

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

**GABRIEL VANASSI BERNARDI**

**ANÁLISE DAS PERDAS UM CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO  
EMPREGANDO SEMICONDUTORES SiC**

**JOINVILLE, SC**

**2018**

**GABRIEL VANASSI BERNARDI**

**ANÁLISE DAS PERDAS UM CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO  
EMPREGANDO SEMICONDUTORES SiC**

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito final para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Yales Rômulo de Novaes

**Joinville, SC**

**2018**

**GABRIEL VANASSI BERNARDI**

**ANÁLISE DAS PERDAS UM CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO  
EMPREGANDO SEMICONDUTORES SiC**

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito final para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

**Banca examinadora:**

Orientador:

---

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

Membros:

---

Prof. Dr. Sergio Vidal Garcia de Oliveira

---

Me. Daniel Gustavo Castellain

**Joinville, SC**

**2018**

## DEDICATÓRIA

A minha família por ter me proporcionado a oportunidade de chegar até aqui.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a minha família pelo apoio e motivação durante todos os anos de graduação, aos amigos pelos bons momentos compartilhados, ao Prof. Yales Rômulo de Novaes pela orientação e suporte na realização deste trabalho, ao PET Engenharia Elétrica pelas oportunidades que tive, ao nPEE pela estrutura, à UDESC pelo conhecimento e à FAPESC pelo suporte financeiro através do projeto “Estudo de Sistemas De Processamento de Energia Fotovoltaica”.

## RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto de um conversor CC-CC de alto ganho com rendimento de 82,3%, elevando a tensão de entrada de 34 para 380 volts na saída, empregando semicondutores SiC. Os possíveis arranjos utilizados na geração de energia por meio de painéis fotovoltaicos são apresentados e a necessidade de alto rendimento nos conversores elevadores de tensão utilizados nestas aplicações é evidenciada para que se possa extrair o máximo de cada painel. As perdas causadas pelos principais elementos, passivos e ativos, presentes em conversores estáticos são discutidas e apresenta-se como podem ser calculadas. O conversor escolhido como objeto de estudo deste trabalho, bem como suas etapas de operação são apresentados e calcula-se os esforços de tensão e corrente a que cada elemento está submetido. São expostos os materiais escolhidos para a construção do conversor e a potência dissipada por eles é calculada a fim de estimar o rendimento do projeto. São apresentados os resultados obtidos por meio de simulação com o *software* OrCAD Pspice, bem como resultados experimentais obtidos com o protótipo construído e, por fim, discute-se algumas considerações finais.

**Palavras-chave:** Perdas. Conversor estático. Alto ganho. SiC. Rendimento.

## ABSTRACT

This work presents the design of a DC-DC high gain converter with efficiency of 82,3%, increasing the input voltage from 34 to 380 volts at the output, using SiC semiconductors. The possible arrangements used in photovoltaic energy generation are presented and the necessity of high efficiency step up converters used in these applications is evidenced so that the maximum of each panel can be extracted. The losses caused by the main components present on converters are discussed and its calculation are presented. The converter chosen as object of study of this work and its stages of operation are presented as well as the voltage and current stresses calculation that each component is submitted. The materials selected for the construction of the converter are exposed and the power dissipated by them is calculated in order to estimate the efficiency of the design. The simulation results obtained with OrCAD Pspice software and experimental results obtained with the prototype are presented and, finally, some considerations are discussed.

**Keywords:** Losses. Power converter. High gain. SiC. Efficiency.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Arranjo proposto por (CABRAL, 2013).....	19
Figura 2 - Recuperação reversa de um diodo .....	26
Figura 3 - Recuperação direta de um diodo .....	27
Figura 4 - Modelo real de um capacitor.....	29
Figura 5 - Conversor proposto por (CABRAL, 2013).....	31
Figura 6 - Sinais de comando para $S_1$ e $S_2$ .....	33
Figura 7 - Primeira etapa de operação em MCC com $D > 0,5$ .....	33
Figura 8 - Segunda etapa de operação em MCC com $D > 0,5$ .....	34
Figura 9 - Terceira etapa de operação em MCC com $D > 0,5$ .....	35
Figura 10 - Quarta etapa de operação em MCC com $D > 0,5$ .....	35
Figura 11 - Principais formas de onda em MCC com $D > 0,5$ .....	37
Figura 12 - Circuito utilizado para o projeto prático .....	48
Figura 13 - Plataforma utilizada para o cálculo das perdas nos capacitores....	60
Figura 14 - (a) Característica $I_D \times V_D$ ; (b) Pontos utilizados para obtenção do polinômio.....	62
Figura 15 - Curva e equação obtida para a característica $V_D \times I_D$ .....	62
Figura 16 - Curva e equação obtida para a característica $P_D \times I_D$ .....	63
Figura 17 - Primeira etapa da entrada em condução .....	66
Figura 18 - Segunda etapa da entrada em condução .....	67
Figura 19 - Terceira etapa da entrada em condução .....	67
Figura 20 - Quarta etapa da entrada em condução.....	68
Figura 21 - Quinta etapa da entrada em condução .....	69
Figura 22 - Tensão (cinza claro) e corrente (cinza escuro) no interruptor durante a entrada em condução.....	69
Figura 23 - Entrada em condução dos interruptores apresentada em (CABRAL, OLIVEIRA e NOVAES, 2013).....	70
Figura 24 - Formas de onda simplificadas para entrada em condução .....	70
Figura 25 - Primeira etapa do bloqueio .....	72
Figura 26 - Segunda etapa do bloqueio .....	72
Figura 27 - Terceira etapa do bloqueio .....	73
Figura 28 - Quarta etapa do bloqueio.....	74

Figura 29 - Quinta etapa do bloqueio .....	74
Figura 30 - Tensão (cinza claro) e corrente (cinza escuro) no interruptor durante o bloqueio.....	75
Figura 31 - Formas de onda simplificadas para o bloqueio .....	75
Figura 32 - Bloqueio dos interruptores apresentada em (CABRAL, OLIVEIRA e NOVAES, 2013) .....	76
Figura 33 - Distribuição das principais perdas no projeto proposto .....	78
Figura 34 - Distribuição das perdas nos semicondutores.....	79
Figura 35 - Distribuição das perdas nos elementos passivos (para os indutores a parcela azul representa as perdas nos enrolamento e em laranja as perdas nos núcleos).....	79
Figura 36 - Circuito utilizado para obter os resultados simulados .....	82
Figura 37 - Protótipo utilizado para obter os resultados experimentais .....	83
Figura 38 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) na carga .....	84
Figura 39 - Resultado simulado para a ondulação de tensão na carga .....	84
Figura 40 - Resultado experimental para a tensão (azul) e corrente (roxo) na carga .....	85
Figura 41 - Resultado simulado para tensão (verde) e corrente (vermelho) na entrada .....	86
Figura 42 - Resultado experimental para tensão (azul) e corrente (roxo) de entrada .....	86
Figura 43 - Resultado experimental para tensão (azul) e corrente (roxo) de entrada após a adição do capacitor .....	87
Figura 44 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) no indutor $L1a$ .....	88
Figura 45 - Resultado experimental para a tensão no indutor $L1a$ .....	88
Figura 46 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) no indutor $L1b$ .....	89
Figura 47 - Resultado experimental para a tensão no indutor $L1b$ .....	89
Figura 48 - Resultados simulados para a tensão (verde) e corrente (vermelho) no indutor $L2$ .....	90
Figura 49 - Resultado experimental para a tensão no indutor $L2$ .....	91

Figura 50 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no diodo $D_1$ .....	92
Figura 51 - Resultado experimental para a tensão no diodo $D_1$ .....	92
Figura 52 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no diodo $D_2$ .....	93
Figura 53 - Resultado experimental para a tensão no diodo $D_2$ .....	93
Figura 54 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no diodo $D_3$ .....	94
Figura 55 - Resultado experimental para a tensão no diodo $D_3$ .....	95
Figura 56 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no diodo $D_4$ .....	95
Figura 57 - Resultado experimental para a tensão no diodo $D_4$ .....	96
Figura 58 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no interruptor $S_1$ .....	97
Figura 59 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no interruptor $S_2$ .....	97
Figura 60 - Resultado simulado para a tensão nos interruptores $S_1$ (verde) e $S_2$ (vermelho) .....	98
Figura 61 - Resultado experimental para a tensão nos interruptores $S_1$ (azul) e $S_2$ (verde) .....	98
Figura 62 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) durante a entrada em condução do interruptor $S_1$ .....	99
Figura 63 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) durante o bloqueio do interruptor $S_1$ .....	99
Figura 64 - Rendimento obtido experimentalmente.....	100

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores de projeto .....	45
Tabela 2 - Parâmetro utilizados para a construção dos indutores.....	49
Tabela 3 - Características dos núcleos escolhidos .....	49
Tabela 4 – Características do fio 26AWG .....	50
Tabela 5 - Resumo dos parâmetros utilizados para construção dos indutores <i>L1a</i> e <i>L1b</i> .....	51
Tabela 6 – Resumo dos parâmetros utilizados para construção do indutor <i>L2</i>	52
Tabela 7 - Características do capacitor B43547A9187M .....	54
Tabela 8 - Características do diodo STPCS20065-Y .....	56
Tabela 9 - Características do interruptor UJC06505T .....	56
Tabela 10 - Resumo dos parâmetros de construção dos indutores .....	57
Tabela 11 - Dados inseridos na plataforma para a determinação das perdas nos capacitores .....	61
Tabela 12 – Esforços de tensão e corrente envolvidos no cálculo das perdas dos diodos.....	63
Tabela 13 - Perdas nos diodos.....	65
Tabela 14 - Potência dissipada pelos elementos do circuito .....	78
Tabela 15 - Características térmicas do interruptor e do diodo utilizados .....	80
Tabela 16 - Dissipadores utilizados na construção do protótipo .....	81
Tabela 17 – Comparativo entre os valores calculados e simulados.....	101
Tabela 18 – Esforços térmicos dos componentes.....	101

## LISTA DE ABREVIATURAS

CME	Comprimento médio por espira
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MCC	Modo de Condução Contínua
MCDP	Modo de Condução Descontínua Parcial
MCDT	Modo de Condução Descontínua Total
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
NPC	Neutral-Point Clamped
RSE	Resistência Série Equivalente

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta I_{L1,2}$	Valor da ondulação de corrente nos indutores, em ampéres
$\Delta t_{1,2,3,4}$	Intervalos de tempo das etapas de operação, em segundos
$\eta$	Rendimento
$\rho_{Cu}$	Resistividade do cobre, em ohm metro
$B_{max}$	Máxima densidade de fluxo, em tesla
$C_{o\_int}$	Capacitor intermediário, em farads
$C_{o1,2}$	Capacitores de saída, em farads
$D$	Razão cíclica
$D_{1,2,3,4}$	Diodos
$f_s$	Frequência de chaveamento, em hertz
$E_{off}$	Energia gasta para bloquear, em joules
$E_{on}$	Energia gasta para entrar em condução, em joules
$I_{C\_ef}$	Valor eficaz da corrente em um capacitor, em ampéres
$I_{CE}$	Valor da corrente de coletor-emissor, em ampéres
$I_{CE\_ef}$	Valor eficaz da corrente de coletor-emissor, em ampéres
$I_{CE\_Fuga}$	Valor da corrente de fuga entre coletor e emissor, em ampéres
$I_{CE\_med}$	Valor médio da corrente de coletor-emissor, em ampéres
$I_D$	Valor da corrente de um diodo, em ampéres
$I_{DS}$	Valor da corrente dreno-fonte, em ampéres
$I_{D\_ef}$	Valor eficaz da corrente de um diodo, em ampéres
$I_{D\_med}$	Valor médio da corrente em um diodo, em ampéres
$I_{D\_max}$	Valor máximo da corrente em um diodo, em ampéres
$I_{DS\_ef}$	Valor eficaz da corrente dreno-fonte, em ampéres
$I_{DS\_Fuga}$	Valor da corrente de fuga entre dreno e fonte, em ampéres
$I_{GE\_Fuga}$	Valor da corrente de fuga entre porta e emissor, em ampéres
$I_{GS\_Fuga}$	Valor da corrente de fuga entre porta e fonte, em ampéres
$I_{L\_ef}$	Valor eficaz da corrente em um indutor, em ampéres
$I_{L\_max}$	Valor máximo da corrente em um indutor, em ampéres
$I_{L\_med}$	Valor médio da corrente em um indutor, em ampéres

$I_{L\_min}$	Valor mínimo da corrente em um indutor, em ampéres
$I_{RM}$	Valor do pico da corrente de recuperação reversa de um diodo, em ampéres
$I_{S\_ef=}$	Valor eficaz da corrente em um interruptor, em ampéres
$I_{S\_max}$	Valor máximo da corrente em um interruptor, em ampéres
$I_{S\_med}$	Valor médio da corrente em um interruptor, em ampéres
$I_{in}$	Valor da corrente de entrada, em ampéres
$I_{o\_int\_ef}$	Valor eficaz da corrente no capacitor intermediário, em ampéres
$I_{out}$	Valor da corrente de saída, em ampéres
$L_{1,2}$	Indutores, em henrys
$N$	Número de espiras em um elemento magnético
$n_p$	Número de condutores em paralelo
$P$	Potência ativa consumida por um elemento, em watts
$P_C$	Perdas em um capacitor, em watts
$P_D$	Perdas em um diodo, em watts
$P_{D\_Com}$	Perdas por comutação em um diodo, em watts
$P_{D\_off}$	Perdas no bloqueio de um diodo, em watts
$P_{D\_on}$	Perdas na entrada em condução de um diodo, em watts
$P_{D\_Cond}$	Perdas por condução em um diodo, em watts
$P_L$	Perdas em um elemento magnético, em watts
$P_{L\_Cu}$	Perdas no cobre de um elemento magnético, em watts
$P_{L\_Nuc}$	Perdas no núcleo de um elemento magnético, em watts
$P_S$	Perdas em um interruptor, em watts
$P_{S\_Bloq}$	Perdas em um interruptor no estado bloqueado, em watts
$P_{S\_Com}$	Perdas por comutação em um interruptor, em watts
$P_{S\_Cond}$	Perdas por condução em um interruptor, em watts
$P_T$	Perdas totais, em watts
$P_{out}$	Potência de saída, em watts
$Q_{rr}$	Carga de recuperação reversa, em coulombs
$R_{Cu}$	Resistência do cobre, em ohms
$R_{DS(on)}$	Resistência dreno-fonte em condução, em ohms
$R_F$	Resistência coletor-emissor em condução, em ohms

$R_T$	Resistência de um diodo em condução, em ohms
$S_{1,2}$	Interruptores
$S_{Cu}$	Área de cobre, em $m^2$
$t$	Variável de tempo
$t_{0,1,2,3,4,5}$	Instantes de tempo durante um período de chaveamento, em segundos
$t_{a,b}$	Frações do tempo de recuperação reversa, em segundos
$t_f$	Tempo de descida da corrente em um interruptor, em segundos
$t_r$	Tempo de subida da corrente em um interruptor, em segundos
$t_{rf}$	Tempo de subida da tensão em diodos, em segundos
$t_{rr}$	Tempo de recuperação reversa em um diodo, em segundos
$T_s$	Período de chaveamento, em segundos
$V_{CE}$	Tensão emissor-coletor, em volts
$V_{CE\_Bloq}$	Tensão entre coletor e emissor no interruptor bloqueado, em volts
$V_{D\_Bloq}$	Tensão de bloqueio de um diodo, em volts
$V_{DS\_Bloq}$	Tensão entre dreno e fonte no interruptor bloqueado, em volts
$V_{D\_max}$	Tensão máxima sobre um diodo, em volts
$V_F$	Queda de tensão de um diodo em condução, em volts
$V_{FP}$	Pico da tensão direta na entrada em condução de um diodo, em volts
$V_{GE\_Bloq}$	Tensão entre porta e emissor no interruptor bloqueado, em volts
$V_{GS\_Bloq}$	Tensão entre porta e fonte no interruptor bloqueado, em volts
$V_L$	Tensão em um indutor, em volts
$V_{in}$	Tensão de entrada, em volts
$V_o$	Tensão de saída, em volts
$V_{o\_int}$	Tensão do capacitor intermediário, em volts
$V_{o1,2}$	Tensão nos capacitores de saída, em volts
$V_{S\_max}$	Tensão máxima em um interruptor, em volts

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>18</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>21</b>
2.1	PERDAS EM UM INTERRUPTOR .....	21
2.1.1	Perdas por condução .....	22
2.1.2	Perdas no estado de bloqueio .....	23
2.1.3	Perdas por comutação .....	23
2.2	PERDAS EM UM DIODO .....	24
2.2.1	Perdas por condução .....	24
2.2.2	Perdas durante o estado bloqueado .....	25
2.2.3	Perdas por comutação .....	25
2.3	PERDAS EM ELEMENTOS MAGNÉTICOS .....	27
2.3.1	Perdas nos enrolamentos .....	28
2.3.2	Perdas no núcleo .....	28
2.4	PERDAS EM CAPACITORES .....	29
<b>3</b>	<b>CONVERSOR ESCOLHIDO .....</b>	<b>31</b>
3.1	ETAPA DE OPERAÇÃO 1, $t0 \rightarrow t1$ .....	33
3.2	ETAPA DE OPERAÇÃO 2, $t1 \rightarrow t2$ .....	34
3.3	ETAPA DE OPERAÇÃO 3, $t2 \rightarrow t3$ .....	34
3.4	ETAPA DE OPERAÇÃO 4, $t4 \rightarrow t5$ .....	35
<b>4</b>	<b>ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE .....</b>	<b>38</b>
4.1	INDUTOR $L1$ .....	38
4.2	INDUTOR $L2$ .....	39
4.3	INTERRUPTORES $S1$ E $S2$ .....	40
4.4	DIODO $D1$ .....	41
4.5	DIODO $D2$ .....	42
4.6	DIODOS $D3$ E $D4$ .....	42
4.7	CAPACITOR INTERMEDIÁRIO, $Co_{int}$ .....	43
4.8	CAPACITORES DE SAÍDA, $Co1$ E $Co2$ .....	43
<b>5</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR .....</b>	<b>45</b>
5.1	CÁLCULO DOS PARÂMETROS BÁSICOS .....	45
5.2	INDUTORES $L1$ E $L2$ .....	47
5.2.1	Projeto físico de $L1$ .....	48

<b>5.2.2</b>	<b>Projeto físico de <i>L</i>2 .....</b>	<b>52</b>
5.3	CAPACITORES .....	52
5.4	DIODO <i>D</i> 1 .....	54
5.5	DIODO <i>D</i> 2 .....	54
5.6	DIODOS <i>D</i> 3 E <i>D</i> 4 .....	55
5.7	INTERRUPTORES <i>S</i> 1 E <i>S</i> 2 .....	56
<b>6</b>	<b>PERDAS NO CONVERSOR .....</b>	<b>57</b>
6.1	PERDAS NOS INDUTORES .....	57
<b>6.1.1</b>	<b>Perdas nos enrolamentos .....</b>	<b>57</b>
<b>6.1.2</b>	<b>Perdas nos núcleos .....</b>	<b>58</b>
6.2	PERDAS NOS CAPACITORES .....	60
6.3	PERDAS NOS DIODOS .....	61
<b>6.3.1</b>	<b>Díodo <i>D</i>1 .....</b>	<b>64</b>
<b>6.3.2</b>	<b>Díodo <i>D</i>2 .....</b>	<b>64</b>
<b>6.3.3</b>	<b>Diodos <i>D</i>3 e <i>D</i>4 .....</b>	<b>64</b>
6.4	PERDAS NOS INTERRUPTORES .....	65
<b>6.4.1</b>	<b>Perdas por condução .....</b>	<b>65</b>
<b>6.4.2</b>	<b>Perdas por comutação .....</b>	<b>66</b>
6.5	RENDIMENTO TEÓRICO .....	77
6.6	CÁLCULO TÉRMICO .....	79
<b>7</b>	<b>RESULTADOS PRÁTICOS E SIMULADOS.....</b>	<b>82</b>
7.1	TENSÃO E CORRENTE DE SAÍDA.....	83
7.2	TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA .....	85
7.3	ESFORÇOS NO INDUTOR <i>L</i> 1 .....	87
7.4	ESFORÇOS NO INDUTOR <i>L</i> 2 .....	89
7.5	ESFORÇOS NO DIODO <i>D</i> 1 .....	91
7.6	ESFORÇOS NO DIODO <i>D</i> 2 .....	92
7.7	ESFORÇOS NOS DIODOS <i>D</i> 3 E <i>D</i> 4 .....	94
7.8	ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES <i>S</i> 1 E <i>S</i> 2 .....	96
7.9	RENDIMENTO .....	100
<b>8</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>	<b>102</b>
<b>9</b>	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>104</b>

## 1 INTRODUÇÃO

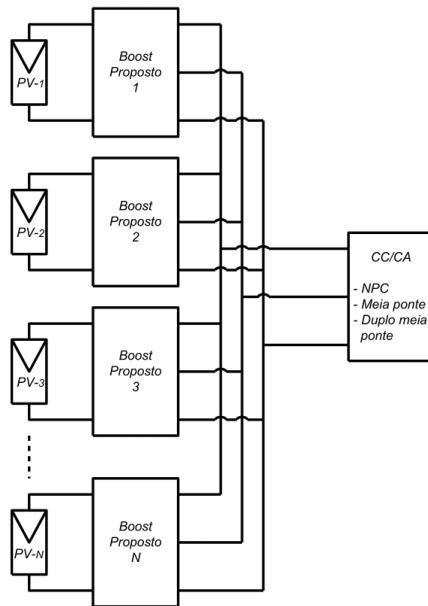
O uso de combustíveis fósseis ao longo dos anos resultou, hoje, em sérios efeitos no meio ambiente, como o efeito estufa e a poluição ambiental. Apesar disto, a grande demanda mundial por energia acaba conflitando com a necessidade de cuidados acerca da saúde do planeta e a busca pelas fontes de energia sustentáveis se torna cada vez mais urgente. (LI e HE, 2011).

Neste contexto, sistemas fotovoltaicos se tornaram fortes candidatos a substituir o papel desempenhado pelos sistemas baseados em combustíveis fósseis no cenário de energia, visto que apresentam pequeno impacto ambiental e possuem instalação fácil e flexível. Graças a tal flexibilidade de instalação, houve também interesse governamental no incentivo à utilização da energia solar fotovoltaica, uma vez que a geração pode ser descentralizada das usinas e o então consumidor pode tornar-se gerador por meio da micro e mini geração de energia em sua residência. (ANEEL, 2012)

Como discutido em (MACEDO, 2006), para a instalação de uma micro ou mini central de geração fotovoltaica de energia em uma residência, há apenas a necessidade dos painéis fotovoltaicos e de um inversor, uma vez que nos sistemas mais simples os painéis são conectados em série para alcançar a tensão de barramento do inversor, que irá transferir a energia gerada à rede. Por outro lado, dependendo do arranjo e requisitos do sistema, podem ser necessários conversores CC-CC elevadores, baterias, entre outros, como em sistemas isolados da rede ou em arranjos que não alcancem a tensão de barramento do inversor, por exemplo.

Um sistema fotovoltaico pode ser arranjado de diferentes maneiras, como a associação dos painéis em série e conectados direto ao barramento CC do inversor, associação dos painéis em paralelo conectados a um conversor CC-CC de alto ganho e elevada potência para, consecutivamente, ser conectado ao inversor ou ainda, como proposto em (CABRAL, 2013), cada painel conectado a um conversor CC-CC elevador de tensão de baixa/média potência para ser conectado ao barramento CC do inversor como exposto na Figura 1.

Figura 1 - Arranjo proposto por (CABRAL, 2013)



Fonte: (CABRAL, 2013)

Contudo, (LI e HE, 2011) discute que as incompatibilidades entre os painéis em associações série prejudica a atuação dos algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), os quais atuam para extrair a máxima potência disponibilizada pelo painel, ou seja, as associações podem acarretar em uma queda no rendimento do módulo como discutido em (CARVALHO, 2011). Neste sentido, a utilização da conexão individual do painel a um conversor elevador pode se tornar uma opção mais eficiente.

Apesar disso, o valor da tensão de saída de um painel fotovoltaico operando no ponto de máxima potência (MPP) está entre 15 e 40V (CHEN, LIANG, *et al.*, 2012), valor muito inferior à tensão de alimentação de inversores, que situa-se entre 300 e 400V (CABRAL, 2013). Com isso, nota-se a necessidade da utilização de um conversor de alto ganho, uma vez que a utilização de topologias mais comuns como o conversor Boost, por exemplo, acarretariam em um valor bastante significativo de perdas e, consequentemente, apresentando um baixo rendimento, como exposto em (LI e HE, 2011).

Sendo assim, para que a opção pela conexão individual de painéis a um conversor elevador seja mais proveitosa frente a associação destes, deve-se ter em mente que tal conversor necessita apresentar um bom rendimento. Tendo isto em vista, faz-se necessário um cálculo preciso das perdas presentes no

conversor, a fim de identificar e tentar solucionar os pontos mais críticos e, assim, aproveitar ao máximo a capacidade de processamento de energia deste.

Em conversores chaveados, porém, inevitavelmente existem perdas devido a condução e a comutação de semicondutores. Além destas, dependendo da topologia utilizada, podem ocorrer ainda, perdas em elementos magnéticos e em capacitores. Ainda, em conversores que possuem ganho elevado estas perdas acabam sendo agravadas pelo uso de grandes valores de razão cíclica e razão de transformação, no caso de conversores isolados, entre outros.

Com isso, estabelece-se o objetivo principal deste trabalho, que é identificar as principais fontes de perdas e projetar um conversor CC-CC de alto ganho utilizando semicondutores de *silicone carbide* em sua construção. Para alcançar este objetivo os seguintes objetivos específicos são determinados:

- Identificar e analisar as principais fontes de perdas em um conversor CC-CC de alto ganho
- Especificar componentes e projetar o conversor
- Realizar testes em malha aberta com o conversor projetado
- Comparar os resultados obtidos com os existentes na literatura

Este trabalho apresentará inicialmente, no capítulo 2, uma revisão sobre as principais fontes de perdas em conversores estáticos e como calculá-las. No capítulo 3 o conversor escolhido como objeto de estudo deste trabalho é exposto seguido pelo equacionamento dos esforços de tensão e corrente dos elementos do conversor, discutidos no capítulo 4. No capítulo 5, por sua vez, são estabelecidos os requisitos do conversor e realiza-se o dimensionamento dos componentes a serem utilizados em sua construção. Em seguida, as principais perdas do projeto são calculadas no capítulo 6. Por fim, no capítulo 7 são exibidos os dados obtidos por meio de simulação e ensaios experimentais seguidos por algumas considerações finais discutidas no capítulo 8.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O cálculo e análise das perdas é um dos aspectos mais importantes a ser levado em consideração no projeto de um conversor. Pode-se dizer que a potência dissipada em um conversor determina a viabilidade de construção e utilização deste, uma vez que as perdas estão diretamente atreladas ao rendimento e custo, já que representam uma energia não utilizada pela carga e podem ser necessários semicondutores melhores para que possam reduzir as perdas ou suportar esforços maiores de temperatura. Além disso, a densidade de potência também é diretamente afetada, uma vez que as perdas provocam aquecimento dos componentes sendo necessária a utilização de dissipadores maiores, aumentando o volume.

Sabe-se que a potência ativa consumida em um elemento de circuitos elétricos pode ser calculada conforme a equação (2.1). Isto é, a potência dissipada é igual ao valor médio do produto da tensão pela corrente em tal elemento. Sendo assim, pode-se calcular as perdas em qualquer componente presente em um circuito, como interruptores, diodos, capacitores, indutores, entre outros.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (2.1)$$

### 2.1 PERDAS EM UM INTERRUPTOR

Durante um período de chaveamento, um interruptor pode assumir dois estados, bloqueio e condução. Ao conduzir, devido a seus aspectos construtivos, existem simultaneamente corrente e tensão no interruptor, o que gera perdas por condução ( $P_{S\_Cond}$ ), conforme é discutido em (BARBI, 2014). Durante o período de bloqueio, por sua vez, existem correntes de fuga que, apesar de não serem valores altos, produzem perdas. Ainda, na comutação de um estado para o outro, existe uma dinâmica de transição para que o interruptor possa entrar em condução ou bloquear. Esta dinâmica provocará perdas, denominadas de perdas por comutação ( $P_{S\_Com}$ ).

As perdas totais em um interruptor, que posteriormente serão utilizadas para a escolha do interruptor adequado bem como para o cálculo térmico, é o resultado da soma das perdas por condução, comutação e durante o estado bloqueado, conforme mostra a equação (2.2). (BARBI, 2014)

$$P_S = P_{S\_Cond} + P_{S\_Com} + P_{S\_Bloq} \quad (2.2)$$

### 2.1.1 Perdas por condução

Conforme exposto nos parágrafos anteriores, durante a condução dos interruptores, existe dissipação de potência. Isto se deve, nos interruptores do tipo MOSFET, ao fato de que ao conduzir, ele apresenta uma resistência entre dreno e fonte, denominada de  $R_{DS(on)}$ , e a partir da equação (2.1), obtém-se a equação (2.5) para expressar as perdas por condução em um MOSFET, onde  $i_{DS}$  é a corrente que flui pelo dreno do dispositivo. (BARBI, 2014)

$$P_{S\_Cond} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [R_{DS(on)} \cdot i_{DS}(t)] \cdot i_{DS}(t) dt \quad (2.3)$$

$$P_{S\_Cond} = \frac{R_{DS(on)}}{T_s} \int_0^{T_s} i_{DS}^2(t) dt \quad (2.4)$$

$$P_{S\_Cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{DS\_ef}^2 \quad (2.5)$$

Em interruptores do tipo IGBT, por sua vez, as perdas ocorrem devido à queda de tensão entre coletor e emissor existente durante sua condução. Esta queda de tensão é particular de cada modelo de interruptor e pode ser obtida por meio da curva de condução  $V_{CE}xI_{CE}$ . A equação que expressa esta relação é obtida utilizando métodos de regressão polinomial e resulta na equação (2.6). Assim, torna-se possível determinar a potência dissipada no interruptor em função da corrente de coletor-emissor, como em (2.7) e (2.8). Ainda, sabendo a expressão que rege a corrente em função do tempo, obtém-se uma expressão para a potência instantânea. (DROFENIK e KOLAR, 2005)

$$v_{CE}(i_{CE}) = a_0 + a_1 i_{CE} + a_2 i_{CE}^2 + \dots + a_n i_{CE}^n \quad (2.6)$$

$$p_{D\_Cond}(i_{CE}) = b_0 + b_1 i_{CE} + b_2 i_{CE}^2 + \dots + b_n i_{CE}^n \quad (2.7)$$

$$P_{S\_Cond} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} p_S(t) dt \quad (2.8)$$

A fim de simplificar o cálculo das perdas neste tipo de interruptor, muitos trabalhos utilizam apenas os dois primeiros termos da equação (2.6), considerando um modelo equivalente a uma fonte de tensão,  $V_{CE}$ , em série com uma resistência,  $R_F$ , como em (BARBI, 2017). Portanto, as perdas no interruptor são expressas pela equação (2.11).

$$P_{S\_Cond} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [V_{CE} + R_F \cdot i_{CE}(t)] \cdot i_{CE}(t) dt \quad (2.9)$$

$$P_{S\_Cond} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [V_{CE} \cdot i_{CE}(t) + R_F \cdot i_{CE}^2(t)] \cdot dt \quad (2.10)$$

$$P_{S\_Cond} = V_{CE} \cdot I_{CE\_med} + R_F \cdot I_{CE\_ef}^2 \quad (2.11)$$

### 2.1.2 Perdas no estado de bloqueio

Como mencionado anteriormente, durante o período em que interruptores se encontram bloqueados, existem correntes de fuga que podem facilmente ser encontradas em sua folha de dados. Para MOSFETs as perdas durante o bloqueio são resultado das correntes de fuga entre dreno e fonte e entre porta e fonte e podem ser calculadas como em (2.12). Já em IGBTs, as correntes de fuga envolvidas neste processo são entre coletor e emissor e entre porta e emissor, podendo ser determinadas como na equação (2.13).

$$P_{S\_Bloq} = V_{DS\_Bloq} \cdot I_{DS\_Fuga} + V_{GS\_Bloq} \cdot I_{GS\_Fuga} \quad (2.12)$$

$$P_{S\_Bloq} = V_{CE\_Bloq} \cdot I_{CE\_Fuga} + V_{GE\_Bloq} \cdot I_{GE\_Fuga} \quad (2.13)$$

Contudo, apesar dos dados sobre as correntes de fuga serem disponibilizados pelos fabricantes, é bastante comum desprezar este tipo de perda devido ao nível destas correntes, que são da ordem de microampéres.

### 2.1.3 Perdas por comutação

Durante a transição entre estados de um interruptor, sabe-se que a dinâmica entre tensão e corrente não é imediata, fazendo com que ambas existam simultaneamente e provoquem perdas durante este período. (BARBI, 2014) Tal período, apesar de pequeno (por volta de dezenas de nanossegundos)

pode produzir perdas consideráveis, uma vez que os valores de tensão e corrente envolvidos neste processo podem ser elevados.

Uma equação generalizada para as perdas por comutação em um interruptor, ao contrário das perdas por condução, é difícil de ser obtida, uma vez que o restante do circuito ao qual o interruptor está inserido é determinante quanto ao comportamento da tensão e corrente no interruptor durante a comutação.

Sendo assim, cabe ao projetista a análise dos momentos de comutação dos interruptores e avaliar as energias gastas no momento de bloqueio,  $E_{off}$ , e de entrada em condução,  $E_{on}$ . Por fim, a potência total dissipada pela comutação do interruptor pode ser expressa pelo produto da frequência de chaveamento pela soma destas energias, como mostra a equação (2.14).

$$P_{S\_Com} = f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) \quad (2.14)$$

## 2.2 PERDAS EM UM DIODO

Os diodos, assim como os interruptores, apesar de muitas vezes serem considerados ideais em análises e simulações de circuitos, apresentam algumas não-idealidades. Estas não-idealidades, como queda de tensão durante a condução e a corrente de condução reversa, influenciam diretamente no cálculo de perdas em diodos, como será discutido nas seções seguintes. (BARBI, 2017)

### 2.2.1 Perdas por condução

Um diodo é formado por uma junção semicondutora do tipo PN e, devido a isto, é necessária uma certa tensão entre seus terminais para que possa conduzir, o que faz com que o diodo apresente dissipação de potência durante sua condução. (BARBI, 2017) Assim como em IGBTs, porém, a relação entre tensão e corrente no diodo é diferente para cada modelo.

Assim como em (DROFENIK e KOLAR, 2005), para calcular as perdas que ocorrem durante a condução de um diodo deve-se utilizar um método de regressão polinomial para serem determinados os termos  $a_n$  da equação (2.15),

a qual expressa a relação  $V_F x I_D$ . Feito isto, torna-se fácil obter uma equação para a potência instantânea dissipada no diodo, como em (2.16) e, consecutivamente o valor médio desta, expresso por (2.17).

$$v_F(t) = a_0 + a_1 i_D(t) + a_2 i_D^2(t) + \dots \quad (2.15)$$

$$p_{D\_Cond}(t) = a_0 i_D(t) + a_1 i_D^2(t) + a_2 i_D^3(t) + \dots \quad (2.16)$$

$$P_{D\_Cond} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} p_D(t) dt \quad (2.17)$$

Apesar do método por regressão polinomial ser bastante preciso, é comum utilizar uma aproximação de primeira ordem para a equação (2.15), uma fonte de tensão em série com um resistência, o que simplifica o cálculo das perdas em um diodo como mostra a expressão (2.18).

$$P_{D\_Cond} = V_F \cdot I_{D\_med} + R_T \cdot I_{D\_ef}^2 \quad (2.18)$$

## 2.2.2 Perdas durante o estado bloqueado

Como exposto na seção de interruptores, diodos também apresentam perdas quando estão bloqueados e o motivo é o mesmo, corrente de fuga. Em diodos existe um certo nível de corrente que flui reversamente por sua junção produzindo perdas durante o período em que está bloqueado. Estas perdas podem ser calculadas como em (2.19). Uma vez que a corrente de fuga é muito pequena (na ordem de microampéres), as perdas causadas por ela também são usualmente desconsideradas.

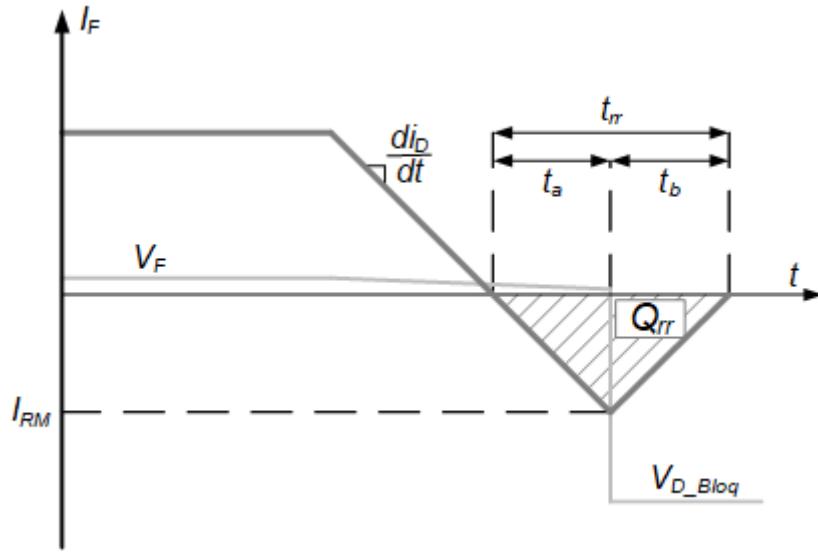
$$P_{D\_Bloq} = V_{D\_Bloq} \cdot I_{D\_Fuga} \quad (2.19)$$

## 2.2.3 Perdas por comutação

Assim como nos interruptores, os diodos apresentam perdas durante a transição entre os estados de condução e bloqueio. Tais perdas ocorrem, ao bloquear, devido a presença da corrente de condução reversa do diodo,  $I_{RM}$ , que é responsável pela descarga da capacitância que existe nos diodos devido a sua junção e apresenta comportamento semelhante ao exposto na Figura 2. (BARBI, 2017)

Apenas ao atingir o pico negativo de corrente,  $I_{RM}$ , é que o diodo é bloqueado e assume a tensão de bloqueio,  $V_{D\_Bloq}$ . Como também pode ser observado na Figura 2, apesar de bloqueado, ainda há um certo nível de corrente fluindo pelo diodo que vai de  $I_{RM}$  a 0. Sendo assim, as perdas por comutação em um diodo podem ser expressas conforme (2.20), onde  $t_b$  é o tempo entre o bloqueio do diodo e a anulação da corrente.

Figura 2 - Recuperação reversa de um diodo



Fonte: Próprio autor

$$P_{D\_off} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_b} I_{RM} \left(1 - \frac{t}{t_b}\right) \cdot v_{D\_Bloq}(t) dt \quad (2.20)$$

Ainda, considerando o tempo de subida da tensão de bloqueio muito menor que  $t_b$ , a expressão (2.20) pode ser reescrita conforme (2.21).

$$P_{D\_off} = \frac{1}{2} f_s \cdot I_{RM} \cdot V_{D\_Bloq} \cdot t_b \quad (2.21)$$

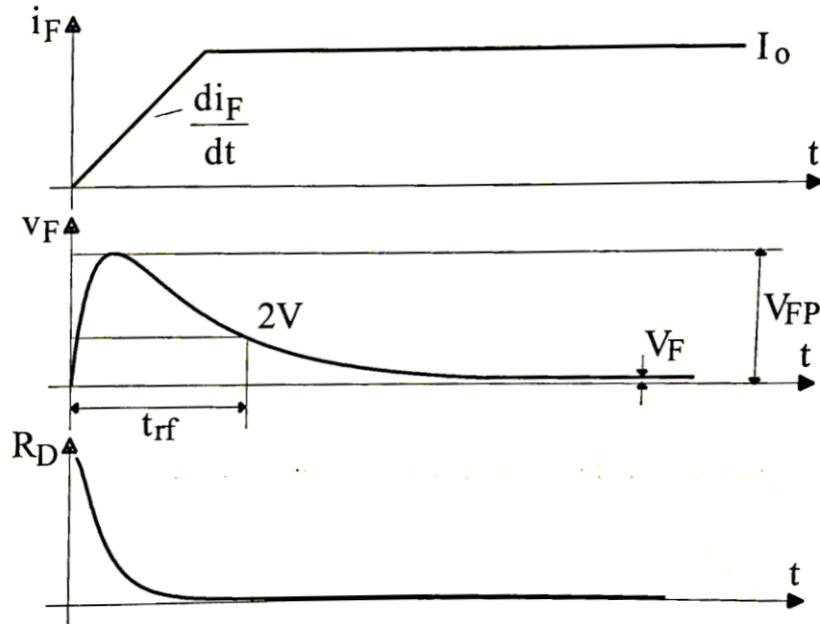
Outra forma possível para calcular as perdas por comutação em um diodo é utilizando a carga armazenada em sua junção,  $Q_{rr}$ , como apresentado na equação a seguir. (CABRAL, 2013)

$$P_{D\_off} = f_s \cdot Q_{rr} \cdot V_{D\_Bloq} \quad (2.22)$$

Além do fenômeno da recuperação reversa, os diodos apresentam ainda a recuperação direta, que ocorre devido a uma variação da resistência do diodo na entrada em condução como mostra a Figura 3 e podem ser calculadas como em (2.23). (BARBI, 2017) Apesar disto, os dados envolvidos neste processo, tempo de entrada em condução e a tensão de pico, dificilmente são

disponibilizadas nas folhas de dados dos diodos e acabam sendo desconsideradas.

Figura 3 - Recuperação direta de um diodo



Fonte: (BARBI, 2017)

$$P_{D\_on} = \frac{1}{2} f_s \cdot I_D \cdot (V_{FP} - V_F) \cdot t_{rf} \quad (2.23)$$

Por fim, as perdas por comutação em diodos podem ser expressas pela soma da potência dissipada na entrada em condução e bloqueio, conforme a equação (2.24). Contudo, devido a frequente desconsideração das perdas na entrada em condução do diodo, as perdas por comutação em diodos podem ser calculadas considerando apenas o bloqueio.

$$P_{D\_Com} = P_{D\_on} + P_{D\_off} \quad (2.24)$$

### 2.3 PERDAS EM ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Em diversas topologias de conversores chaveados há elementos magnéticos no circuito, como os conversores buck, boost, flyback e forward, por exemplo. Portanto torna-se importante o conhecimento sobre o cálculo das perdas provocadas por estes elementos.

Nos componentes magnéticos, como indutores e transformadores, existem dois tipos de perdas, uma provocada pela resistência do cobre dos enrolamentos,  $P_{L,Cu}$ , e outra devido ao núcleo,  $P_{L,Nuc}$ . (HO, BREUNINGER, et al., 2012)

### 2.3.1 Perdas nos enrolamentos

Os fios, apesar de serem bons condutores de corrente elétrica, apresentam resistividade, ou seja, a corrente que flui pelos enrolamentos de um elemento magnético, percorre também uma resistência com valor determinado pelo comprimento do condutor utilizado e a frequência da corrente que flui por ele. (HO, BREUNINGER, et al., 2012) Assim, a potência dissipada nos fios dos enrolamentos de um elemento magnético, desconsiderando-se a resistência CA do condutor, pode ser expressa por (2.25). O cálculo da resistência CA, bem como as perdas causadas por esta, podem ser melhor entendidas por meio do trabalho de (CARVALHO, 2015).

$$P_{L,R} = R_L \cdot I_{L,ef}^2 \quad (2.25)$$

Nesta equação,  $R_L$  representa a resistência CC dos enrolamentos e pode ser calculada conforme a expressão (2.26), onde  $\rho$  é a resistividade do condutor considerando sua temperatura de operação,  $N$  é o número de espiras,  $n_p$  o número de condutores em paralelo,  $S$  é a área de cada fio e  $l_{med}$  é o comprimento médio das espiras.

$$R_{Cu} = \frac{N \cdot l_{med} \cdot \rho}{n_p \cdot S} \quad (2.26)$$

### 2.3.2 Perdas no núcleo

Além das perdas provocadas pela resistência do cobre dos enrolamentos, há também potência dissipada no núcleo de elementos magnéticos devido a histerese e correntes parasitas. As perdas que ocorrem no núcleo, porém, dependem diretamente do material que o compõe como ferrite e pó de ferro, por exemplo. Estas perdas que ocorrem nele podem ser expressas por meio da

equação de Steinmetz, que está disposta em (2.27), onde  $k$ ,  $a$  e  $b$  são parâmetros experimentais do material,  $f$  a frequência e  $B_{max}$  é o máximo valor da densidade de fluxo. (BRAMANPALLI, 2016)

$$P_{L\_Nuc} = k \cdot f^a \cdot B_{max}^b \quad (2.27)$$

Como as perdas no núcleo dependem do material utilizado para sua confecção, é usual que o fabricante forneça o valor das constantes  $k$ ,  $a$  e  $b$  ou ainda, podem ser fornecidas curvas de perdas, bem como a relação de perdas por volume na folha de dados do núcleo.

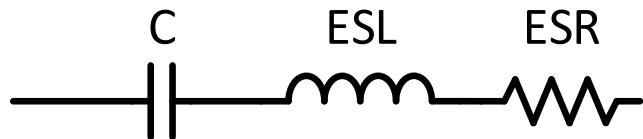
Por fim, as perdas totais em um elemento magnético, podem ser expressas pela soma da potência dissipada no núcleo somadas às perdas no cobre, conforme a equação (2.28).

$$P_L = P_{L\_Cu} + P_{L\_Nuc} \quad (2.28)$$

## 2.4 PERDAS EM CAPACITORES

Ao analisar um conversor, é normal pensar que capacitores não produzem perdas. Ao verificar o comportamento real de um capacitor em função da frequência, porém, é possível verificar que ele possui algumas características de construção que alteram sua impedância, que pode ser representada pelo circuito equivalente exposto na Figura 4 conforme informado por (EPCOS, 2016). Além disso, segundo algumas fabricantes um resistor pode ser adicionado ao modelo em paralelo com o capacitor  $C$  para representar a corrente de fuga nos capacitores.

Figura 4 - Modelo real de um capacitor



Fonte: Próprio autor

Observando o circuito equivalente, percebe-se a presença da resistência ESR, que em português significa resistência série equivalente e será chamada por RSE neste trabalho. Tal resistência, assim como qualquer outra resistência, consome potência ativa, a qual pode ser calculada como apresentado na

equação (2.29). Contudo, a RSE de capacitores apresenta variação de acordo com a frequência e temperatura de operação.

$$P_C = R_{SE} \cdot I_{C\_ef}^2 \quad (2.29)$$

Com isso, as perdas de um conversor podem ser calculadas como a soma da potência dissipada em cada componente utilizado na topologia, assim como perdas geradas por *coolers*, fontes auxiliares e demais equipamentos que sejam necessários para seu funcionamento, como exibido na equação (2.30).

$$P_T = P_S + P_D + P_L + P_C + \dots \quad (2.30)$$

Ainda, sabendo o valor das perdas que ocorrem em um conversor pode-se facilmente calcular o rendimento teórico da estrutura utilizando a expressão (2.31).

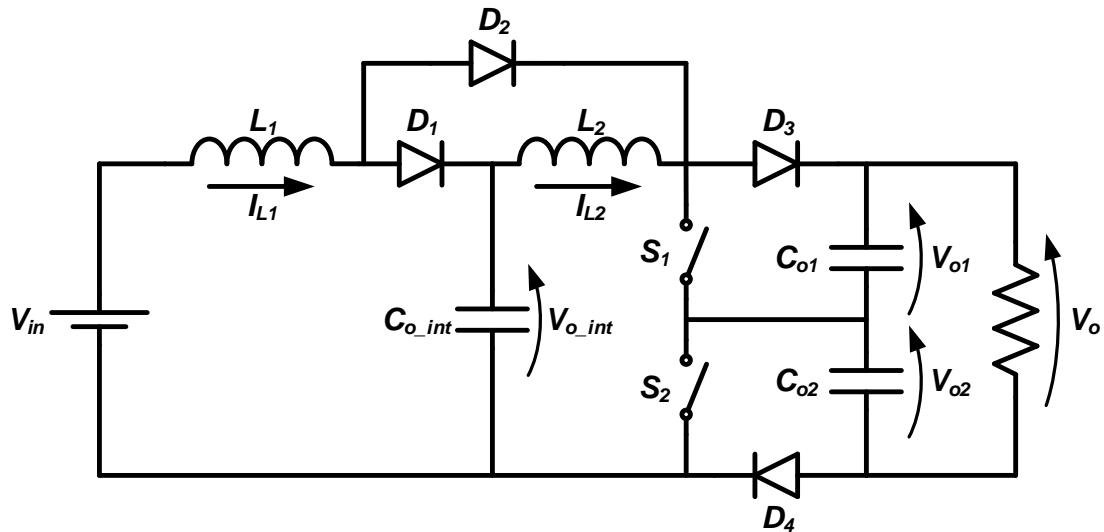
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_T} \quad (2.31)$$

### 3 CONVERSOR ESCOLHIDO

O conversor escolhido como objeto de estudo deste trabalho foi apresentado em (CABRAL, 2013) e é voltado para utilização em sistemas fotovoltaicos. Trata-se de um conversor elevador de tensão de alto ganho que pode ser utilizado para aumentar a tensão de saída de um painel fotovoltaico ao nível de tensão do barramento CC de inversores, entre 300 e 400 V como mencionado previamente. O conversor é composto por dois interruptores, quatro diodos, dois indutores e três capacitores arranjados como mostra a Figura 5.

A estratégia de modulação escolhida em (CABRAL, 2013) foi o acionamento dos interruptores através de um sinal PWM, sendo o acionamento de  $S_1$  e  $S_2$  defasadas em  $180^\circ$  como mostra a Figura 6. Ou seja, a razão cíclica,  $D$ , é a mesma para ambos interruptores, porém  $S_2$  é acionado meio período após o acionamento de  $S_1$ .

Figura 5 - Conversor proposto por (CABRAL, 2013)



Fonte: Próprio autor

Este conversor une características interessantes dos conversores Boost Quadrático e Boost de Três Níveis. Ele apresenta uma relação quadrática entre o ganho estático e a razão cíclica, possui três níveis de tensão em sua saída e a tensão de bloqueio sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é grampeada pelos dois capacitores de saída em  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$ , respectivamente. Além destas vantagens, o

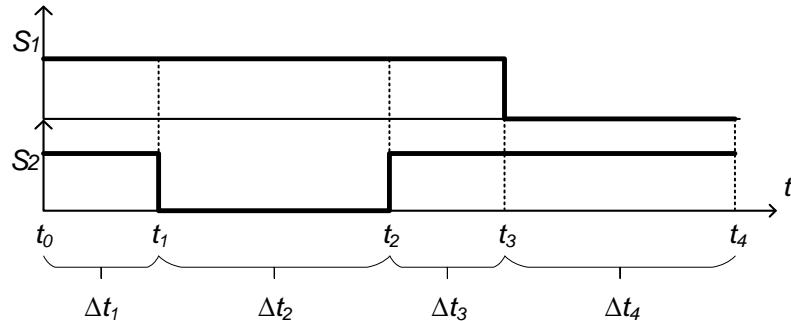
conversor permite fácil conexão a inversores que possuem ponto médio, como as estruturas NPC e meia ponte, devido a seus três níveis de tensão de saída.

Tais vantagens, porém, podem ser ofuscadas pela grande quantidade de componentes que produzem perdas, principalmente o grande número de elementos semicondutores, seis. Sendo assim, componentes que produzam baixas perdas são de extrema importância no projeto deste conversor, uma vez que conversores quadráticos que possuem número semelhante de componentes apresentam baixo rendimento na prática, como exposto em (KUNDANAM, ZHANG, *et al.*, 2017).

A operação deste conversor pode ser analisada de seis maneiras diferentes como apresentado em (CABRAL, 2013), modo de condução contínua (MCC) com  $D < 0,5$ , MCC com  $D > 0,5$ , modo de condução descontínua parcial (MCDP) com  $D < 0,5$ , MCDP com  $D > 0,5$ , modo de condução descontínua total (MCDT) com  $D < 0,5$  e MCDT com  $D > 0,5$ . O MCDP é referente a descontinuidade de  $L_2$  e o MCDT a descontinuidade em ambos indutores. A descontinuidade apenas em  $L_1$  não é analisada pois a corrente média em  $L_1$  é maior que em  $L_2$  e, para ondulações de corrente iguais, a tendência é que a descontinuidade aconteça primeiro em  $L_2$ . (CABRAL, 2013)

Neste trabalho, porém, serão analisadas apenas as etapas de operação para MCC com  $D > 0,5$ , pois a tendência, dado o que foi exposto até aqui e em (CABRAL, 2013), é que o conversor, em regime permanente, opere nesta condição.

Sendo assim, considerando os sinais de comando expostos na Figura 6, serão expostas nas próximas seções as etapas de operação do conversor em regime permanente. Além disso, nas equações (3.1), (3.2) e (3.3) são calculadas a duração de cada etapa de operação.

Figura 6 - Sinais de comando para  $S_1$  e  $S_2$ 

Fonte: Próprio autor

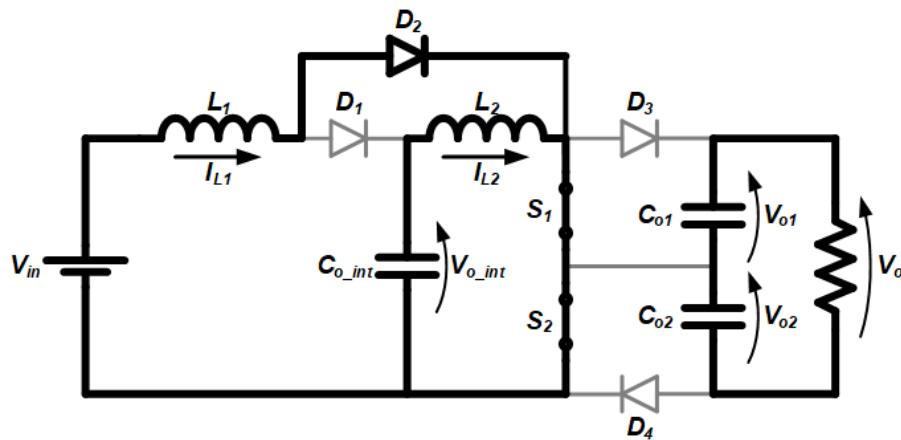
$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 = T_S \quad (3.1)$$

$$\Delta t_1 = \Delta t_3 = 0,5T_S - (1 - D)T_S = (D - 0,5)T_S \quad (3.2)$$

$$\Delta t_2 = \Delta t_4 = T_S - DT_S = (1 - D)T_S \quad (3.3)$$

### 3.1 ETAPA DE OPERAÇÃO 1, $t_0 \rightarrow t_1$

Nesta etapa os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  conduzem simultaneamente, com isso  $D_3$  e  $D_4$  estão bloqueados com tensões  $-V_{o1}$  e  $-V_{o2}$ , respectivamente, e  $D_2$  está conduzindo a corrente de  $L_1$ , que está com tensão  $V_{in}$  e sua corrente está crescendo linearmente.  $L_2$  está com tensão  $V_{o\_int}$ , e sua corrente também cresce linearmente. A corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  é igual e corresponde a soma das correntes de  $L_1$  e  $L_2$ . A carga é alimentada pelos capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$  e  $D_1$  está bloqueado com tensão de  $-V_{o\_int}$ . O circuito equivalente para esta etapa está exposto na Figura 7.

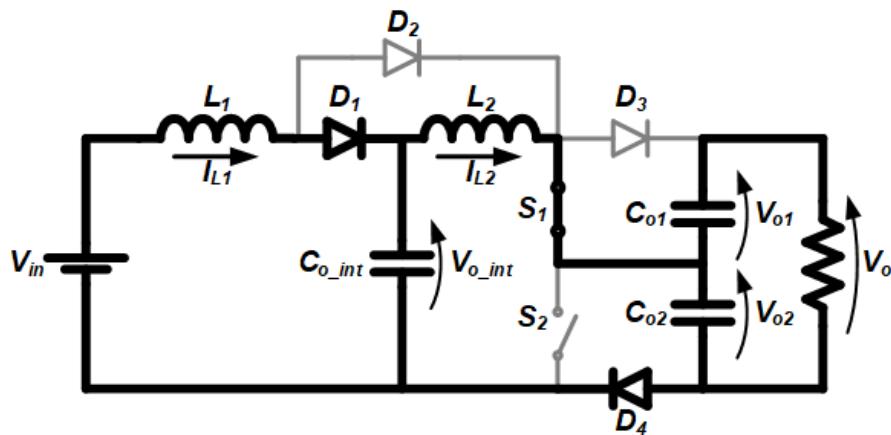
Figura 7 - Primeira etapa de operação em MCC com  $D > 0,5$ 

Fonte: Próprio autor

### 3.2 ETAPA DE OPERAÇÃO 2, $t_1 \rightarrow t_2$

Esta etapa inicia ao interruptor  $S_2$  ser comandado a bloquear, com isso  $D_4$  e  $D_1$  entram em condução. Assim  $L_1$  fica com tensão  $V_{in} - V_{o\_int}$  e sua corrente, que flui por  $D_1$ , decresce linearmente,  $L_2$  fica com tensão  $V_{o\_int} - V_{o2}$  e sua corrente também decresce. A corrente em  $S_1$  e  $D_4$  são iguais e correspondem a corrente de  $L_2$ . A corrente em  $C_{o2}$  é igual a corrente de  $L_2$  subtraída a corrente da carga. Por sua vez, a corrente em  $C_{o1}$  é igual a corrente de carga. Além disso,  $D_3$  e  $D_2$  estão bloqueados com tensão  $-V_{o1}$  e  $V_{o\_int} - V_{o2}$ , respectivamente. O circuito equivalente para esta etapa está exposto na Figura 8.

Figura 8 - Segunda etapa de operação em MCC com  $D > 0,5$

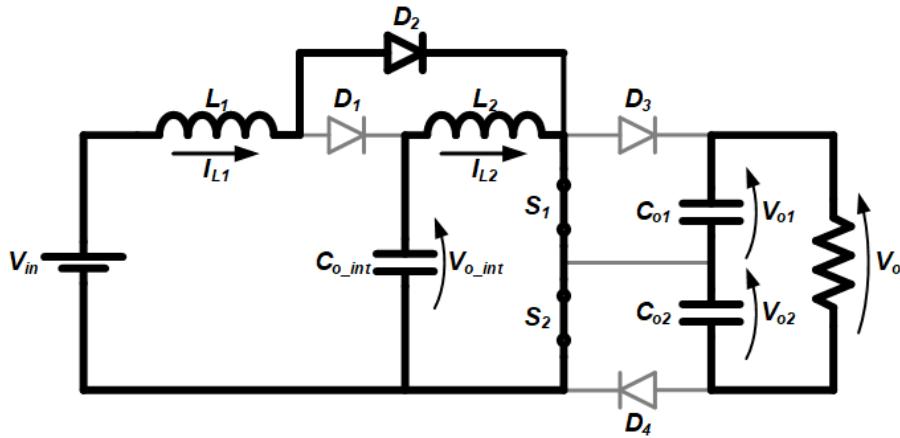


Fonte: Próprio autor

### 3.3 ETAPA DE OPERAÇÃO 3, $t_2 \rightarrow t_3$

Esta etapa inicia ao  $S_2$  ser comandado a conduzir e, novamente,  $S_1$  e  $S_2$  conduzem simultaneamente.  $D_2$  está conduzindo a corrente de  $L_1$ , que está com tensão  $V_{in}$  e sua corrente cresce linearmente.  $L_2$  está com tensão  $V_{o\_int}$  e sua corrente também cresce. A corrente de  $S_1$  e  $S_2$  são iguais a soma das correntes de  $L_1$  e  $L_2$ . Além disso, os diodos  $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_4$  estão bloqueados e a tensão sobre eles é  $-V_{o\_int}$ ,  $-V_{o1}$  e  $-V_{o2}$ , respectivamente. Por fim, a corrente da carga é fornecida pelos capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ . O circuito equivalente para esta etapa está exposto na Figura 9.

Figura 9 - Terceira etapa de operação em MCC com  $D > 0,5$

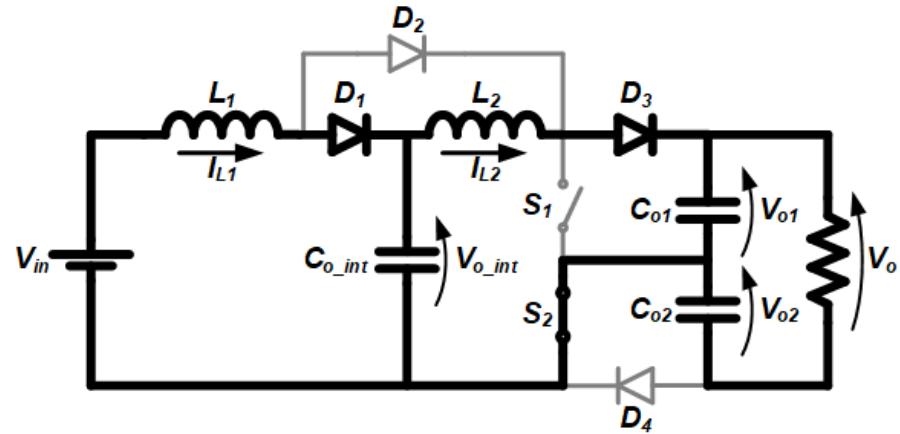


Fonte: Próprio autor

### 3.4 ETAPA DE OPERAÇÃO 4, $t_4 \rightarrow t_5$

Esta etapa inicia ao  $S_1$  ser comandado a bloquear, com isso  $D_3$  entra em condução,  $L_1$  fica sob  $V_{in} - V_{o\_int}$  e sua corrente decresce linearmente,  $L_2$  fica sob  $V_{o\_int} - V_{o1}$  e sua corrente também diminui. A corrente em  $S_2$  e  $D_3$  são iguais a corrente em  $L_2$ , a corrente em  $D_1$  é igual a corrente de  $L_1$ , a corrente em  $C_{o1}$  é igual a corrente de  $L_2$  menos a corrente da carga. Ainda, a corrente de  $C_{o2}$  é igual a corrente da carga. Por fim,  $D_2$  e  $D_4$  estão bloqueados sob  $V_{o\_int} - V_{o1}$  e  $-V_{o2}$ , respectivamente. O circuito equivalente para esta etapa está exposto na Figura 10.

Figura 10 - Quarta etapa de operação em MCC com  $D > 0,5$



Fonte: Próprio autor

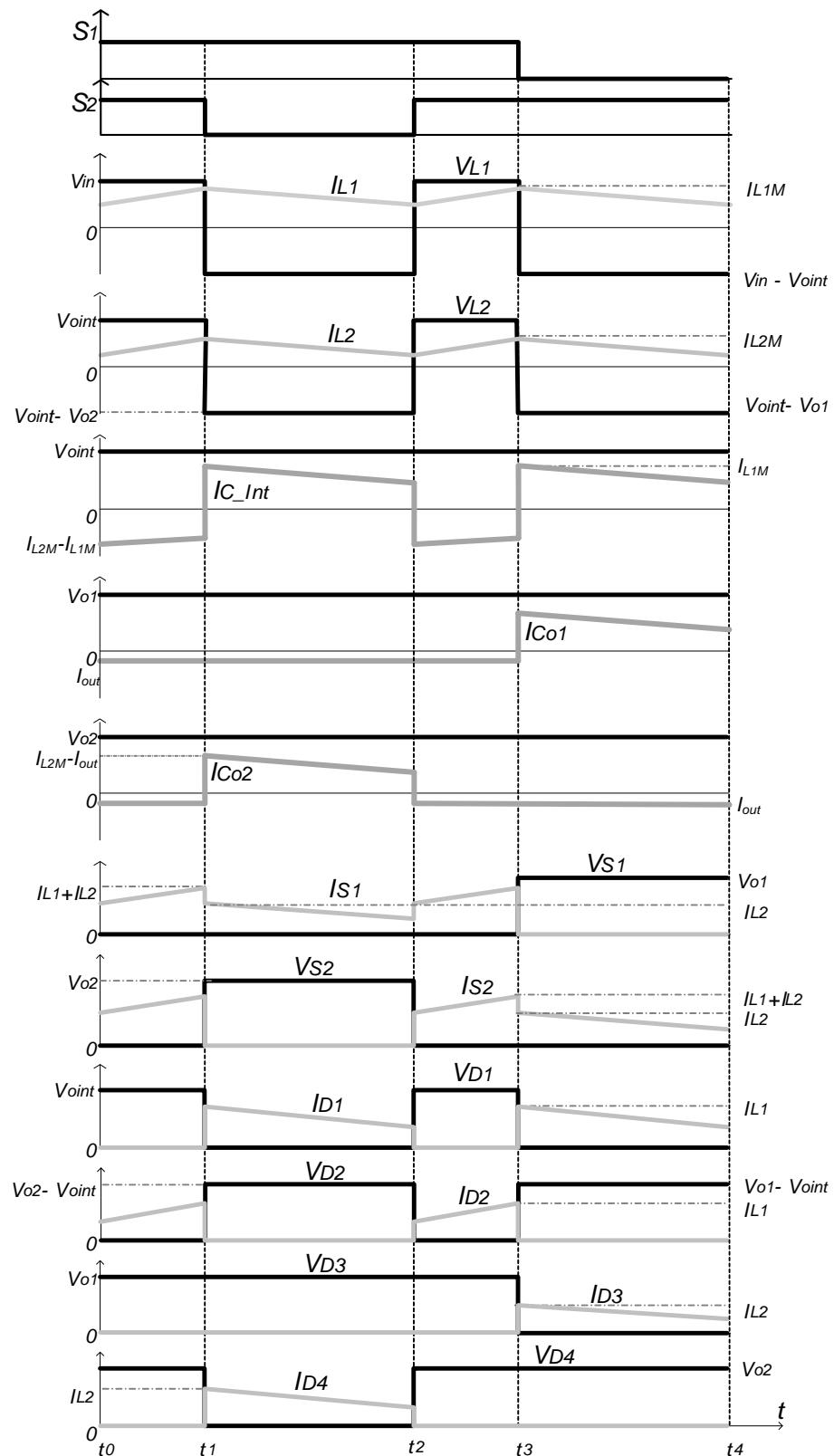
Por fim, na Figura 11 são apresentadas as principais formas de onda referentes às etapas de operação analisadas, e nas equações (3.4), (3.5) e (3.6) são expostos os ganhos parciais e total de tensão para o conversor operando com razão cíclica maior que 0,5 e em condução contínua.

$$\frac{V_{o\_int}}{V_{in}} = \frac{1}{2(1 - D)} \quad (3.4)$$

$$\frac{V_o}{V_{o\_int}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.5)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2(1 - D)^2} \quad (3.6)$$

Figura 11 - Principais formas de onda em MCC com  $D > 0,5$



Fonte: Adaptado de (CABRAL, 2013)

## 4 ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE

Uma vez que sabe-se o procedimento para realizar o cálculo de perdas em elementos de circuitos de potência e tendo escolhido uma topologia como objeto de estudo, torna-se necessário avaliar os esforços de tensão e corrente neste conversor para viabilizar o emprego das equações exibidas no capítulo 2.

Sendo assim, a seguir serão apresentados, com base nas etapas de operação expostas, os esforços de tensão e corrente para o conversor proposto por (CABRAL, 2013) e discutido no capítulo 3. Como o foco deste trabalho são as perdas presentes nesta topologia, os cálculos são apresentados procurando utilizar poucas aproximações, uma vez que os esforços a serem calculados tem relação direta com o rendimento teórico da estrutura.

### 4.1 INDUTOR $L_1$

Ao analisar a topologia do conversor apresentado anteriormente é fácil observar que toda a corrente da fonte de entrada passa por  $L_1$  e, assim, o cálculo da corrente média de  $L_1$ , torna-se bastante trivial e é dado por (4.2).

$$I_{L1\_med} = I_{in} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{in}} \quad (4.1)$$

$$I_{L1\_med} = \frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} \quad (4.2)$$

Além disso, pode-se perceber que durante um período de chaveamento a corrente em  $L_1$  cresce linearmente nos intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_3$ , além de decrescer linearmente nos intervalos de  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$ , ou seja, a frequência da corrente de  $L_1$  é igual a duas vezes a frequência de chaveamento. Ainda, nota-se que durante os períodos em que a corrente em  $L_1$  cresce, a tensão sobre  $L_1$ , é igual a tensão de entrada e naqueles em que decresce,  $V_{in} - V_{o\_int}$ . Com isso é possível equacionar o valor da ondulação de corrente em  $L_1$  e o valor da corrente eficaz, conforme as equações (4.6) e (4.10), respectivamente.

$$\Delta I_{L1} = I_{L1\_max} - I_{L1\_min} \quad (4.3)$$

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} V_{in}, & \text{se } 0 < t < (D - 0,5)T_s \\ V_{in} - V_{o\_int}, & \text{se } (D - 0,5)T_s < t < 0,5T_s \end{cases} \quad (4.4)$$

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \quad (4.5)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in}}{2f_s L_1} \cdot (2D - 1) = \frac{V_o}{L_1 \cdot f_s} \cdot 2(D - 0,5)(1 - D)^2 \quad (4.6)$$

$$I_{L1\_max} = I_{L1\_med} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = I_{L1\_med} + \frac{V_o}{L_1 \cdot f_s} \cdot (D - 0,5)(1 - D)^2 \quad (4.7)$$

$$I_{L1\_min} = I_{L1\_med} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = I_{L1\_med} - \frac{V_o}{L_1 \cdot f_s} \cdot (D - 0,5)(1 - D)^2 \quad (4.8)$$

$$I_{L1\_ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{V_{in}}{L_1} t + I_{L1\_min} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{V_{in} - V_{o\_int}}{L_1} t + I_{L1\_max} \right)^2 dt \right]} \quad (4.9)$$

$$I_{L1\_ef} = \sqrt{2f_s \cdot (\Delta t_1 \cdot \gamma_1 + \Delta t_2 \cdot \gamma_2)} \quad (4.10)$$

$$\gamma_1 = \frac{\Delta I_{L1}^2}{3} + \Delta I_{L1} \cdot I_{L1\_min} + I_{L1\_min}^2 \quad (4.11)$$

$$\gamma_2 = \frac{\Delta I_{L1}^2}{3} - \Delta I_{L1} \cdot I_{L1\_max} + I_{L1\_max}^2 \quad (4.12)$$

## 4.2 INDUTOR $L_2$

Observando o circuito do conversor é possível observar que a corrente média de  $D_1$  é igual a soma das correntes médias de  $L_2$  de  $C_{o\_int}$ . A corrente média em capacitores, porém, é nula e, assim, conclui-se que a corrente média de  $L_2$ , é igual a  $I_{D1\_med}$ , como expresso na equação (4.14).

$$I_{L2\_med} = I_{D1\_med} = I_{L1\_med} \cdot 2(1 - D) \quad (4.13)$$

$$I_{L2\_med} = \frac{I_o}{1 - D} \quad (4.14)$$

Ainda, nota-se que em  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_3$  a tensão sobre  $L_2$ , é igual a  $V_{o\_int}$  e, portanto, cresce linearmente, ao contrário de  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$ , onde o indutor está sobre  $V_{o\_int} - V_{o1}$  e sua corrente decresce linearmente. Tendo isto em mente pode-se expressar a ondulação de corrente em  $L_2$ , e a sua corrente eficaz, conforme as equações (4.18) e (4.22), respectivamente.

$$\Delta I_{L2} = I_{L2\_max} - I_{L2\_min} \quad (4.15)$$

$$V_{L2}(t) = \begin{cases} V_{o\_int}, & \text{se } 0 < t < (D - 0,5)T_s \\ V_{o\_int} - V_{o1,2}, & \text{se } (D - 0,5)T_s < t < 0,5T_s \end{cases} \quad (4.16)$$

$$V_{L2} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t} \quad (4.17)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{o\_int}}{2f_s L_2} \cdot (2D - 1) \cdot T_s = \frac{V_o}{L_2 \cdot f_s} \cdot (D - 0,5)(1 - D) \quad (4.18)$$

$$I_{L2\_max} = I_{L2\_med} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = I_{L1\_med} + \frac{V_o}{L_2 \cdot f_s} \cdot (D - 0,5)(1 - D) \quad (4.19)$$

$$I_{L2\_min} = I_{L2\_med} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = I_{L1\_med} - \frac{V_o}{L_2 \cdot f_s} \cdot (D - 0,5)(1 - D) \quad (4.20)$$

$$I_{L1\_ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{V_{o\_int}}{L_2} t + I_{L2\_min} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{V_{o\_int} - V_{o1}}{L_2} t + I_{L2\_max} \right)^2 dt \right]} \quad (4.21)$$

$$I_{L1\_ef} = \sqrt{2f_s \cdot (\Delta t_1 \cdot \gamma_3 + \Delta t_2 \cdot \gamma_4)} \quad (4.22)$$

$$\gamma_3 = \frac{\Delta I_{L2}^2}{3} + \Delta I_{L2} \cdot I_{L2\_min} + I_{L2\_min}^2 \quad (4.23)$$

$$\gamma_4 = \frac{\Delta I_{L2}^2}{3} - \Delta I_{L2} \cdot I_{L2\_max} + I_{L2\_max}^2 \quad (4.24)$$

### 4.3 INTERRUPTORES $S_1$ E $S_2$

Por meio das etapas de operação, bem como as formas de onda expostas na Figura 11, observa-se que a tensão e corrente em  $S_1$  é igual a tensão e corrente de  $S_2$  com 180 graus de diferença. Ou seja, em termos de valores médios, eficazes e de pico, a tensão e corrente de ambos interruptores são iguais.

Observa-se ainda que em  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_3$ , ambos interruptores estão em condução e a corrente que circula por eles é igual a soma das correntes de  $L_1$  e  $L_2$ , que nestes intervalos de tempo crescem linearmente, e durante  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$  apenas um dos interruptores conduz,  $S_1$  e  $S_2$  respectivamente, sendo que a corrente que flui pelo interruptor que permanece conduzindo é igual a corrente

de  $L_2$  que decresce nos intervalos citados. Ainda, a tensão sobre o interruptor bloqueado é igual a dos capacitores de saída.

Portanto, analisando as informações apresentadas é possível estabelecer equações que expressam o valor de pico, médio e eficaz para a corrente que circula pelos interruptores e estão apresentadas em (4.25), (4.29) e (4.30), respectivamente. Além disso, nota-se que durante o bloqueio destes, a tensão sobre eles é constante e igual a metade da tensão de saída.

$$I_{S1,2\_max} = I_{L1\_max} + I_{L2\_max} \quad (4.25)$$

$$I_{S1,2\_med} = \frac{1}{T_s} [2(I_{L1\_med} + I_{L2\_med})(D - 0,5)T_s + I_{L2\_med}(1 - D)T_s] \quad (4.26)$$

$$I_{S1,2\_med} = 2 \left( \frac{I_o}{2(1 - D)^2} + \frac{I_o}{1 - D} \right) (D - 0,5) + \frac{I_o}{1 - D} (1 - D) \quad (4.27)$$

$$I_{S1,2\_med} = I_o \left[ \left( \frac{3 - 2D}{(1 - D)^2} \right) (D - 0,5) + 1 \right] \quad (4.28)$$

$$I_{S1,2\_med} = I_o \left( \frac{2D - D^2 - 0,5}{(1 - D)^2} \right) \quad (4.29)$$

$$I_{S1,2\_ef} = \sqrt{(I_{L1\_ef} + I_{L2\_ef})^2 (D - 0,5) + I_{L2\_ef}^2 (1 - D)} \quad (4.30)$$

$$V_{S\_Bloq}(t) = \frac{V_o}{2} \quad (4.31)$$

#### 4.4 DIODO $D_1$

É fácil observar que  $D_1$  conduz apenas quando um dos interruptores está bloqueado, ou seja, durante os intervalos de tempo  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$ . Ao conduzir ele assume a corrente de  $L_1$ , que decresce linearmente durante estes períodos, e quando está bloqueado a tensão sobre ele é igual a  $-V_{o\_int}$ . Com isto, obtém-se as equações (4.33) e (4.34) para a corrente média e eficaz de  $D_1$ , respectivamente. Além disso, a máxima corrente que flui por ele é igual a corrente de pico de  $L_1$ .

$$I_{D1\_med} = 2I_{L1\_med}(1 - D) \quad (4.32)$$

$$I_{D1\_med} = \frac{I_o}{1 - D} \quad (4.33)$$

$$I_{D1\_ef} = \sqrt{2 \cdot I_{L1\_ef}^2 (1 - D)} \quad (4.34)$$

$$V_{D1\_Bloq}(t) = V_{o\_int} \quad (4.35)$$

## 4.5 DIODO $D_2$

Observando as etapas de operação do conversor, nota-se que a operação de  $D_2$  é complementar a de  $D_1$ . Enquanto  $D_1$  conduz a corrente de  $L_1$  durante  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$ ,  $D_2$  é responsável por conduzir esta corrente durante  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_3$ . Com isso torna-se trivial a tarefa de equacionar os esforços de corrente de  $D_2$ , os quais estão dispostos nas equações (4.37) e (4.38). Ressalta-se ainda que a máxima corrente de  $D_2$  é igual a máxima corrente de  $L_1$  e sua tensão quando está bloqueado é igual a diferença entre a tensão do capacitor intermediário e  $V_{o1,2}$ .

$$I_{D2\_med} = I_{L1\_med} - I_{D2\_med} \quad (4.36)$$

$$I_{D2\_med} = I_o \frac{2D - 1}{(1 - D)^2} \quad (4.37)$$

$$I_{D2\_ef} = \sqrt{2 \cdot I_{L1\_ef}^2 (D - 0,5)} \quad (4.38)$$

$$V_{D2\_Bloq}(t) = V_{o\_int} - V_{o1,2} \quad (4.39)$$

## 4.6 DIODOS $D_3$ E $D_4$

Assim como foi observado nos interruptores, a corrente e tensão de  $D_3$  e  $D_4$  também apresentam o mesmo formato e amplitudes, mas com uma diferença de 180 graus, portanto seus valores médios, eficazes e de pico são iguais. Além disso, percebe-se que quando estão em condução a corrente que percorre os diodos é igual a corrente de  $L_2$ , que durante estes períodos,  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$ , está decrescendo linearmente, e a tensão de bloqueio é igual a dos capacitores de saída. A partir disso pode-se obter os valores da corrente média e eficaz dos diodos como disposto nas expressões (4.41) e (4.42), respectivamente.

$$I_{D3,4\_med} = I_{L2\_med}(1 - D) \quad (4.40)$$

$$I_{D3,4\_med} = I_o \quad (4.41)$$

$$I_{D3,4\_ef} = \sqrt{I_{L2\_ef}^2(1 - D)} \quad (4.42)$$

$$V_{D3,4\_Bloq}(t) = V_{o1,2} \quad (4.43)$$

#### 4.7 CAPACITOR INTERMEDIÁRIO, $C_{o\_int}$

A análise dos esforços de tensão e corrente em capacitores torna-se bastante fácil, uma vez que estamos considerando a tensão sobre eles como constantes e o conversor em regime permanente, ou seja, corrente média nula. Apesar disso, há nos capacitores valor eficaz de corrente que, como mencionado anteriormente, provocam pardas devido a *RSE* dos capacitores.

Para obter a expressão da corrente eficaz de  $C_{o\_int}$ , nota-se que durante os intervalos de tempo  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_3$  a corrente do capacitor intermediário é igual a de  $L_2$ , já nos intervalos  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$  a corrente que flui por ele é igual a diferença entre as correntes de  $L_1$  e  $L_2$ . Sendo assim, é possível expressar o valor da corrente eficaz em  $C_{o\_int}$  como disposto na equação (4.44)

$$I_{o\_int\_ef} = \sqrt{2I_{L2\_ef}^2(D - 0,5) + 2(I_{L1\_ef} + I_{L2\_ef})^2 \cdot (1 - D)} \quad (4.44)$$

#### 4.8 CAPACITORES DE SAÍDA, $C_{o1}$ E $C_{o2}$

Os dois capacitores de saída são outro caso em que a diferença entre suas correntes refere-se apenas a fase entre elas. Nos intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_3$  os dois capacitores são responsáveis por manter a corrente da carga, no intervalo  $\Delta t_2$  a corrente em  $C_{o2}$  é igual a corrente da carga e a de  $C_{o1}$  é igual a diferença entre a corrente de  $L_2$  e a corrente da carga e, por fim, em  $\Delta t_4$  a corrente em  $C_{o2}$  é igual a corrente da carga e a de  $C_{o1}$  é igual a corrente de  $L_2$  menos a corrente da carga. Dado o exposto, pode-se obter o valor da corrente eficaz em  $C_{o1,2}$  conforme a equação (4.45).

$$I_{o1,2\_ef} = \sqrt{(I_{L2\_ef} - I_o)^2 (1 - D) + I_o^2 \cdot [2(D - 0,5) + (1 - D)]} \quad (4.45)$$

Com isso, finaliza-se a análise dos esforços de tensão e corrente do conversor analisado e o cálculo das perdas presente nele se tornam mais triviais, bastando apenas utilizar os esforços calculados nesta seção e inserí-los nas equações de perdas expostas no capítulo 2.

## 5 PROJETO DO CONVERSOR

A fim de comparação, os requisitos de projeto foram escolhidos de acordo com aqueles apresentados em (CABRAL, 2013) e expostos na Tabela 1. Com base em tais requisitos, procedeu-se com o projeto do conversor conforme será apresentado a seguir.

Tabela 1 - Valores de projeto

Parâmetro	Valor
$V_o$	380 V
$P_o$	520 W
$V_{in}$	34 V
$\Delta I_{L1\%}$	20%
$\Delta I_{L2\%}$	20%
$\Delta V_{o,int\%}$	1%
$\Delta V_{o1,2\%}$	1%
$f_s$	50kHz

Fonte: Próprio autor

Uma vez conhecidas as especificações do projeto, podem-se obter valores que serão essenciais para o dimensionamento dos elementos do circuito, determinação dos esforços de tensão e corrente além do cálculo de perdas.

### 5.1 CÁLCULO DOS PARÂMETROS BÁSICOS

Conforme comentado no início do capítulo 3 e de acordo com o ganho estático necessário para alcançar as especificações da tensão de saída, torna-se fácil perceber que os interruptores irão operar, em condições estacionárias, com razão cíclica superior a 0,5. Portanto, pode-se calcular o valor da razão cíclica que leva a tensão de saída ao seu valor nominal por meio da equação (3.6).

$$\frac{1}{2(1 - D)^2} = \frac{V_o}{V_{in}} = 11,176 \quad (5.1)$$

$$D = 0,788 \quad (5.2)$$

Além disso, uma vez que se sabe os valores de potência e tensão de saída, o cálculo da corrente de saída torna-se bastante trivial, como exposto a seguir.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 1,368A \quad (5.3)$$

Ainda, como exposto no capítulo 4, a partir do valor da corrente de saída, é possível determinar o valor das correntes dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ . Por meio das equações (4.2) e (4.14), os seguintes valores são obtidos para as correntes médias dos indutores:

$$I_{L1\_med} = \frac{I_o}{2 \cdot (1 - D)^2} = 15,29A \quad (5.4)$$

$$I_{L2\_med} = \frac{I_o}{1 - D} = 6,47A \quad (5.5)$$

Consecutivamente, o máximo valor da ondulação da corrente (pico a pico) nos indutores para que atendam às especificações do projeto é facilmente calculado como segue.

$$\Delta I_{L1} = I_{L1\_med} \cdot \Delta I_{L1\%} = 3,06A \quad (5.6)$$

$$\Delta I_{L2} = I_{L2\_med} \cdot \Delta I_{L2\%} = 1,29A \quad (5.7)$$

Outro parâmetro que pode ser determinado uma vez que se conhece a razão cíclica do conversor é a tensão no estágio intermediário. Fazendo uso da equação (3.4) obtém-se o valor de  $V_{o\_int}$  como exibido em seguida.

$$V_{o\_int} = \frac{1}{2(1 - D)} \cdot V_{in} = 80,34 \quad (5.8)$$

Ainda, de forma similar ao cálculo da máxima ondulação de corrente nos indutores, é possível determinar a máxima ondulação de tensão nos 3 capacitores do circuito.

$$\Delta V_{o\_int} = V_{o\_int} \cdot \Delta V_{o\_int\%} = 803,74mV \quad (5.9)$$

$$\Delta V_{o1,2} = V_{o1,2} \cdot \Delta V_{o1,2\%} = 1,90V \quad (5.10)$$

Assim, com os valores obtidos até aqui torna-se possível a determinação do mínimo valor das capacitâncias e indutâncias para que os requisitos do projeto sejam alcançados.

## 5.2 INDUTORES $L_1$ E $L_2$

Do capítulo 3 sabe-se que durante as etapas de operação 1 e 3 os dois indutores estão sob tensão positiva pelo período de tempo equivalente a  $(D - 0,5)T_s$ . Ou seja, sabe-se que a corrente dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  aumentam de  $I_{L1\_min}$  e  $I_{L2\_min}$  para  $I_{L1\_max}$  e  $I_{L2\_max}$ , respectivamente, em  $(D - 0,5)T_s$  segundos. Além disso, como a ondulação das tensões intermediária e de saída são muito menores que seus valores médios, estas tensões podem ser consideradas constantes, tornando possível a aproximação realizada na equação (5.11).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (5.11)$$

Dessa forma, isolando o valor da indutância na equação anterior, obtém-se a expressão (5.12), tornando a tarefa de determinar o valor das indutâncias de  $L_1$  e  $L_2$  bastante trivial, como mostrado a seguir.

$$L = v_L \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i_L} \quad (5.12)$$

$$L_1 = V_{in} \cdot \frac{(D - 0,5)}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} = 64,133 \mu H \quad (5.13)$$

$$L_2 = V_{o\_int} \cdot \frac{(D - 0,5)}{\Delta i_{L2} \cdot f_s} = 358,392 \mu H \quad (5.14)$$

Uma vez conhecidos os valores de  $L_1$  e  $L_2$ , as equações (4.9) e (4.21) podem ser utilizadas para o cálculo da corrente eficaz dos indutores, conforme exposto a seguir.

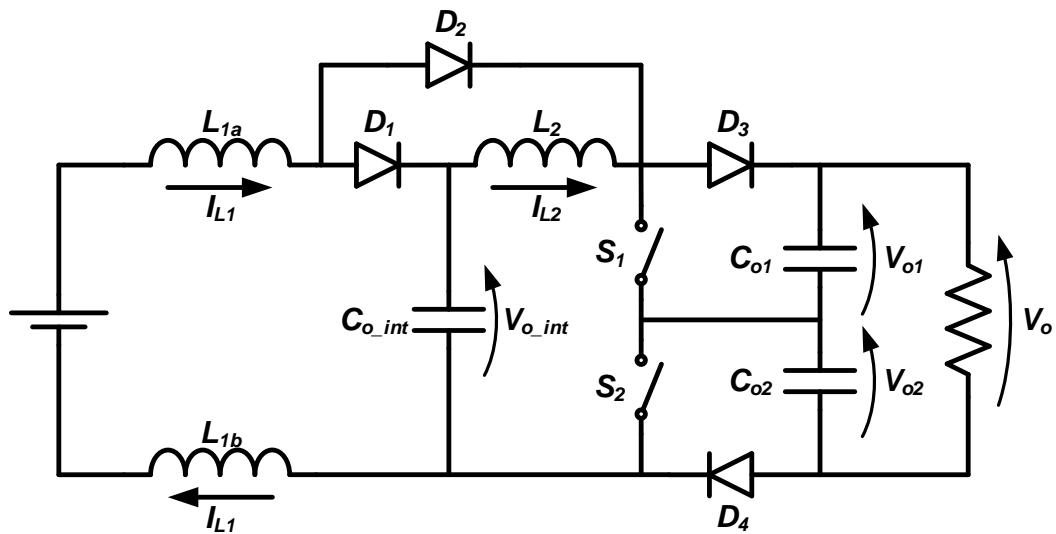
$$I_{L1\_ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{V_{in}}{L_1} t + I_{L1\_min} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{V_{in} - V_{o\_int}}{L_1} t + I_{L1\_max} \right)^2 dt \right]} = 15,32 A$$

$$I_{L2\_ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_1} \left( \frac{V_{o\_int}}{L_2} t + I_{L2\_min} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{V_{o\_int} - V_{o1}}{L_2} t + I_{L2\_max} \right)^2 dt \right]} = 6,48 A$$

### 5.2.1 Projeto físico de $L_1$

Além das indutâncias, é necessário determinar as características construtivas dos indutores para a confecção do conversor. Com base em experiências anteriores de colegas de laboratório utilizando esta topologia, decidiu-se separar o indutor  $L_1$  em outros dois indutores,  $L_{1a}$  e  $L_{1b}$ , posicionando a fonte de entrada entre eles como mostra a Figura 12.

Figura 12 - Circuito utilizado para o projeto prático



Fonte: Próprio autor.

Inicialmente,  $L_{1a}$  e  $L_{1b}$  seriam iguais, com valor igual a metade de  $L_1$ . Contudo, devido a dificuldades com sua construção e disponibilidade de material, optou-se pelo primeiro ser igual a um terço de  $L_1$  e o segundo o dobro disto. Portanto, o valor destas indutâncias ficou determinando conforme apresenta-se na sequência.

$$L_{1a} = \frac{L_1}{3} = 21,38 \mu H \quad (5.15)$$

$$L_{1b} = \frac{2}{3} L_1 = 42,76 \mu H \quad (5.16)$$

Sendo assim, a partir das informações apresentadas na Tabela 2, procedeu-se, por meio da equação (5.17), com o cálculo do mínimo produto das áreas para os núcleos a serem utilizados.

$$A_e A_{w\_min} = \frac{L \cdot I_{L\_ef} \cdot I_{L\_max}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \quad (5.17)$$

Tabela 2 - Parâmetro utilizados para a construção dos indutores

Parâmetro	Valor
$L_{1a}$	21,38 $\mu\text{H}$
$L_{1b}$	42,76 $\mu\text{H}$
$I_{L1\_ef}$	15,32 A
$I_{L1\_max}$	16,82 A
$B_{max}$	0,32 T
$J_{max}$	450 A/m <sup>2</sup>
$K_w$	0,7
$\rho_{Cu} (T = 80^\circ\text{C})$	17,12x10 <sup>-9</sup> m.Ω

Fonte: Próprio autor.

$$A_e A_{w\_L1a} = \frac{L_{1a} \cdot I_{L1\_ef} \cdot I_{L1\_max}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} = 0,547 \text{ cm}^4 \quad (5.18)$$

$$A_e A_{w\_L1b} = \frac{L_{1b} \cdot I_{L1\_ef} \cdot I_{L1\_max}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} = 1,09 \text{ cm}^4 \quad (5.19)$$

Uma vez sabendo o mínimo produto das áreas, os núcleos escolhidos foram o MMT140EE4012 para o indutor  $L_{1a}$  e o MMT1404220 para o  $L_{1b}$ . Ambos são núcleos de ferrite da empresa Magmattec, confeccionados com o material 140 da fabricante. As dimensões do núcleo e os dados do material estão expostos na Tabela 3.

Tabela 3 - Características dos núcleos escolhidos

Característica	MMT140EE4012	MMT1404220
$A_e$	1,53 cm <sup>2</sup>	2,4 cm <sup>2</sup>
$A_w$	1,704 cm <sup>2</sup>	2,56 cm <sup>2</sup>
$A_e A_w$	2,607 cm <sup>4</sup>	6,144 cm <sup>4</sup>
$V_{Nuc}$	6,164 cm <sup>3</sup>	12,69 cm <sup>3</sup>
$l_{Med}$	7,9 cm	9,7 cm
$B_{Sat}$	0,39 T	
$P_{Vol\_100kHz}$	25 kW/m <sup>3</sup>	

Fonte: (MAGMATTEC)

Uma vez escolhidos os núcleos para a confecção dos indutores, é possível realizar o cálculo do número de espiras necessário para alcançar a indutância desejada. Para isto, utiliza-se a equação (5.20) e o número de espiras para os indutores  $L_{1a}$  e  $L_{1b}$ ,  $N_{L1a}$  e  $N_{L1b}$  respectivamente, ficam determinadas conforme o exposto na sequência.

$$N_L = \frac{L \cdot I_{L\_max}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (5.20)$$

$$N_{L1a} = \frac{L_{1a} \cdot I_{L1\_max}}{B_{max} \cdot A_{e\_L1a}} = 7,346 = 8 \text{ espiras} \quad (5.21)$$

$$N_{L1b} = \frac{L_{1b} \cdot I_{L1\_max}}{B_{max} \cdot A_{e\_L1b}} = 4,683 = 5 \text{ espiras} \quad (5.22)$$

Além disso, precisa-se determinar a seção de cobre necessária para suportar a corrente que flui pelos indutores de modo que respeite a máxima densidade de corrente,  $J_{max}$ , adotada para o projeto. Para realizar este cálculo utiliza-se a equação (5.23) e o resultado obtido para os indutores  $L_{1a}$  e  $L_{1b}$  estão apresentados na sequência.

$$S_{Cu} = \frac{I_{L\_ef}}{\rho_{Cu}} \quad (5.23)$$

$$S_{Cu\_L1a,b} = \frac{I_{L1\_ef}}{\rho_{Cu}} = 3,404 \text{ mm}^2 \quad (5.24)$$

Ainda, deve-se calcular o máximo raio do condutor para que sua seção seja melhor utilizada, uma vez que sua área efetiva diminui com o aumento da frequência devido ao Efeito Skin. Sabe-se que um pequeno percentual da corrente que circula nestes indutores é, de fato, alternada, mas para facilitar a construção dos indutores a corrente considerada nos cálculos é a corrente total nos indutores. Para a determinação do máximo raio do condutor utilizou-se a equação (5.25) e o resultado está exposto a seguir.

$$r_{Cu\_max} = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (5.25)$$

$$r_{Cu\_max} = \frac{7,5}{\sqrt{2f_s}} = 0,2372 \text{ mm} \quad (5.26)$$

Com a informação do máximo raio para o condutor a ser utilizado, o fio escolhido foi o 26AWG, cujas informações estão exibidas na Tabela 4.

Tabela 4 – Características do fio 26AWG

Parâmetro	Valor
$r_{Cu\_26AWG}$	0,20 mm
$r_{Isol\_26AWG}$	0,23 mm
$S_{Cu\_26AWG}$	0,1287 mm <sup>2</sup>
$S_{Isol\_26AWG}$	0,1671 mm <sup>2</sup>

Fonte: (BARBI, 2014)

Uma vez escolhido o fio, é trivial determinar a quantidade mínima de condutores em paralelo para que a densidade de corrente no cabo seja atendida. Esta tarefa pode ser executada por meio da expressão (5.27) e o valor obtido para os indutores está apresentado na sequência.

$$n_p = \frac{S_{Cu}}{S_{Cu\_fio}} \quad (5.27)$$

$$n_{p\_L1} = \frac{S_{Cu\_L1a,b}}{S_{Cu\_26AWG}} = 26,544 = 27 \text{ condutores} \quad (5.28)$$

A última informação necessária para a construção dos indutores é o comprimento do entreferro. A seguir são apresentadas a equação para o cálculo do entreferro e os valores obtidos para os indutores  $L_{1a}$  e  $L_{1b}$ ,  $l_{g\_L1a}$  e  $l_{g\_L1b}$  respectivamente. Observa-se que as distâncias calculadas já estão dimensionadas para aplicação nas duas pernas externas do núcleo.

$$l_g = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_L^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \quad (5.29)$$

$$l_{g\_L1a} = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_{L1a}^2 \cdot \mu_o \cdot A_{e_{L1a}}}{L_{1a}} = 0,288 \text{ mm} \quad (5.30)$$

$$l_{g\_L1b} = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_{L1b}^2 \cdot \mu_o \cdot A_{e_{L1b}}}{L_{1b}} = 0,088 \text{ mm} \quad (5.31)$$

Por fim, a Tabela 5 apresenta um resumo dos parâmetros utilizados na confecção dos indutores  $L_{1a}$  e  $L_{1b}$ . Percebe-se ainda que o valor de condutores em paralelo na tabela é maior que o calculado, isto se deve ao fato de que com o aumento do número de condutores em paralelo, as perdas no enrolamento do indutor serão menores além de uma melhor ocupação da janela do núcleo.

Tabela 5 - Resumo dos parâmetros utilizados para construção dos indutores  $L_{1a}$  e  $L_{1b}$

Parâmetro	Valor	
Indutor	$L_{1a}$	$L_{1b}$
Núcleo	MMT140EE4012	MMT1404220
$N_L$	8	5
Fio	26AWG	
$n_p$	32	
$l_g$	0,288 mm	0,088 mm

Fonte:

### 5.2.2 Projeto físico de $L_2$

Uma vez que o projeto físico do indutor  $L_2$  é idêntico ao dos indutores  $L_{1a}$  e  $L_{1b}$ , alterando apenas os valores envolvidos, decidiu-se omitir o passo-a-passo da obtenção destes valores e expô-los de forma resumida e objetiva na Tabela 6. Os parâmetros básicos para o projeto (fator de ocupação, máxima densidade de corrente e máximo fluxo) foram adotados os mesmos apresentados na Tabela 2.

Tabela 6 – Resumo dos parâmetros utilizados para construção do indutor  $L_2$

Parâmetro	Valor
$A_e A_{w\_min}$	1,64 cm <sup>4</sup>
Núcleo	MMT1404220
$N_{L2}$	34
$S_{Cu\_L2}$	1,44 mm <sup>2</sup>
Fio	26AWG
$n_{P\_L2}$	15
$l_{g\_L2}$	0,486 mm

Fonte: Próprio autor

## 5.3 CAPACITORES

Analizando novamente as etapas de operação expostas no capítulo 3, nota-se que o capacitor  $C_{o1}$  permanece durante as 3 primeiras etapas conduzindo a mesma corrente da carga, assim como o capacitor  $C_{o2}$  da etapa 2 a 4. Isto é, durante  $DT_s$  segundos os dois capacitores conduzem a corrente de carga, que pode ser considerada constante, o que permite a aproximação realizada na equação (5.32).

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} = \frac{\Delta v_c}{\Delta t} \quad (5.32)$$

De forma análoga a feita para os indutores, isolando a capacitância na equação, é possível determinar o valor mínimo dos dois capacitores de saída para que a ondulação da tensão seja atendida como exposto a seguir.

$$C = i_c \frac{dt}{dv_c} = i_c \frac{\Delta t}{\Delta v_c} \quad (5.33)$$

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{I_{out} \cdot D}{\Delta V_{o1,2\%} \cdot V_{o1,2} \cdot f_s} = 11,36 \mu F \quad (5.34)$$

O equacionamento para determinar o valor do capacitor intermediário é bastante complexo se comparado aos demais cálculos deste capítulo, uma vez que em nenhum momento ele conduz uma corrente que seja contínua. Contudo, durante as etapas de operação 1 e 3 é simples notar que a corrente no capacitor intermediário é igual ao negativo da corrente de  $L_2$ . Além disso, sabe-se também que a corrente de  $L_2$  comporta-se de forma linear durante este período de tempo, podendo ser facilmente equacionada. A partir disso, é possível utilizar a expressão da corrente de  $L_2$  na equação (5.32) e obter o comportamento da tensão no capacitor em função do tempo e de sua capacidade. Assim, pode-se analisar a tensão no início e fim da etapa e determinar o valor de capacidade que mantém essa variação da tensão abaixo daquela especificada para o projeto. Com isso, o valor mínimo obtido para o capacitor intermediário foi de  $92,89 \mu F$ .

$$C_{o\_int} = 92,89 \mu F \quad (5.35)$$

Além da determinação das capacidades mínimas, outro aspecto muito importante para a escolha de um capacitor adequado é sua capacidade de corrente. Com as informações já obtidas e por meio das equações (4.44) e (4.45) calcula-se a corrente eficaz que flui por cada capacitor conforme exposto a seguir.

$$I_{o\_int\_ef} = \sqrt{2I_{L2\_ef}^2(D - 0,5) + 2(I_{L1\_ef} + I_{L2\_ef})^2 \cdot (1 - D)} = 7,57 A \quad (5.36)$$

$$I_{o1,2\_ef} = \sqrt{(I_{L2\_ef} - I_{out})^2(1 - D) + I_{out}^2 \cdot [2(D - 0,5) + (1 - D)]} = 2,65 A \quad (5.37)$$

Uma vez conhecidos os valores mínimos de capacidade e corrente, além da mínima tensão de isolamento,  $V_{o\_int}$  e  $V_{o1,2}$  para os capacitores  $C_{o\_int}$  e  $C_{o1,2}$ , respectivamente, o capacitor eletrolítico B43547A9187M da empresa EPCOS foi escolhido para desempenhar a função dos três capacitores do circuito. As características deste modelo estão apresentadas na Tabela 7. Percebe-se que a máxima corrente deste modelo é inferior à corrente do capacitor intermediário calculada anteriormente, por isso foram utilizados dois capacitores em paralelo. Percebe-se que de acordo com a Tabela 7, mesmo utilizando dois capacitores

em paralelo o capacitor ainda não possuiria capacidade de corrente suficiente, porém utilizando a plataforma disponibilizada por (EPCOS, 2016) conclui-se que a capacidade de corrente é superior para a frequência em que o capacitor irá operar, 100 kHz.

Tabela 7 - Características do capacitor B43547A9187M

Parâmetro	Valor
Capacitância	180 $\mu$ F
Tensão	400V
$I_{Max}$ (100Hz, 60°C)	3,06A
RSE (100Hz, 20°C)	290m $\Omega$

Fonte: (EPCOS, 2016)

#### 5.4 DIODO $D_1$

A partir dos valores obtidos para as correntes dos indutores e das equações apresentadas no capítulo 4, torna-se possível calcular o valor das correntes média e eficaz que flui pelos diodos do conversor. Além disso, da análise das etapas de operação analisadas anteriormente, pode-se obter o valor de tensão aplicada sobre os diodos durante o período em que está bloqueado.

Para o diodo  $D_1$ , observa-se que ao bloquear, a tensão aplicada reversamente sobre ele é igual a tensão intermediária. Para o cálculo das correntes média e eficaz deve-se utilizar as equações (4.33) e (4.34). O valor obtido para estas correntes é apresentado a seguir.

$$I_{D1\_med} = \frac{I_o}{1 - D} = 6,47A \quad (5.38)$$

$$I_{D1\_ef} = \sqrt{2 \cdot I_{L1\_ef}^2 (1 - D)} = 9,96A \quad (5.39)$$

$$V_{D1\_Bloq} = -V_{o\_int} = -80,34V \quad (5.40)$$

#### 5.5 DIODO $D_2$

Por sua vez, o cálculo das correntes média e eficaz para o diodo  $D_2$ , pode ser realizado utilizando as equações (4.37) e (4.38), respectivamente, e estão apresentadas na sequência.

$$I_{D2\_med} = I_o \frac{2D - 1}{(1 - D)^2} = 8,82A \quad (5.41)$$

$$I_{D2\_ef} = \sqrt{2 \cdot I_{L1\_ef}^2 (D - 0,5)} = 11,64A \quad (5.42)$$

Além disso, como visto no capítulo 3, ao bloquear, a tensão aplicada sobre o diodo  $D_2$  é equivalente à diferença entre as tensões  $V_{o\_int}$  e  $V_{o1,2}$ .

$$V_{D2\_Bloq} = V_{o\_int} - V_{o1,2} = -109,63V \quad (5.43)$$

## 5.6 DIODOS $D_3$ E $D_4$

Para os diodos  $D_3$  e  $D_4$  deve-se, novamente, remeter ao capítulo sobre as etapas de operação e observar que quando estão bloqueados, a tensão aplicada sobre seus terminais é igual a metade da tensão de saída, isto é,  $V_{o1,2}$ .

$$V_{D3,4\_Bloq} = -V_{o1,2} = -190V \quad (5.44)$$

Além disso, utilizando as equações (4.41) e (4.42), pode-se obter o valor numérico das correntes média e eficaz, respectivamente, conforme exposto a seguir.

$$I_{D3,4\_med} = I_o = 1,37A \quad (5.45)$$

$$I_{D3,4\_ef} = \sqrt{I_{L2\_ef}^2 (1 - D)} = 2,98A \quad (5.46)$$

Visando padronizar a construção do protótipo e facilitar o cálculo de perdas, bem como o cálculo térmico, procurou-se por um diodo que possa exercer a função de qualquer um dos quatro diodos e, ainda, que minimize as perdas causadas por estes com base no que foi visto até aqui e no que será apresentado no cálculo das perdas no conversor. Sendo assim, o modelo escolhido foi o STPSC20065-Y, diodo de Silicon Carbide, com capacidade de 20 ampéres da ST Microelectronics. As demais características deste produto estão apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 - Características do diodo STPCS20065-Y

$V_{RRM}$	650 V
$I_F$	20 A
$V_F$	1,45 V
$Q_{rr}$	62 nC
$T_J$	-55 a 175 °C
$R_{\theta JC}$	0,6 °C/W

Fonte: (ST MICROELECTRONICS, 2017)

## 5.7 INTERRUPTORES $S_1$ E $S_2$

Com os valores já obtidos e as equações apresentadas no capítulo 4, determina-se as correntes e tensões impostas aos interruptores durante a operação nominal do conversor e são apresentadas abaixo.

$$I_{S1,2\_max} = I_{L1\_max} + I_{L2\_max} = 23,94A \quad (5.47)$$

$$I_{S1,2\_med} = I_o \left( \frac{2D - D^2 - 0,5}{(1 - D)^2} \right) = 13,93A \quad (5.48)$$

$$I_{S1,2\_ef} = \sqrt{(I_{L1\_ef} + I_{L2\_ef})^2(D - 0,5) + I_{L2\_ef}^2(1 - D)} = 16,83A \quad (5.49)$$

$$V_{S\_Bloq} = V_{o1,2} = 190V \quad (5.50)$$

Com base nos valores apresentados e já pensando na minimização das perdas nestes componentes, conforme o exposto no capítulo 2, o MOSFET UJC06505T da fabricante United Silicon Carbide Inc., USiC, foi escolhido para atuar como interruptor neste projeto. As características deste produto estão expostas na Tabela 9. Dentre as características deste componente, destacam-se os tempos de entrada em condução e bloqueio e sua resistência de condução, diretamente relacionadas à potência dissipada por este.

Tabela 9 - Características do interruptor UJC06505T

$V_{DS\_max}$	650 V
$I_{DS}$ ( $T_J = 25$ °C)	36,5A
$R_{DS(on)}$ ( $T_J = 25$ °C)	34mΩ
$t_f$	15ns
$t_r$	10ns
$T_J$	-55 a 150°C
$R_{\theta JC}$	1,1°C/W

Fonte: (USCI, 2016)

## 6 PERDAS NO CONVERSOR

Uma vez estabelecidos os esforços de tensão e corrente exercidos por cada um dos elementos do circuito, faz-se necessário a aplicação dos conceitos e equações abordados no capítulo 2 para se ter uma perspectiva do rendimento do conversor, bem como dimensionar dissipadores de calor para evitar uma possível deterioração dos componentes.

Ainda, como exposto anteriormente, o processo de comutação dos interruptores pode variar de uma topologia para outra e nesta seção apresentar-se-á as etapas de operação que ocorrem durante a mudança de estado dos transistores.

### 6.1 PERDAS NOS INDUTORES

Para a realização do cálculo das perdas nos indutores, estão concentrados na Tabela 10 os principais parâmetros que serão utilizados para determinar a potência dissipada pelos indutores presentes no projeto.

Tabela 10 - Resumo dos parâmetros de construção dos indutores

Parâmetro	Valor		
Indutores	$L_{1a}$	$L_{1b}$	$L_2$
$N_L$	8	5	34
$n_p$	32	32	15
$S_{Cu\_26AWG}$	0,1287 mm <sup>2</sup>		
$\rho_{Cu}$ ( $T_A = 80^\circ C$ )	17,13x10 <sup>-9</sup> mΩ		
$l_{med}$	7,9 cm	9,7 cm	
$V_{Nuc}$	6,164 cm <sup>3</sup>	12,69 cm <sup>3</sup>	
$P_{Vol\_100kHz}$	25 mW/cm <sup>3</sup>		

Fonte: Próprio autor.

#### 6.1.1 Perdas nos enrolamentos

A partir dos 5 primeiros parâmetros apresentados na Tabela 10 pode-se realizar o cálculo da resistência de enrolamento dos indutores e, consecutivamente, determinar as perdas causadas por estas resistências.

A resistência dos cabos empregados na construção dos indutores pode ser facilmente calculada utilizando a equação (2.26). Observando esta equação é simples entender a opção por alguns condutores em paralelo a mais do que o calculado, uma vez que a resistência, e consequentemente as perdas, do cabo é inversamente proporcional ao número de fios em paralelo. A seguir são apresentados os valores obtidos para a resistência CC do enrolamento de cada indutor.

$$R_{L1a} = \frac{N_{L1a} \cdot l_{med\_L1a} \cdot \rho_{Cu}}{n_{p\_L1a} \cdot S_{Cu\_26AWG}} = 2,629 \text{ m}\Omega \quad (6.1)$$

$$R_{L1b} = \frac{N_{L1b} \cdot l_{med\_L1b} \cdot \rho_{Cu}}{n_{p\_L1b} \cdot S_{Cu\_26AWG}} = 2,017 \text{ m}\Omega \quad (6.2)$$

$$R_{L2} = \frac{N_{L2} \cdot l_{med\_L2} \cdot \rho_{Cu}}{n_{p\_L2} \cdot S_{Cu\_26AWG}} = 29,263 \text{ m}\Omega \quad (6.3)$$

Uma vez obtidos os valores das resistências dos enrolamentos, a determinação das perdas causadas por eles torna-se bastante trivial. Utilizando a equação (2.25) obtém-se os valores das perdas causadas pelo cobre dos enrolamentos do indutor.

$$P_{L1a\_Cu} = R_{L1a} \cdot I_{L1a\_ef}^2 = 616,35 \text{ mW} \quad (6.4)$$

$$P_{L1b\_Cu} = R_{L1b} \cdot I_{L1b\_ef}^2 = 472,99 \text{ mW} \quad (6.5)$$

$$P_{L2\_Cu} = R_{L2} \cdot I_{L2\_ef}^2 = 1,228 \text{ W} \quad (6.6)$$

### 6.1.2 Perdas nos núcleos

As perdas no núcleo de um indutor são usualmente calculadas de duas principais formas, por meio de equações ou curvas resultantes de ensaios realizados pelo fabricante. No caso dos núcleos escolhidos, em seu catálogo são apresentadas curvas de perdas em função da frequência, máxima variação do fluxo e temperatura. Para a utilização destas curvas, faz-se necessário determinar o valor da variação do fluxo, o que pode ser feito por meio da equação (6.7).

$$\frac{\Delta B}{B_{max}} = \frac{\Delta I_L}{I_{L\_max}} \quad (6.7)$$

$$\Delta B = \frac{\Delta I_L \cdot B_{max}}{I_{L\_max}} \quad (6.8)$$

A seguir é apresentado o valor da variação do fluxo para os indutores. Observa-se que a variação do fluxo magnético é a mesma para todos os indutores, uma vez que a relação entre a variação de corrente e a corrente média é a mesma para os três, assim como o valor máximo do fluxo,  $B_{max}$ .

$$\Delta B = \frac{\Delta I_L \cdot B_{max}}{I_{L\_max}} = \frac{0,2I_{L\_med} \cdot B_{max}}{1,1I_{L\_med}} = 0,058 \text{ T} \quad (6.9)$$

Ao consultar o catálogo do material, deve-se ter em mente que a frequência de operação dos indutores é igual ao dobro da frequência de chaveamento dos interruptores, isto é, 100kHz. Além disso, a temperatura considerada na consulta foi de 60°C. Com estes dados o valor aproximadamente obtido foi de 25 mW/cm<sup>3</sup>.

Tendo obtido o valor da relação das perdas por volume, basta realizar o produto do volume do núcleo por este fator para obter o valor das perdas causadas pelo núcleo dos indutores. Além disso, ao realizar o cálculo destas perdas, deve-se lembrar que o volume apresentado na Tabela 3 é para apenas um núcleo e que os indutores foram projetados prevendo a utilização de pares destes.

$$P_{L\_Nuc} = V_{Nuc} \cdot P_{Vol} \quad (6.10)$$

$$P_{L1a\_Nuc} = 2V_{Nuc\_L1a} \cdot 0,025 = 308,2 \text{ mW} \quad (6.11)$$

$$P_{L1b\_Nuc} = 2V_{Nuc\_L1b} \cdot 0,025 = 634,5 \text{ mW} \quad (6.12)$$

$$P_{L2\_Nuc} = 2V_{Nuc\_L2} \cdot 0,025 = 634,5 \text{ mW} \quad (6.13)$$

Por fim, calcula-se o valor total das perdas causada por cada indutor, bem como a soma das perdas de todos eles.

$$P_{L1a} = P_{L1a\_Cu} + P_{L1a\_Nuc} = 924,55 \text{ mW} \quad (6.14)$$

$$P_{L1b} = P_{L1b\_Cu} + P_{L1b\_Nuc} = 1,107 \text{ W} \quad (6.15)$$

$$P_{L2} = P_{L2\_Cu} + P_{L2\_Nuc} = 1,862 \text{ W} \quad (6.16)$$

$$P_L = P_{L1a} + P_{L1b} + P_{L2} = 3,894 \text{ W} \quad (6.17)$$

## 6.2 PERDAS NOS CAPACITORES

As perdas nos capacitores ocorrem, principalmente, por conta da resistência série equivalente e o cálculo destas perdas torna-se o produto desta resistência pela corrente eficaz que passa pelo capacitor. Contudo, nas folhas de dados dos capacitores, a RSE é informada apenas para algumas frequências e temperaturas, no caso dos capacitores escolhidos, 100 Hz e 20 °C ou 300 Hz e 60 °C. Isto torna o cálculo para condições diferentes destas um tanto impreciso, uma vez que esta resistência é dependente da frequência. Para o capacitor escolhido, por exemplo, a RSE varia de 290 mΩ para 100 mΩ, com o aumento da frequência de 100 para 300 Hz e da temperatura de 20 para 60 °C.

Tendo isto em mente, o cálculo das perdas para o modelo escolhido foi realizado pela plataforma disponibilizada no site da fabricante, Figura 13. Os dados de entrada inseridos na plataforma estão apresentados na Tabela 11.

Figura 13 - Plataforma utilizada para o cálculo das perdas nos capacitores

The calculation results obtained are typical values and are intended for guidance purposes only. The useful life does not constitute a warranty of any kind or a prolongation of the agreed warranty period.

© 2016 EPCOS AG   Terms of usage   Published by   Important notes   V3.0

Fonte: (EPCOS, 2016).

Tabela 11 - Dados inseridos na plataforma para a determinação das perdas nos capacitores

	$C_{o\_int}$	$C_{o1,2}$
<i>Series Name</i>	B43547	
<i>Rated Voltage</i>	400 V	
<i>Rated Capacitance</i>	180 $\mu$ F	
<i>Diameter x Length</i>	25x35 mm	
<i>Operating Voltage</i>	81 V	190 V
<i>Ambient Temperature</i>		40 °C
<i>Frequency</i>	100 kHz	50 kHz
<i>Ripple Current</i>	3,784 A	2,648 A

Fonte: Próprio autor

Uma vez inseridas estas informações na plataforma, os resultados obtidos foram os que se apresentam a seguir. Percebe-se que apesar de serem muitas vezes desconsideradas, as perdas causadas pelos capacitores podem ser significativas, tanto quanto um indutor, por exemplo.

$$P_{C\_int} = 1,58 \text{ W} \quad (6.18)$$

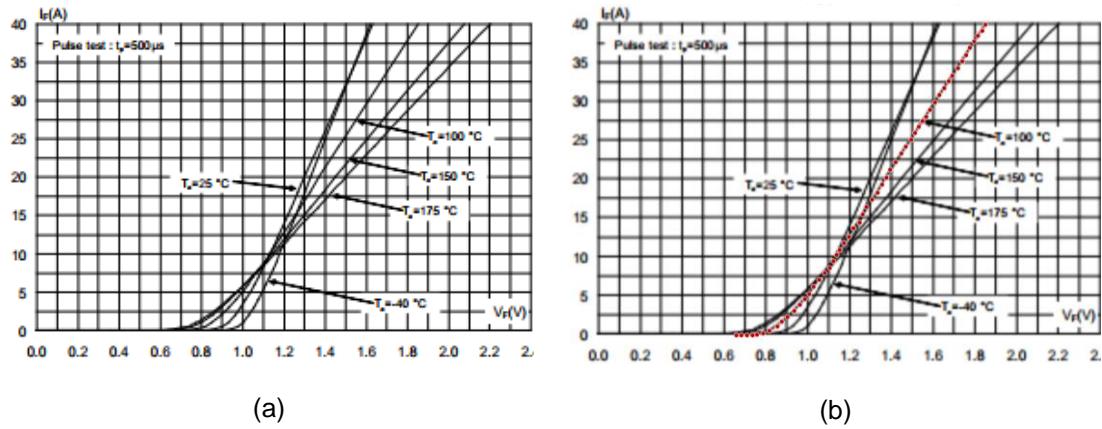
$$P_{Co1,2} = 0,44 \text{ W} \quad (6.19)$$

$$P_C = P_{C\_int} + 2P_{Co1,2} = 2,46 \text{ W} \quad (6.20)$$

### 6.3 PERDAS NOS DIODOS

Anteriormente, no capítulo 2, duas formas de cálculo de perdas para a condução de um diodo foram apresentadas, uma por meio de um modelo simplificado e outro utilizando métodos numéricos para obtenção de um polinômio equivalente a curva de condução do diodo. Como o foco deste trabalho está no estudo das perdas do conversor, o segundo método foi adotado por apresentar maior precisão.

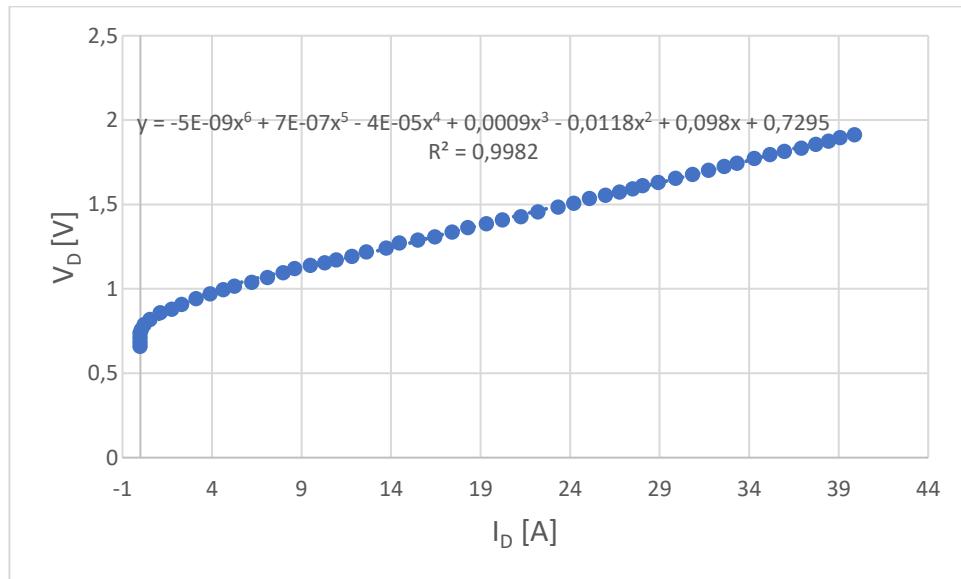
O polinômio que expressa, aproximadamente, o comportamento da queda de tensão do diodo em função da corrente que flui por ele, foi obtido com a ajuda da plataforma *WebPlotDigitalizer* que pode ser encontrada no endereço eletrônico <https://apps.automeris.io/wpd/>. Inseriu-se na plataforma a imagem da curva  $V_D \times I_D$ , Figura 14a, e, a partir dela 64 pontos, exibidos na Figura 14b, foram posicionados para serem utilizados na determinação do polinômio posteriormente.

Figura 14 - (a) Característica  $I_D$  x  $V_D$ ; (b) Pontos utilizados para obtenção do polinômio

Fonte: Próprio autor.

Com o auxílio do Microsoft Excel foi possível determinar um polinômio com  $R^2$  igual a 0,9982, isto é, 99,82% dos valores obtidos para  $V_D$  podem ser explicados pelo polinômio obtido em função da corrente  $I_D$ . A expressão de sexta ordem obtida para o comportamento da tensão do diodo em função de sua corrente pode ser visualizada na equação (6.21) apresentada a seguir.

$$v_D(i_D) = -5 \cdot 10^{-9} i_D^6 + 7 \cdot 10^{-7} i_D^5 - 4 \cdot 10^{-5} i_D^4 + 0,0009 i_D^3 - 0,0118 i_D^2 + 0,098 i_D + 0,7295 \quad (6.21)$$

Figura 15 - Curva e equação obtida para a característica  $V_D$  x  $I_D$ 

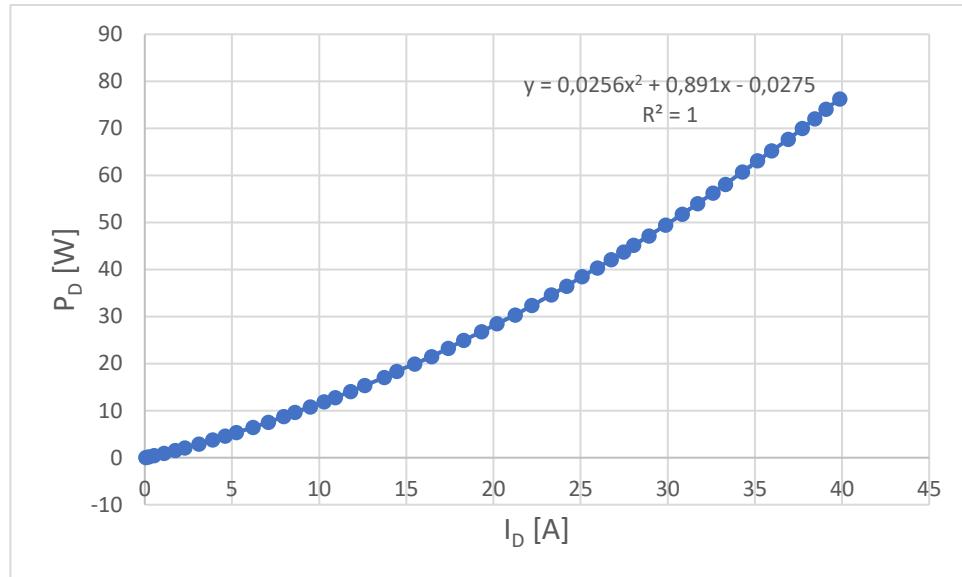
Fonte: Próprio autor.

Contudo, ao traçar o gráfico da potência dissipada por cada ponto em função da corrente é possível obter a equação (6.22), um polinômio de segunda

ordem com  $R^2$  igual a 1 como mostra a Figura 16, tornando o cálculo das perdas mais fácil e preciso.

$$P_{D\_cond}(i_D) = 0,0256i_D^2 + 0,891i_D - 0,0275 \quad (6.22)$$

Figura 16 - Curva e equação obtida para a característica  $P_D \times I_D$



Fonte: Próprio autor.

Por sua vez, as perdas causadas por conta da comutação dos diodos serão determinadas desconsiderando o fenômeno da recuperação direta e seu cálculo será feito por meio da equação (2.22). Na Tabela 12 apresentada a seguir estão resumidas as principais grandezas envolvidas na determinação das perdas de cada diodo.

Tabela 12 – Esforços de tensão e corrente envolvidos no cálculo das perdas dos diodos

Parâmetro	Valor
$I_{D1\_med}$	6,47 A
$V_{D1\_Bloq}$	-80,37 V
$I_{D2\_med}$	8,82 A
$V_{D2\_Bloq}$	-109,63 V
$I_{D3\_med}$	1,37 A
$V_{D3\_Bloq}$	190 V
$I_{D4\_med}$	1,37 A
$V_{D4\_Bloq}$	190 V
$Q_{rr}$	62 nC

Fonte: Próprio autor

### 6.3.1 Diodo $D_1$

Para o cálculo das perdas do diodo  $D_1$ , antes de aplicar os valores já obtidos nas equações apresentadas, deve-se atentar para o fato de que ele opera com o dobro da frequência de chaveamento. Com isso, é possível determinar o valor das perdas por condução e comutação, como mostrado na sequência.

$$P_{D1\_Cond}(I_{D1\_med}) = 6,81 \text{ W} \quad (6.23)$$

$$P_{D1\_Com} = -Q_{rr} \cdot V_{D1\_Bloq} \cdot 2f_s = 498,32 \text{ mW} \quad (6.24)$$

Assim, o valor total da potência dissipada pelo diodo  $D_1$  é determinada a seguir.

$$P_{D1} = P_{D1\_Cond} + P_{D1\_Com} = 7,31 \text{ W} \quad (6.25)$$

### 6.3.2 Diodo $D_2$

Assim como  $D_1$ , a corrente que percorre o diodo  $D_2$  também possui frequência equivalente ao dobro de  $f_s$ . Sendo assim, aplicando os valores de corrente relativos a  $D_2$  nas equações (6.22) e (2.22), determina-se o valor da potência dissipada por este diodo, apresentadas em seguida.

$$P_{D2\_Cond}(I_{D2\_Cond}) = 9,83 \text{ W} \quad (6.26)$$

$$P_{D2\_Com} = -Q_{rr} \cdot V_{D2\_Bloq} \cdot 2f_s = 679,68 \text{ mW} \quad (6.27)$$

$$P_{D2} = P_{D2\_Cond} + P_{D2\_Com} = 10,51 \text{ W} \quad (6.28)$$

### 6.3.3 Diodos $D_3$ e $D_4$

Os diodos  $D_3$  e  $D_4$ , por sua vez, operam na mesma frequência dos interruptores. Os valores de potência dissipada na condução e comutação destes diodos estão apresentados na sequência.

$$P_{D3,4\_Cond}(I_{D3,4\_Cond}) = 1,24 \text{ W} \quad (6.29)$$

$$P_{D3,4\_Com} = -Q_{rr} \cdot V_{D3,4\_Bloq} \cdot f_s = 589,0 \text{ mW} \quad (6.30)$$

$$P_{D3,4} = 1,83 \text{ W} \quad (6.31)$$

Por fim, os valores das perdas de cada diodo, bem como a soma destes, estão condensados na Tabela 13, apresentada a seguir.

Tabela 13 - Perdas nos diodos

Parâmetro	Valor
$P_{D1}$	7,31 W
$P_{D2}$	10,51 W
$P_{D3}$	1,83 W
$P_{D4}$	1,83 W
$P_D$	21,48 W

Fonte: Próprio autor

## 6.4 PERDAS NOS INTERRUPTORES

Apresentar-se-á agora o cálculo das perdas nos interruptores causadas pelos períodos de condução e pela comutação entre os estados de condução e bloqueio. Ainda, para a realização do cálculo das perdas de comutação, serão apresentadas as etapas de operação da comutação presentes na topologia estudada.

### 6.4.1 Perdas por condução

As perdas que ocorrem durante a condução do interruptor são descritas pela equação (2.5). Contudo, deve-se atentar ao fato que a resistência de condução informada na folha de dados e apresentada na Tabela 9 é referente a operação com temperatura da junção,  $T_J$ , a 25°C. Todavia, também na folha de dados, há uma curva para correção do valor da resistência de acordo com  $T_J$ . Para este projeto, a correção foi realizada prevendo que a junção durante a operação estará a 100°C, aproximadamente. O valor obtido por meio de tal curva para as condições citadas foi de 1,4 e o cálculo das perdas por condução é apresentado a seguir.

$$P_{S1,2\_Cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{S1,2\_ef}^2 = 13,48 \text{ W} \quad (6.32)$$

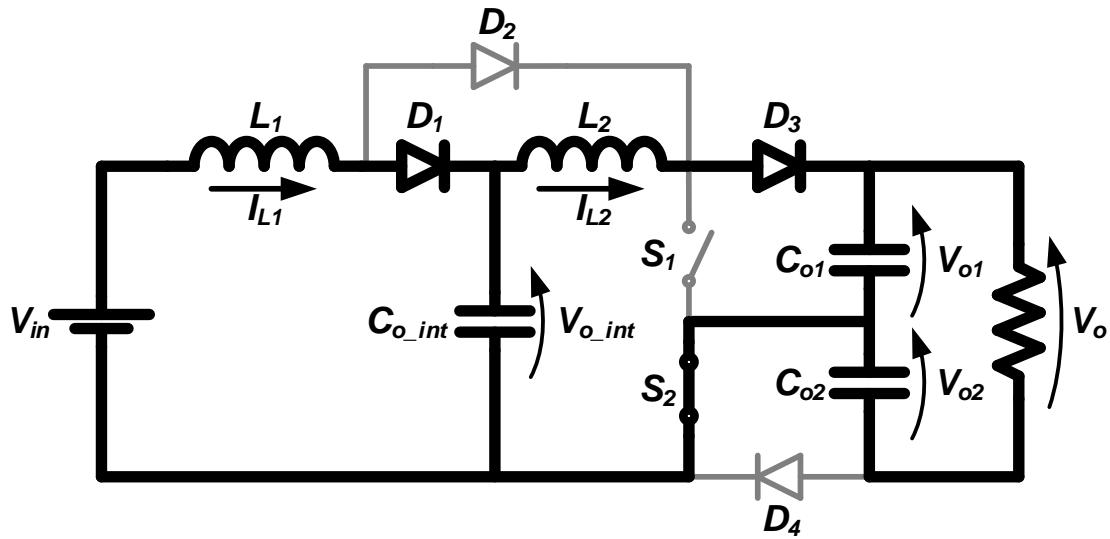
### 6.4.2 Perdas por comutação

Antes de prosseguir com o cálculo das perdas por comutação nos interruptores, é necessário entender de que forma ocorre a transição entre os estados de condução e bloqueio. Sendo assim, serão apresentadas as etapas de operação que ocorrem durante a comutação do interruptor  $S_1$ , mas que se aplicam de forma bastante parecida a  $S_2$ , substituindo a influência do diodo  $D_3$  por  $D_4$ .

#### 6.4.2.1 Entrada em condução

Na entrada em condução de  $S_1$ , inicialmente o interruptor está bloqueado,  $S_2$  está conduzindo a corrente de  $L_2$ , que por sua vez percorre também o diodo  $D_3$ , os capacitores de saída e a carga. A corrente em ambos indutores,  $L_1$  e  $L_2$ , está decrescendo linearmente, uma vez que a tensão sobre  $L_1$  é  $V_{in} - V_{o\_int}$  e sobre  $L_2$  é  $V_{o\_int} - V_{o1}$ . Além disso,  $D_1$  está em condução e  $D_2$  e  $D_4$  estão bloqueados. O circuito resultante é apresentado na Figura 17.

Figura 17 - Primeira etapa da entrada em condução

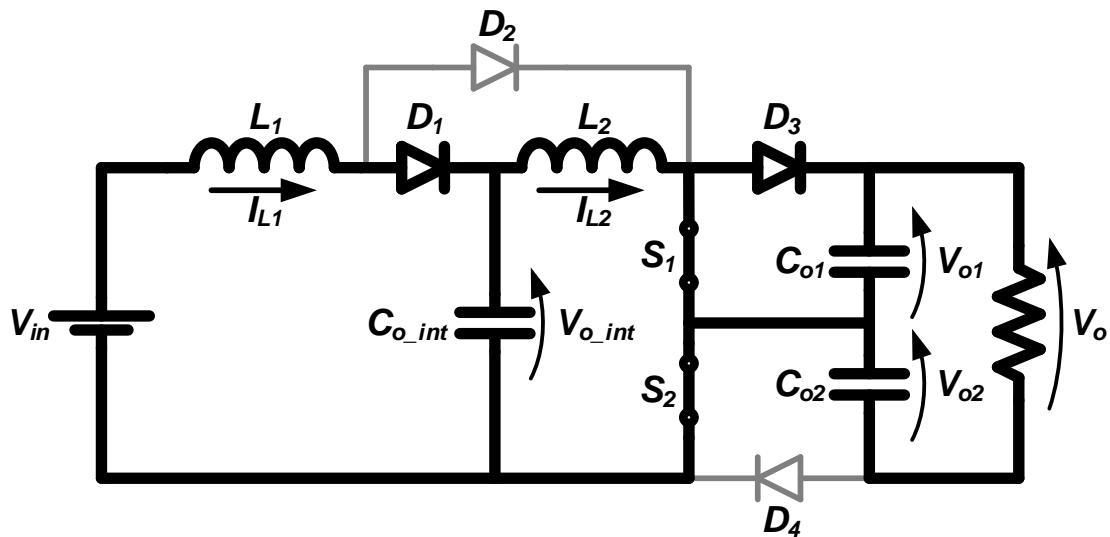


Fonte: Próprio autor.

A entrada em condução inicia-se, de fato, quando  $S_1$  é comandada a conduzir. Com isso, a corrente de  $L_2$ , que passava por  $D_3$ , começa a fluir por  $S_1$ , na medida que diminui no diodo, ou seja, por um pequeno período de tempo,  $D_3$

e  $S_1$  conduzem ao mesmo tempo, porém a tensão sobre o interruptor continua grampeada pelo capacitor de saída, como mostra a Figura 18, que representa o circuito durante esta primeira etapa da comutação.

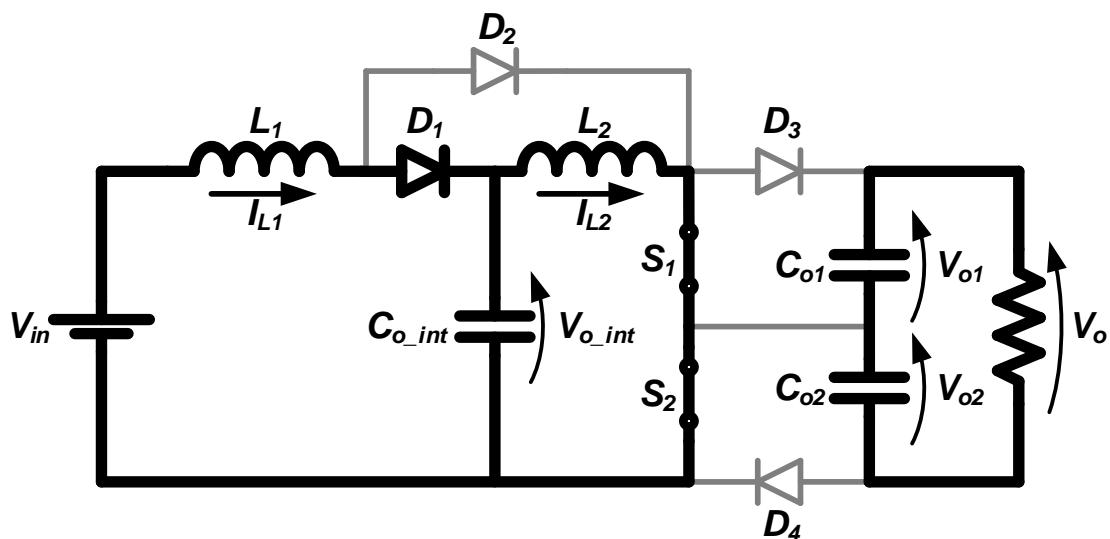
Figura 18 - Segunda etapa da entrada em condução



Fonte: Próprio autor.

O diodo  $D_3$  e o interruptor  $S_1$  conduzem simultaneamente até que o  $D_3$  bloquee, podendo ocorrer recuperação reversa dependendo do semicondutor utilizado. Com o bloqueio do diodo, toda a corrente de  $L_2$  esta passando pelo interruptor e a tensão sobre ele não é mais grampeada pelo capacitor da saída, permitindo que ela diminua. O circuito equivalente para esta etapa da comutação é exibida na Figura 19.

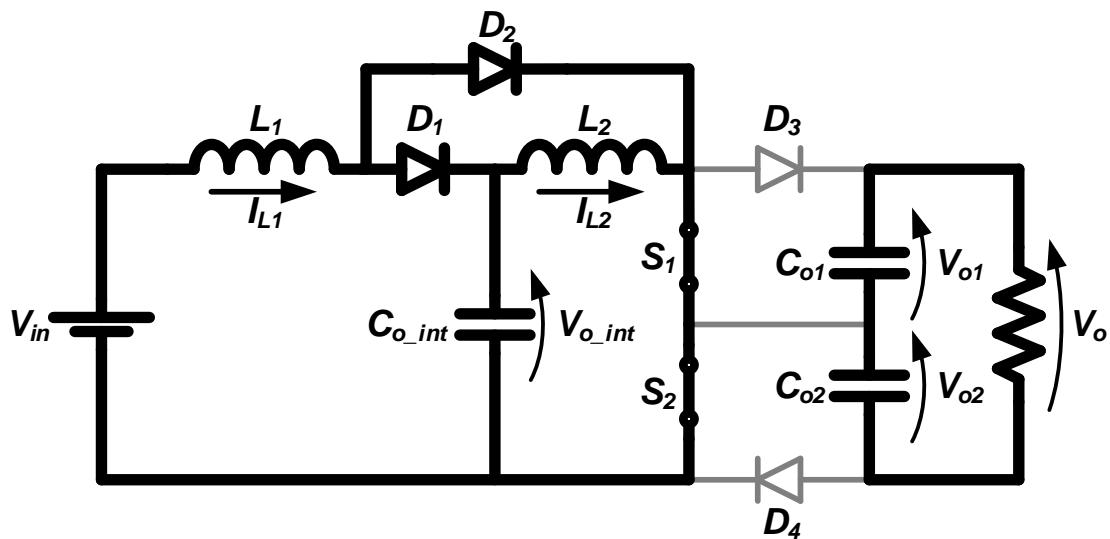
Figura 19 - Terceira etapa da entrada em condução



Fonte: Próprio autor.

Como a tensão sobre  $S_1$  pode agora variar, ela começa a diminuir, uma vez que está comandado a conduzir. A tensão sobre o interruptor diminui até atingir  $V_{o\_int}$ . Neste momento o diodo  $D_2$  é polarizado diretamente e começa a conduzir. Assim,  $D_1$  e  $D_2$  conduzem simultaneamente, fazendo com que a tensão sobre o interruptor volte a estar grampeada, agora em  $V_{o\_int}$ . Além disso, a corrente em  $D_2$  começa a crescer a medida em que diminui em  $D_1$ , que conduzia a corrente de  $L_1$ . Com isso, o circuito resultante é o apresentado na Figura 20.

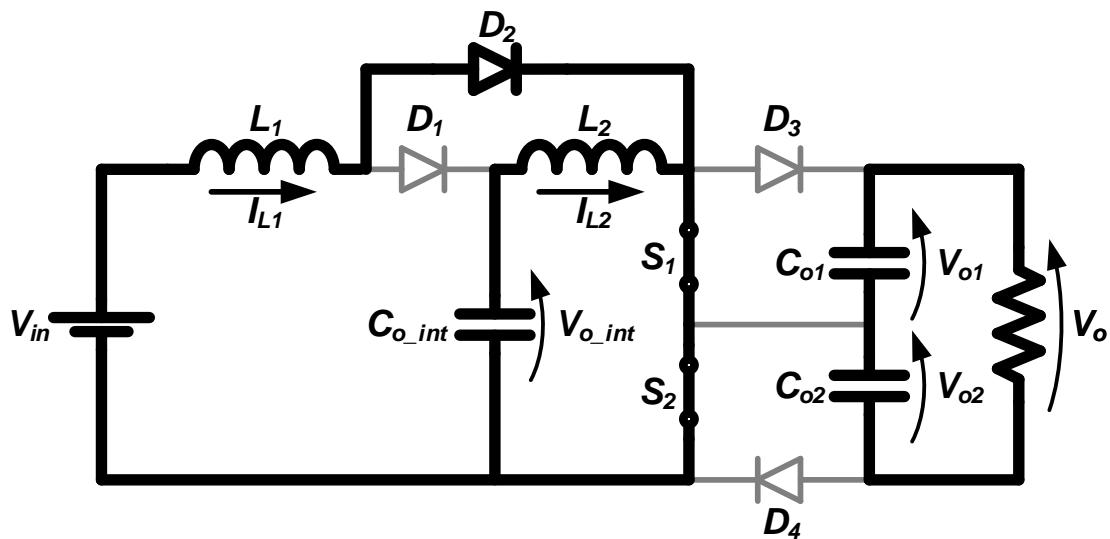
Figura 20 - Quarta etapa da entrada em condução



Fonte: Próprio autor.

Com a condução de  $D_2$ ,  $D_1$  fica reversamente polarizado e inicia seu processo de bloqueio e, assim, a corrente nele começa a diminuir na medida em que aumenta em  $D_2$  e, consequentemente, em  $S_1$ . Esta etapa termina quando  $D_1$  bloqueia, momento em que a corrente de  $L_1$  está fluindo totalmente por  $D_2$  e, somada a corrente de  $L_2$ , passa por  $S_1$  e  $S_2$ . Além disso, caso o diodo  $D_1$  apresente recuperação reversa, está corrente irá fluir por  $D_2$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  e  $C_{o\_int}$ . Por fim, o circuito resultante desta etapa é exibido na Figura 21.

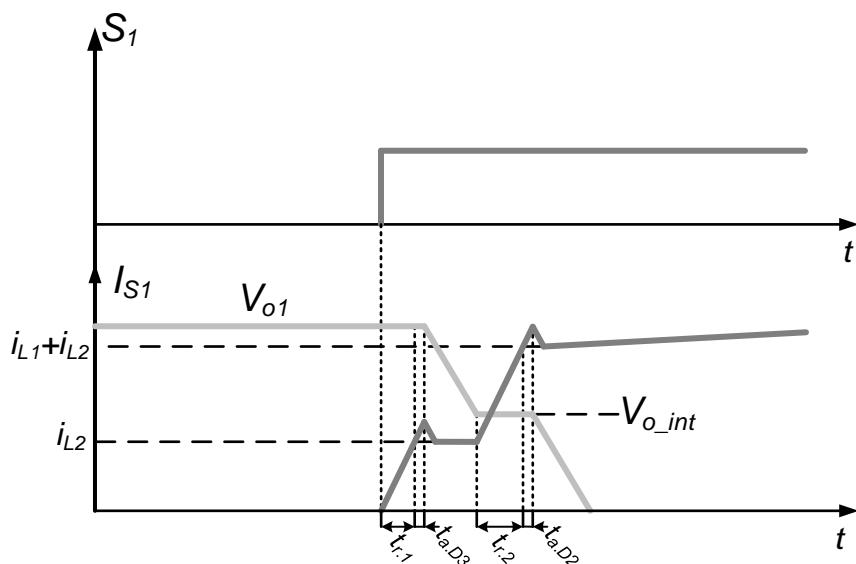
Figura 21 - Quinta etapa da entrada em condução



Fonte: Próprio autor.

Com o bloqueio de  $D_1$ , a tensão em  $S_1$  deixa de estar grampeada pelo capacitor intermediário e diminui até chegar a tensão de condução e com isso, finaliza-se o processo de comutação para entrada em condução. As curvas de tensão e corrente no interruptor durante este processo estão expostas na Figura 22.

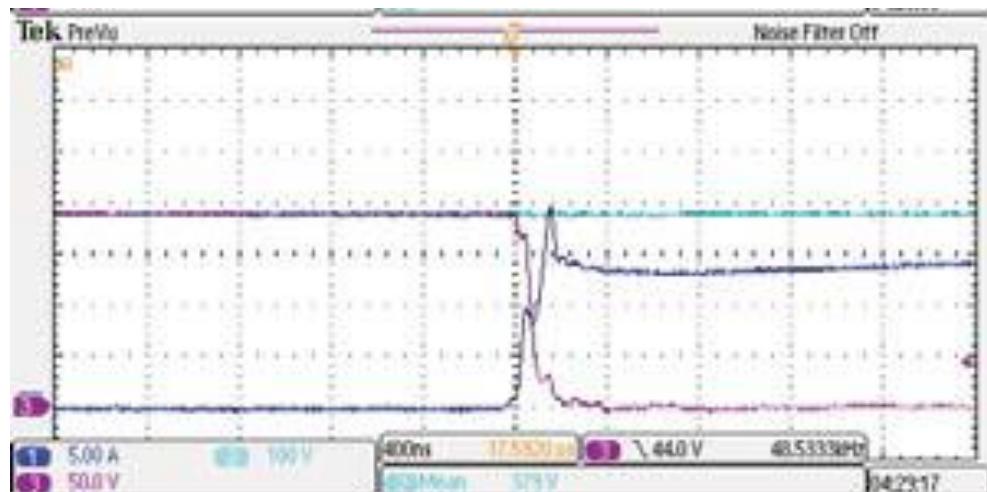
Figura 22 - Tensão (cinza claro) e corrente (cinza escuro) no interruptor durante a entrada em condução



Fonte: Próprio autor.

Em (CABRAL, OLIVEIRA e NOVAES, 2013) são apresentadas as curvas de tensão e corrente durante a entrada em condução do interruptor, aqui apresentadas na Figura 23. Nesta imagem é possível observar um comportamento muito próximo do analisado.

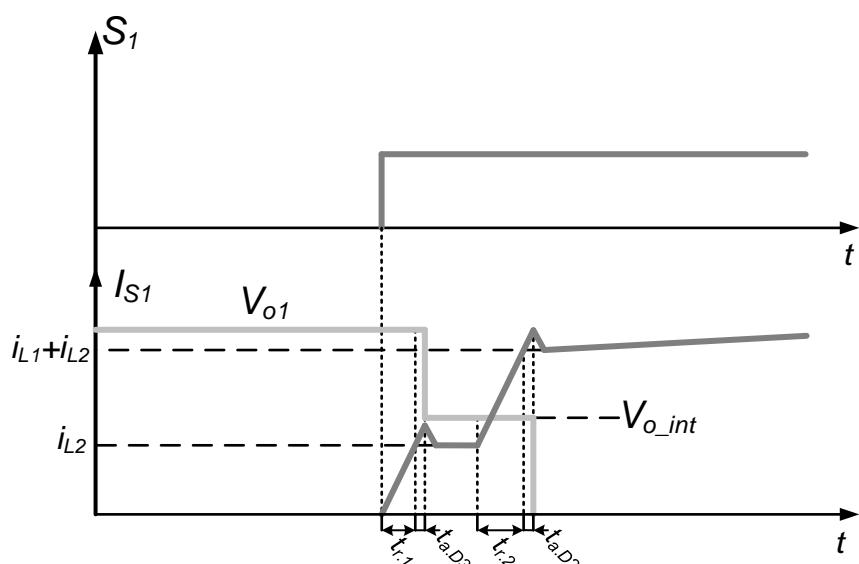
Figura 23 - Entrada em condução dos interruptores apresentada em (CABRAL, OLIVEIRA e NOVAES, 2013)



Fonte: (CABRAL, OLIVEIRA e NOVAES, 2013)

Contudo, os tempos relativos as dinâmicas de tensão não são facilmente determinados. Assim, fez-se necessário realizar uma aproximação para tornar menos árdua a tarefa de calcular a energia gasta para que o interruptor entre em condução. A aproximação realizada está apresentada na Figura 24.

Figura 24 - Formas de onda simplificadas para entrada em condução



Fonte: Próprio autor.

Assim, procede-se com o cálculo das perdas por comutação na entrada em condução em duas etapas. A primeira ocorre quando a corrente no interruptor cresce de zero a  $I_{L2\_min} + I_{RM\_D3,4}$  com tensão igual a  $V_{o1,2}$  e a outra que é relativa ao aumento da corrente de  $I_{L2\_min}$  a  $I_{L2\_min} + I_{L1\_min} + I_{RM\_D1}$  sobre a tensão de  $V_{o\_int}$ . Além disso, o tempo de entrada em condução fornecido na folha de dados do interruptor diz respeito a comutação de uma corrente de 25A, sendo assim, foi realizada uma aproximação para determinação do tempo para a comutação da corrente deste projeto.

A seguir são apresentadas as equações e cálculos desenvolvidos para determinar a energia gasta na entrada em condução dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

$$t_{r,1} = \frac{t_{r\_cat} \cdot I_{L2\_min}}{I_{cat}} = 2,33 \text{ ns} \quad (6.33)$$

$$t_{r,2} = \frac{t_{r\_cat} \cdot I_{L1\_min}}{I_{cat}} = 5,51 \text{ ns} \quad (6.34)$$

$$t_{on,1} = t_{r,1} + t_{a\_D3,4} = 2,33 \text{ ns} \quad (6.35)$$

$$t_{on,2} = t_{r,2} + t_{a\_D1} = 5,51 \text{ ns} \quad (6.36)$$

$$i_{on,1}(t) = \frac{I_{L2\_min} + I_{RM\_D3,4}}{t_{on,1}} t \quad (6.37)$$

$$i_{on,2}(t) = \frac{I_{L1\_min} + I_{RM\_D1}}{t_{on,2}} t + I_{L2\_min} \quad (6.38)$$

$$E_{on,1} = \int_0^{t_{on,1}} V_{o1,2} \cdot i_{on,1}(t) \cdot dt \quad (6.39)$$

$$E_{on,1} = V_{o1,2} \cdot (I_{L2\_min} + I_{RM\_D3,4}) \cdot \frac{t_{on,1}}{2} = 1,29 \mu J \quad (6.40)$$

$$E_{on,2} = \int_0^{t_{on,2}} V_{o\_int} \cdot i_{on,2}(t) \cdot dt \quad (6.41)$$

$$E_{on,2} = V_{o\_int} \cdot t_{on,2} \cdot \left( \frac{I_{L1\_min} + I_{RM\_D1}}{2} + I_{L2\_min} \right) = 5,62 \mu J \quad (6.42)$$

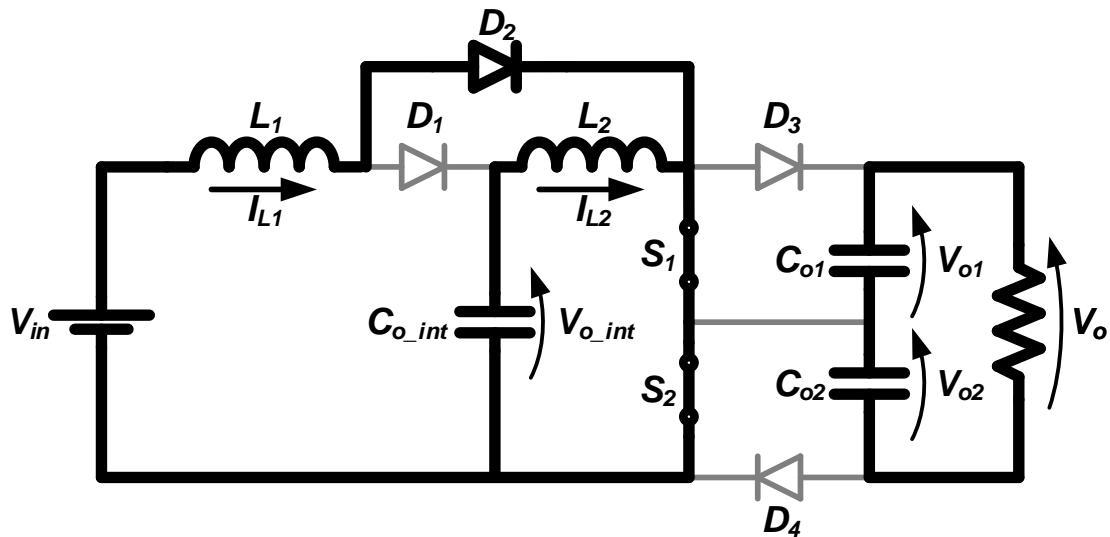
$$E_{on} = E_{on,1} + E_{on,2} = 6,91 \mu J \quad (6.43)$$

#### 6.4.2.2 Bloqueio

No começo do processo de bloqueio do interruptor  $S_1$ , o diodo  $D_2$  e ambos interruptores estão em condução, os diodos  $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_4$  estão bloqueados, as correntes em  $L_1$  e  $L_2$  estão crescendo linearmente. A corrente em  $S_1$  e  $S_2$  são

iguais a soma da corrente dos dois indutores, já a de  $D_2$  é igual apenas a corrente de  $L_1$ . Os capacitores de saída estão alimentando a carga. O circuito equivalente para esta etapa é apresentado na Figura 25.

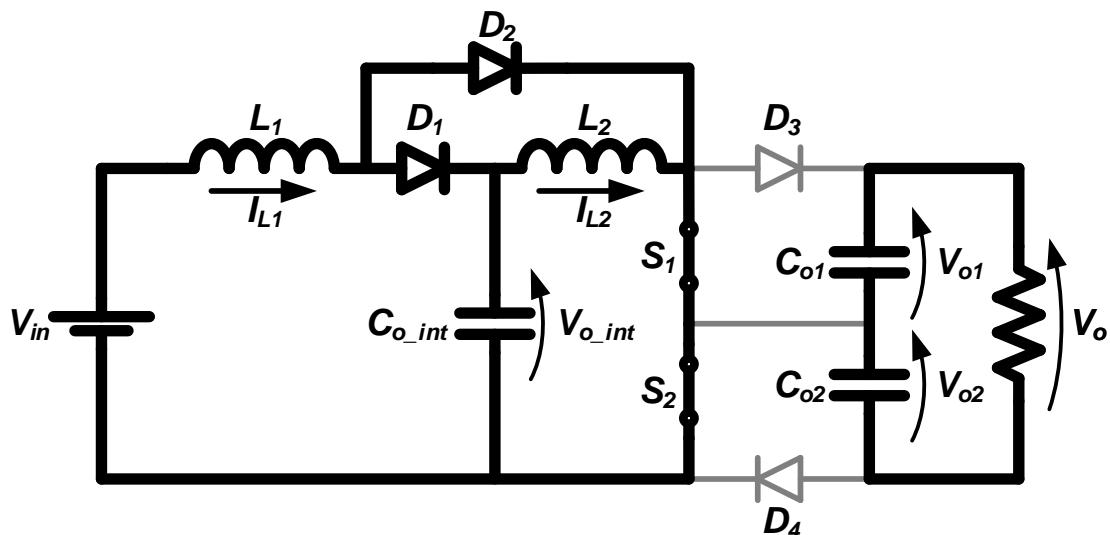
Figura 25 - Primeira etapa do bloqueio



Fonte: Próprio autor.

O bloqueio do interruptor inicia, de fato, quando este é comandado a bloquear. Com isso, a tensão sobre o interruptor começa a aumentar até que atinja o valor de  $V_{o\_int}$ . Neste momento, o diodo  $D_1$  é polarizado diretamente, assim, entrando em condução e grampeando a tensão do interruptor em  $V_{o\_int}$ . O circuito resultante para esta etapa é apresentado na Figura 26.

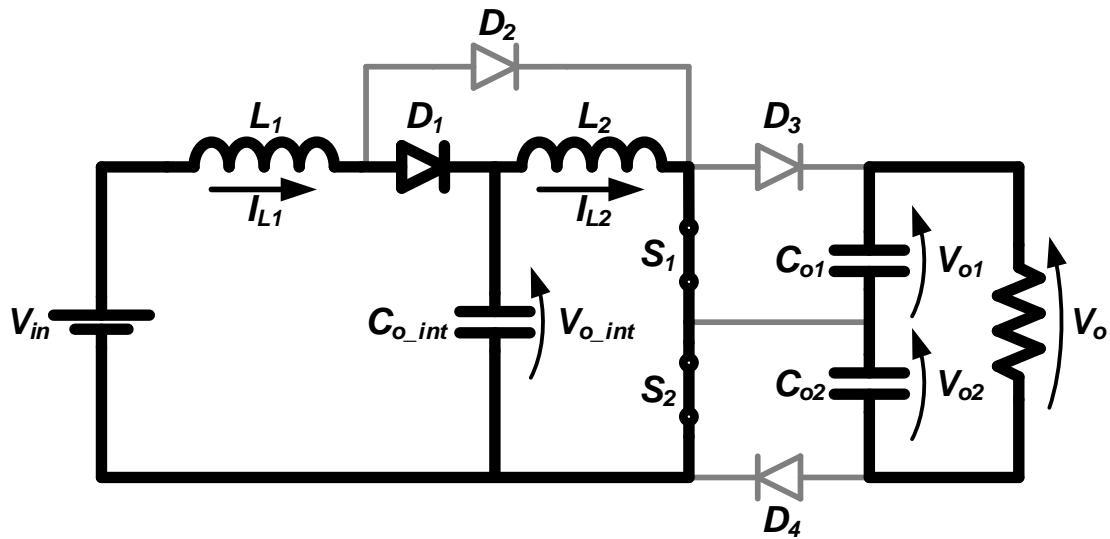
Figura 26 - Segunda etapa do bloqueio



Fonte: Próprio autor.

Com o início da condução de  $D_1$ , sua corrente começa a aumentar na medida que diminui em  $D_2$ , uma vez que este fica reversamente polarizado e começa a bloquear. Quando a corrente de  $D_1$  for igual a de  $L_1$ ,  $D_2$  bloqueia e a corrente nos interruptores é igual a corrente de  $L_2$ . Caso o diodo  $D_2$  apresente recuperação reversa, está corrente percorreria  $D_1$ ,  $C_{o\_int}$ ,  $S_2$  e  $S_1$ . O circuito equivalente para esta etapa está exposto na Figura 27.

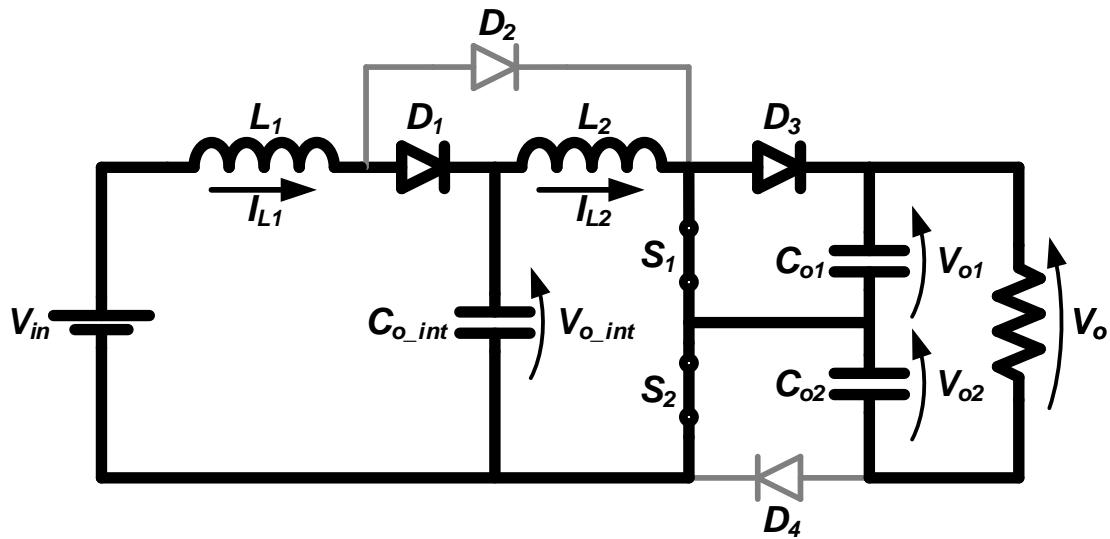
Figura 27 - Terceira etapa do bloqueio



Fonte: Próprio autor.

Com o bloqueio de  $D_2$  a tensão sobre o interruptor deixa de estar grampeada pelo capacitor intermediário e pode variar novamente. Com isso, a tensão volta a subir, desta vez até atingir o valor de  $V_{o1}$ . Neste momento o diodo  $D_3$  é diretamente polarizado e, assim, entra em condução. Na Figura 28 é mostrado o circuito equivalente para esta etapa.

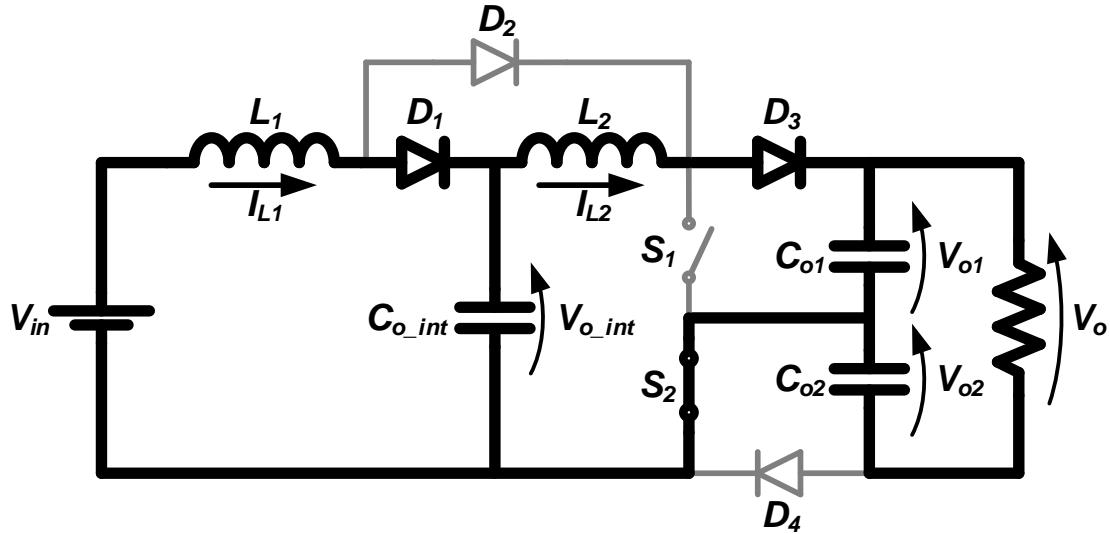
Figura 28 - Quarta etapa do bloqueio



Fonte: Próprio autor.

Uma vez que  $D_3$  está conduzindo, a corrente nele começa a aumentar ao passo em que a corrente do interruptor diminui. Quando o valor da corrente percorrendo  $D_3$  é igual a corrente de  $L_2$ , o interruptor bloqueia de fato e, assim, termina o processo de comutação para o bloqueio. O circuito equivalente para esta etapa é apresentado na Figura 29.

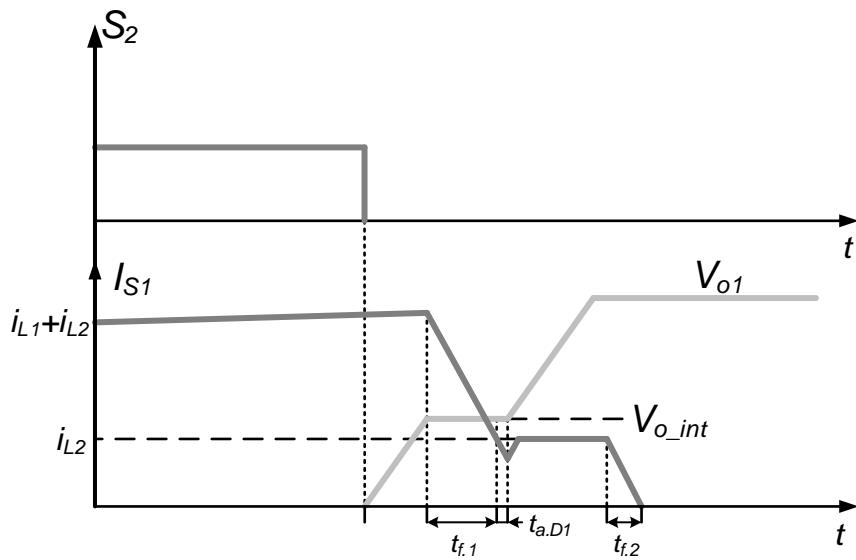
Figura 29 - Quinta etapa do bloqueio



Fonte: Próprio autor.

Por fim, na Figura 30 são apresentados os formatos de onda da tensão e corrente no interruptor durante o processo de bloqueio.

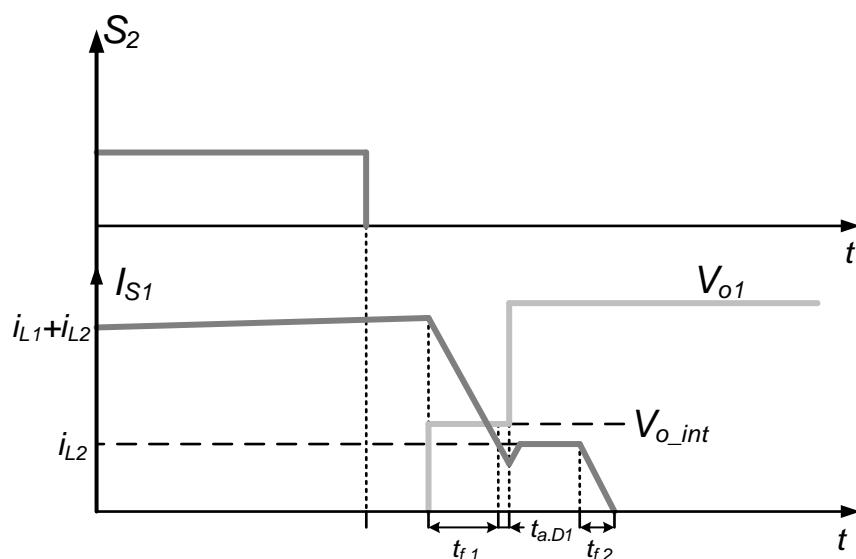
Figura 30 - Tensão (cinza claro) e corrente (cinza escuro) no interruptor durante o bloqueio



Fonte: Próprio autor.

Assim como na entrada em condução, durante o bloqueio do interruptor também há períodos onde apenas a tensão no interruptor varia e, de forma similar àquela apresentada, a dinâmica da tensão no bloqueio também foi simplificada para a realização dos cálculos deste projeto. Na Figura 31 são apresentadas as curvas de corrente e tensão consideradas na determinação da energia gasta para bloquear um interruptor.

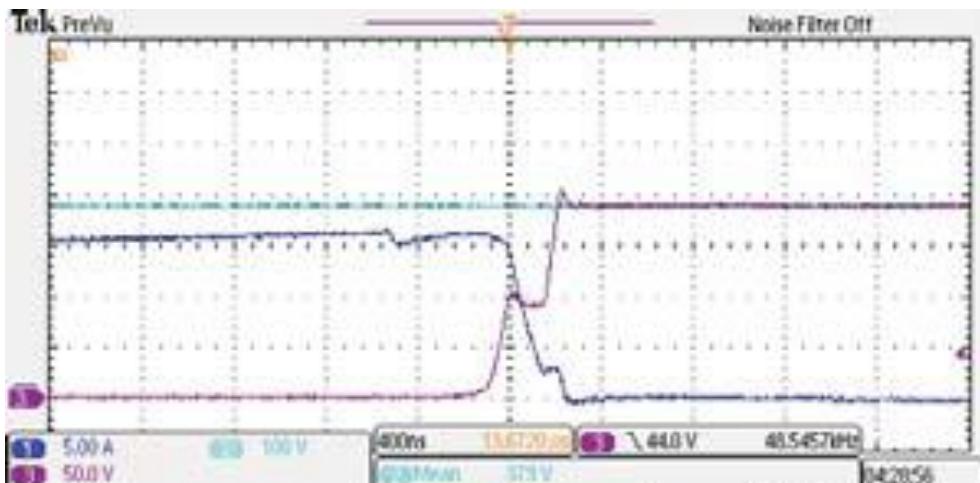
Figura 31 - Formas de onda simplificadas para o bloqueio



Fonte: Próprio autor.

Em (CABRAL, OLIVEIRA e NOVAES, 2013), também é apresentada a dinâmica prática da corrente e tensão no interruptor na transição de condução para bloqueio. Esta dinâmica está exposta na Figura 32 e apresenta bastante semelhança com a dinâmica proposta.

Figura 32 - Bloqueio dos interruptores apresentada em (CABRAL, OLIVEIRA e NOVAES, 2013)



Fonte: (CABRAL, OLIVEIRA e NOVAES, 2013).

Como pode-se notar na Figura 31, o bloqueio do interruptor também pode ser dividido em duas etapas. Na primeira, a corrente no interruptor diminui de  $I_{L1\_max} + I_{L2\_max}$  para  $I_{L2\_max} - I_{RM\_D1}$  com tensão igual a  $V_{o1,2}$ . Já na segunda a corrente vai de  $I_{L2\_max}$  até zero sobre a tensão  $V_{o1,2}$ . Ainda, na realização dos cálculos da energia dissipada durante o bloqueio, foram utilizadas aproximações para determinar o tempo de bloqueio do interruptor seguindo o mesmo pensamento da realizada para o tempo de entrada em condução.

A seguir são apresentadas as equações e valores obtidos para o processo de bloqueio dos interruptores.

$$t_{f,1} = \frac{t_{f\_cat} \cdot I_{L1\_max}}{I_{cat}} = 10,09 \text{ ns} \quad (6.44)$$

$$t_{f,2} = \frac{t_{f\_cat} \cdot I_{L2\_max}}{I_{cat}} = 4,27 \text{ ns} \quad (6.45)$$

$$t_{off,1} = t_{f,1} + t_{a,D2} = 10,09 \text{ ns} \quad (6.46)$$

$$t_{off,2} = t_{f,2} = 4,27 \text{ ns} \quad (6.47)$$

$$i_{off,1}(t) = I_{L2\_max} + I_{L1\_max} - \frac{I_{L1\_max} + I_{RM\_D2}}{t_{off,1}} t \quad (6.48)$$

$$i_{off,2}(t) = I_{L2\_max} - \frac{I_{L2\_max}}{t_{off,2}} t \quad (6.49)$$

$$E_{off,1} = \int_0^{t_{off,1}} V_{o\_int} \cdot i_{off,1}(t) \cdot dt \quad (6.50)$$

$$E_{off,1} = V_{o\_int} \cdot t_{off,1} \left( I_{L2\_max} + I_{L1\_max} - \frac{I_{L1\_max} + I_{RM\_D2}}{2} \right) = 12,60 \mu J \quad (6.51)$$

$$E_{off,2} = \int_0^{t_{off,2}} V_{o1,2} \cdot i_{off,2}(t) \cdot dt \quad (6.52)$$

$$E_{off,2} = V_{o1,2} \cdot I_{L2\_max} \cdot \frac{t_{off,2}}{2} = 2,89 \mu J \quad (6.53)$$

$$E_{off} = E_{off,1} + E_{off,2} = 15,49 \mu J \quad (6.54)$$

Por fim, a potência dissipada nos interruptores por conta de suas comutações pode ser calculada como o produto da frequência de chaveamento pela soma das energias de entrada em condução e bloqueio, como apresentado na sequência. Além disso, também está exposto a seguir o valor total de perdas calculadas para os interruptores.

$$P_{S1,2\_Com} = f_s (E_{on} + E_{off}) = 1,12 W \quad (6.55)$$

$$P_{S1,2} = P_{S1,2\_Cond} + P_{S1,2\_Com} = 14,60 W \quad (6.56)$$

$$P_S = P_{S1} + P_{S2} = 29,20 W \quad (6.57)$$

## 6.5 RENDIMENTO TEÓRICO

Uma vez conhecidas as perdas em cada elemento do circuito, torna-se possível realizar o cálculo teórico do rendimento esperado para o conversor. Além disso, apresenta-se na Tabela 14 o resumo dos valores encontrados para a potência dissipada nos componentes. Estes valores também são apresentados na Figura 33 de forma mais visual, permitindo uma melhor visualização da distribuição das perdas do projeto.

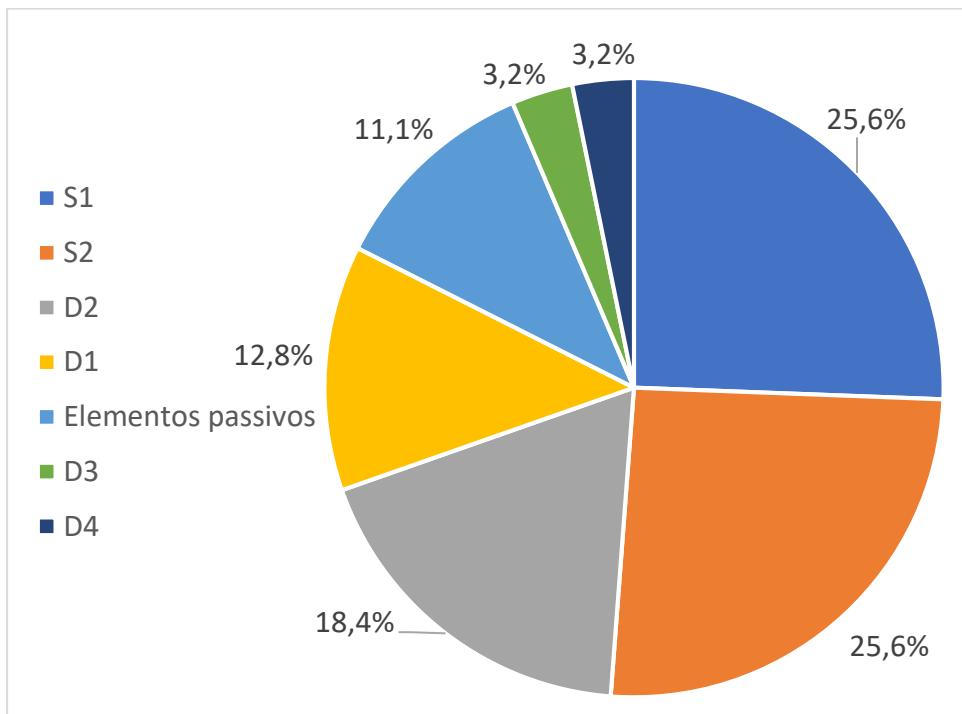
$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_S + P_D + P_L + P_C} = 90,12 \% \quad (6.58)$$

Tabela 14 - Potência dissipada pelos elementos do circuito

Parâmetro	Valor
$P_{L1a}$	924,55 mW
$P_{L1b}$	1,11 W
$P_{L2}$	1,86 W
$P_{C,int}$	1,58 W
$P_{Co1}$	440 mW
$P_{Co2}$	440 mW
$P_{D1}$	7,31 W
$P_{D2}$	10,51 W
$P_{D3}$	1,83 W
$P_{D4}$	1,83 W
$P_{S1}$	14,60 W
$P_{S2}$	14,60 W

Fonte: Próprio autor

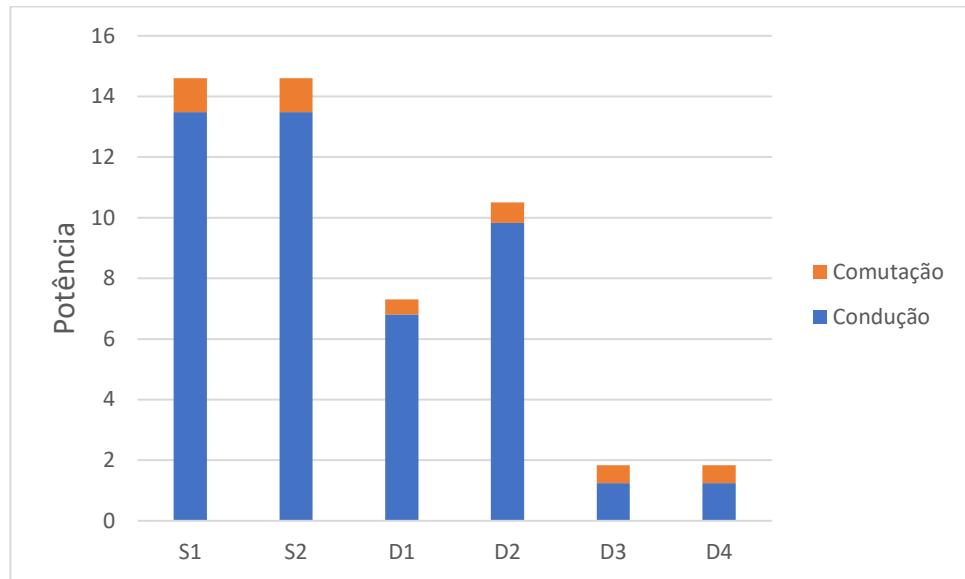
Figura 33 - Distribuição das principais perdas no projeto proposto



Fonte: Próprio autor

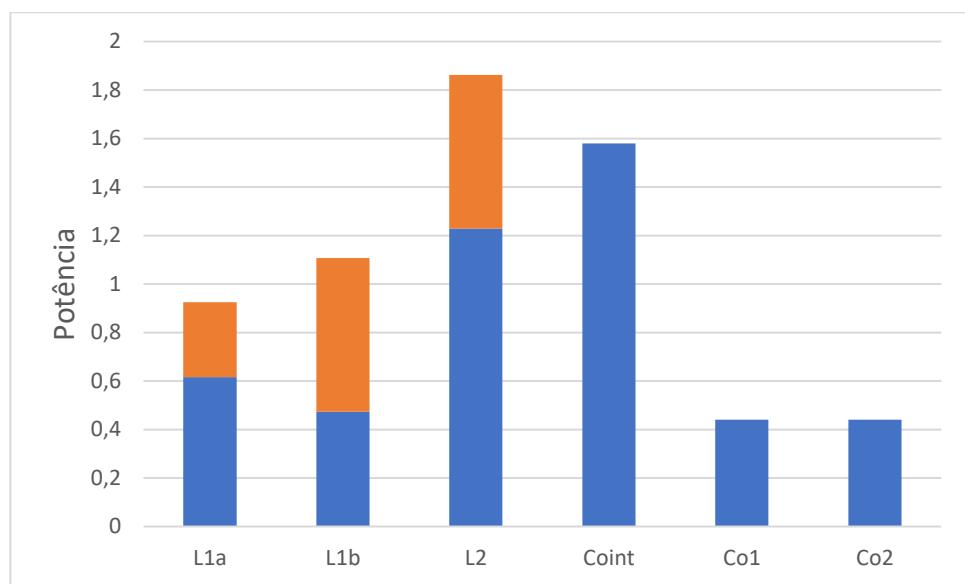
Por fim, na Figura 34 são apresentadas as perdas calculadas para os elementos ativos presentes no circuito, assim como na Figura 35 são apresentadas para os elementos passivos.

Figura 34 - Distribuição das perdas nos semicondutores



Fonte: Próprio autor

Figura 35 - Distribuição das perdas nos elementos passivos (para os indutores a parcela azul representa as perdas nos enrolamento e em laranja as perdas nos núcleos)



Fonte: Próprio autor

## 6.6 CÁLCULO TÉRMICO

A única informação faltante para a construção do protótipo refere-se aos dissipadores de calor, elementos extremamente necessários para manter os componentes semicondutores em temperatura de operação adequada. A

estratégia adotada para construção do conversor foi o posicionamento de dois semicondutores por dissipador. Foram agrupados  $S_1$  e  $S_2$ ,  $D_1$  e  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ .

O cálculo da resistência térmica dos dissipadores foi realizada considerando a média das temperaturas dos componentes posicionados no mesmo dissipador. A seguir são apresentados os cálculos realizados para determinação da resistência térmica máxima para os três dissipadores. Além disso, na Tabela 15 estão expostas as informações utilizadas nos cálculos.

Tabela 15 - Características térmicas do interruptor e do diodo utilizados

Parâmetro	Valor	
Componente	UJC06505T	STPSC20065Y
$R_{\theta JC}$	1,1 °C/W	0,6 °C/W
$R_{\theta CD}$	0,5 °C/W	0,5 °C/W
$T_{J\_max}$	150 °C	175 °C
$T_J$	100 °C	120 °C
$T_A$	40 °C	40 °C

Fonte: Próprio autor.

$$T_{D\_S1,2} = T_{J,S} - P_{S1,2} \cdot (R_{\theta JC\_S} + R_{\theta CD\_S}) = 76,65 \text{ °C} \quad (6.59)$$

$$T_{D\_D1} = T_{J,D} - P_{D1} \cdot (R_{\theta JC\_D} + R_{\theta CD\_D}) = 112,31 \text{ °C} \quad (6.60)$$

$$T_{D\_D3} = T_{J,D} - P_{D3} \cdot (R_{\theta JC\_D} + R_{\theta CD\_D}) = 108,87 \text{ °C} \quad (6.61)$$

$$T_{D\_D3,4} = T_{J,D} - P_{D3,4} \cdot (R_{\theta JC\_D} + R_{\theta CD\_D}) = 118,15 \text{ °C} \quad (6.62)$$

$$T_{D\_D1,2} = \frac{(T_{D\_D1} + T_{D\_D2})}{2} = 110,59 \text{ °C} \quad (6.63)$$

$$R_{\theta DA\_S} = \frac{T_{D\_S1,2} - T_A}{P_S} = 1,26 \frac{\text{°C}}{\text{W}} \quad (6.64)$$

$$R_{\theta DA\_D1,2} = \frac{T_{D\_D1,2} - T_A}{P_{D1} + P_{D2}} = 4,12 \frac{\text{°C}}{\text{W}} \quad (6.65)$$

$$R_{\theta DA\_D3,4} = \frac{T_{D\_D3,4} - T_A}{2P_{D3,4}} = 23,17 \frac{\text{°C}}{\text{W}} \quad (6.66)$$

Sendo assim, os dissipadores escolhidos para este projeto, bem como suas respectivas resistências térmicas, estão apresentados na Tabela 16. Percebe-se que o dissipador destinado aos interruptores possui resistência térmica superior a calculada, sendo necessário realizar a ventilação deste. Isto se deve a uma realimentação do cálculo das perdas de condução dos interruptores devido ao comportamento observado na prática. Anteriormente, a resistência térmica calculada era de 2,75 °C/W.

Tabela 16 - Dissipadores utilizados na construção do protótipo

Parâmetro	Valor		
Dissipador	RDD 10425-80	RDD 10425-50	RDD 10425-30
$R_{\theta DA}$	2,02 °C/W	2,55 °C/W	3,31 °C/W
Componentes	$S_1$ e $S_2$	$D_1$ e $D_2$	$D_3$ e $D_4$

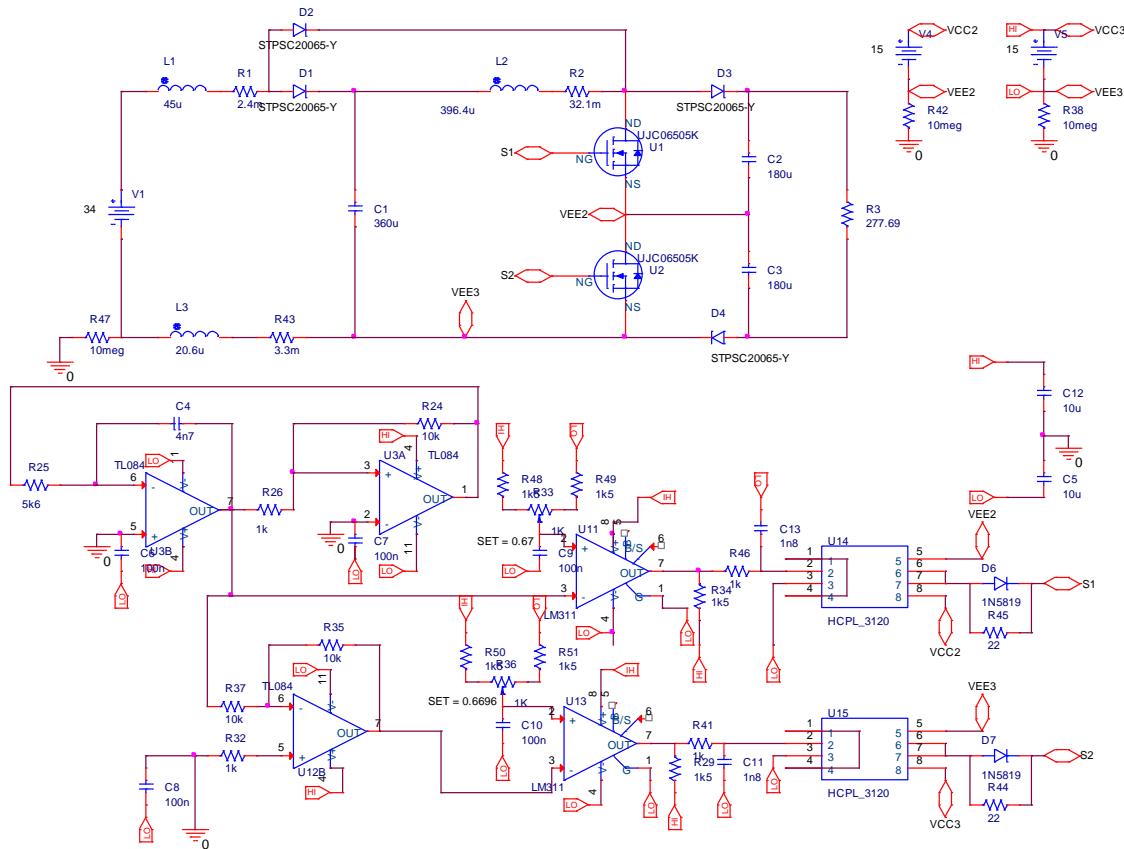
Fonte: Próprio autor

## 7 RESULTADOS PRÁTICOS E SIMULADOS

A fim de validar as equações e cálculos apresentados até aqui, foram realizadas simulações e ensaios práticos com o objetivo de obter resultados que serão expostos neste capítulo.

A simulação utilizada para obter as curvas que serão apresentadas a seguir foi realizada por meio do software OrCAD PSpice empregando, para os diodos e interruptores, modelos obtidos junto aos fabricantes. Além disso, o circuito utilizado para comandar os interruptores foi adicionado à simulação a fim de torná-la ainda mais próxima do esperado na prática. Na Figura 36 pode ser visualizado o circuito utilizado na simulação.

Figura 36 - Circuito utilizado para obter os resultados simulados

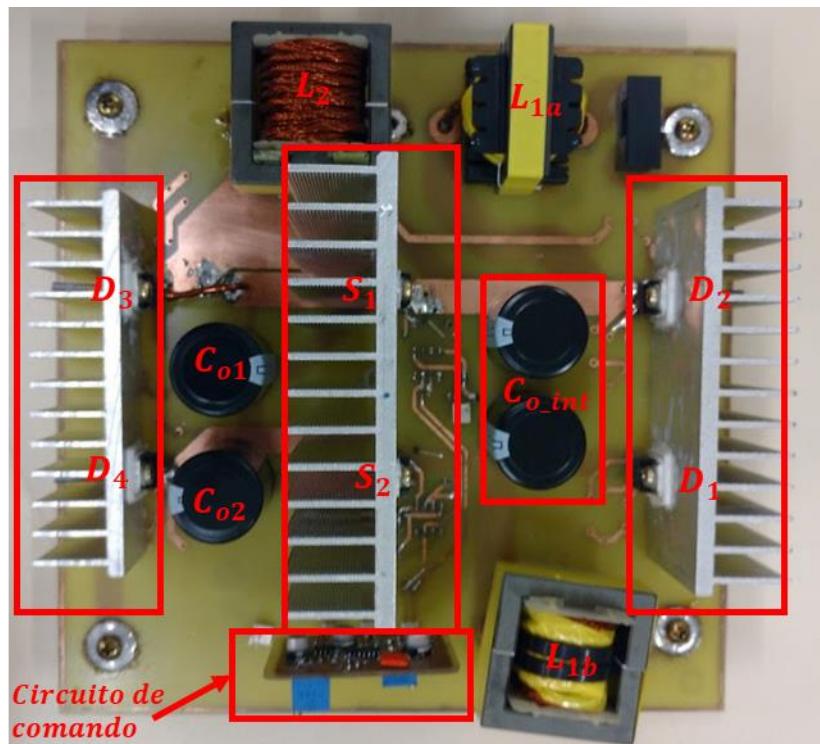


Fonte: Próprio autor.

Por sua vez, o protótipo utilizado para a coleta dos dados experimentais que serão exibidos neste capítulo está exposto na Figura 37. Nela é possível observar os interruptores fixados no dissipador ao centro da placa, bem como os

diodos  $D_1$  e  $D_2$  a direita e  $D_3$  e  $D_4$  na esquerda do protótipo. Os demais elementos estão identificados na imagem.

Figura 37 - Protótipo utilizado para obter os resultados experimentais



Fonte: Próprio autor.

Ainda, faz-se necessário salientar que para a obtenção dos resultados que serão apresentados em seguida foram utilizados ventiladores nos dissipadores dos interruptores e diodos  $D_1$  e  $D_2$ . A necessidade de utilização destes será comentada no final deste trabalho junto as considerações finais.

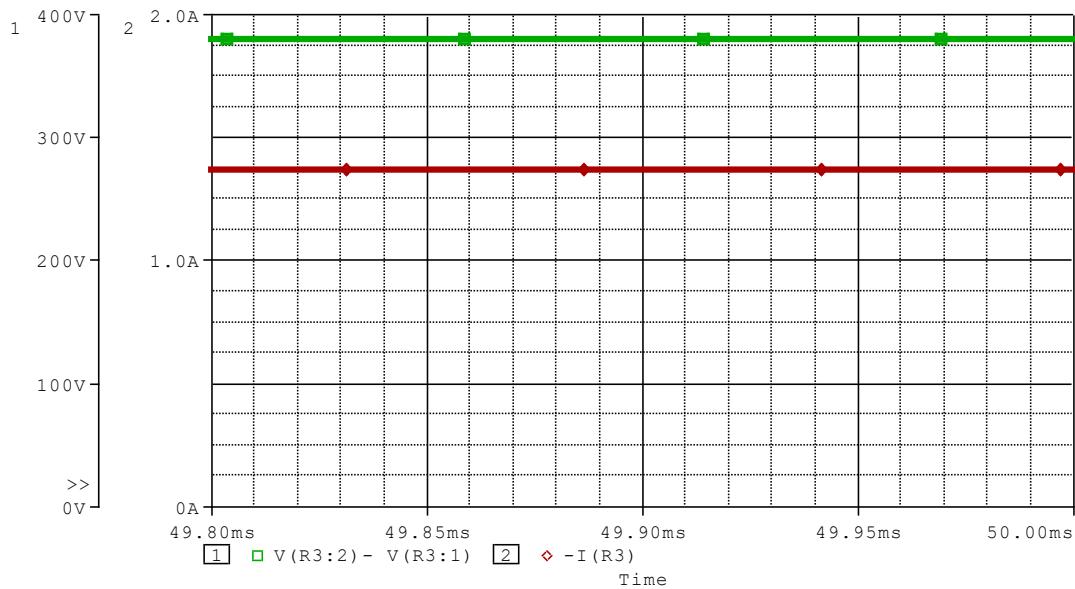
Além disso, apesar de atingir operação com 96,0% da carga nominal, as figuras referentes aos dados experimentais apresentadas em seguida foram obtidas com apenas 82,5% da carga nominal.

## 7.1 TENSÃO E CORRENTE DE SAÍDA

A seguir serão apresentadas as formas de onda referentes a tensão e corrente na carga conectada ao conversor, composta pela associação de 5 resistores de  $56\ \Omega$  em série com capacidade de dissipar até 1 kW de potência. Os resultados de simulação estão exibidos na Figura 38 e Figura 39. Já os dados experimentais podem ser visualizados na Figura 40.

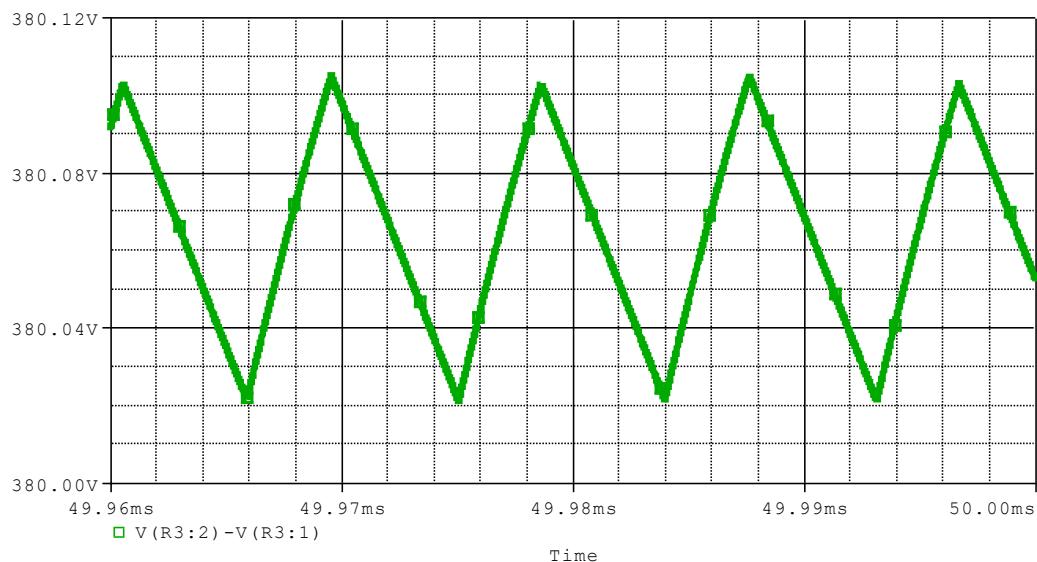
Na Figura 39 é possível observar que a ondulação da tensão na saída ficou bem abaixo do requisito de projeto. Isto se deve à escolha de capacitores com capacidades maiores do que o projetado, opção feita baseada na capacidade de corrente e, principalmente, pelas perdas causadas pelos capacitores.

Figura 38 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) na carga



Fonte: Próprio autor.

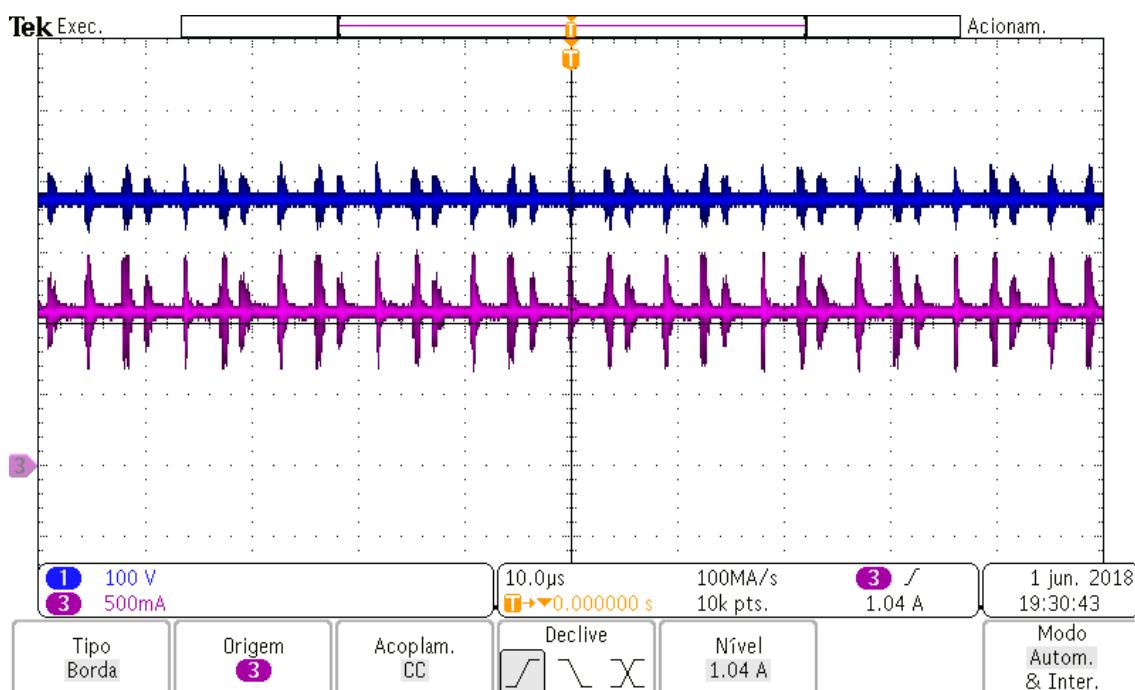
Figura 39 - Resultado simulado para a ondulação de tensão na carga



Fonte: Próprio autor.

Contudo, o comportamento visto na simulação ficou um tanto distante do que se observa na Figura 40, marcada pela presença de oscilações nos instantes de chaveamento. Ainda, acredita-se que tal oscilação não seja ruído da medição, uma vez que o mesmo comportamento existente na tensão se repete na corrente.

Figura 40 - Resultado experimental para a tensão (azul) e corrente (roxo) na carga



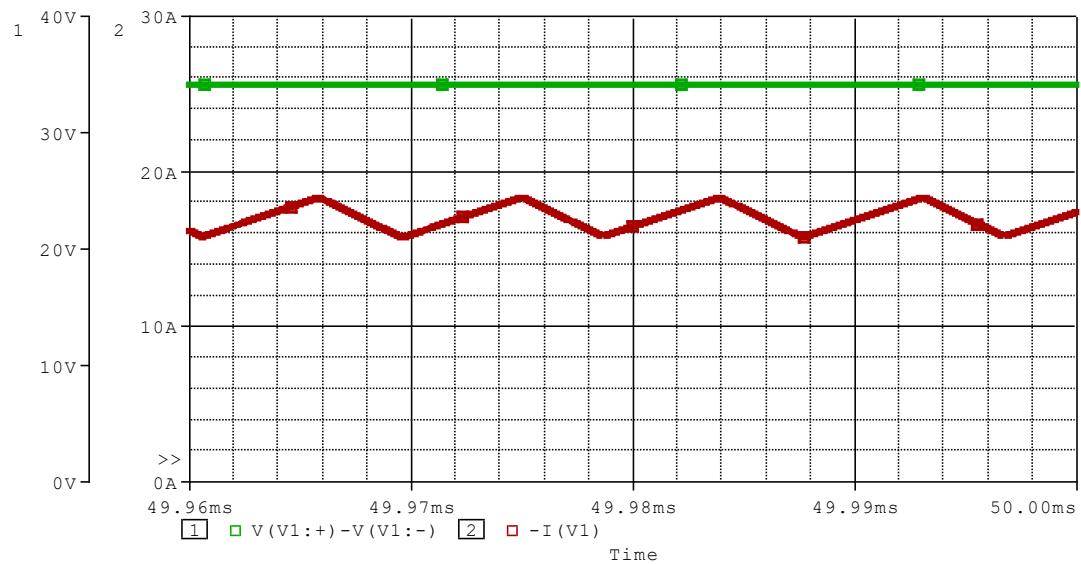
Fonte: Próprio autor.

## 7.2 TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA

As formas de onda esperadas para tensão e corrente na entrada do conversor estão exibidas na Figura 41. Como a fonte de alimentação utilizada na simulação é ideal, obviamente não se esperava observar variações. Contudo, ao analisar o comportamento obtido experimentalmente, exposto na Figura 42, é fácil concluir que há algo incorreto com a alimentação do circuito.

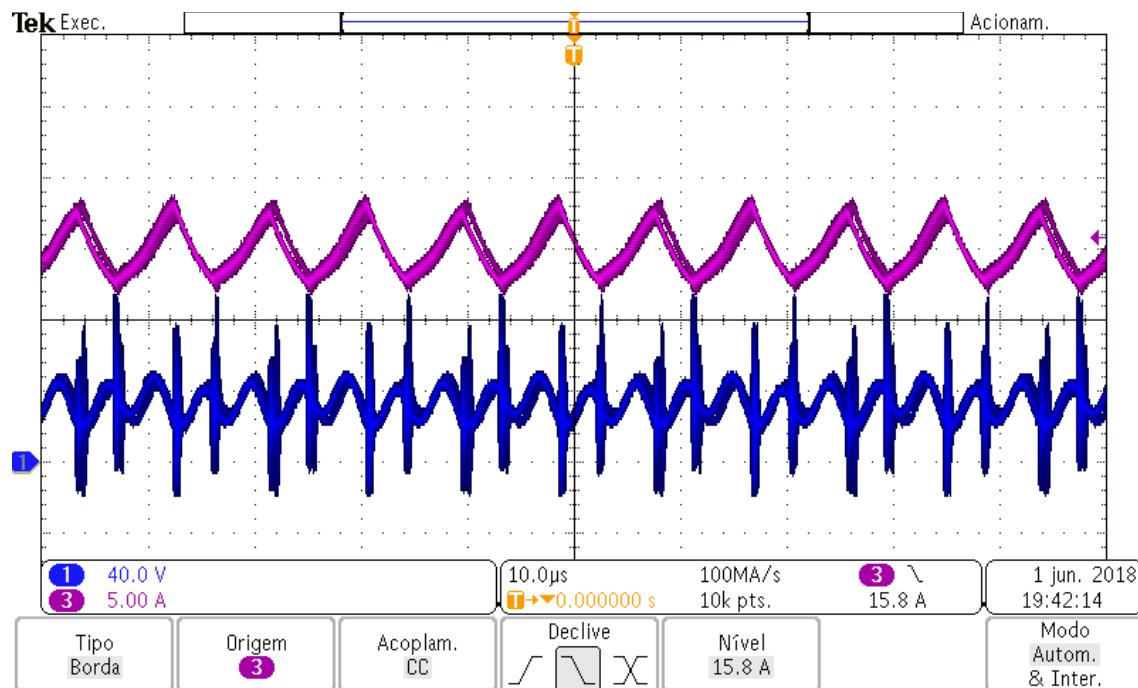
Uma vez observado isso, foi adicionado a entrada do conversor um filtro capacitivo que resultou nas curvas exibidas na Figura 43. Apesar da melhora significativa, os demais dados experimentais apresentados neste trabalho foram obtidas com a condição exposta na Figura 42.

Figura 41 - Resultado simulado para tensão (verde) e corrente (vermelho) na entrada



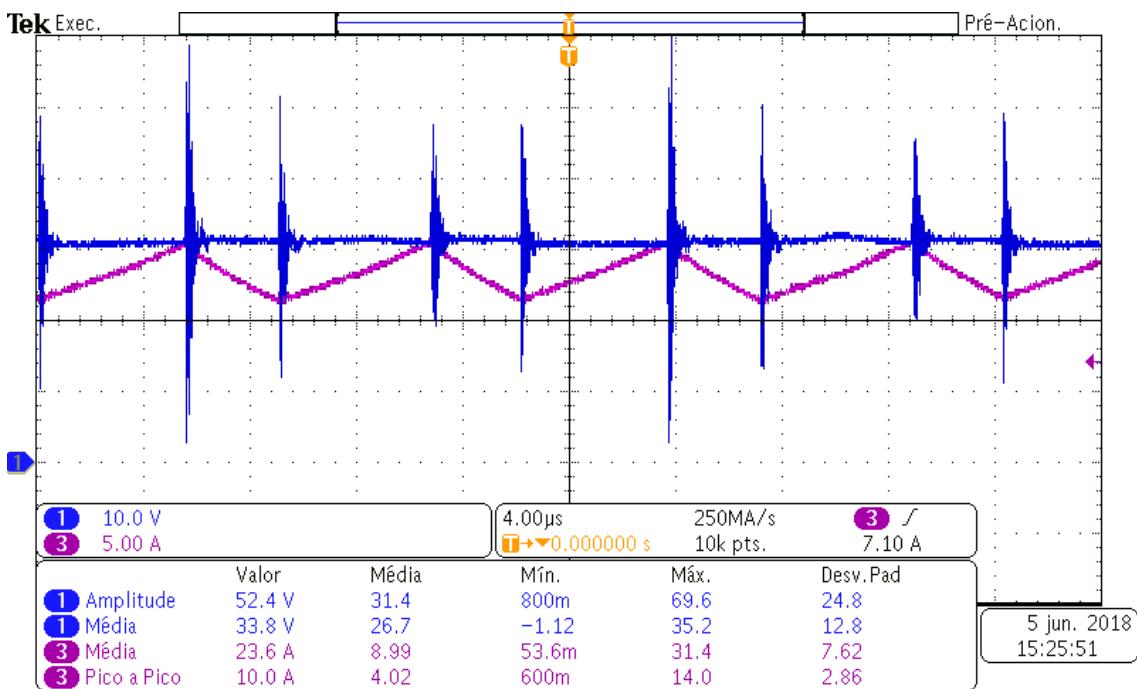
Fonte: Próprio autor.

Figura 42 - Resultado experimental para tensão (azul) e corrente (roxo) de entrada



Fonte: Próprio autor.

Figura 43 - Resultado experimental para tensão (azul) e corrente (roxo) de entrada após a adição do capacitor

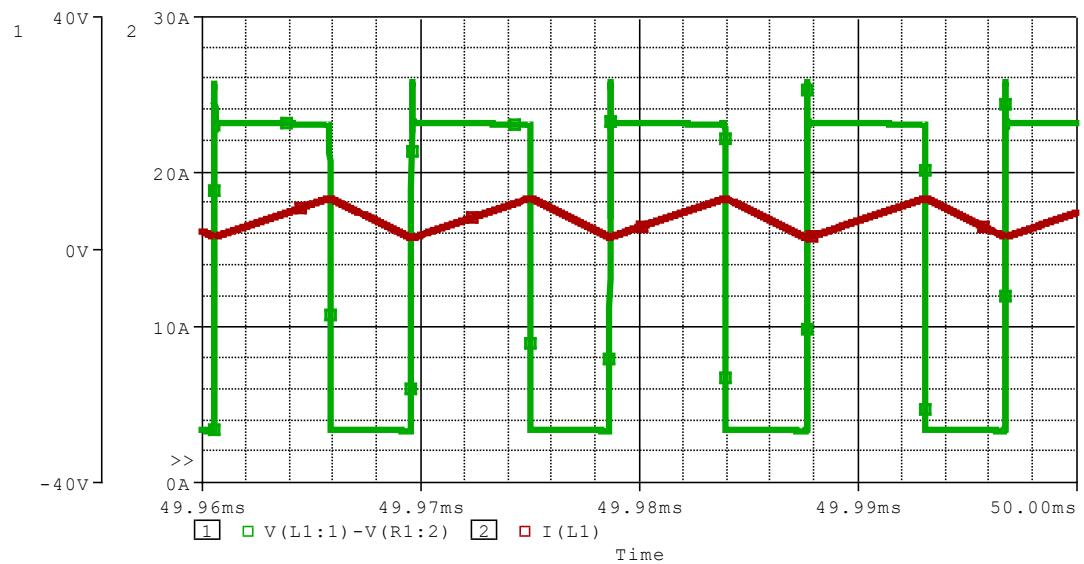


Fonte: Próprio autor.

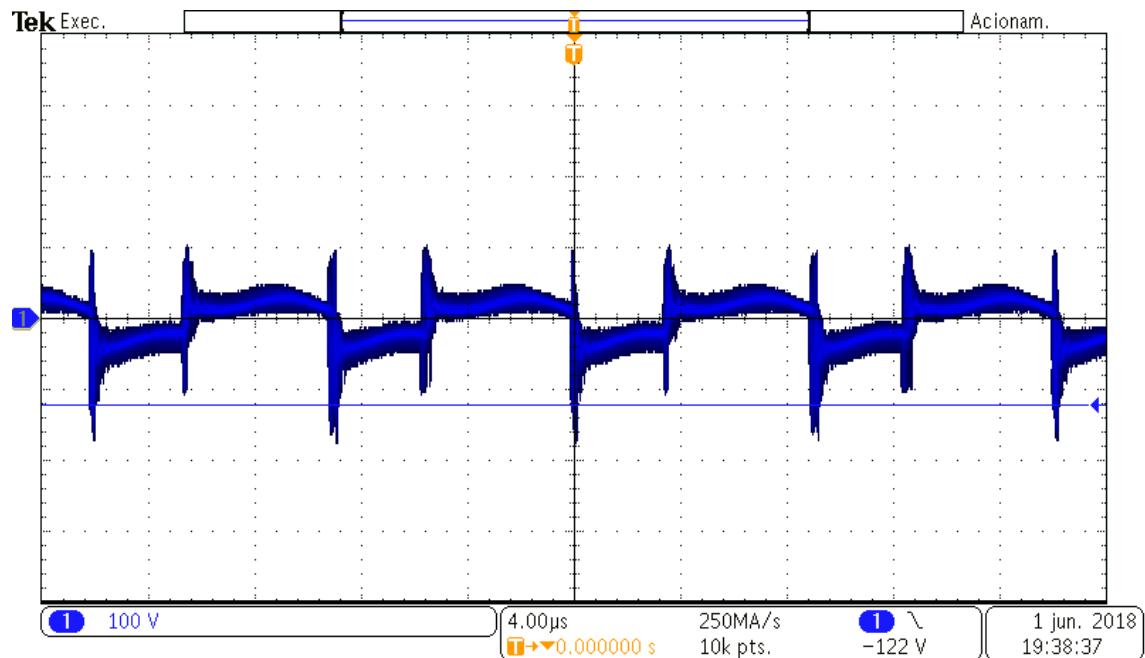
### 7.3 ESFORÇOS NO INDUTOR $L_1$

A seguir, na Figura 44 e Figura 45 são apresentados os resultados simulados e experimentais obtidos para o indutor  $L_{1a}$ , respectivamente. Já os resultados para  $L_{1b}$  podem ser vistos na Figura 46 e Figura 47. Percebe-se que os valores de tensão nestes indutores são mais facilmente interpretados considerando a soma destes, uma vez que corresponde aos valores calculados para o indutor  $L_1$ .

Além disso, como ambos indutores estão diretamente conectados a fonte de alimentação do circuito, o impacto da ondulação percebida na Figura 42 pode ser facilmente observada nas imagens experimentais dos indutores.

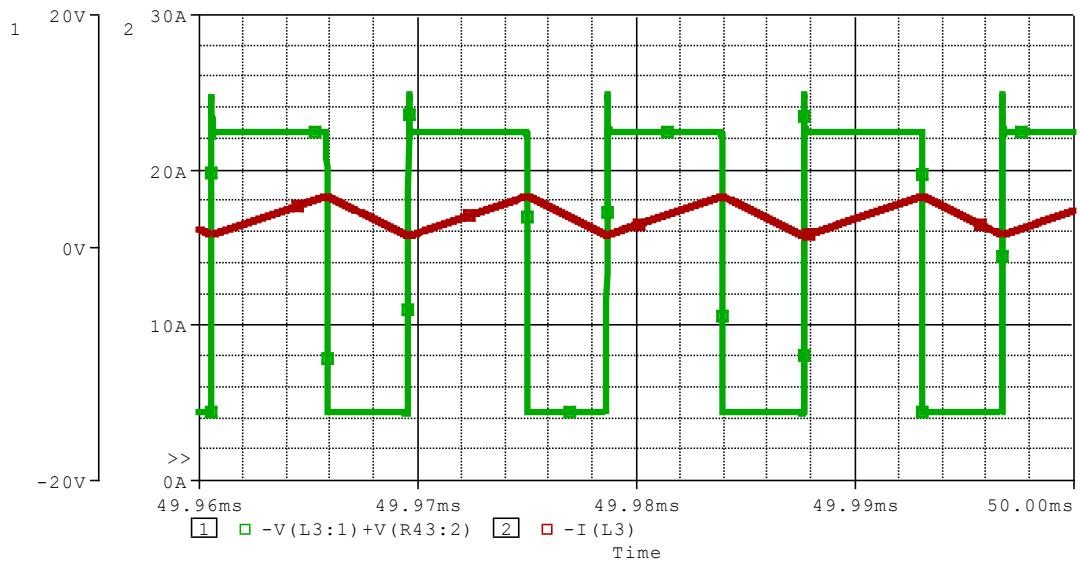
Figura 44 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) no indutor  $L_{1a}$ 

Fonte: Próprio autor.

Figura 45 - Resultado experimental para a tensão no indutor  $L_{1a}$ 

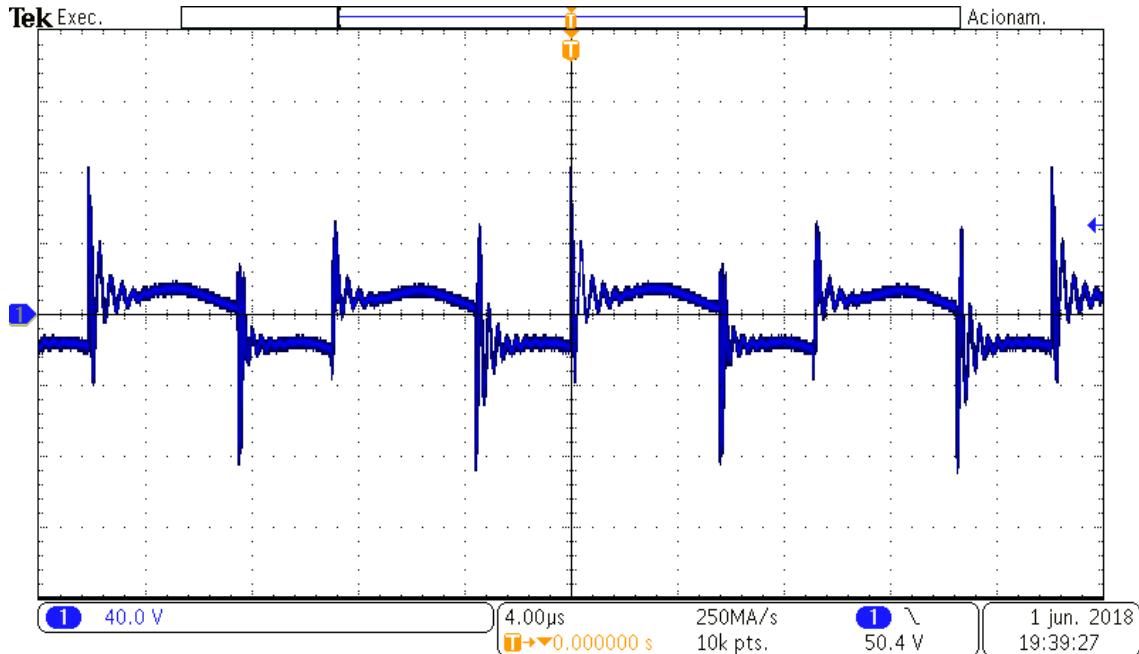
Fonte: Próprio autor.

Figura 46 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) no indutor  $L_{1b}$



Fonte: Próprio autor.

Figura 47 - Resultado experimental para a tensão no indutor  $L_{1b}$



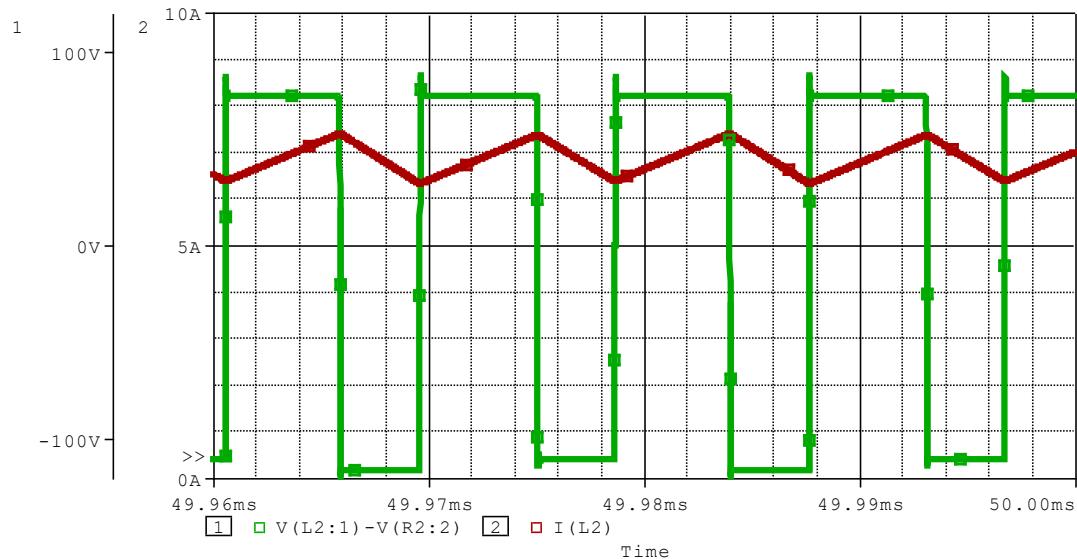
Fonte: Próprio autor.

## 7.4 ESFORÇOS NO INDUTOR $L_2$

As imagens dos resultados obtidos para o indutor  $L_2$  estão apresentadas em seguida. Um fato importante de ser notado nessas imagens é que, mesmo

nos resultados simulados, há a presença de sobretensão nos momentos de chaveamento, que no desempenho experimental acabou sendo agravado pelos elementos parasitas do layout.

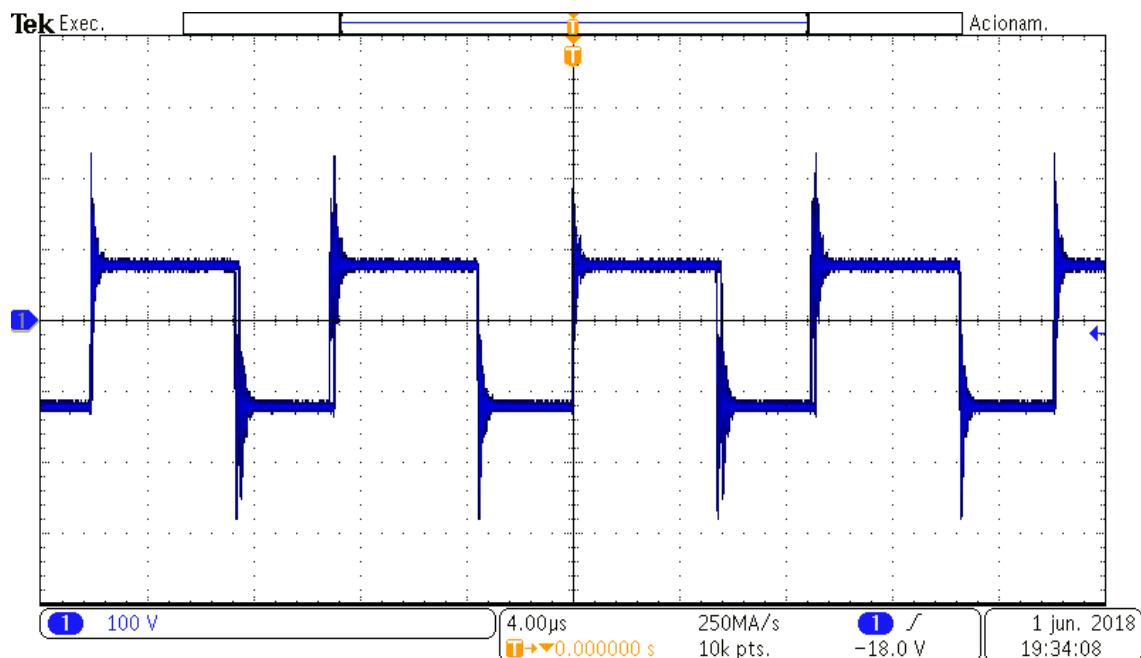
Figura 48 - Resultados simulados para a tensão (verde) e corrente (vermelho) no indutor  $L_2$



Fonte: Próprio autor.

Ainda, na Figura 48 é possível observar que nos momentos em que um dos interruptores está bloqueado o nível de tensão é diferente do valor obtido quando o outro interruptor bloqueia. Isto se deve ao fato de que, para o mesmo valor de tensão nos comparadores do circuito de comando, o *duty cycle* gerado é diferente, causando desequilíbrio nas tensões  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$ . Contudo, isto não se nota tão claramente nos resultados práticos, uma vez que os sinais de comando dos interruptores foram ajustados cuidadosamente para que  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$  ficassem equilibrados.

Figura 49 - Resultado experimental para a tensão no indutor  $L_2$

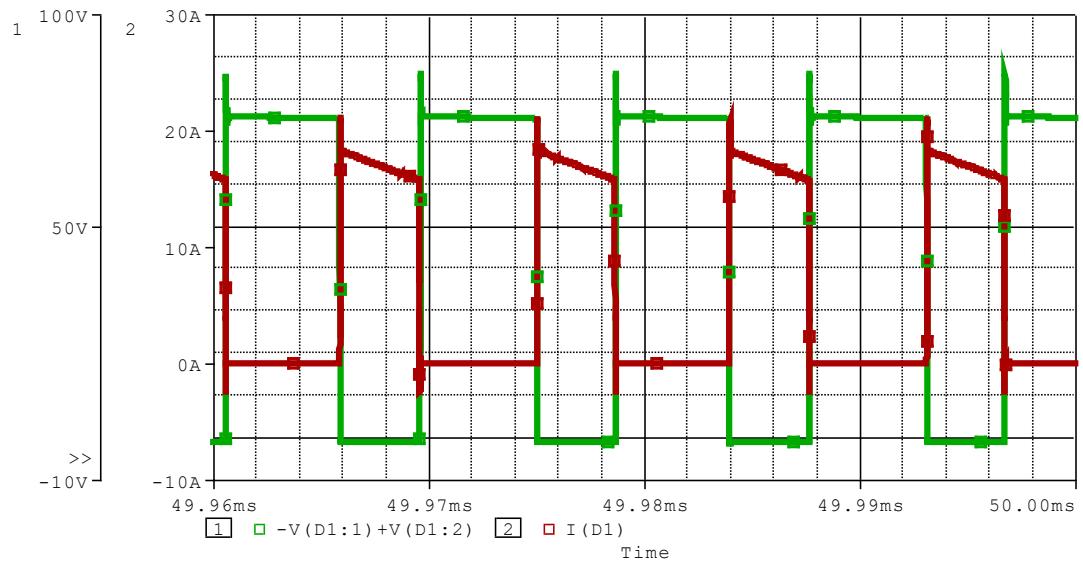


Fonte: Próprio autor.

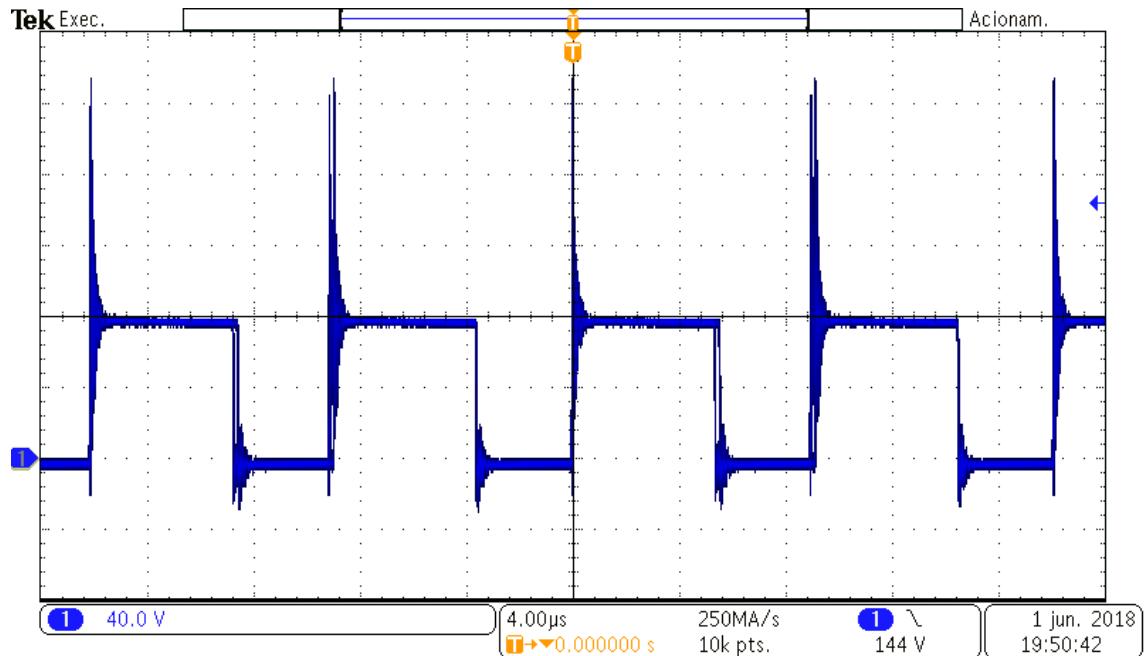
## 7.5 ESFORÇOS NO DIODO $D_1$

A seguir são expostos os resultados referentes ao diodo  $D_1$ . Na Figura 50, o principal ponto a ser notado é a existência da corrente de recuperação reversa no modelo do diodo, além da presença de sobretensão novamente. Ainda, na entrada em condução do diodo observa-se um pico de corrente, cuja explicação é também a recuperação reversa, causada pelo bloqueio de  $D_2$ .

Na Figura 51, por sua vez, o que mais chama atenção é o valor atingido pela sobretensão, ultrapassando o dobro do valor de bloqueio calculado, o que inevitavelmente aumenta as perdas causadas na comutação dos diodos, podendo ser um das causas que motivou o uso de ventilação no dissipador deste diodo.

Figura 50 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no diodo  $D_1$ 

Fonte: Próprio autor.

Figura 51 - Resultado experimental para a tensão no diodo  $D_1$ 

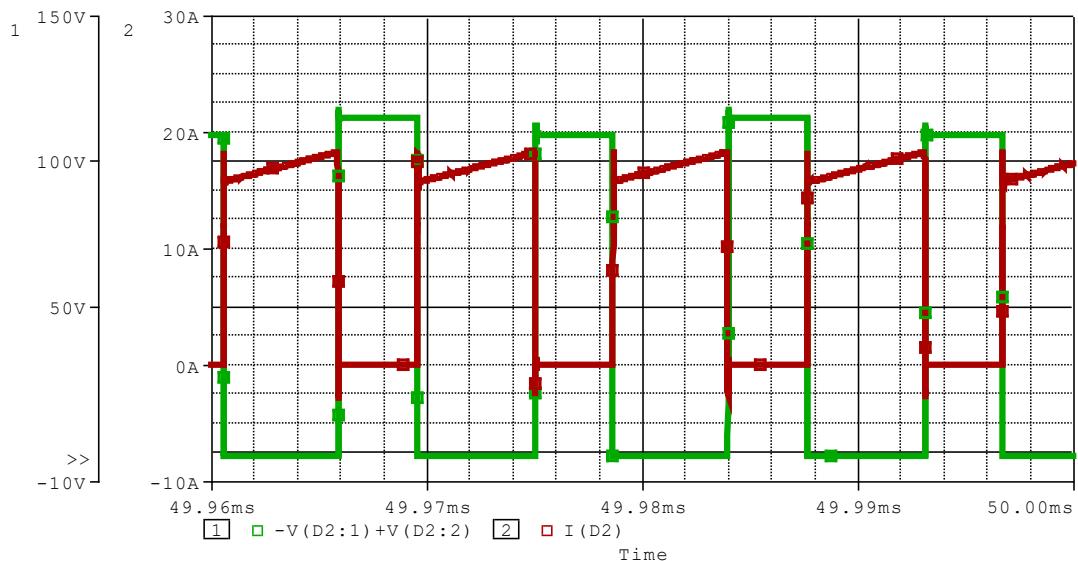
Fonte: Próprio autor.

## 7.6 ESFORÇOS NO DIODO $D_2$

O diodo  $D_2$ , fixado no mesmo dissipador de  $D_1$ , apesar de atingir um valor menor, também apresenta sobretensão ao bloquear, como pode ser visto na

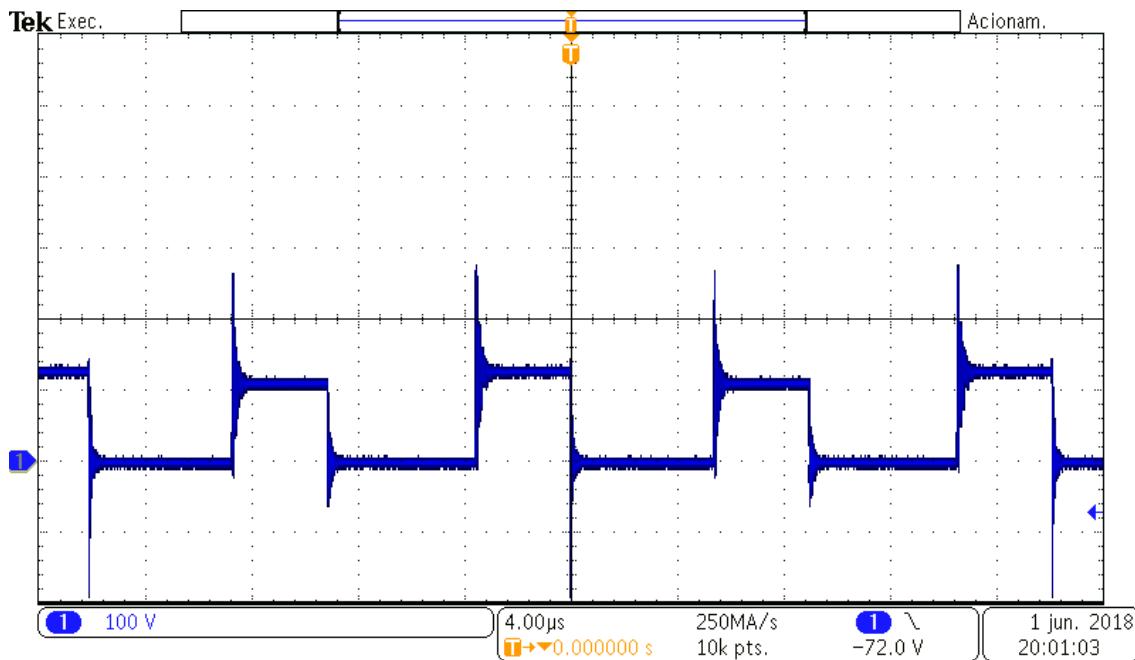
Figura 53. Na Figura 52, por sua vez, novamente é possível observar os efeitos já analisados como o desequilíbrio das tensões  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$  e a corrente de recuperação reversa.

Figura 52 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no diodo  $D_2$



Fonte: Próprio autor.

Figura 53 - Resultado experimental para a tensão no diodo  $D_2$



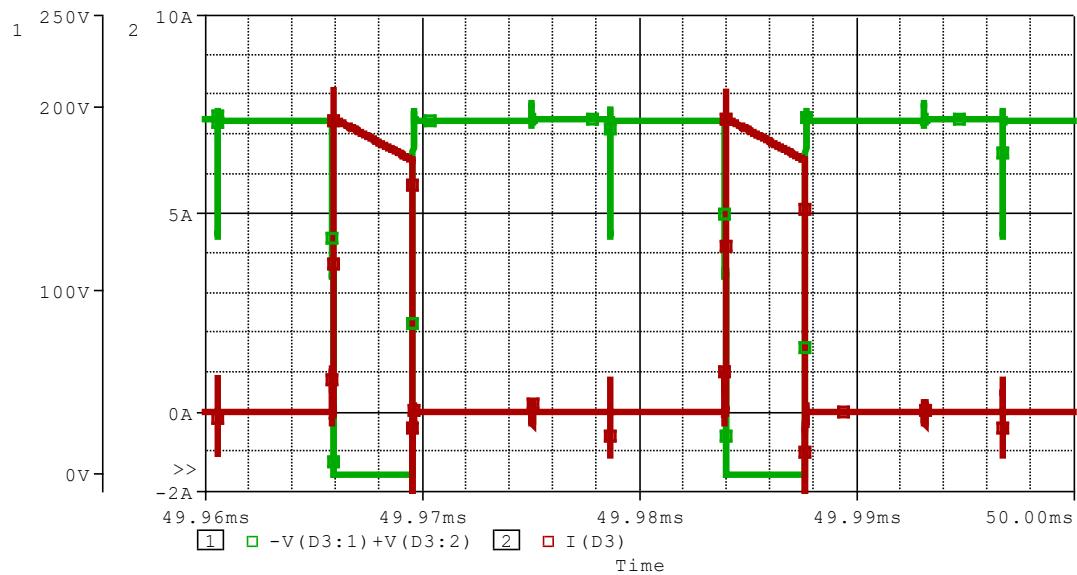
Fonte: Próprio autor.

## 7.7 ESFORÇOS NOS DIODOS $D_3$ E $D_4$

As imagens obtidas para os diodos  $D_3$  e  $D_4$  são apresentadas a seguir. O fato que mais chama atenção nestas figuras é a possível entrada em condução dos diodos enquanto deveriam permanecer bloqueados. Além disso, percebe-se que esta variação que acontece na tensão e, segundo a simulação, na corrente dos diodos  $D_3$  e  $D_4$  está sincronizada com o comando dos interruptores.

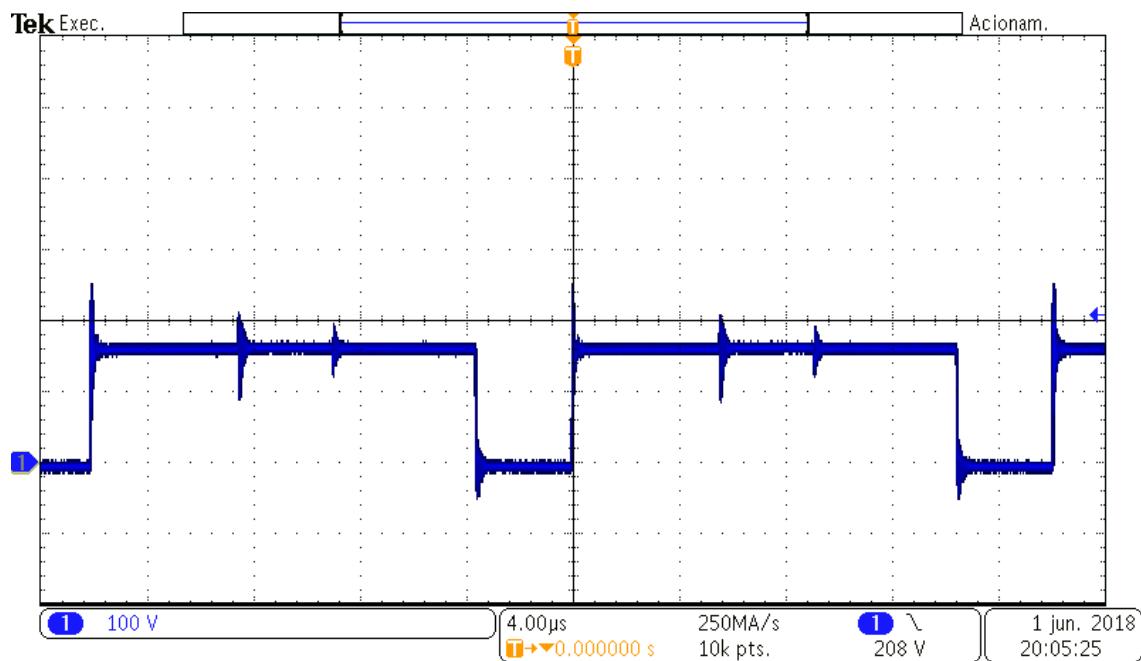
Além disso, os demais fenômenos observados nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  também se fazem presentes na análise dos resultados obtidos para estes diodos.

Figura 54 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no diodo  $D_3$



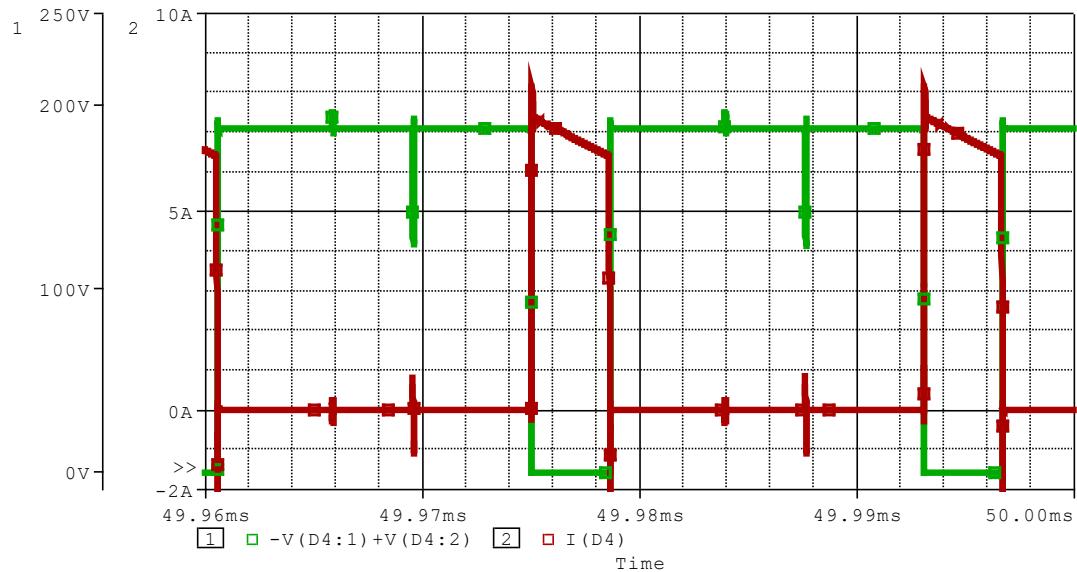
Fonte: Próprio autor.

Figura 55 - Resultado experimental para a tensão no diodo  $D_3$

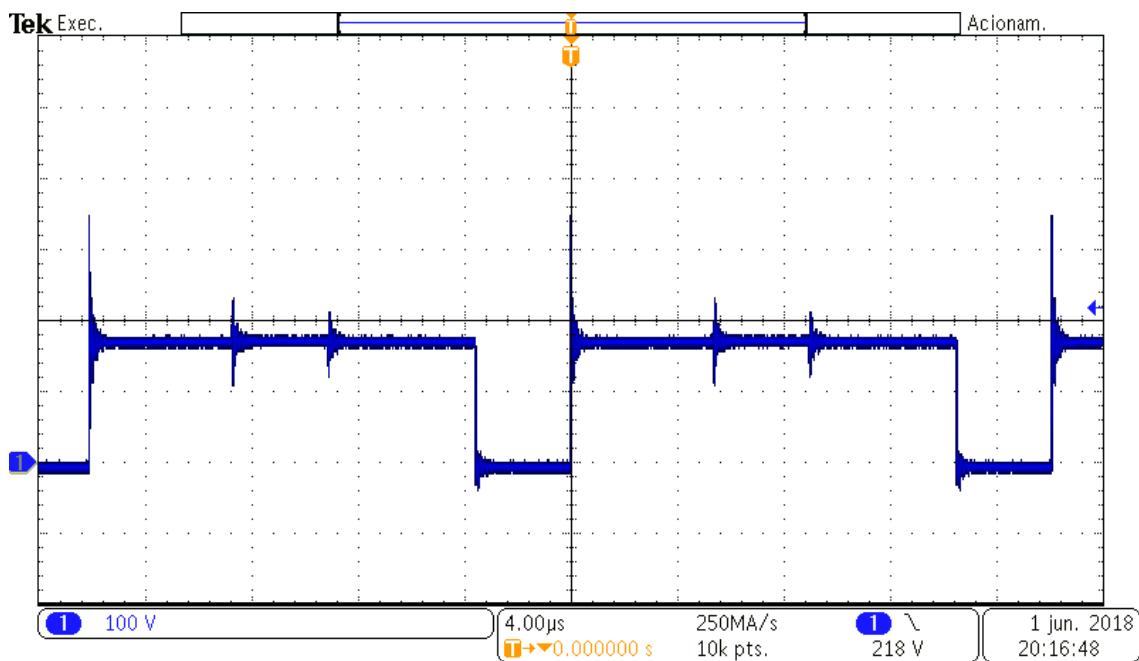


Fonte: Próprio autor.

Figura 56 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no diodo  $D_4$



Fonte: Próprio autor.

Figura 57 - Resultado experimental para a tensão no diodo  $D_4$ 

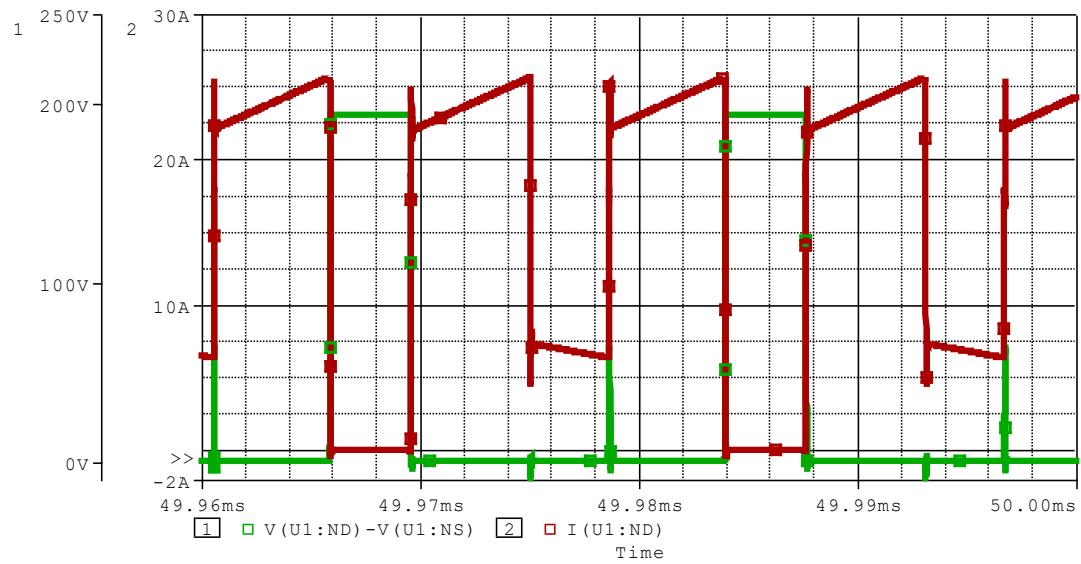
Fonte: Próprio autor.

## 7.8 ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES $S_1$ E $S_2$

Os últimos resultados a serem apresentados referem-se aos elementos que sofrem os maiores stresses de tensão e corrente, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . Ao contrário das curvas apresentadas para os diodos do conversor, na simulação os interruptores não apresentam sobretensão no momento em que alteram de estado, porém quando  $S_1$  está conduzindo o chaveamento de  $S_2$  provoca oscilação na tensão de  $S_1$  e vice-versa.

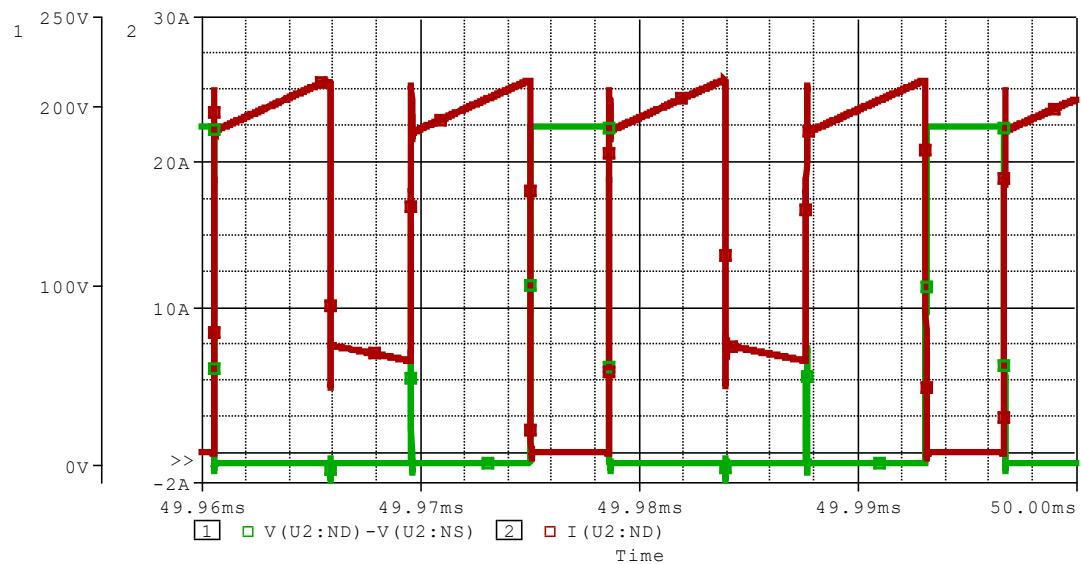
Já na Figura 61, onde são apresentadas as formas de onda experimentais para a tensão nos interruptores, percebe-se que, além da oscilação que ocorre ao chaveamento do seu par, os interruptores apresentam sobretensão ao bloquear.

Figura 58 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no interruptor  $S_1$

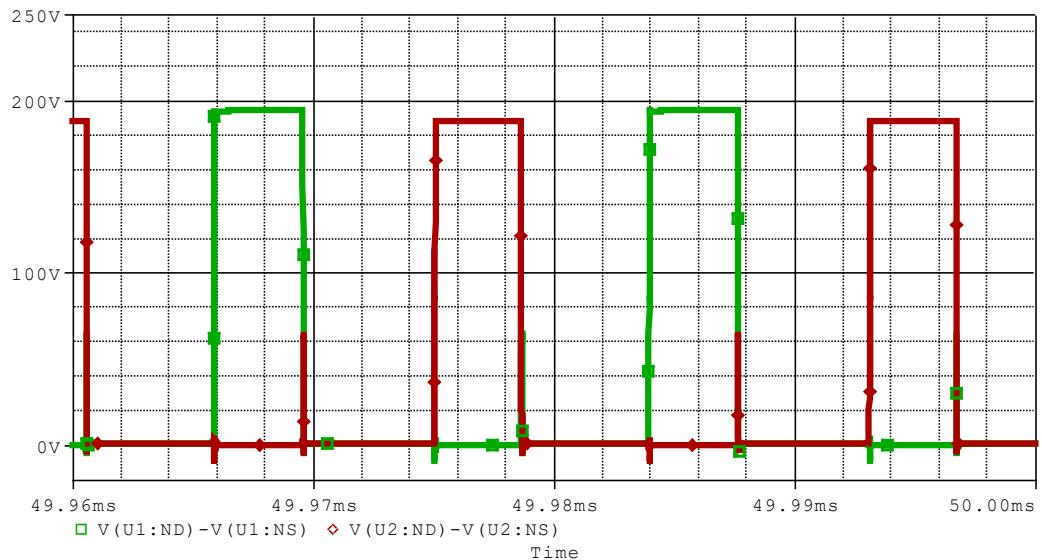


Fonte: Próprio autor.

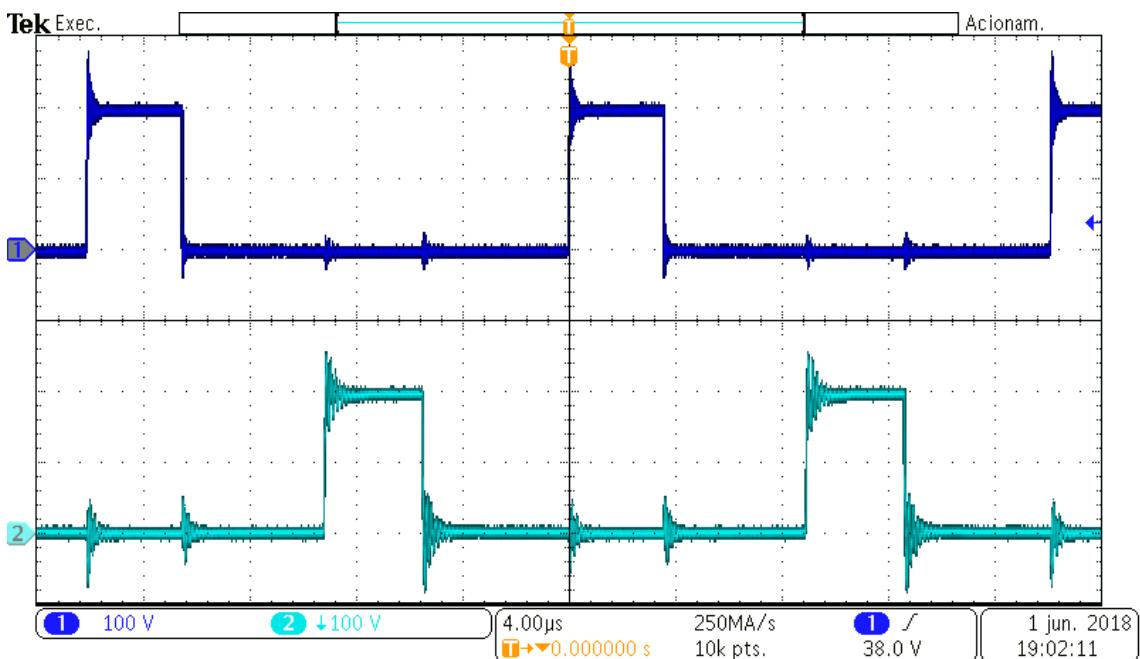
Figura 59 - Resultados simulados para tensão (verde) e corrente (vermelho) no interruptor  $S_2$



Fonte: Próprio autor.

Figura 60 - Resultado simulado para a tensão nos interruptores  $S_1$  (verde) e  $S_2$  (vermelho)

Fonte: Próprio autor.

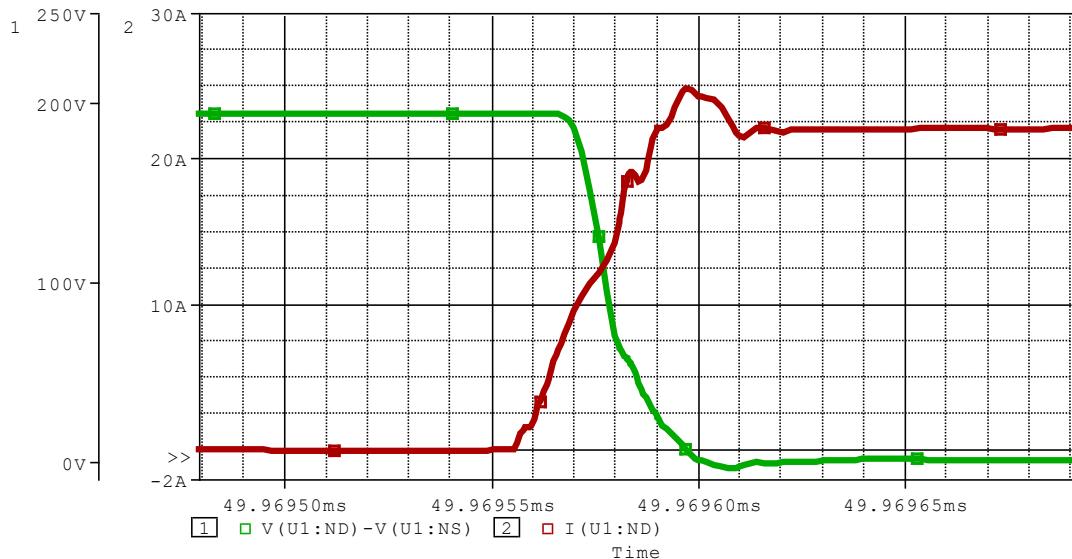
Figura 61 - Resultado experimental para a tensão nos interruptores  $S_1$  (azul) e  $S_2$  (verde)

Fonte: Próprio autor.

Ainda, na Figura 62 e Figura 63 são apresentadas as comutações observadas na simulação. Na Figura 63 é notório o momento em que a tensão no interruptor fica grampeada pelo capacitor intermediário enquanto os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão comutando. As demais etapas de comutação também podem ser

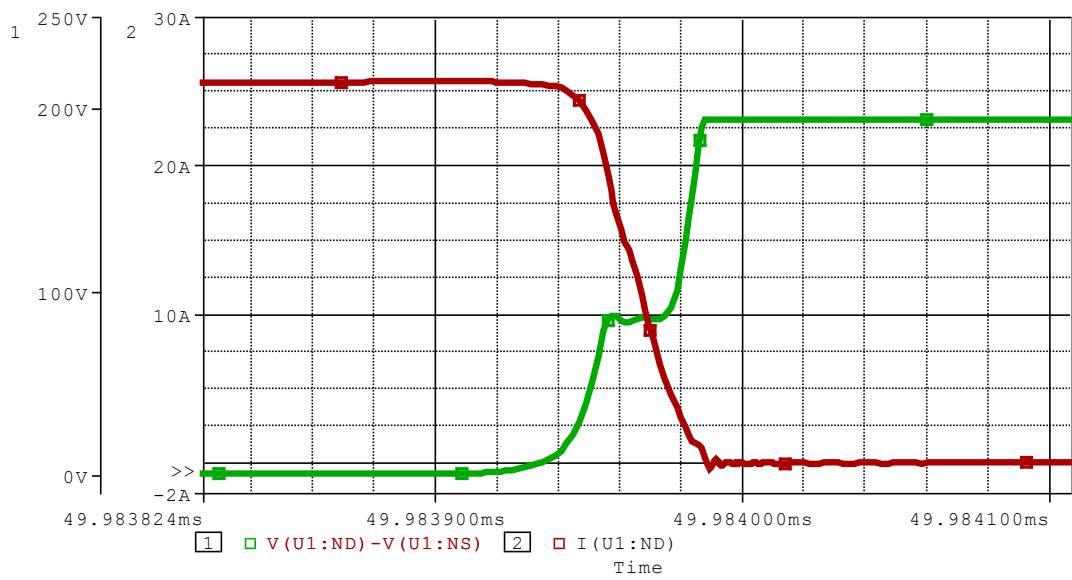
identificadas pelos momentos em que há variações nas inclinações da tensão e corrente, porém não são evidentes.

Figura 62 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) durante a entrada em condução do interruptor  $S_1$



Fonte: Próprio autor.

Figura 63 - Resultado simulado para a tensão (verde) e corrente (vermelho) durante o bloqueio do interruptor  $S_1$



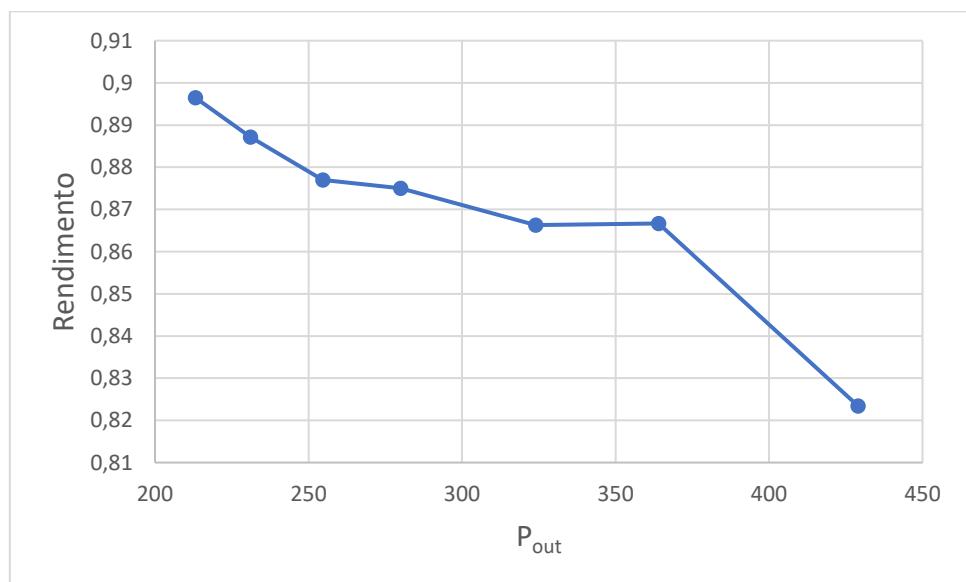
Fonte: Próprio autor.

## 7.9 RENDIMENTO

Além dos dados apresentados até este momento, realizou-se um ensaio para determinar o comportamento do rendimento do protótipo em função da carga por ele alimentada. Os pontos utilizados para a elaboração da curva de rendimento, apresentada na Figura 64, foram obtidos nas mesmas condições dos demais dados.

O procedimento adotado para obter os pontos da curva foi iniciar o ensaio com uma carga de  $672\ \Omega$ , aproximadamente 40% da carga nominal, e aumentar a potência entregue a carga por meio de degraus de  $56\ \Omega$  após atingir o regime térmico da condição anterior até alcançar o valor de aproximadamente  $280\ \Omega$ . Além disso, os valores de potência de entrada e saída foram medidos utilizando o equipamento WT230 da empresa Yokogawa.

Figura 64 - Rendimento obtido experimentalmente



Fonte: Próprio autor.

Infelizmente, com o aumento da carga alimentada pelo conversor seu rendimento foi se distanciando do rendimento estimado. Contudo, como mencionado anteriormente, após a adição do capacitor na alimentação do protótipo, foi possível entregar 499W a carga com rendimento de 83,6%.

Além disso, na Tabela 17 é apresentado um comparativo entre os resultados obtidos por meio de simulação e os valores calculados ao longo deste

trabalho, bem como o erro absoluto entre estes valores e o erro dos valores calculados em relação aos resultados simulados

Tabela 17 – Comparativo entre os valores calculados e simulados

	Calculado	Simulado	Erro Absoluto	Erro Relativo
$t_{off}$	14,36 ns	30,58 ns	16,21 ns	53,02 %
$t_{on}$	7,84 ns	27,51 ns	19,68 ns	71,52 %
$P_{S1}$	14,60 W	15,38 W	0,78 W	5,06 %
$P_{S2}$	14,60 W	15,32 W	0,72 W	4,70 %
$V_{F\_D1}$	1,05 V	1,23 V	0,18 V	14,86 %
$P_{D1}$	7,31 W	8,47 W	1,23 W	14,47 %
$V_{F\_D2}$	1,09 V	1,24 V	0,15 V	12,31 %
$P_{D2}$	10,51 W	12,49 W	2,03 W	16,27 %
$V_{F\_D3}$	0,84 V	1,05 V	0,21 V	19,76 %
$P_{D3}$	1,83 W	1,48 W	0,21 W	14,08 %
$V_{F\_D4}$	0,84 V	1,05 V	0,21 V	19,80 %
$P_{D4}$	1,83 W	1,39 W	0,30 W	21,17 %
$P_{L1b}$	0,92 W	0,70 W	0,23 W	32,98 %
$P_{L1b}$	1,11 W	0,96 W	0,15 W	16,16 %
$P_{L2}$	1,86 W	1,52 W	0,34 W	22,57 %
$P_{C\_int}$	1,58 W	0,00	1,58 W	-
$P_{Co1}$	0,44 W	0,00	0,44 W	-
$P_{Co2}$	0,44 W	0,00	0,44 W	-
$\eta$	90,18	89,99 W	0,19 W	0,21 %

Fonte: Próprio autor

Por fim, na Tabela 18 são apresentadas as temperaturas de cada elemento do circuito ao final do ensaio realizado para a elaboração da curva de rendimento.

Tabela 18 – Esforços térmicos dos componentes

$P_{S1}$	52 °C
$P_{S2}$	52 °C
$P_{D1}$	39 °C
$P_{D2}$	42 °C
$P_{D3}$	29 °C
$P_{D4}$	30 °C
$P_{L1b}$	33 °C
$P_{L1b}$	35 °C
$P_{L2}$	37 °C
$P_{C\_int\_a}$	39 °C
$P_{C\_int\_b}$	41 °C
$P_{Co1}$	34 °C
$P_{Co2}$	35 °C

Fonte: Próprio autor

## 8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Ao longo deste trabalho diversas fontes de perdas em conversores estáticos foram discutidas e exploradas a fim de mostrar o quanto complexo, porém necessário, pode ser o cálculo da potência dissipada pelos principais elementos de um circuito de potência e sua importância frente às decisões realizadas ao longo de um projeto, como a identificação dos elementos chave no que diz respeito as perdas e qual o caminho a ser tomado para minimizá-las.

Após a exploração do cálculo de perdas em cada elemento, foi possível observar a aplicação de tais cálculos em um caso conhecidamente crítico. Um conversor com diversos elementos semicondutores, operação com razão cíclica alta além de uma comutação bastante complexa e dissipativa. Elemento por elemento, elaborou-se um modelo para o cálculo das perdas presentes nesta topologia que apresentou diferença de apenas 0,8% entre o rendimento teórico e prático quando aplicado ao protótipo original apresentado em (CABRAL, 2013).

Posto que tal modelo parecia estar coerente, procedeu-se com um projeto visando otimizar o uso da energia entregue ao conversor. Novos materiais e componentes foram escolhidos gerando uma boa perspectiva de rendimento para o projeto.

Contudo, uma vez que o protótipo foi construído, o resultado obtido distanciou-se do esperado e revelou algumas lacunas no modelo utilizado para o cálculo de perdas e, consecutivamente, pontos a serem melhor explorados no futuro.

Dos resultados obtidos, evidenciou-se a necessidade de projetar um novo layout para o conversor com o objetivo de explorar as curvas de corrente nos principais elementos do circuito, já que no projeto executado isto não foi possível, além de minimizar as sobretensões e oscilações causadas pelos elementos parasitas que se fizeram presentes nos dados coletados experimentalmente.

Ainda, observando a Tabela 17 percebe-se a necessidade de reavaliar o método utilizado para posicionar os pontos sobre a curva de condução dos diodos, visto que o menor erro entre a queda de tensão calculada e a simulada foi de aproximadamente 12%. Além disso, ainda analisando o comportamento

dos diodos nas simulações realizadas, nota-se que a comutação destes precisa ser melhor entendida para avaliar seu real comportamento e seu impacto no cálculo da potência dissipada por este componente.

Outro foco de reavaliação do cálculo de perdas apontado pela Tabela 17 são os tempos de comutação dos interruptores, que apresentaram mais de 50% de erro se comparado com a simulação. Apesar do processo de comutação ter sido aqui documentado, a determinação destes tempos ainda não é clara, necessitando uma análise mais ampla considerando as dinâmicas de tensão dos interruptores bem como o impacto das comutações dos diodos nestes momentos.

Outro ponto importante a ser melhorado no projeto realizado é o comando dos interruptores. A tarefa de manter as tensões  $V_{o1}$  e  $V_{o2}$  equilibradas requer bastante esforço e paciência quando operado em malha aberta. Tal esforço poderia ser evitado pela aplicação de controle no conversor, além de torná-lo mais estável.

Além disso, observou-se que as principais fontes de perdas no projeto realizado ocorrem nos elementos semicondutores, mais especificamente durante seus períodos de condução, evidenciando a necessidade de diodos com menores quedas de tensão e interruptores com resistências de condução baixas para que se possa atingir bom valores de rendimento.

Por fim, percebe-se que, ao contrário do que pode se pensar, a determinação de perdas é um processo complexo e muito importante no dimensionamento e projeto de um conversor, ficando evidente a necessidade de iteração entre experimentação e consecutiva realimentação do procedimento utilizado no cálculo de perdas.

## 9 REFERÊNCIAS

- ANEEL. **Resolução Normativa Nº 482.** [S.I.]. 2012.
- BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas.** 3. ed. [S.I.]: Edição do Autor, 2014.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência.** 8. ed. [S.I.]: Edição do Autor, 2017. ISBN 9788590104674.
- BRAMANPALLI, R. **Accurate Calculation of AC Losses of Inductors in Power Electronic Applications.** PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. [S.I.]: [s.n.]. 2016. p. 1-8.
- CABRAL, J. B. R. F. **Conversor CC-CC não Isolado de Elevado Ganho para Aplicação no Processamento de Energia Solar Fotovoltaica.** UDESC. [S.I.]. 2013.
- CABRAL, J. B. R. F.; OLIVEIRA, S. V. G.; NOVAES, Y. R. Conversor CC-CC Boost Quadrático para Aplicação em Fontes Alternativas, v. 18, n. 3, p. 1064-1072, jun. 2013.
- CARVALHO, D. M. S. **Análise e Caracterização Energética de Sistemas Fotovoltaicos de Baixa Potência com Ligação à Rede Eléctrica.** Universidade do Porto. [S.I.]. 2011.
- CARVALHO, T. L. C. **Projeto dos elementos magnéticos do conversor meia ponte através do uso do software ansys pexprt e do método convencional.** Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville. 2015.
- CHEN, S. M. et al. A Safety Enhanced, High Step-Up DC #x2013;DC Converter for AC Photovoltaic Module Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 4, p. 1809-1817, 2012. ISSN 10.1109/TPEL.2011.2170097.
- DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. **A General Scheme for Calculating Switching- and Conduction-Losses of Power Semiconductors in Numerical Circuit Simulations of Power Electronic Systems.** in Proc. of the 2005 International Power Electronics Conf. (IPEC'05. [S.I.]: [s.n.]. 2005. p. 4-88686.
- EPCOS. AlCap Useful Life Calculation, 2016. Disponível em: <<https://en.tdk.eu/tdk-en/1188836/design-support/design-tools/aluminum->

electrolytic-capacitors/alu-useful-life/flash?series=B43547&WT.series=B43547>. Acesso em: 18 Abril 2018.

**EPCOS. Aluminum Electrolytic Capacitors.** [S.I.]. 2016.

HO, C. N. M. et al. Practical Design and Implementation Procedure of an Interleaved Boost Converter Using SiC Diodes for PV Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 6, p. 2835-2845, 2012. ISSN 10.1109/TPEL.2011.2178269.

KUNDANAM, K. et al. **Quadratic flying-capacitor Boost Converter and comparative evaluation**. 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia). [S.I.]: [s.n.]. 2017. p. 1314-1321.

LI, W.; HE, X. Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1239-1250, 2011. ISSN 10.1109/TIE.2010.2049715.

MACEDO, W. N. **Análise do fator de dimensionamento do inversor (FDI) aplicado a sistemas fotovoltaicos conectados à rede (SFCR)**. USP. [S.I.]. 2006.

**MAGMATTEC. Núcleos de Ferrite - Material 139 e 140.** [S.I.].

ROHATGI, A. WebPlotDigitalizer, 2018. Disponível em: <<https://apps.automeris.io/wpd/>>. Acesso em: 22 Janeiro 2018.

**ST MICROELECTRONICS. STPSC20065-Y.** [S.I.]. 2017.

**USCI. UJC06505T.** [S.I.]. 2016.