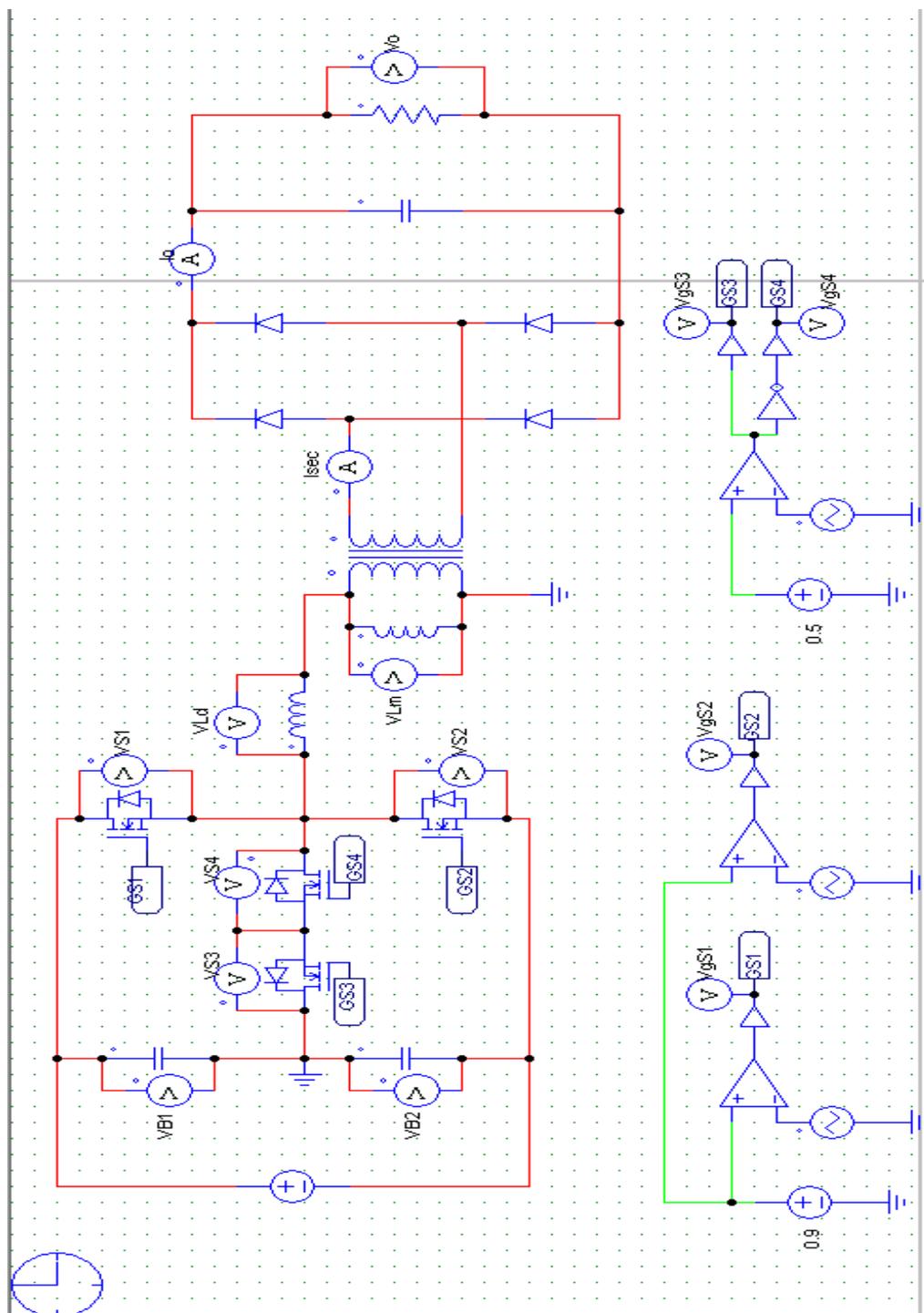
Tabela 10 – Especificação Indutor L_d

Indutância	0,665mH
Número de Espiras	26
Núcleo Escolhido	ETD39-N97
Número de condutores	5
Comprimento do Fio	1,8
Condutor Escolhido	Litz 41x38

Fonte: Autoria Própria

APÊNDICE C - Esquemático de simulação no PSIM

Figura 44 - Esquemático PSIM



Fonte: Autoria Própria