

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
BIBLIOTECA UNIVERSITÁRIA**

Tiago Peron Metzger

**ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO BASEADO  
EM CÉLULAS DE INDUTOR E CAPACITOR CHAVEADOS**

Florianópolis

2023



Tiago Peron Metzger

**ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO BASEADO  
EM CÉLULAS DE INDUTOR E CAPACITOR CHAVEADOS**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

**Orientador:** Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

**Coorientador:** Mateus Nava Mezaroba, Me.

Florianópolis

2023

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária da Universidade Federal de Santa Catarina.

Arquivo compilado às 17:08h do dia 29 de dezembro de 2023.

Tiago Peron Metzger

ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO BASEADO EM CÉLULAS DE INDUTOR E CAPACITOR CHAVEADOS : / Tiago Peron Metzger; Orientador, Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.; Coorientador, Mateus Nava Mezaroba, Me. - Florianópolis, 17:08, 7 de dezembro de 2023.

78 p.

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Centro Tecnológico, Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Conversor CC-CC. 2. Multiplicadores de tensão. 3. Alto ganho I. Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. II. Mateus Nava Mezaroba, Me. III. Curso de Graduação em Engenharia Elétrica IV. ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO BASEADO EM CÉLULAS DE INDUTOR E CAPACITOR CHAVEADOS

CDU 02:141:005.7

Tiago Peron Metzger

## **ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO BASEADO EM CÉLULAS DE INDUTOR E CAPACITOR CHAVEADOS**

Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 13 de dezembro de 2023.



Documento assinado digitalmente  
**Miguel Moreto**  
Data: 14/12/2023 12:36:48-0300  
CPF: \*\*\*.456.100-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://s.ufsc.br>

---

**Prof. Miguel Moreto, Dr.**  
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

### **Banca Examinadora:**



Documento assinado digitalmente  
**Telles Brunelli Lazzarin**  
Data: 14/12/2023 10:10:57-0300  
CPF: \*\*\*.400.719-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://s.ufsc.br>

---

**Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.**  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente  
**Mateus Nava Mezaroba**  
Data: 14/12/2023 10:14:50-0300  
CPF: \*\*\*.100.130-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://s.ufsc.br>

---

**Eng. Eletric. Mateus Nava Mezaroba, Me.**  
Coorientador  
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente  
**Jessika Melo de Andrade**  
Data: 14/12/2023 09:03:12-0300  
CPF: \*\*\*.459.059-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://s.ufsc.br>

---

**Prof. Jéssika Melo de Andrade, Dr.**  
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente  
**NEILOR COLOMBO DAL PONT**  
Data: 14/12/2023 08:54:33-0300  
CPF: \*\*\*.466.859-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://s.ufsc.br>

---

**Eng. Eletric. Neilor Colombo Dal Pont, Dr.**  
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente

**JULIO CESAR DIAS**

Data: 14/12/2023 09:10:43-0300

CNPJ: \*\*\* 598.299-1\*

Verifique as assinaturas em <https://s.ufsc.br>

---

Eng. Eletric. Julio Cesar Dias, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

*Este trabalho é dedicado a todos que fizeram parte da minha trajetória.*





---

## AGRADECIMENTOS

---

Gostaria de primeiramente agradecer aos meus pais por me incentivarem e possibilitarem toda a minha trajetória de estudos. À minha companheira Raíssa por toda a compreensão e paciência que foram necessários nesses anos de graduação, além do companheirismo tanto nos bons e maus momentos. Ao professor Telles por todos os ensinamentos, oportunidades fornecidas e orientação por todo esse processo. Aos doutorandos Ion Leandro e Mateus Mezaroba pelas diversas horas de ajuda ao decorrer desse trabalho e também em outros, além da amizade. Por fim, gostaria de agradecer também ao povo brasileiro, que foi financiador dos meus estudos na Universidade Federal de Santa Catarina.



*"Somewhere, something incredible is waiting to be known."*

Carl Sagan

*"Pra trás, nem pra pegar impulso!"*

Clóvis de Barros Filho



---

## RESUMO

---

Este trabalho apresenta o estudo teórico, por meio de análises matemáticas, além de projeto e validação de um conversor *Boost* CC-CC de alto ganho. Primeiramente foi feita uma revisão do conversor *Boost* CC-CC, além disso, a análise e revisão da literatura sobre células multiplicadoras de tensão foram conduzidas, seguidas pela descrição de um conversor que emprega essas células para produzir seu ganho estático. Posteriormente, são definidas especificações para a fabricação de um conversor desse tipo para a aplicação em sistemas fotovoltaicos, na qual a tensão de entrada projetada se encontra em 48 V e a de saída em 380 V. Por fim, o protótipo do conversor Boost CC-CC foi desenvolvido, realizando as validações experimentais afim de comprovar os resultados teóricos e de simulação, em que foi possível verificar o aumento da tensão de entrada de 48 V para 387 V, com uma eficiência de 90,8 % ao operar na sua potência nominal de 300 W.

**Palavras-chaves:** Conversor CC-CC. Multiplicadores de tensão. Alto ganho



---

---

## ABSTRACT

---

This work presents a theoretical study through mathematical analyses, as well as the design and validation of a high-gain DC-DC Boost converter. Firstly, a review of the DC-DC Boost converter was conducted. Additionally, an analysis and literature review on voltage multiplier cells were carried out, followed by the description of a converter that utilizes these cells to achieve its high static gain. Subsequently, specifications for manufacturing such a converter for application in photovoltaic systems were defined, with the projected input voltage at 48 V and the output voltage at 380 V. Finally, the experimental prototype of the DC-DC Boost converter was developed, conducting experimental validations to confirm theoretical and simulation results. It was possible to verify the increase in input voltage from 48 V to 387 V, with an efficiency of 90.8 % when operating at its nominal power of 300 W.

**Keywords:** DC-DC Converter. Voltage Multiplier. High Gain.





---

## LISTA DE FIGURAS

---

Figura 0.1 – Representação de um conversor chaveado. . . . .	26
Figura 1.1 – Conversor CC-CC <i>boost</i> clássico. . . . .	28
Figura 1.2 – Primeira etapa de operação do conversor. . . . .	28
Figura 1.3 – Segunda etapa de operação do conversor. . . . .	29
Figura 1.4 – Tensão no indutor em um ciclo de operação. . . . .	29
Figura 1.5 – Lei das correntes de <i>Kirchoff</i> . . . . .	30
Figura 1.6 – Corrente em um capacitor em um ciclo de operação. . . . .	31
Figura 1.7 – Diferentes células de multiplicação de tensão apresentadas em (M. FOROUZESH, 2017). . . . .	32
Figura 1.8 – Diferentes células de indutores chaveados apresentadas em (M. FOROUZESH, 2017). a) célula <i>Active switched inductor</i> , Indutor ativamente chaveado, em inglês, (A-SL) b) célula <i>Improved active switched inductor</i> , Indutor ativamente chaveado aprimorado, em inglês (Improved A-SL) c) célula <i>Hybrid active switched inductor</i> (Indutor ativamente chaveado híbrido), em inglês (Hybrid A-SL). . . . .	33
Figura 2.1 – Conversor CC-CC de alto ganho. . . . .	35
Figura 2.2 – Primeira etapa de operação do conversor. . . . .	36
Figura 2.3 – Segunda etapa de operação do conversor. . . . .	37
Figura 2.4 – Formas de onda do conversor operando em MCC . . . . .	37
Figura 2.5 – Etapa 3 do Conversor Operando em MCD. . . . .	39
Figura 2.6 – Formas de onda do conversor operando em MCD. . . . .	40
Figura 2.7 – Circuito equivalente do conversor considerando os elementos com perdas. . . . .	41
Figura 3.1 – Circuito de Comando utilizado. . . . .	50
Figura 4.1 – Conversor desenvolvido. . . . .	51
Figura 4.2 – (a) Tensão de saída do microcontrolador ESP-32 $V_{ESP}$ (b) Tensão de saída do circuito de gate-driver $V_{GD}$ . . . . .	52
Figura 4.3 – Corrente nos indutores $i_{L1}$ (azul), $i_{L2}$ (laranja) e $i_{Lo}$ (roxo). . . . .	52
Figura 4.4 – Tensão nos capacitores de ganho $V_{C1}$ (verde) e $V_{C2}$ (roxo). . . . .	53
Figura 4.5 – (a) Tensão nos interruptores $V_{S1}$ (verde) e $V_{S2}$ (roxo) (b) Tensão nos diodos $V_{D1}$ (verde) e $V_{D2}$ (roxo). . . . .	53
Figura 4.6 – (a) Tensão de entrada $V_{In}$ (verde) e corrente de entrada $i_{in}$ (azul) na entrada (b) Tensão de saída $V_{Out}$ (roxo) e corrente na saída $I_{Out}$ (laranja). . . . .	53
Figura 4.7 – Eficiência x Carga (Resultado Simulado e Experimental). . . . .	54
Figura 4.8 – Distribuição teórica de perdas em plena carga. . . . .	55
Figura B.1 – Simulação do conversor . . . . .	73



---

---

## LISTA DE TABELAS

---

Tabela 1.1 – Comparação entre diferentes células de multiplicação. . . . .	33
Tabela 1.2 – Comparação entre diferentes células de indutores chaveados não isolados. . . . .	33
Tabela 3.1 – Parâmetros definidos para o projeto do conversor. . . . .	45
Tabela 3.2 – Esforços de tensão e corrente calculados dos semicondutores. . . . .	46
Tabela 3.3 – Especificações do Mosfet LSIC1MO120E0080. . . . .	47
Tabela 3.4 – Especificações do Diodo 60APU06. . . . .	48
Tabela 3.5 – Valores das não idealidades do conversor. . . . .	49
Tabela 3.6 – Componentes escolhidos ou fabricados. . . . .	50
Tabela 4.1 – Comparação de esforços calculados e obtidos. . . . .	54



---

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

---

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
CC-CC	Corrente contínua para corrente contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MCC	Modo de condução contínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>



---

## LISTA DE SÍMBOLOS

---

$D$	Razão cíclica
$v_C$	Tensão sobre o capacitor
$S$	Interruptor controlado da topologia
$L$	Indutor e indutância da topologia
$C$	Capacitor e capacitância da topologia
$v_L(t)$	Tensão sobre indutor $L$ em função do tempo
$G_{est}$	Ganho estático
$T_s$	Período de comutação
$\bar{V}_L$	Tensão média no indutor
$f_s$	Frequência de comutação
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_{out}$	Tensão de saída
$P_{in}$	Potência de entrada
$P_{out}$	Potência média de saída
$i_L$	Corrente elétrica no indutor
$\Delta i_L$	Varição de corrente no indutor
$\Delta v_C$	Varição de tensão no capacitor
$I_{in}$	Corrente de entrada no conversor estático
$\Delta I_L\%$	Varição máxima percentual de corrente no indutor
$i_C$	Corrente no capacitor
$t_r$	Tempo de subida de condução do MOSFET
$t_f$	Tempo de descida de condução do MOSFET
$Q_{rr}$	Carga de recuperação reversa





---

# SUMÁRIO

---

INTRODUÇÃO	25
<b>1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>27</b>
1.1 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR CC-CC <i>BOOST</i> CLÁSSICO	27
1.1.1 Etapas de operação	27
1.1.2 Ganho estático	28
1.1.3 Cálculo do indutor	29
1.1.4 Cálculo do capacitor	30
1.1.5 Limitações do conversor	31
1.2 CÉLULAS ELEVADORAS DE TENSÃO	32
1.2.1 Multiplicadores de tensão a capacitores chaveados	32
1.2.2 Indutores ativamente chaveados	33
1.3 REVISÃO DO CAPÍTULO	34
<b>2 ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO</b>	<b>35</b>
2.1 CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO	35
2.1.1 Etapas de Operação	35
2.1.1.1 Operação em MCC	36
2.1.1.2 Operação em MCD	38
2.1.2 Influência dos parâmetros parasitas no ganho	40
2.1.3 Ondulação de corrente nos indutores	40
2.1.4 Ondulação de tensão nos capacitores	42
2.1.5 Esforços de tensão e corrente	43
2.2 REVISÃO DO CAPÍTULO	43
<b>3 PROJETO DO CONVERSOR</b>	<b>45</b>
3.1 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO	45
3.2 ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES	45
3.2.1 Projeto dos indutores	45
3.2.2 Seleção dos Capacitores	46
3.2.3 Seleção de semicondutores	46
3.2.4 Circuitos grampeadores de tensão	47
3.2.5 Cálculo das Perdas por Condução	48
3.2.6 Cálculo das perdas por comutação	49
3.2.7 Definição da Razão Cíclica	49
3.3 MONTAGEM DO CONVERSOR	49
3.3.1 Modulação	49
3.4 REVISÃO DO CAPÍTULO	50
<b>4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL</b>	<b>51</b>
4.1 RESULTADOS DA VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	51
4.1.1 Sinais PWM	51
4.1.2 Validação dos indutores	52
4.1.3 Validação dos capacitores	52
4.1.3.1 Validação dos capacitores de ganho $C_1$ e $C_2$	52
4.1.4 Tensão sobre os semicondutores	52
4.1.5 Tensões de entrada e saída	53
4.1.6 Comparação de resultados calculados com obtidos	54

---

4.1.7	Curvas de rendimento . . . . .	54
4.1.8	Problemas encontrados . . . . .	54
4.1.9	Discussão dos resultados . . . . .	55
4.2	REVISÃO DO CAPÍTULO . . . . .	55
	Considerações Finais . . . . .	57
	Referências . . . . .	59
	<b>APÊNDICE A – APÊNDICE A . . . . .</b>	<b>63</b>
A.1	INDUTOR DE ENTRADA . . . . .	63
A.2	INDUTOR DE SAÍDA . . . . .	68
	<b>APÊNDICE B – APÊNDICE B . . . . .</b>	<b>73</b>
B.1	SIMULAÇÃO UTILIZADA . . . . .	73
	<b>APÊNDICE C – APÊNDICE C . . . . .</b>	<b>75</b>
C.1	PLACA DE POTÊNCIA . . . . .	75
C.2	INDUTOR DE SAÍDA . . . . .	77

---

## INTRODUÇÃO

---

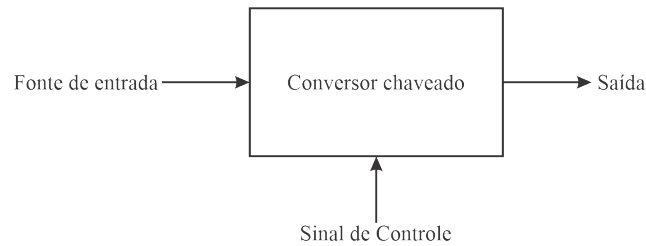
No final do século XIX, com os avanços da tecnologia, se tornou possível a criação do primeiro sistema de distribuição de energia na cidade de Nova York. O sistema em questão utilizava a transmissão em corrente contínua, que por conta do estado rudimentar dos componentes utilizados na época, tinha muitas perdas associadas, tornando-se necessário uma estação de geração a cada 20 km. Por conta disso, com o passar dos anos o sistema de transmissão em corrente alternada ganhou maior popularidade, visto que, com a invenção dos transformadores, era possível fazer a distribuição de energia com níveis de tensão maiores e correntes menores, melhorando assim a eficiência do sistema. Em 1886, o primeiro sistema experimental de distribuição em corrente alternada era testado em Massachusetts, alimentando 150 lâmpadas na sua área de cobertura e em 1893, o estado da Califórnia recebia o seu primeiro sistema de transmissão de energia com níveis de tensão de 2.3 kV e alcance de 12 km. A dificuldade da época na conversão de níveis de tensão de corrente contínua e de transformação de diferentes fontes de energia resultaram na adoção de transmissão de energia em corrente alternada por todo o mundo (BATARSEH I.; HARB, 2018).

Muitos autores concordam que o nascimento da área de eletrônica de potência se deu no início do século XX com a utilização de válvulas termiônicas. Nas décadas de 1930 e 1940 houveram a criação de vários novos conversores de eletrônica de potência (conhecida na época como eletrônica industrial), como o retificador com tanque metálico, retificador com tubos de vácuo controlado pela rede e o motor de tiratron. A utilização de semicondutores na área começou em 1958, quando a empresa General Electric introduziu o tiristor comercial e logo todas as aplicações que utilizavam válvulas diodo a vapor de mercúrio foram trocadas, e a partir de então, vários avanços na tecnologia de semicondutores de potência foram feitos. O crescimento da área se deu com a revolução da microeletrônica nas décadas de 1970 e 1980, onde se tornou possível, com os circuitos integrados de baixa potência, o controle facilitado dos conversores eletrônicos, além disso, com a introdução de microprocessadores foi possível adicionar de forma simplificada as teorias de controle aos conversores, o que antes era feito somente de forma analógica (BATARSEH I.; HARB, 2018).

O campo de estudo da eletrônica de potência tem como principal interesse o processamento de energia por meio de conversores chaveados. Um conversor tem em sua entrada uma fonte de energia que será transformada em uma fonte diferente em sua saída sendo controlada por um sinal de controle. Um conversor do tipo CC-CC transforma uma fonte de tensão contínua em outra com níveis de tensão maiores ou menores, possivelmente com polaridade invertida e com ou sem isolamento galvânica. Os conversores CA-CC, também conhecidos como retificadores, transformam uma fonte alternada de tensão em uma saída de tensão contínua, podendo controlar os níveis de tensão da saída assim como a corrente do lado CA. Conversores CC-CA, também conhecidos como inversores, transformam uma fonte de tensão contínua em tensão alternada, podendo definir a amplitude e frequência da tensão de saída. Conversores CA-CA transformam uma fonte de tensão alternada em outra com magnitude e/ou frequência diferente (ERICKSON R. W.; MAKSIMOVIĆ, 2001). A Figura 0.1 ilustra um modelo genérico de conversor.

Atualmente, a eletrônica de potência já é uma área consolidada da engenharia elétrica, com diversas aplicações como por exemplo em sistemas de potência, dispositivos eletrônicos de baixa potência e energias renováveis, o último sendo um tópico de grande destaque atualmente. Varias novas tecnologias tem surgido recentemente, tais como os sistemas fotovoltaicos que se utilizam da energia provinda do sol para geração de energia elétrica, os sistemas eólicos que convertem a energia cinética do vento, sistemas maremotrizes,

Figura 0.1 – Representação de um conversor chaveado.



Fonte: Autor.

que usam a energia cinética das ondas do mar e sistemas geotérmicos que usam a energia térmica da terra. Em 2022, somente a geração fotovoltaica foi responsável por quantidades de geração de potência superiores a 1.000 MW (ONS, 2023). Visando possibilitar a adequação da geração de fontes renováveis à rede elétrica garantindo a máxima transferência de potência, o uso de conversores de potência se torna essencial.

Módulos fotovoltaicos geram energia em níveis baixos de tensão, tipicamente na ordem das dezenas de Volts, em corrente contínua (CC) tornando-se assim necessário fazer a conversão para níveis mais altos de tensão antes de realizar a conversão para tensões em corrente alternada (CA), compatível com a rede elétrica de energia (G. R. GEOFFREY, 2004).

Um dos conversores do tipo CC-CC para a elevação dos níveis de tensão mais conhecidos é o conversor *Boost*. Porém esse tipo de conversor possui limitações em relação ao seu ganho, visto que quando opera em valores de ganho elevados as perdas de condução nos semicondutores se tornam excessivas (MARTINS; BARBI, 2006).

Em (SALVADOR, 2020) são especificados varios tipos de conversores diferenciais, que são obtidos pela junção de outros dois conversores, resultando na capacidade de produzir ganhos mais elevados em sua saída. Além disso realiza a análise de um conversor elevador de alto ganho que obtém sua característica por meio de indutores ativamente chaveados e capacitores passivamente chaveados. Esse tipo de técnica consiste em uma etapa de operação ligar dois ou mais indutores e/ou capacitores em paralelo com a fonte de tensão, e na etapa seguinte descarregá-los em série com a carga. Obtendo assim ganhos proporcionais à quantidade e características dos componentes.

O objetivo desse trabalho é realizar o estudo, análise, projeto e validação experimental do conversor CC-CC de alto ganho descrito por (SALVADOR, 2020) testando a capacidade do conversor de fornecer na saída o ganho de tensão desejado e a eficiência do mesmo. Para isso, a seguinte metodologia será seguida:

- Estudo Teórico: Primeiramente foi feito um estudo do conversor CC-CC elevador *Boost*, seguido de uma análise de células multiplicadoras de tensão que são utilizadas no conversor e por fim do conversor que foi desenvolvido.
- Projeto: Nessa etapa, foi descrito os processos para a realização do projeto de uma placa de circuito impresso de potência do conversor estudado.
- Validação experimental: Com a placa já desenvolvida, foi possível realizar testes que confirmassem as especificações definidas e calculadas nas etapas anteriores, concluindo assim o correto funcionamento do conversor.

---

# CAPÍTULO 1

---

## REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

---

Nesse capítulo será feita a análise do conversor CC-CC *Boost* clássico, analisando as suas etapas de operação e descrevendo as equações para o cálculo do seu ganho estático e dimensionamento dos elementos armazenadores de energia (Indutor e Capacitor). Além disso, será apresentado também diferentes células para a elevação de tensão em conversores, que são circuitos que podem ser inseridos em um conversor para aumentar seu ganho sem comprometer os esforços nos semicondutores.

Na Eletrônica de Potência os conversores podem ser divididos entre 4 tipos: os conversores CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA, podendo ter isolamento galvânica ou não. No estudo dos conversores CC-CC não isolados existem topologias elevadoras e abaixadoras de tensão e entre as topologias elevadoras, destaca-se o conversor *Boost* como uma das aplicações visto que o mesmo possui o menor número de interruptores e dispositivos armazenadores de energia.

### 1.1 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR CC-CC *BOOST* CLÁSSICO

Na Fig. 1.1, é possível ver que o conversor é formado por um indutor e dois semicondutores, um controlado e outro não, gerando assim, em modo de condução contínua (MCC), duas etapas de operação que são definidas pelo tempo que o interruptor controlado  $S$  se encontra conduzindo e em estado de bloqueio. Define-se a variável  $D$  como a razão entre o tempo que  $S$  se encontra conduzindo e o tempo total de de comutação, que pode ser expresso pela equação (1.1).

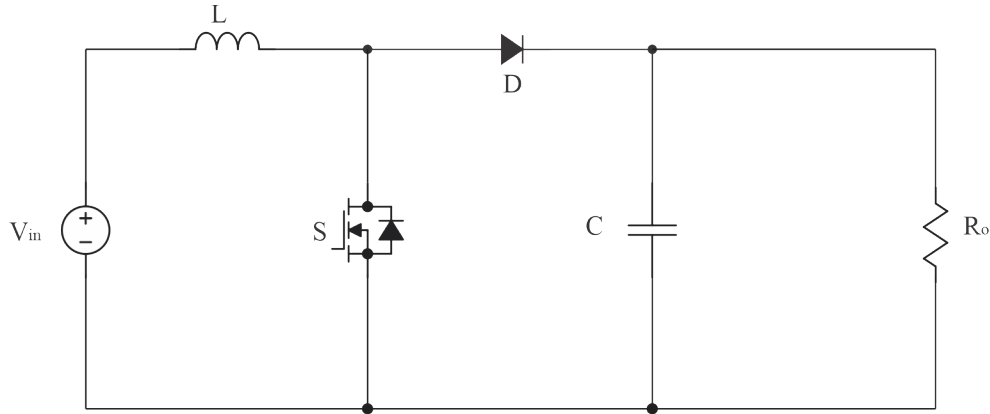
$$D = \frac{T_{S_{on}}}{T_{comutacao}} \quad (1.1)$$

#### 1.1.1 Etapas de operação

Para começar a análise do conversor, primeiramente analisa-se as etapas de operação do mesmo. Na primeira etapa, o interruptor  $S$  conduz enquanto o diodo  $D$  está no estado de bloqueio. Assim, a tensão  $V_{in}$  é diretamente aplicada sobre o indutor  $L$ . O circuito equivalente dessa etapa de operação é mostrado na Fig. 1.2.

$$V_L = V_{in} \quad (1.2)$$

Na segunda etapa, o interruptor  $S$  entra em bloqueio e o diodo  $D$  conduz. Com isso o indutor e fonte são ligados em série com a carga, resultando na equação (1.3) que expressa a tensão no indutor  $V_L$  em função das tensões da fonte  $V_{in}$  e da tensão de saída  $V_o$ . O circuito equivalente dessa etapa de operação é mostrado na Fig. 1.3.

Figura 1.1 – Conversor CC-CC *boost* clássico.

Fonte: Autor.

$$v_o - v_{in}(t) = v_L(t) \quad (1.3)$$

Pode-se então traçar a Fig. 1.4 que mostra a tensão no indutor para um ciclo completo de operação.

### 1.1.2 Ganho estático

O ganho estático de um conversor,  $G_{est}$ , é a razão numérica entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Para encontrar essa relação, utiliza-se da condição que a tensão média no indutor deve ser nula em um ciclo de operação, então realizando a média das equações (1.2) e (1.3), obtém-se:

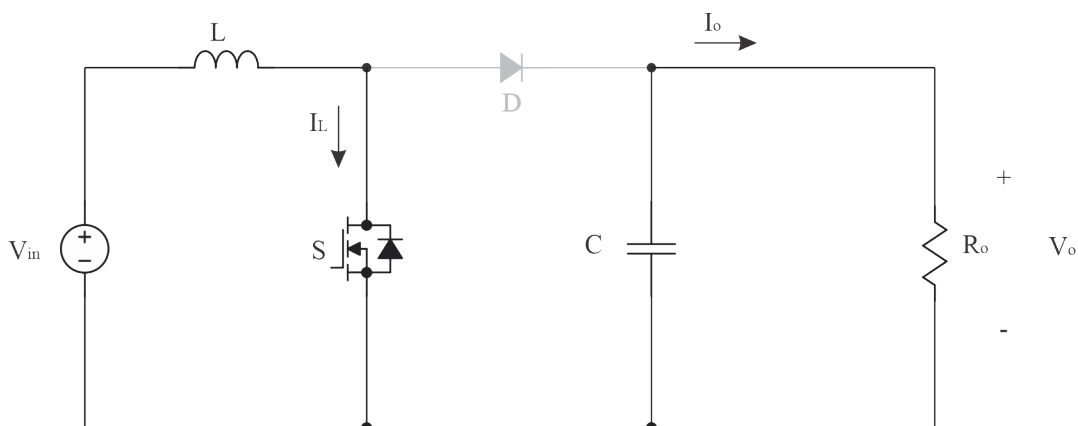
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{in} dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} (V_{in} - V_o) dt = 0 \quad (1.4)$$

$$DV_{in} = (1 - D)(V_o - V_{in}) \quad (1.5)$$

Que, reorganizando a equação, fornece o ganho estático do conversor.

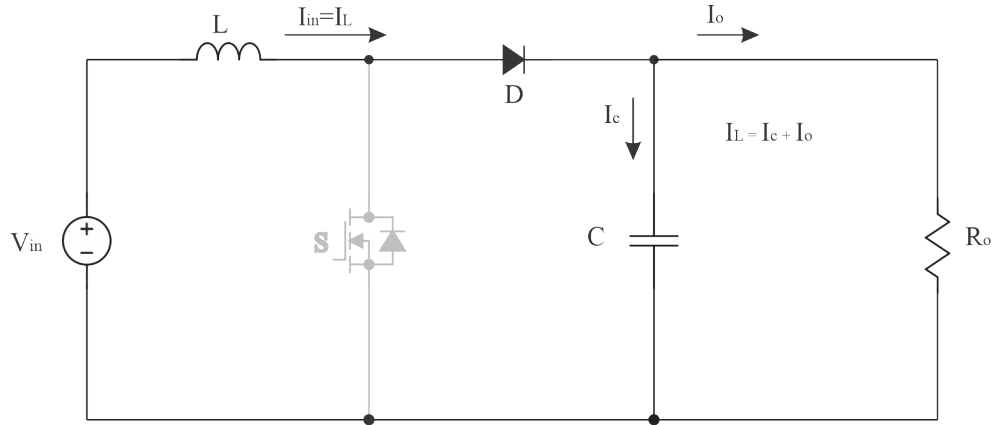
$$G_{est} = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{1}{1 - D} \quad (1.6)$$

Figura 1.2 – Primeira etapa de operação do conversor.



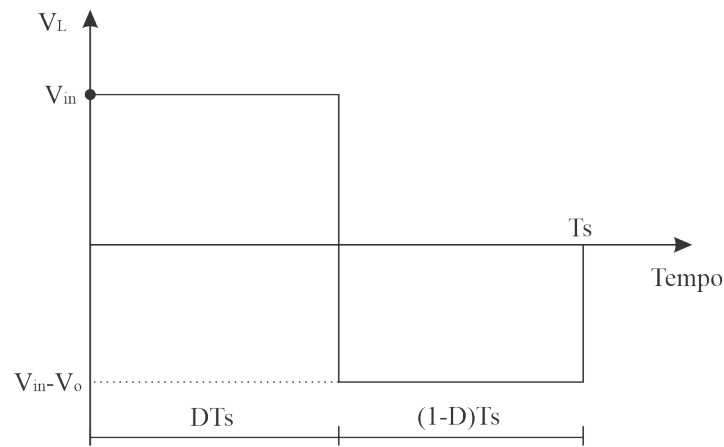
Fonte: Autor.

Figura 1.3 – Segunda etapa de operação do conversor.



Fonte: Autor.

Figura 1.4 – Tensão no indutor em um ciclo de operação.



Fonte: Autor.

### 1.1.3 Cálculo do indutor

Para calcular o indutor, primeiramente parte-se da equação (1.7), então considerando que o tempo de um ciclo de operação  $T_s$  do conversor é muito rápido, pode-se aproximar a derivada de corrente por uma variação  $\Delta i$  por  $\Delta t$  conforme mostrado na equação (1.8), obtendo-se assim (1.9).

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (1.7)$$

$$\frac{\Delta i}{\Delta t} \approx \frac{di}{dt} \quad (1.8)$$

$$V_L = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (1.9)$$

Reorganizando e substituindo a equação (1.2).

$$L = \frac{V_{in} \Delta t}{\Delta i} \quad (1.10)$$

$$L = \frac{V_{in}DT_s}{\Delta i} \quad (1.11)$$

Então, pode-se escrever a ondulação de corrente  $\Delta i$  em função da corrente média no indutor  $I_{in}$  e da ondulação de corrente percentual  $\Delta i\%$  e também reescrever o período de chaveamento  $T_s$  em função da frequência de chaveamento  $f_s$ .

$$\Delta i = I_{in} \cdot \Delta i\% \quad (1.12)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (1.13)$$

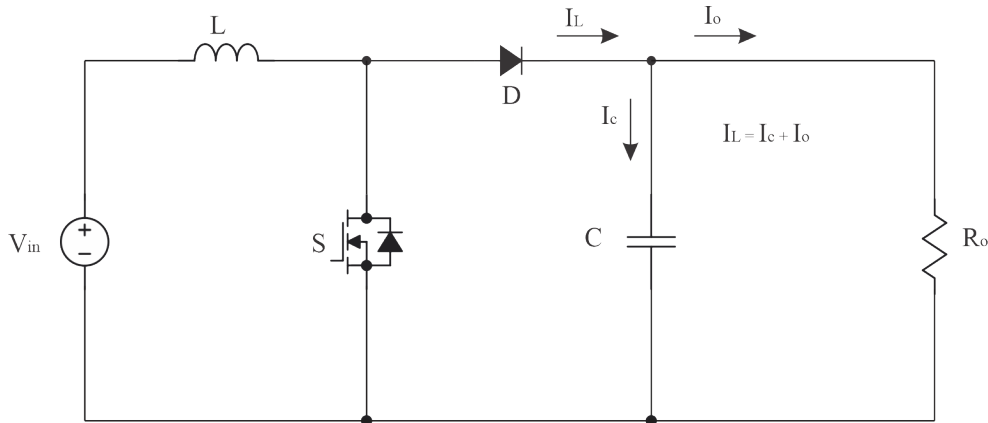
Tem-se então, juntando as equações (1.11), (1.12) e (1.13) a equação (1.14) do indutor do *Boost* em função dos parâmetros de entrada do circuito.

$$L = \frac{V_{in}D}{I_{in} \cdot \Delta i\% \cdot f_s} \quad (1.14)$$

#### 1.1.4 Cálculo do capacitor

Para realizar o dimensionamento do capacitor, aplica-se a lei das correntes de *Kirchoff* conforme a Fig. 1.5 no conversor na segunda etapa de operação. Escreve-se então a equação (1.15).

Figura 1.5 – Lei das correntes de *Kirchoff*.



Fonte: Autor.

$$i_L = i_c + i_o \quad (1.15)$$

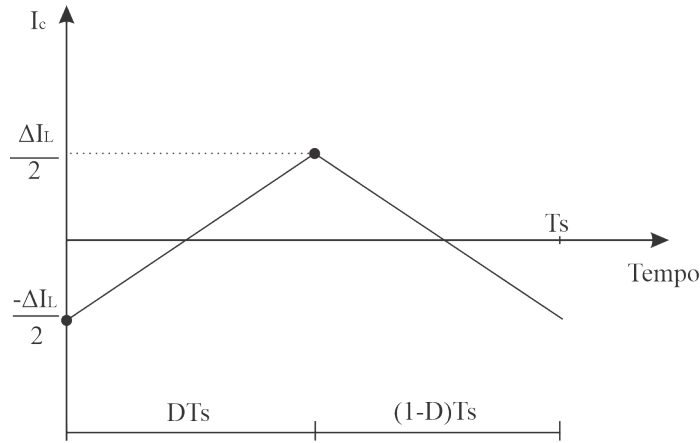
O valor médio da corrente no indutor será fornecido à carga, enquanto a ondulação de corrente no indutor será absorvida pelo capacitor, conforme a equação (1.16). Então, traça-se o gráfico da Fig. 1.6 para a corrente no capacitor em um ciclo de operação.

$$i_c = \Delta i_l \quad (1.16)$$

Escreve-se então a equação (1.17):



Figura 1.6 – Corrente em um capacitor em um ciclo de operação.



Fonte: Autor.

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (1.17)$$

Juntando com a equação (1.16) e utilizando a aproximação (1.18) tem-se (1.19):

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} \approx \frac{dV}{dt} \quad (1.18)$$

$$\Delta i_L = C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (1.19)$$

Reorganizando (1.19) em função da capacitância e utilizando as equações (1.12) e (1.13), tem-se:

$$C = \frac{\Delta i_L D}{\Delta V f_s} \quad (1.20)$$

Pode-se então, com a relação (1.21), obter a equação do capacitor em função dos parâmetros do circuito:

$$\Delta V_c = V_o \cdot \Delta V_o \% \quad (1.21)$$

$$C = \frac{\Delta i_L D}{V_o \Delta V_o \% f_s} \quad (1.22)$$

### 1.1.5 Limitações do conversor

Apesar da simplicidade do conversor por conta do número reduzido de componentes, é importante ressaltar que essa topologia possui limitações de ganho que surgem por conta das perdas de condução que se tornam excessivas quando o a razão cíclica  $D$  do conversor se aproxima da unidade (MOHAN N., 2009). Nas aplicações práticas, é comum limitar o ganho desse conversor a valores inferiores a 4, o que implica a necessidade de recorrer a outras tecnologias em situações em que são desejados ganhos mais elevados.

## 1.2 CÉLULAS ELEVADORAS DE TENSÃO

Conversores elevadores conseguem produzir em sua saída uma tensão superior a entrada ao armazenar energia da fonte temporariamente e liberá-la posteriormente na carga. esse armazenamento pode ser feito por meio de indutores com o fluxo magnético, como é o caso do *Boost* tradicional descrito anteriormente, ou pode ser feito com capacitores por meio do campo elétrico. Contudo, ao empregar um método de comutação convencional, no qual apenas um interruptor é conectado em série com o elemento de armazenamento, os níveis de tensão na chave podem tornar-se elevados quando se busca alcançar ganhos substanciais no conversor.

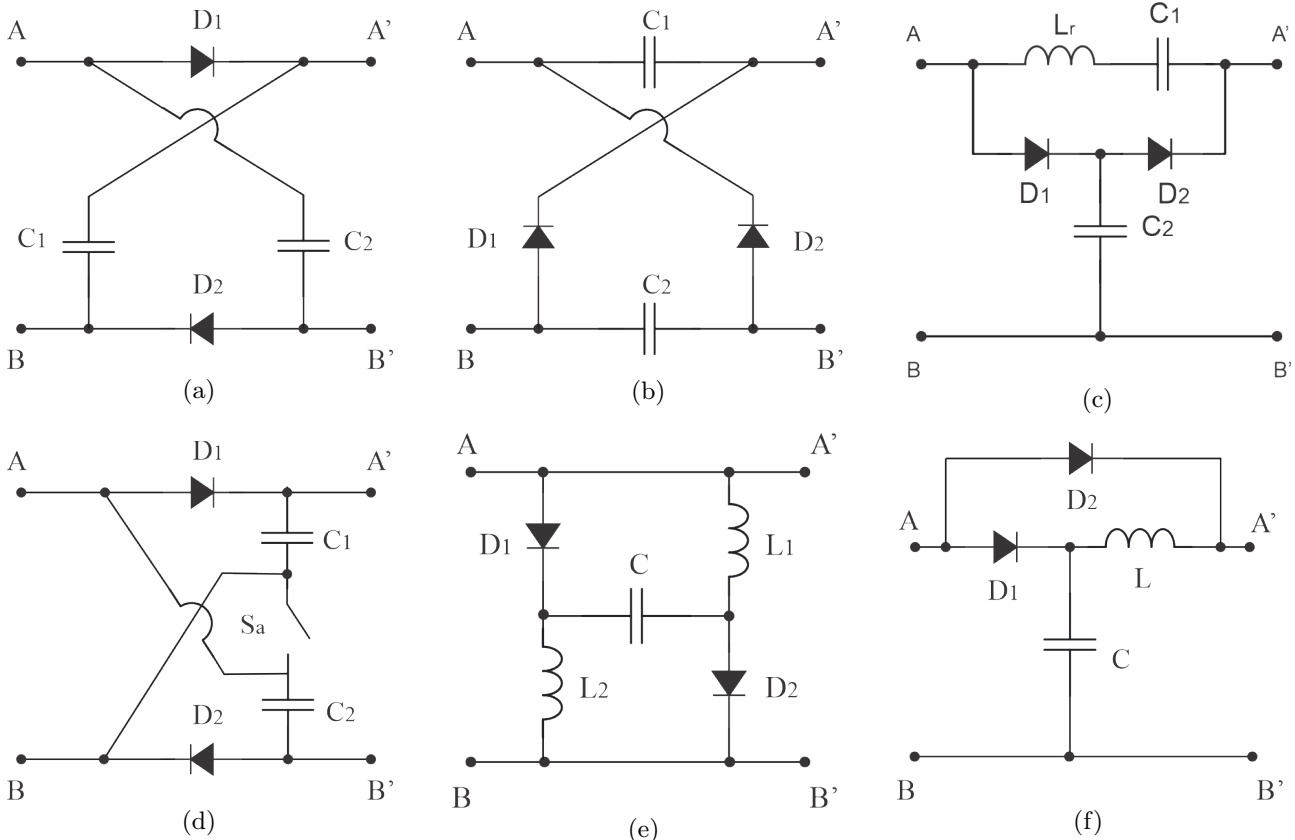
Conversores que se utilizam de indutores chaveados ou multiplicadores de tensão a capacitores chaveados conseguem diminuir esses esforços ao realizar o armazenamento de energia em dois ou mais elementos armazenadores ligados em paralelo e, posteriormente então, eles são ligados em série com o auxílio de interruptores, que também terão seus esforços reduzidos.

### 1.2.1 Multiplicadores de tensão a capacitores chaveados

Multiplicadores de tensão a capacitores chaveados são circuitos eficientes, baratos e simples para se obter uma alta tensão CC de saída. Esses circuitos elevadores de tensão podem ser agrupados em duas categorias: células de multiplicação de tensão que podem ser inseridas no meio de um circuito, usualmente após o interruptor principal para reduzir os esforços de tensão; ou retificador multiplicador de tensão que é posto na saída do transformador retificando e elevando o nível de tensão nas topologias com isolamento galvânica (M. FOROUZESH, 2017). Visto que o presente trabalho tem foco em conversores não isolados, será apresentado somente as células de multiplicação de tensão.

Células de multiplicação de tensão são populares em aplicações de aumento de tensão por serem simples de implementar em qualquer circuito. Na Fig. 1.7 é possível verificar diferentes tipos de topologias de multiplicadores de tensão, onde algumas utilizam somente semicondutores e capacitores [Fig. 1.7 (a)-(c)], sendo conhecidos como capacitores chaveados, já outras se utilizam de mais componentes, como por exemplo interruptores auxiliares [Fig. 1.7 (d)], ou indutores para aumentar o ganho estático [Fig. 1.7 (e)-(f)].

Figura 1.7 – Diferentes células de multiplicação de tensão apresentadas em (M. FOROUZESH, 2017).



A Tabela 1.1 faz uma comparação entre os diferentes tipos de multiplicadores de tensão, tanto pelo seu ganho estático e seu número de componentes.

Fonte: Autor.

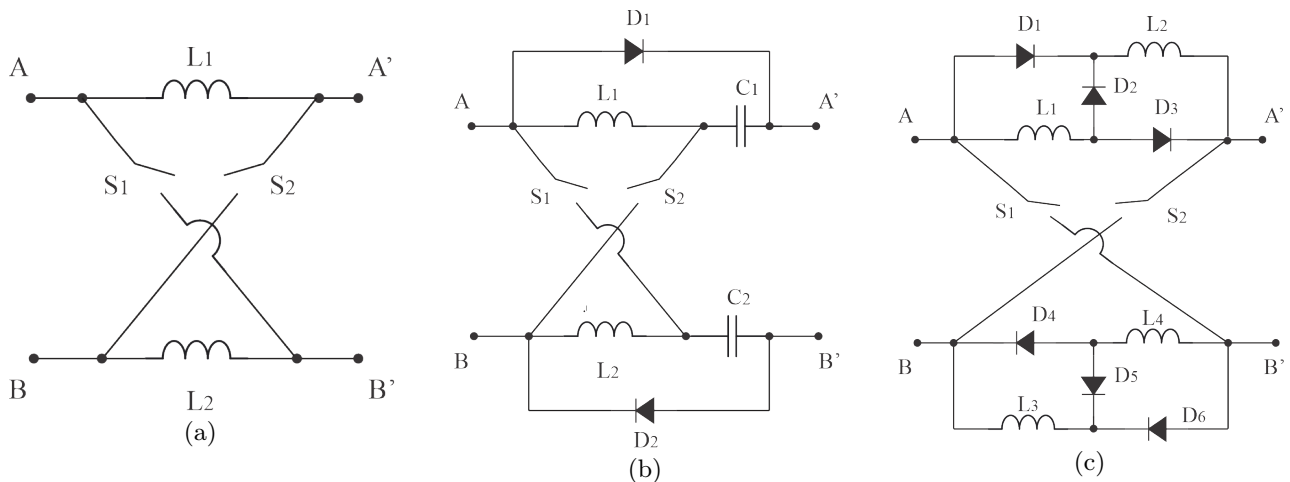
Célula multiplicadora	Ganho de tensão	Número de elementos passivos	Número de semicondutores
Célula a	$\frac{1+D}{1-D}$	2 capacitores	2 diodos
Célula b	$\frac{1-D}{1+D}$	2 capacitores	2 diodos
Célula c	$\frac{1-D}{1+D}$	2 capacitores, 1 indutor	2 diodos
Célula d	$\frac{1-D}{2+D}$	2 capacitores	2 diodos e 1 chave
Célula e	$\frac{1-D}{1}$	1 capacitor, 2 indutores	2 diodos
Célula f	$\frac{1}{1-D}$	1 capacitor, 1 indutor	2 diodos

Tabela 1.1 – Comparação entre diferentes células de multiplicação.

### 1.2.2 Indutores ativamente chaveados

Esse tipo de estrutura funciona similarmente aos capacitores chaveados apresentados na subseção anterior, porém, ao invés de se utilizar capacitores, utiliza-se indutores que serão carregados em paralelo em uma etapa de operação e descarregados em série na etapa seguinte. A Tabela 1.2 compara diferentes tipos de células de indutores chaveados não isoladas.

Figura 1.8 – Diferentes células de indutores chaveados apresentadas em (M. FOROUZESH, 2017). a) célula *Active switched inductor*, Indutor ativamente chaveado, em inglês, (A-SL) b) célula *Improved active switched inductor*, Indutor ativamente chaveado aprimorado, em inglês (Improved A-SL) c) célula *Hybrid active switched inductor* (Indutor ativamente chaveado híbrido), em inglês (Hybrid A-SL).



Fonte: Autor.

Célula de indutores chaveados	Ganho de tensão	Número de elementos passivos	Número de semicondutores
Célula A-SL	$\frac{1+D}{1-D}$	2 indutores	2 chaves
Célula Improved A-SL	$\frac{1-D}{3-D}$	2 indutores, 2 capacitores	2 chaves, 2 diodos
Célula Hybrid A-SL	$\frac{1-D}{1+3D}$	4 indutores	2 chaves, 6 diodos

Tabela 1.2 – Comparação entre diferentes células de indutores chaveados não isolados.

### 1.3 REVISÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi feita a revisão do conversor CC-CC *Boost*, visto que essa é a topologia com o menor número de componentes e também é a base do conversor proposto nesse trabalho. Foi apresentado as etapas de operação do conversor no modo de condução contínua, o procedimento para a obtenção da equação de seu ganho estático em função da razão cíclica  $D$ , assim como as equações de dimensionamento dos componentes armazenadores de energia do conversor, sendo eles o indutor e o capacitor. Além disso foram apresentadas células que podem ser inseridas em conversores para aumentar o ganho dos mesmos enquanto sem aumentar excessivamente os esforços de tensão nos interruptores.

## CAPÍTULO 2

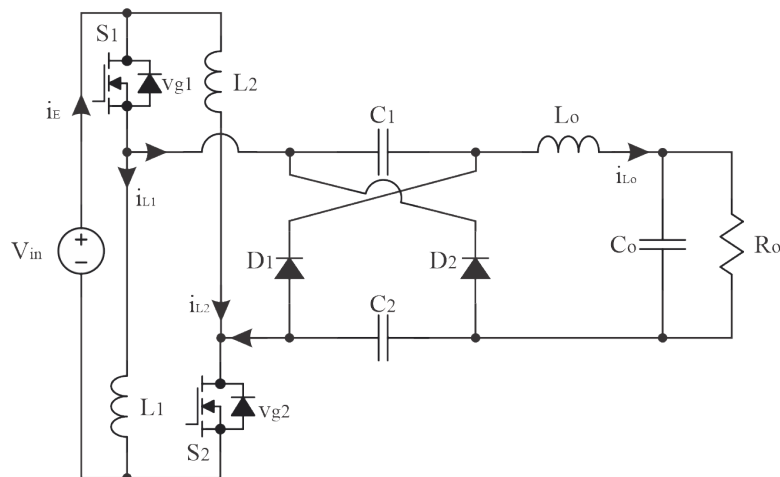
### ANÁLISE TEÓRICA DO CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO

Nesse capítulo será apresentado um conversor CC-CC de alto ganho que utiliza células de multiplicação de tensão, obtendo-se assim um conversor com número de elementos reduzido, sem elevar significativamente os esforços de tensão nos semicondutores. Também será descrita as equações para calcular sua razão cíclica, os indutores e capacitores utilizados nas células de multiplicação, o indutor  $L_o$  e capacitor  $C_o$  do filtro LC de saída e por fim, os esforços nos componentes do circuito.

#### 2.1 CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO

Conversores CC-CC tem sido utilizado em vários tipos de sistemas modernos, muitas delas sendo aplicações onde necessário realizar uma conversão de alto ganho. A geração de energia por módulos fotovoltaicos sendo exemplo de aplicação para conversores desse tipo (G. R. GEOFFREY, 2004). A fim de realizar conversões de alto ganho, o conversor da Fig. 2.1 utiliza a célula de multiplicação de tensão de capacitores chaveados (a) em conjunto com a célula A-SL, obtendo-se assim uma topologia com reduzido número de componentes comparando com o uso de outros tipos células elevadoras, como pode ser visto nas tabelas 1.2 e 1.1.

Figura 2.1 – Conversor CC-CC de alto ganho.



Fonte: Autor.

#### 2.1.1 Etapas de Operação

Os estados topológicos do conversor com componentes ideais para o modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua (MCD) serão apresentados nessa subseção.

## 2.1.1.1 Operação em MCC

No modo de condução contínua, o conversor possui as seguintes etapas de operação:

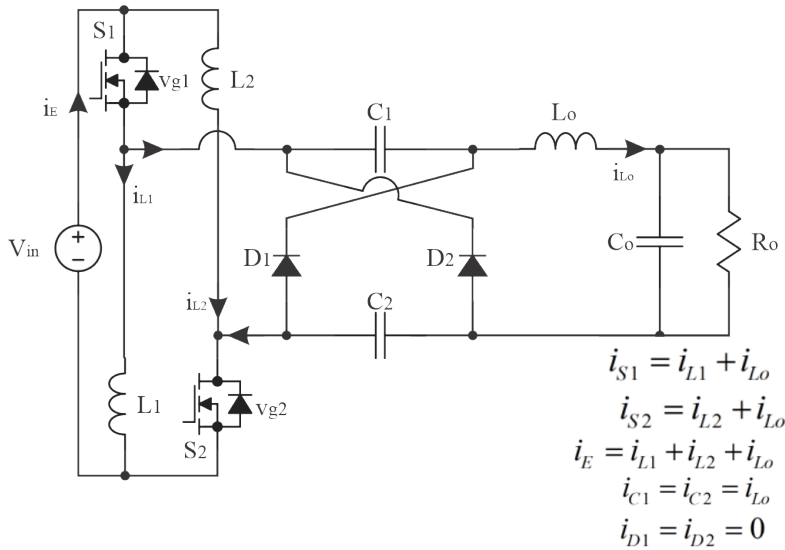
- **Etapa 1 ( $0 < t < t_1$ ):** Nesta etapa, as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão conduzindo, logo os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão sendo carregados pela tensão  $V_{in}$  enquanto os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  estão sendo descarregados em série na carga com os diodos  $D_1$  e  $D_2$  bloqueados. Pode-se escrever a tensão aplicada no indutor de saída pela expressão 2.2 ao considerar idealmente as tensões médias  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  iguais e adotando a variável  $V_C$  para expressá-las.

$$V_{L1} = V_{L2} = V_{in} \quad (2.1)$$

$$V_{Lo} = V_{in} + 2V_C - V_o \quad (2.2)$$

A Fig. 2.2 mostra a primeira etapa de operação do conversor.

Figura 2.2 – Primeira etapa de operação do conversor.



Fonte: Autor.

- **Etapa 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):** Nesta etapa, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  entram em bloqueio enquanto os diodos  $D_1$  e  $D_2$  conduzem. Os indutores  $L_1$  e  $L_2$  são conectados em série com a fonte  $V_{in}$  fornecendo energia para a carga e também para carregar os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  que são ligados em paralelo. Calcula-se a tensão nos indutores por:

$$V_{L1} = V_{L2} = \frac{V_{in} - V_C}{2} \quad (2.3)$$

$$V_{Lo} = V_C - V_o \quad (2.4)$$

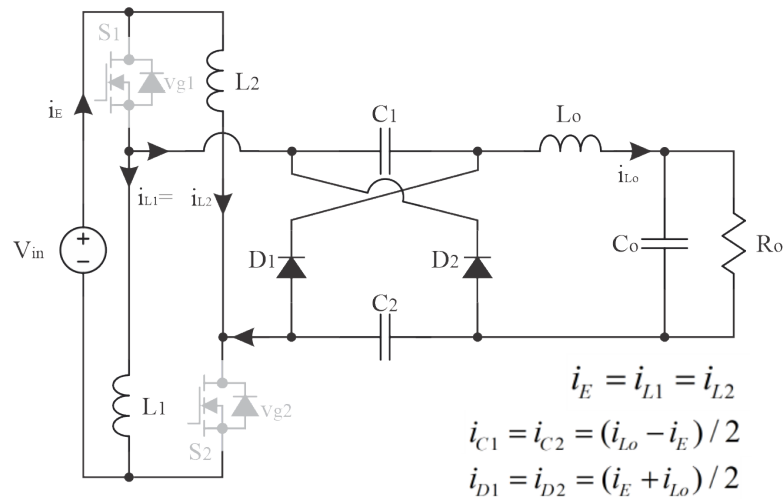
A Fig. 2.3 mostra a segunda etapa de operação do conversor.

Pode-se então aplicar o princípio de balanço volt-segundo aos indutores utilizando (2.1) e (2.4), pode-se obter as relações (2.5) e (2.6).

$$\overline{V_{L1}} = \overline{V_{L2}} = V_{in}D + \frac{V_{in} - V_C}{2}(1 - D) = 0 \quad (2.5)$$

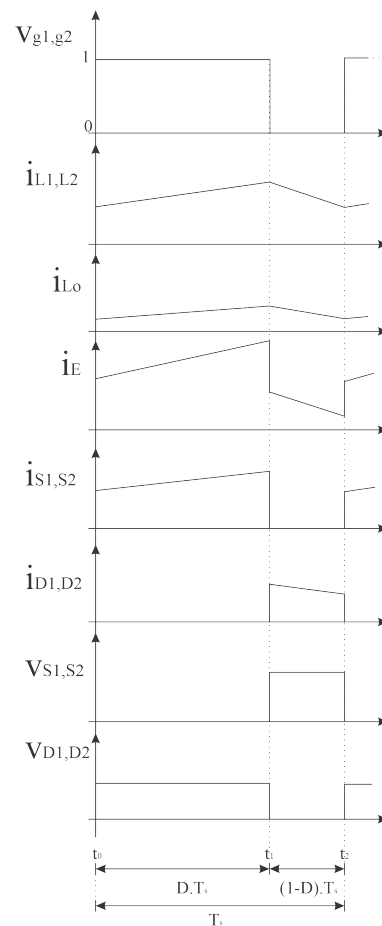
$$\overline{V_{Lo}} = (V_{in} + 2V_C - V_o)D + (V_C - V_o)(1 - D) = 0 \quad (2.6)$$

Figura 2.3 – Segunda etapa de operação do conversor.



Fonte: Autor.

Figura 2.4 – Formas de onda do conversor operando em MCC



Fonte: Autor.

Com isso, pode-se obter a tensão média aplicada nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  ao resolver (2.6) (SALVADOR, 2020).

$$V_C = \frac{V_o - V_{in}D}{1 + D} \quad (2.7)$$

Substituindo (2.7) em (2.5) o ganho ideal do conversor operando em MCC é obtido:

$$G_{MCC} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + 3D}{1 - D}. \quad (2.8)$$

A Fig. 2.4 ilustra as formas de onda de diferentes componentes para um ciclo de chaveamento.

### 2.1.1.2 Operação em MCD

Para obter o ganho estático ideal do conversor operando em MCD, realiza-se uma análise similar ao MCC, porém levando em consideração o intervalo de tempo  $t_3$  em que todos os semicondutores estão bloqueados.

- **Etapa 1** ( $0 < t < t_1$ ): Similarmente ao MCC, essa etapa é ilustrada pela Fig. 2.2, onde a tensão aplicada nos indutores é descrita por (2.1) e (2.2). Os valores máximos de corrente por intermédio desses componentes ( $I_{Lp}$  e  $I_{Lop}$ ) são expressos por:

$$I_{Lp} = I_{L1p} = I_{L2p} = \frac{V_E D}{f_s L} + I_{L(min)} \quad (2.9)$$

$$I_{Lop} = \frac{2V_E D}{f_s L_o} + I_{L_o(min)} \quad (2.10)$$

- **Etapa 2** ( $t_1 < t < t_2$ ): Essa etapa é retratada pela Fig. 2.3, a tensão aplicada aos indutores é descrita por (2.3) e (2.4), enquanto as correntes são expressas por:

$$I_L = I_{L1} = I_{L2} = \frac{(V_E - V_C) D_x}{2f_s L} + I_{Lp} \quad (2.11)$$

$$I_{L_o} = \frac{(V_C - V_o) D_x}{f_s L_o} + I_{Lop} \quad (2.12)$$

Onde  $D_x$  representa a razão cíclica no intervalo de tempo em que as correntes nos indutores decrescem até zero.

- **Etapa 3** ( $t_2 < t < t_3$ ): Essa etapa começa quando a corrente por intermédio dos diodos se torna nula e termina quando os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  recebem pulso de comando para voltar a conduzir. Logo, nessa etapa todos os semicondutores do conversor estão em estado de bloqueio e portanto as correntes em  $L_1$  e  $L_2$  são constantes conforme visualizado na Fig. 2.5. Além disso, a corrente  $L_o$  é descrita por (2.13).

$$I_{L_o(min)} = -I_{L(min)} \quad (2.13)$$

Ao realizar a junção das equações (2.9) e (2.11), pode-se obter uma expressão para o intervalo de tempo entre  $t_1$  e  $t_2$ , descrito por  $D_x$  (SALVADOR, 2020):

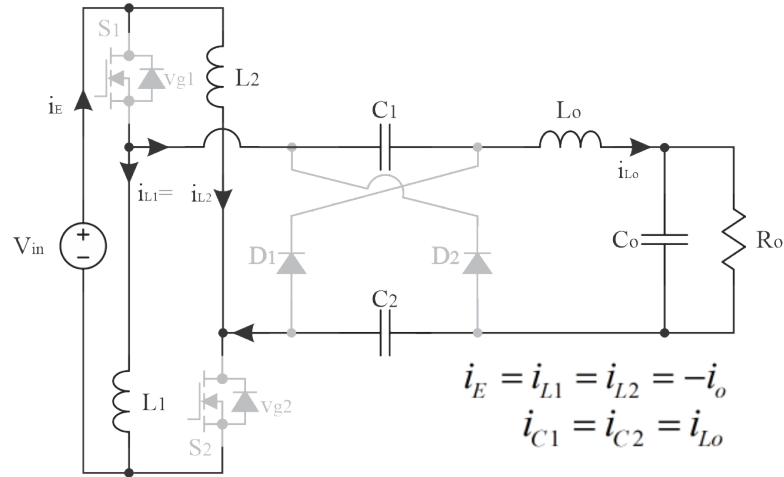
$$D_x = \frac{2V_E D}{V_C - V_E} \quad (2.14)$$

Logo, para se obter a tensão  $V_C$  nos capacitores, associa-se as equações (2.10), (2.12) e (2.14).

$$V_C = \frac{1}{2}(V_E - V_o) \quad (2.15)$$



Figura 2.5 – Etapa 3 do Conversor Operando em MCD.



Fonte: Autor.

Assim, substituindo (2.15) em (2.14), tem-se a expressão de  $D_x$  em função de  $V_E$ ,  $V_o$  e  $D$ :

$$D_x = \frac{4V_E D}{V_o - V_E} \quad (2.16)$$

Durante o intervalo de tempo  $D_x$ , a corrente média nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  é igual ao valor médio da corrente de saída  $I_o$ .

$$I_o = I_{Dp} \frac{D_x}{2} = \frac{V_o}{R_o} \quad (2.17)$$

$$I_{Dp} = I_{D1p} = I_{D2p} = \frac{I_{Lp} + I_{Lop}}{2} \quad (2.18)$$

Ao combinarmos (2.9), (2.10), (2.17) e (2.18), encontra-se:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{2V_e^2 D^2}{f_s L_{eq} (V_o - V_E)} \quad (2.19)$$

Onde:

$$L_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{2L} + \frac{1}{L_o}} \quad (2.20)$$

Para encontrar o ganho de tensão ideal do conversor operando em MCD, utiliza-se a equação (2.19) (SALVADOR, 2020).

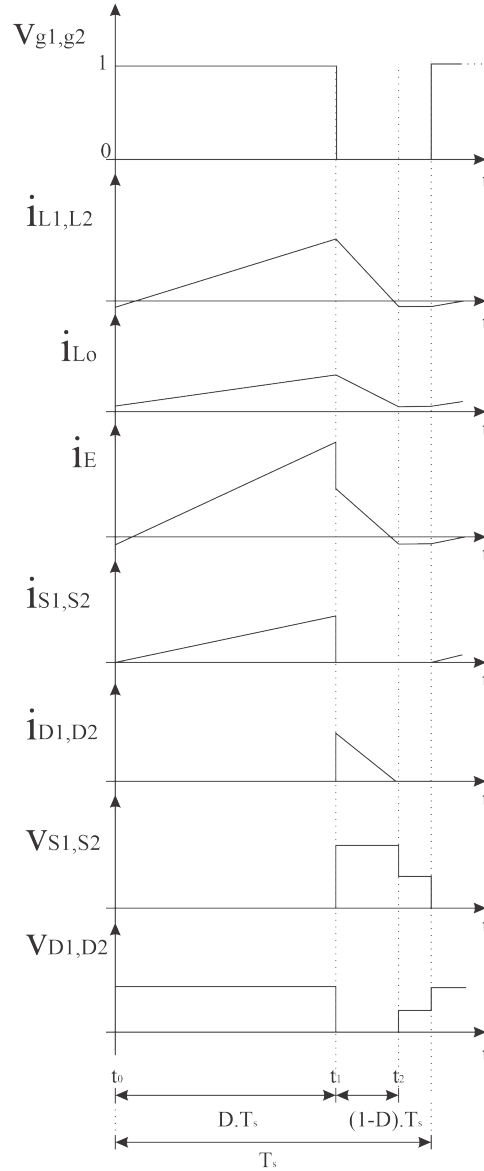
$$G_{MCD} = \frac{V_o}{V_E} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{8D^2}{K}} \quad (2.21)$$

Em que  $K$  é o parâmetro adimensional definido por:

$$K = \frac{f_s L_{eq}}{R_o} \quad (2.22)$$

Com isso, similarmente ao que foi feito na análise do MCC, pode-se desenhar a Fig. 2.6 que ilustra as tensões e correntes nos componentes do circuito em um período de chaveamento.

Figura 2.6 – Formas de onda do conversor operando em MCD.



Fonte: Autor.

### 2.1.2 Influência dos parâmetros parasitas no ganho

Visando se adequar mais satisfatoriamente ao conversor real, pode-se adicionar parâmetros parasitas na análise do conversor para melhor dimensionar a razão cíclica de projeto. Os elementos parasitas adicionados são as resistências  $r_L$  e  $r_{L_o}$  nos indutores de ganho  $L_1$  e  $L_2$ , e de saída  $L_o$ , a queda de tensão  $V_F$  nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , a resistência de condução  $r_S$  dos interruptores, além da resistência série equivalente  $r_C$  dos capacitores de ganho  $C_1$  e  $C_2$ , a Fig. 2.7 ilustra o circuito equivalente do conversor considerando os elementos com perdas (SALVADOR, 2020).

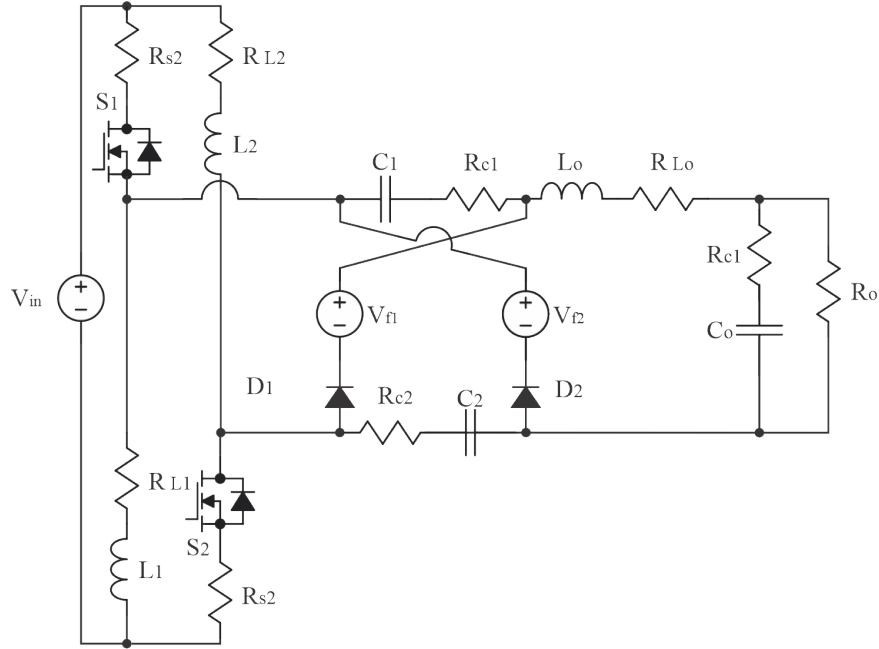
Adicionando esses parâmetros parasitas, uma nova equação que descreve o ganho estático pode ser obtida:

$$G'_{MCC} = \frac{\frac{1+3D}{1-D} - \frac{2V_F}{V_E}}{1 + \frac{r_L}{R_o} \frac{2(1+D)^2}{(1-D)^2} + \frac{r_S}{R_o} \frac{8D}{(1-D)^2} + \frac{r_D+r_C D}{R_o} \frac{2}{(1-D)} + \frac{r_{L_o}}{R_o}} \quad (2.23)$$

### 2.1.3 Ondulação de corrente nos indutores

Para fazer a análise dos esforços nos componentes do circuito, considera-se o circuito operando em MCC. Primeiramente, encontra-se a tensão aplicada ao indutor durante a primeira etapa de operação ao substituir (2.15) em (2.2):

Figura 2.7 – Circuito equivalente do conversor considerando os elementos com perdas.



Fonte: Autor.

$$V_{L_o} = 2V_E = L_o \frac{di_{L_o}}{dt} \quad (2.24)$$

Com isso, pode-se descrever a oscilação de corrente em função da indutância e vice-versa:

$$\Delta I_{L_o} = \frac{2V_E D}{f_s L_o} \quad (2.25)$$

$$L_o = \frac{2V_E D}{f_s \Delta I_{L_o}} \quad (2.26)$$

Visto que a corrente média no capacitor em regime permanente é nula, pode-se considerar a corrente média no indutor de valor igual à corrente na carga de saída  $I_o$ . Assim, ao considerar conservação de energia no circuito, ou seja,  $P_o = P_E$ , escreve-se a corrente no indutor em função dos parâmetros do circuito:

$$I_{L_o} = I_o = \frac{1-D}{1+3D} I_E \quad (2.27)$$

$$I_{L_o} = \frac{P_o(1-D)}{V_E(1+3D)} \quad (2.28)$$

A indutância dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  é obtida de forma similar a  $L_o$ , onde a tensão aplicada a cada um deles é a fonte  $V_E$ .

$$L = L_1 = L_2 = \frac{V_E D}{\Delta I_L f_s} \quad (2.29)$$

A partir das Figuras 2.2 e 2.3 é possível expressar a corrente de entrada como:

$$I_E = (2I_L + I_{Lo})D + I_L(1 - D) \quad (2.30)$$

Manipulando a equação (2.30) e utilizando (2.28) pode-se escrever a equação dos valores médios das correntes nos indutores.

$$I_L = I_{L1} = I_{L2} = \frac{P_o(1 + D)}{V_E(1 + 3D)} \quad (2.31)$$

#### 2.1.4 Ondulação de tensão nos capacitores

Para determinar as capacitâncias de  $C_1$  e  $C_2$ , utiliza-se a premissa que na primeira etapa de operação, a corrente nesses elementos é a corrente  $i_{Lo}$ , que cresce de seu valor mínimo a seu valor máximo, como é descrito na equação (2.32).

$$i_{Lo} = I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} + \frac{\Delta I_{Lo}}{DT_s} t \quad (2.32)$$

Além disso, a ondulação de tensão nos capacitores pode ser descrita por:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} i_{Lo} dt \quad (2.33)$$

Aplicando (2.32) em (2.33), obtém-se:

$$C = C_1 = C_2 = \frac{P_o D(1 - D)}{V_E f_s(1 + 3D)\Delta V_C} \quad (2.34)$$

Reescrevendo (2.7) em função da tensão de entrada, tem-se:

$$V_C = V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_E(1 + D)}{1 - D} \quad (2.35)$$

Conforme mencionado anteriormente, a corrente nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  é igual à corrente do indutor  $L_o$  durante a primeira etapa de operação, já na segunda etapa, cada capacitor assume metade da diferença entre as correntes dos indutores de entrada e saída. Então, pode-se escrever a corrente eficaz nesses componentes por (SALVADOR, 2020):

$$i_{C,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{DT_s} (i_{Lo})^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left( \frac{i_{Lo} - i_L}{2} \right)^2 dt \right)} \quad (2.36)$$

$$i_{C,rms} = \frac{P_o(1 - D)}{V_E(1 + 3D)} \sqrt{\frac{D}{1 - D}} \quad (2.37)$$

Para o cálculo da capacitância de saída  $C_o$ , assume-se a corrente que flui nesse componente é a ondulação da corrente  $i_{Lo}$ , logo, pode-se escrever:

$$C_o = \frac{V_E D}{4L_o \Delta V_{C_o} f_s^2} \quad (2.38)$$

### 2.1.5 Esforços de tensão e corrente

Nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , a tensão máxima é calculada pela soma de  $V_E$  e  $V_C$  durante a primeira etapa de operação e corrente média é obtida ao realizar o produto da razão cíclica complementar com a média entre as correntes nos indutores  $I_L$  e  $I_{Lo}$ , conforme ilustrado na Fig. 2.3:

$$v_D = \frac{2V_E}{1-D} \quad (2.39)$$

$$I_D = \frac{P_o(1-D)}{V_E(1+3D)} \quad (2.40)$$

Nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , os esforços de tensão são obtidos pela diferença das tensões  $V_E$  e  $V_L$  na segunda etapa de operação, enquanto a corrente eficaz por eles é obtida utilizando que a corrente que flui pelos interruptores durante a primeira etapa de operação ( $I_L + I_{Lo}$ ). A corrente máxima nesse componente será a corrente máxima do indutor.

$$V_s = \frac{V_E}{1-D} \quad (2.41)$$

$$I_{Srms} = \frac{2P_o\sqrt{D}}{V_E(1+3D)} \quad (2.42)$$

$$I_{Smax} = I_L + \Delta i_L \quad (2.43)$$

## 2.2 REVISÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo descreveu-se um conversor que se utiliza de células de multiplicação de tensão e células de indutores chaveados para obter assim alto ganho, além de sua análise estática e o equacionamento de seus esforços.



---

# CAPÍTULO 3

---

## PROJETO DO CONVERSOR

---

Nesse capítulo será descrito o projeto de um conversor elevador de alto ganho com entrada de 48 V e saída de 380 V, tornado-o assim adequado para a utilização em sistemas fotovoltaicos. Primeiramente será feito o projeto dos indutores do circuito  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_o$ , então serão escolhidos os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_o$  e os semicondutores utilizados além dos critérios por trás da escolha dos mesmos. Serão então descritas as perdas de condução previstas no conversor assim como a definição da razão cíclica levando-as em consideração. Por fim, será mostrado o processo de geração da modulação e escolhas de leiaute do mesmo.

### 3.1 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

No aprendizado de eletrônica de potência, a realização de atividades experimentais para o complemento dos aprendizados teóricos se torna necessário, visto que, é possível verificar não idealidades que não são visualizadas em simulação (D. DUJIC, 2022). Para o início do projeto do conversor, os parâmetros de tensão de entrada, tensão de saída, potência processada, frequência de comutação e ondulações máximas de corrente e tensão devem ser definidos. A tabela 3.1 mostra esses parâmetros e seus valores escolhidos.

Fonte: autor.

Parâmetro	Valor definido
Tensão no lado de baixa tensão	48 V
Tensão no lado de alta tensão	380 V
Potência processada	300 W
Frequência de comutação	50 kHz
Ondulação de corrente na saída	20 %
Ondulação de corrente na entrada	25 %
Ondulação de tensão	2 %

Tabela 3.1 – Parâmetros definidos para o projeto do conversor.

### 3.2 ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES

#### 3.2.1 Projeto dos indutores

O projeto dos indutores do projeto começou partindo-se das equações (2.26) e (2.29), obtendo-se assim os valores de indutâncias mínimos de 7,700 mH para o indutor de saída e 700  $\mu H$  para o indutor de entrada, garantindo assim as oscilações de corrente definidas previamente.

Para realizar a fabricação dos indutores, foi utilizado as planilhas no *software Mathcad* que se encontram no apêndice A. Lá foi necessário inserir como dados de entrada: a frequência de comutação do

conversor, corrente média do indutor, ondulação máxima desejada e indutância. Também foi necessário adicionar dados do núcleo como campo magnético máximo no núcleo, densidade de corrente máxima e o fator de ocupação do mesmo.

Com esses valores selecionados, pode-se escolher para o indutor de entrada o núcleo E42/20 e o fabricar com 44 espiras. Visando encontrar um balanço entre minimizar a resistência série do componente e reduzir seu volume, optou-se por utilizar 3 fios em paralelo com espessura calibre de fio americano, do inglês *American Wire Gauge (AWG)* 23, obtendo assim uma indutância de 724,233  $\mu H$  para  $L_1$  e 734,036  $\mu H$  para  $L_2$  ambos com resistência de 0,2 Ohms em 0 Hz. Nos indutores de ganho, é fundamental que ambos tenham valores de indutância próximos, uma vez que a disparidade nesse parâmetro resultará em overshoots de tensão nos interruptores. Já para o indutor de saída, foi utilizado o núcleo E30/14 com 189 espiras de um único fio AWG 25, produzindo assim, uma indutância de 7,9097 mH e uma resistência de 1,2 Ohms em 0 Hz.

### 3.2.2 Seleção dos Capacitores

Para a seleção dos capacitores, primeiramente foi calculado as capacitâncias mínimas necessárias para manter as ondulações de tensão dentro dos limites estipulados. Utilizando as equações (2.34) e (2.38), obtém-se valores mínimos de 2,337  $\mu F$  para os capacitores da célula de ganho, e 59,94 nF para o capacitor de saída. Então, para se adequar aos componentes comerciais, utilizou-se para a célula de multiplicação capacitores da série B32671P de 2,2  $\mu F$ , que suporta uma tensão CC máxima de 450 V, oferecendo assim uma boa margem de segurança acima do esforço de tensão média de 213,58 V calculado utilizando (2.35). Para a saída, optou-se por utilizar o capacitor de filme modelo 104K630 com capacitância de 100 nF e tensão CC máxima de 630 V.

Além disso, foram adicionados 3 capacitores SMD de 470 nF e um capacitor de filme de 3.3  $\mu F$  na entrada do conversor a fim de diminuir sobretensões nas chaves ocasionadas por indutâncias de trilha parasitas. Adicionou-se também mais um capacitor SMD de 470 nF na saída para filtrar oscilações de alta frequência.

### 3.2.3 Seleção de semicondutores

Outro componente fundamental a ser escolhido são os semicondutores, visto que possuem características que impactam diretamente o funcionamento do conversor, tais como, para o MOSFET a resistência de condução  $R_{ds}$ , tensão  $V_{ds}$  máxima, tempos de entrada e saída de condução e as capacitâncias intrínsecas, já para o diodo, a tensão reversa máxima, tensão de polarização direta, resistência de condução e corrente de recuperação reversa. A escolha incorreta de um semicondutor, pode levar a sobretensões, superaquecimento, baixa eficiência e deformação das formas de onda de saída. Por conta disso foram escolhidos tendo em vista como principal característica os esforços de tensão que eles suportam, garantindo assim maior confiabilidade do conversor frente a *overshoots* que podem surgir por conta de indutâncias parasitas do layout. A Tabela 3.2 expõe os esforços de tensão e corrente calculados para esses dispositivos.

Fonte: Autor.

Parâmetro	Valor
Tensão dreno source máxima MOSFET	131 V
Corrente RMS MOSFET	3,43 A
Tensão reversa máxima diodo	262 V
Corrente média diodo	0,789 A

Tabela 3.2 – Esforços de tensão e corrente calculados dos semicondutores.

O primeiro passo ao realizar a escolha de um interruptor, é procurar pela sua tecnologia de fabricação de forma que ela se adeque às especificações do projeto. Começando pelos transistores de junção bipolar, eles possuem altas velocidades de comutação com bom ganho linear para amplificação de sinais, porém possuem baixa eficiência em perdas elevadas além de alta dissipação de potência no estado ativo. Transistores de efeito de campo (FET - Field Effect Transistor) possuem baixa dissipação de potência quando ativos e alta eficiência em altas frequências de comutação, porém são sensíveis à sobretensões e



curtos. Por fim os IGBTs combinam características dos transistores de junção bipolar e dos transistores de efeito de campo, possuindo alta velocidade de comutação (apesar de ser tipicamente menor que dos MOSFETs) e suportar altas tensões e correntes, porém possuem altas perdas de comutação e elevado custo (MARTINS, 2006). Ao analisar as características dos transistores, conclui-se que a melhor escolha para as especificações do projeto é um transistor do tipo MOSFET.

Dentre as opções de MOSFETs, destacam-se as tecnologias de Silício e Carbetto de silício (SiC - Silicon Carbide). Os interruptores de silício são mais comuns e portanto mais baratos, porém possuem menor capacidade de resistir a altas temperaturas e tensões, além de terem tempo de comutação moderado. Os que utilizam a tecnologia de Carbetto de silício possuem capacidade de operar em altas temperaturas e tensões, além de possuírem melhor eficiência e menores perdas por comutação (BALIGA, 2008). Verificando essas características, escolheu-se a tecnologia de carbetto de silício, visto que o conversor estará operando em tensões mais elevadas e também é previsto overshoots nesse componente. O interruptor escolhido foi o LSIC1MO120E0080, com tensão  $V_{ds}$  máxima de 1200V, corrente de dreno máxima de 25 A e resistência de condução  $R_{ds}$  de 80 mΩ. Apesar de o interruptor escolhido suportar esforços de tensão substancialmente maiores que os calculados, por conta de overshoots de tensão oriundos do desbanlanço das indutâncias nos indutores de ganho e levando em consideração a disponibilidade na data de execução do projeto, o mesmo foi escolhido. Outras informações sobre o interruptor podem ser visualizados na tabela 3.3.

Fonte: Autor.

Parâmetro	Valor
Tensão Dreno Source Máxima	1200 V
Resistência $R_{ds}$ típica	80 mΩ
Corrente Dreno Source máxima	25 A
Capacitância de entrada $C_{iss}$	1700 pF
Capacitância de saída $C_{oss}$	82 pF
Capacitância de transferência reversa $C_{r_{ss}}$	9 pF
Tempo de subida	10 ns
Tempo de queda	8 ns

Tabela 3.3 – Especificações do Mosfet LSIC1MO120E0080.

Para os diodos, o processo de escolha é semelhante aos interruptores. Nesse componente, existem também diversas tecnologias de fabricação disponíveis, sendo notável entre elas a tecnologia de junção comum, por ser a mais comumente utilizada por sua fácil fabricação, porém essa tecnologia tem alta queda de tensão e tempo de recuperação reversa mais longo, fazendo o mesmo não ser adequado para aplicações de mais alta potência. Há também os diodos Shottky, que possuem quedas de tensões diretas mais baixas, tempo de recuperação mais rápidos e baixa capacidade de comutação reversa, entretanto, possui menor tolerância a tensões reversas e alta sensibilidade a temperatura. Adicionalmente, há também os diodos de carbetto de silício, que possuem alta eficiência, alta tolerância a tensões reversas e também altas frequências de comutação, porém, possuem custo elevado e são sensíveis a transientes de tensão (BALIGA, 2008). Verificada essas informações, foi escolhido o diodo Shottky 60APU06, com tensão reversa máxima de 600 V, máxima corrente direta de 60 A e queda de tensão de 1,11 V. Observa-se que, ao selecionar esse componente, foi levado em consideração a mesma preocupação com overshoots de tensão devido ao desequilíbrio nas indutâncias de ganho, que foi considerado na escolha dos interruptores. Mais informações sobre o mesmo podem ser visualizados na tabela 3.4.

### 3.2.4 Circuitos grampeadores de tensão

Por conta das disparidades entre as indutâncias resultaram em sobretensões nos interruptores do conversor, exigindo assim a implementação de circuitos de grampeamento de tensão para atenuar esse problema. Para isso, utilizou-se um grampeador do tipo RC com resistência de 800 Ohms e capacitância de 6.8  $\mu F$  em paralelo com os interruptores

Fonte: Autor.

Parâmetro	Valor
Tensão reversa máxima	600 V
Queda de tensão	1,11 V
Corrente direta máxima	60 A
Carga de recuperação reversa	300 nC
Tempo de recuperação Reversa (25 °C)	81 ns

Tabela 3.4 – Especificações do Diodo 60APU06.

### 3.2.5 Cálculo das Perdas por Condução

Adicionalmente, outro parâmetro muito importante de se ter conhecimento ao realizar o projeto de um conversor, são as perdas por condução do mesmo, visto que o projeto térmico do conversor será feito a partir delas, e caso não esteja adequado, pode deixar o mesmo inoperante por conta de superaquecimentos.

Nos interruptores, a perda por condução é dada por:

$$P_S = R_{ds.on} \cdot I_{srms}^2 \quad (3.1)$$

Calculando então, a corrente RMS nos indutores utilizando a equação (2.42), obtém-se

$$I_{srms} = \frac{2.300 \cdot \sqrt{0,633}}{48 \cdot (1 - 3.0,633)} = 3,43A \quad (3.2)$$

Substituindo então (3.2) em (3.1) e também inserindo a resistência de condução encontrada no *datasheet* do componente, obtém-se:

$$P_{S.conducao} = 80 \cdot 10^{-3} \cdot 3,43^2 = 0,941W. \quad (3.3)$$

Já nos indutores, utilizando o valor de sua resistência, pode-se calcular as perdas por:

$$P_{indutor} = R_{indutor} \cdot I_{Lmed}^2 \quad (3.4)$$

Aplicando os valores obtidos para  $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_0$ :

$$P_{L1} = P_{L2} = R_{L1} \cdot I_{L1med}^2 = 0,24^2 = 3,2W \quad (3.5)$$

$$P_{L0} = R_{L0} \cdot I_{L0med}^2 = 1,20,8^2 = 0,768W \quad (3.6)$$

Nos diodos, as perdas serão dadas pela queda de tensão e corrente que passa por eles.

$$P_{D.conducao} = V_f \cdot I_{Diodomed} \quad (3.7)$$

Utilizando (2.40), pode-se calcular a corrente média no diodo:

$$I_D = \frac{P_o(1 - D)}{V_E(1 + 3D)} = \frac{300(1 - 0,633)}{48(1 + 0,633)} = 0,7912A \quad (3.8)$$

Substituindo em (3.7), obtém-se a perda nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ :

$$P_D = 1,11 \cdot 0,7921 = 0,878W. \quad (3.9)$$

### 3.2.6 Cálculo das perdas por comutação

Para os elementos semicondutores, é necessário também realizar o cálculo das perdas por comutação, que compõem uma parcela das perdas totais. Para realizar esse cálculo, utiliza-se parâmetros dos *datasheets* dos componentes, e também a frequência de comutação e seus esforços de tensão e corrente máximos (BALIGA, 2008). Para os interruptores, tem-se o seguinte cálculo:

$$P_{Scomutacao} = \frac{t_r + t_f}{2} f_s I_{Smax} V_{Smax} \quad (3.10)$$

substituindo os valores da tabela 3.3, tem-se:

$$P_{Scomutacao} = \frac{10 \cdot 10^{-9} + 8 \cdot 10^{-9}}{2} 50 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 131 = 0,294W \quad (3.11)$$

Já para os diodos, a equação de perdas é dada por:

$$P_{Dcomutacao} = Q_{rr} f_s I_{Dmax} V_{Dmax} \quad (3.12)$$

substituindo os valores da tabela 3.4:

$$P_{Dcomutacao} = 81 \cdot 10^{-9} \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 262 \cdot 0,7415 = 0,786W \quad (3.13)$$

### 3.2.7 Definição da Razão Cíclica

Para que se possa garantir um ganho adequado na saída do conversor, é necessário realizar a correção da razão cíclica do conversor frente a perdas nos componentes. Para isso, calculou-se ou obteve-se os parâmetros de perdas dos componentes por meio dos seus *datasheet*. Os parâmetros obtidos podem ser visualizados na tabela 3.5.

Fonte: Autor.

$V_F$	$r_D$	$r_L$	$r_S$	$r_C$	$r_{Lo}$
1.11 V	0 $\Omega$	0,3 $\Omega$	80 m $\Omega$	10 m $\Omega$	1 $\Omega$

Tabela 3.5 – Valores das não idealidades do conversor.

Com isso, é possível obter um valor de razão cíclica de 64.14 %, porém, como há limitações de quantização de valores no microcontrolador ESP-32, definiu-se o valor como 64,86 %.

## 3.3 MONTAGEM DO CONVERSOR

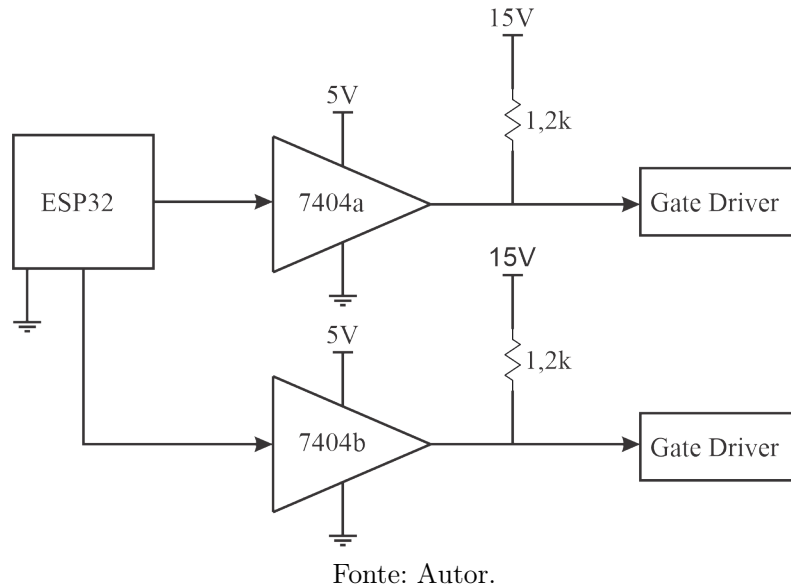
### 3.3.1 Modulação

Primeiramente, para o bom funcionamento de um conversor, é necessário a ativação precisa de seus interruptores. Para garantir isso, inicia-se com a geração dos sinais PWM. A geração desse sinal pode ser realizada de forma analógica ou digital, para a primeira, existem diversas maneiras de realizar esse processo, dentre eles, exemplifica-se a utilização do circuito 555, porém, esse tipo de geração não costuma apresentar bons desempenhos por ser mais suscetível a interferência eletromagnética, o que costuma comprometer sua confiabilidade, além disso, a modificação dos parâmetros de frequência e razão cíclica após sua montagem é inviável. Na geração digital, os pulsos serão gerados por um microcontrolador, de maneira que o sistema se torna mais resistente a ruídos e possui maior versatilidade em relação aos parâmetros do sinal, uma vez que não é necessário fazer alterações físicas no projeto, apenas no código do dispositivo. Posto isso, optou-se por usar o microcontrolador ESP-32 para geração dos sinais, visto que o mesmo é de fácil programação e cumpre os requisitos do projeto de forma satisfatória.

Para realizar a programação do microcontrolador, utilizou-se o Ambiente de Desenvolvimento Integrado, do inglês *integrated development environment (IDE)*, "Arduino IDE", que possui bibliotecas para a programação do ESP-32 com funções nativas para a geração de sinal PWM, podendo assim escolher a frequência desejada, razão cíclica e pino de saída com poucas linhas de código. Com isso, foi possível gerar um sinal PWM com razão cíclica de 64,86 % no pino 23 do microcontrolador para ser usado no conversor.

Com a escolha do dispositivo de modulação feita, foi necessário a adição do circuito integrado 7404, visto que a saída do microcontrolador possui amplitudes de tensão de 0 V para o nível baixo e 3,3 V para o nível alto, já o circuito de gate-driver escolhido aceita somente os níveis de tensão de 0 V para o nível baixo e 12 V para o nível alto. A figura 3.1 ilustra o circuito de comando utilizado para o controle do conversor.

Figura 3.1 – Circuito de Comando utilizado.



### 3.4 REVISÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo realizou-se os cálculos necessários para a implementação prática do conversor de alto ganho, descrevendo primeiramente os parâmetros de projeto definidos e posteriormente a metodologia e critérios utilizados para a definição dos componentes utilizados. Descreveu-se também os componentes auxiliares para a modulação do conversor e por fim o método adotado na hora da confecção do leiaute do protótipo. A Tabela 3.6 mostra um resumo dos componentes escolhidos ou fabricados nessa etapa de projeto.

Fonte: Autor.

Componente	Escolhido/Fabricado
Indutor de ganho $L_1$	724,233 $\mu H$
Indutor de ganho $L_2$	734,036 $\mu H$
Indutor de saída	7,9097 mH
Capacitores de ganho	2,2 $\mu F$
Capacitor de saída	100 nF
Interruptores	LSIC1MO120E0080
Diodos	60APU06
Grampeadores	800 $\Omega$ + 6.8 nF

Tabela 3.6 – Componentes escolhidos ou fabricados.

---

## CAPÍTULO 4

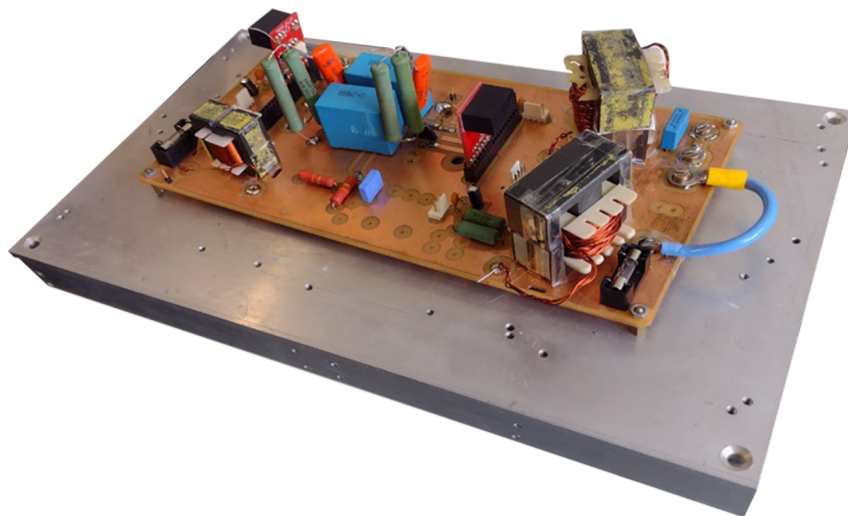
---

### VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

---

Esse capítulo mostrará os resultados experimentais obtidos no conversor além da comparação dos valores teóricos calculados para o projeto do conversor com os valores obtidos, validando assim o funcionamento do mesmo. O conversor desenvolvido pode ser visualizado na Fig. 4.1

Figura 4.1 – Conversor desenvolvido.



Fonte: Autor.

#### 4.1 RESULTADOS DA VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

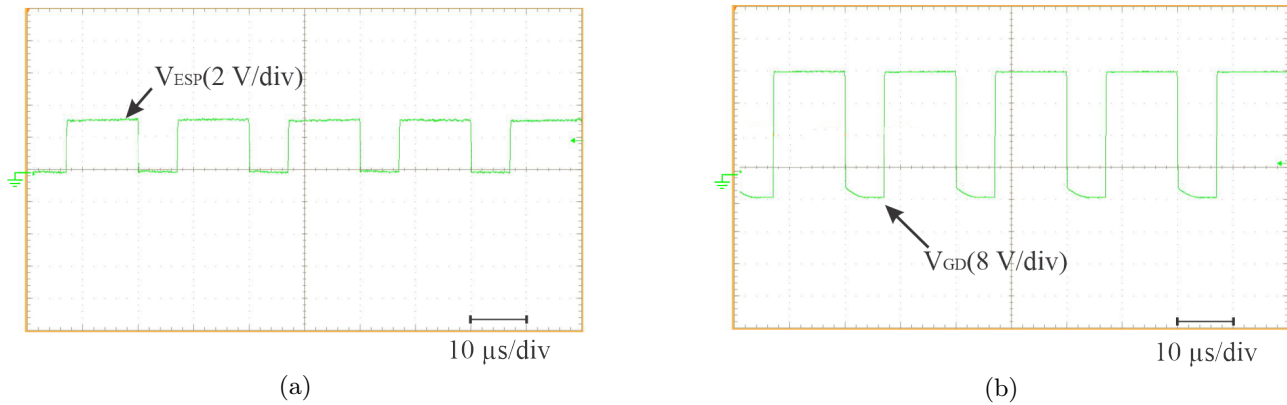
Com o intuito de verificar o correto funcionamento do conversor projetado do capítulo 3, foram aplicados testes em carga nominal para verificar a adequação dos esforços de componentes do conversor produzido com o seu modelo teórico.

##### 4.1.1 Sinais PWM

O primeiro teste a ser desempenhado é a validação do correto funcionamento do sinal PWM para funcionamento dos interruptores. Para isso primeiramente é verificado o sinal de saída do microcontrolador ESP-32, onde é possível verificar se o sinal PWM está com frequência e razão cíclica correta. Então, ao

conectar o circuito de comando, pode-se medir a tensão nos terminais de gate e source dos interruptores para confirmar o correto funcionamento do circuito de gate-driver.

Figura 4.2 – (a) Tensão de saída do microcontrolador ESP-32  $V_{ESP}$  (b) Tensão de saída do circuito de gate-driver  $V_{GD}$ .

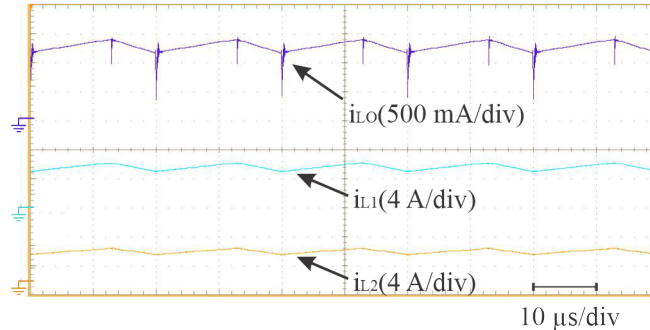


Fonte: Autor.

#### 4.1.2 Validação dos indutores

Para validar o projeto dos indutores, foram realizados testes em plena carga e tensão nominal no conversor. O indutor  $L_1$  obteve corrente média de 4 A e oscilação de 900 mA, o indutor  $L_2$  teve corrente média de 4.3 A e oscilação de 900 mA, o indutor de saída  $L_o$  teve corrente média de 950 mA e oscilação de 250 mA, conforme apresentado na Fig. 4.3.

Figura 4.3 – Corrente nos indutores  $i_{L1}$  (azul),  $i_{L2}$  (laranja) e  $i_{L_o}$  (roxo).



Fonte: Autor.

#### 4.1.3 Validação dos capacitores

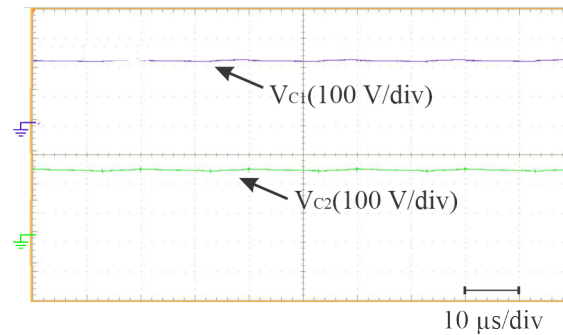
##### 4.1.3.1 Validação dos capacitores de ganho $C_1$ e $C_2$

Realizando-se a medição da tensão média nos capacitores de ganho do circuito, obteve-se uma tensão média de 217 V para o capacitor  $C_1$  (verde) e 209 V para o capacitor  $C_2$  (roxo), com oscilação de tensão de 6 V para ambos conforme visualizado na Fig. 4.4.

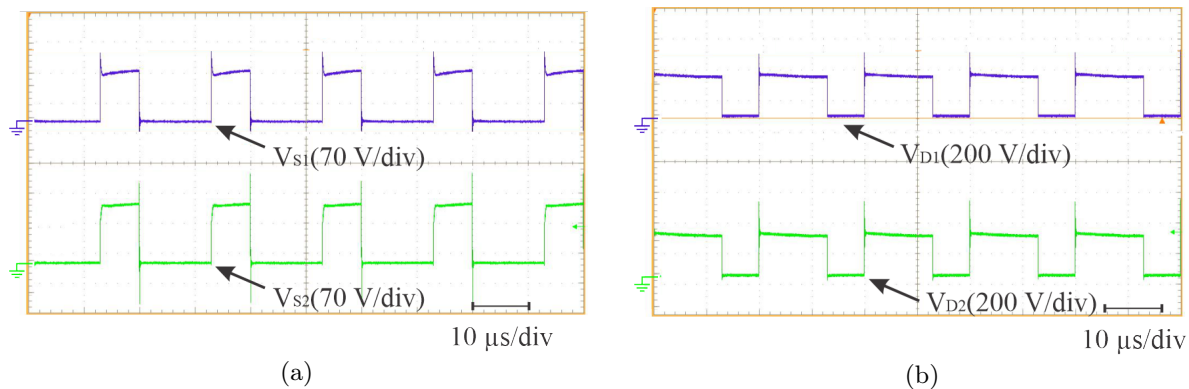
##### 4.1.4 Tensão sobre os semicondutores

Obteve-se um esforço de tensão de 160 V nos interruptores e 280 V nos diodos conforme visto na Fig. 4.5.

Verifica-se um grande pico de sobretensão nos diodos por conta de não idealidades do circuito, concluindo que a escolha de um componente com níveis máximos de tensão acima do calculado por (2.39) foi prudente.

Figura 4.4 – Tensão nos capacitores de ganho  $V_{C1}$  (verde) e  $V_{C2}$  (roxo).

Fonte: Autor.

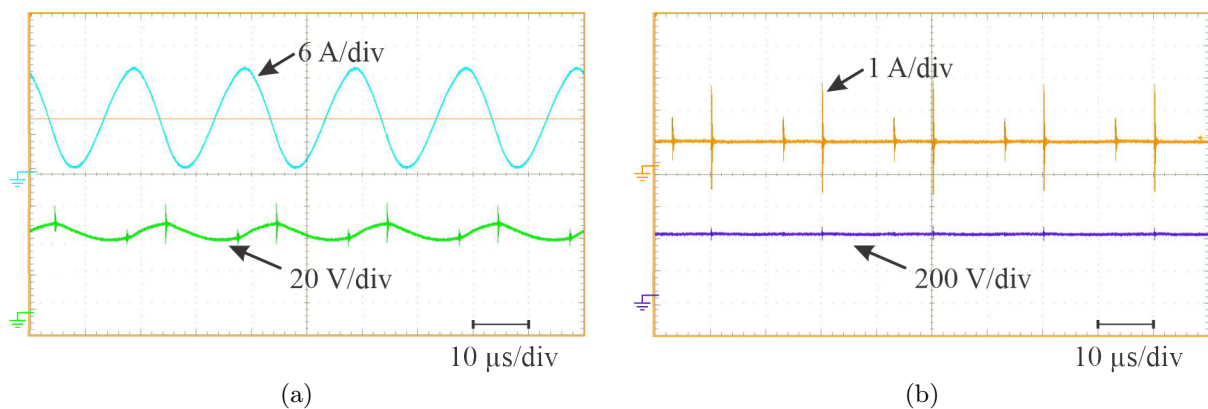
Figura 4.5 – (a) Tensão nos interruptores  $V_{S1}$  (verde) e  $V_{S2}$  (roxo) (b) Tensão nos diodos  $V_{D1}$  (verde) e  $V_{D2}$  (roxo).

Fonte:

Autor.

#### 4.1.5 Tensões de entrada e saída

Os níveis de tensão e corrente na entrada e saída do conversor se mantiveram dentro dos valores esperados para o projeto, com uma tensão de entrada  $V_{in}$  (verde) de 48,18 V produzindo uma tensão de saída  $V_{out}$  (roxo) de 387,05 V e corrente de entrada  $I_{in}$  (azul) com valor médio de 7,75 A e saída  $I_{out}$  (laranja) de 874 mA. Nota-se uma ondulação na corrente de entrada ao invés de uma subida em formato de rampa como seria esperado pela corrente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  que se deve pelo fato de ter sido utilizado 3 capacitores de 1 mF na saída da fonte de alimentação do circuito. A Fig. 4.6 ilustra os valores de tensão e corrente de entrada e saída.

Figura 4.6 – (a) Tensão de entrada  $V_{In}$  (verde) e corrente de entrada  $i_{in}$  (azul) na entrada (b) Tensão de saída  $V_{Out}$  (roxo) e corrente na saída  $I_{Out}$  (laranja).

Fonte:

Autor.

#### 4.1.6 Comparação de resultados calculados com obtidos

Obtidos os resultados práticos dos componentes do conversor, pode-se comparar os mesmos com os esforços calculados utilizando as equações descritas no capítulo 2 mostrando assim a adequação do conversor produzido com seu modelo teórico.

Fonte: Autor.

Parâmetro	Valor calculado	Valor obtido
Razão Cíclica	64,14 %	64,86 %
Ganho do conversor	7,916	8,03
Oscilação de corrente nos indutores de ganho	25 %	22,5 %
Oscilação de corrente no indutor de saída	25 %	26 %
Tensão sobre os capacitores de ganho	214 V	210 V
Tensão sobre os interruptores	131 V	160 V
Tensão sobre os diodos	262V	280 V

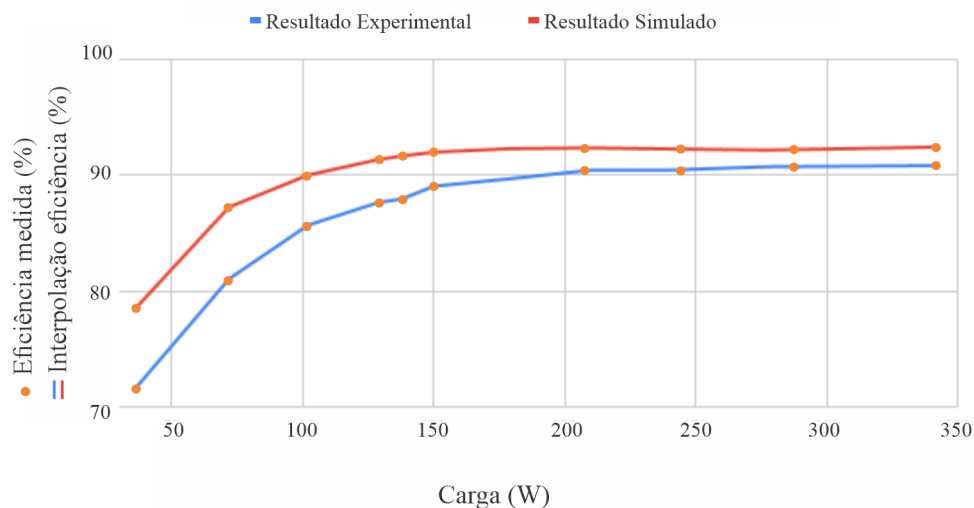
Tabela 4.1 – Comparação de esforços calculados e obtidos.

#### 4.1.7 Curvas de rendimento

Para realizar os testes de eficiência no conversor, foi utilizado o analisador de eficiência Yokogawa WT500, onde, foram feitas variações na carga de 420  $\Omega$  até 1500  $\Omega$ , representando 34 % de carga até 114 %, obtendo-se em potência nominal, um rendimento de 90,89 %

Foram feitos também simulações no software *PSIM* afim de comparação dos resultados obtidos com os resultados teóricos. a simulação utilizada pode ser visualizada no apêndice B. A Fig. 4.7 mostra a curva de eficiência traçada para os resultados experimentais e para o resultado simulado.

Figura 4.7 – Eficiência x Carga (Resultado Simulado e Experimental).



Fonte: Autor.

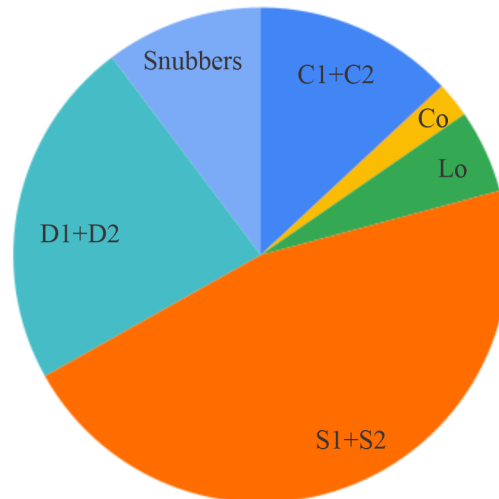
Pode-se também traçar o gráfico da Fig. 4.8 onde é possível visualizar a distribuição de perdas teóricas no conversor em plena carga.

#### 4.1.8 Problemas encontrados

Durante o processo de teste do conversor, enfrentou-se algumas dificuldades práticas. Uma delas foi a obtenção incorreta da forma de onda da corrente em um dos indutores de ganho devido a uma ponteira



Figura 4.8 – Distribuição teórica de perdas em plena carga.



Fonte: Autor.

que não conseguia fechar adequadamente em um fio. Essa questão foi resolvida ao medir a corrente desse indutor em outro ponto.

Outro desafio foi a dificuldade de resfriamento dos circuitos grameadores, que foi superada pela inclusão de ventoinhas para resfriamento. Além disso, a soldagem dos componentes na placa de circuito impresso exigiu paciência e habilidade ao longo desse procedimento.

#### 4.1.9 Discussão dos resultados

Levando em consideração os resultados obtidos, é possível verificar que o conversor fabricado conseguiu atender às especificações do projeto, tanto de ganho estático quanto de potência processada, enquanto as sobretensões nos elementos semicondutores não atingiu valores que pudessem danificar esses componentes. Porém vale notar que a eficiência obtida se encontrou em um valor baixo, o que pode ser explicado pela inserção dos *snubbers* utilizados. Esses componentes obtiveram temperaturas elevadas (cerca de 80 °C) durante os testes realizados, indicando que estavam dissipando uma grande quantidade de energia, afetando assim a eficiência do conversor.

## 4.2 REVISÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo, realizou-se as validações do conversor projetado no capítulo 3, para isso, foram feitos testes em carga nominal e verificado a sua adequação às equações teóricas, obtendo uma tensão de saída de 387,05 V para uma entrada de 48,18 V com potência nominal de 300 W, além disso, foi validado também o dimensionamento dos elementos passivos e por fim, foi feito também uma comparação entre as curvas de rendimento obtidas experimentalmente do conversor com uma curva teórica obtida por simulação.



---

## CONSIDERAÇÕES FINAIS

---

Nesse trabalho foi apresentado primeiramente o conversor *Boost* clássico, em seguida, células de multiplicação de tensão que conseguem elevar a tensão do circuito sem elevar demasiadamente os esforços de tensão e corrente nos componentes do circuito. Então foi descrito um conversor que se utiliza de uma célula de indutores chaveados e um multiplicador de tensão com capacitores passivamente chaveados, obtendo assim as equações que dimensionam os seus componentes assim como os esforços em que estão submetidos.

Então, foi desenvolvido o projeto do conversor utilizando a topologia descrita para a aplicação em sistemas de geração fotovoltaica, onde o mesmo converteria 48 V de entrada em 380 V de saída com uma potência nominal de 300 W. O conversor foi então fabricado e testes foram realizados para verificar a adequação do mesmo com os cálculos teóricos, onde foram obtidos resultados satisfatórios. Para uma tensão de entrada de 48,18 V, a tensão de saída obtida foi de 387,05 V com o conversor operando em potência nominal. O uso de *snubbers* nos interruptores possibilitou a operação sem sobretensões excessivas, porém a inserção desse componente adicional acabou prejudicando a eficiência do conversor.

Visando que o conversor possa ser utilizado futuramente em sistemas fotovoltaicos, é necessário realizar novos trabalhos que visem o aumento da eficiência, o que pode ser possível pela substituição dos indutores de fio AWG por tecnologias melhores, pela escolha de semicondutores melhor dimensionados para a aplicação e também por um dimensionamento melhor dos *snubbers* utilizados para a proteção dos interruptores contra sobretensões. Também é necessário realizar o controle do conversor para ser utilizado em aplicações de rastreamento de máxima potência visando uma aplicação prática do mesmo.



---

## REFERÊNCIAS

---

- BALIGA, B. Jayant. Power Semiconductor Devices. **Springer**, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 47, 49.
- BATARSEH I.; HARB, A. Power Electronics Circuit Analysis and Design, 2018. Citado 2 vezes na página 25.
- D. DUJIC, ET AL. "Teaching Power Electronics: How to Achieve the Desired Learning Outcomes?" **IEEE Power Electronics Magazine**, 2022. Citado 1 vez na página 45.
- ERICKSON R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. Fundamentals of Power Electronics. **Kluwer Academic**, 2001. Citado 1 vez na página 25.
- G. R. GEOFFREY, P. C. SERNIA. "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules". **IEEE Trans. Power Electron**, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 26, 35.
- M. FOROUZESH, ET AL. "Step-Up DC - DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage Boosting Techniques, Topologies, and Applications". **IEEE Trans. Power Electron**, 2017. Citado 1 vez nas páginas 32, 33.
- MARTINS, D. C. Transistores de Potência. **Edição dos autores**, 2006. Citado 1 vez na página 47.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. Conversores CC-CC básicos não isolados. **Edição dos autores**, 2006. Citado 1 vez na página 26.
- MOHAN N., ET AL. Power Electronics Converters, Applications and Design. **John Wiley Sons, Inc**, 2009. Citado 1 vez na página 31.
- ONS. DADOS DA GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICA NO SIN.  
<https://www.ons.org.br/Paginas/resultados-da-operacao/boletim-geracao-solar.aspx>, 2023. Citado 1 vez na página 26.
- SALVADOR, M. A. Metodologia aplicada à derivação e modelagem de conversores CC-CC diferenciais de alto ganho. **Dissertação, UFSC**, 2020. Citado 7 vezes nas páginas 26, 37-40, 42.



## Apêndices





# APÊNDICE A

---

## PROJETO DOS INDUTORES DE ENTRADA E SAÍDA

---

### A.1 INDUTOR DE ENTRADA

### Descrição:

Dimensionamento do indutor de entrada do conversor

### Especificações:

Frequência de comutação:

$$f_s := 50\text{kHz}$$

Corrente média no indutor:

$$I_{in\_md} := 4\text{A}$$

Ondulação de corrente:

$$\Delta I_L := I_{in\_md} \cdot 0.25 = 1\text{A}$$

Indutância:

$$L_1 := 700\mu\text{H}$$

### Dados:

Indutância máxima:

$$B_{max} := 0.3\text{T}$$

Fator de ocupação:

$$K_w := 0.7$$

Densidade de corrente:

$$J_{max} := 600 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Indutância:

### a) Dimensionamento do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_1 \cdot I_{in\_md}^2}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w}$$

$$A_e A_w = 0.889 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo escolhido: **E42/20**

### b) Dados do núcleo

Área da secção transversal do núcleo: :

$$A_e := 2.40\text{cm}^2$$

Área da janela:

$$A_w := 1.57\text{cm}^2$$

Volume do núcleo:

$$V_{nucleo} := 23.30\text{cm}^3$$

Coeficiente de perdas por correntes parasitas:

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \frac{1}{s^2}$$

Coeficiente de perdas por histerese:

$$K_h := 4 \cdot 10^{-4} \frac{1}{s}$$

Comprimento médio de uma espira:

$$MLT := 10.5 \text{ cm}$$

### c) Número de espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left[ \frac{L_1 \cdot \left( I_{in\_md} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}{B_{max} \cdot A_e} \right]$$

$$N_e = 44$$

### d) Entreferro

$$\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6} \frac{\text{m} \cdot \text{kg}}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^2}$$

$$N_e = 44$$

$$l_g := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_1}$$

$$l_g = 0.834 \cdot \text{mm}$$

$$l_w := \frac{l_g}{2}$$

$$l = 0.417 \cdot \text{mm}$$

### e) Cálculo da bitola dos condutores

Penetração máxima:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}}$$

$$\Delta = 0.034 \text{ s}^{0.5}$$

$$2\Delta = 0.067 \text{ s}^{0.5}$$

Para este coeficiente de penetração, a bitola máxima de condutor é: **AWG23**

Secção do condutor nu

$$S_{fio\_nu} := 0.002582 \text{ cm}^2$$

Secção do condutor isolado

$$S_{fio\_isol} := 0.003221 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor

$$\rho_{fio} := 0.000892 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

### f) Área do cobre

$$A_{cobre} := \frac{I_{in\_md}}{J_{max}}$$

$$A_{cobre} = 0.006667 \cdot \text{cm}^2$$

### g) Número de condutores

$$N_{cond} := \text{ceil} \left( \frac{A_{cobre}}{S_{fio\_nu}} \right)$$

$$N_{cond} = 3$$

### **h) Possibilidade de execução**

$$A_{w_{\min}} := \frac{N_e \cdot N_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio\_isol}}}{K_w}$$

$$A_{w_{\min}} = 6.074 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$k_{\text{exec}} := \frac{A_{w_{\min}}}{A_w} = 0.387$$

OK! Pode ser executado, ( $A_{w_{\min}}/A_w < 1$ )

### **i) Comprimento do chicote**

$$L_{\text{chicote}} := \text{MLT} \cdot N_e$$

$$L_{\text{chicote}} = 4.62 \text{ m}$$

### **j) Cálculo térmico**

Resistência de condução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{N_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.137 \Omega$$

Potência dissipada no cobre

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{in}_{\text{md}}}^2 \quad I_{\text{in}_{\text{md}}} = 4 \text{ A}$$

$$P_{\text{cobre}} = 2.198 \text{ W}$$

Perdas magnéticas

Corrente Máxima

$$I_{\text{in}_{\text{max}}} := I_{\text{in}_{\text{md}}} + 0.5 \cdot \Delta I_L$$

Ondulação de Corrente Percentual

$$\Delta I_{\%} := \frac{\Delta I_L}{I_{\text{in}_{\text{max}}}} \quad \Delta I_{\%} := 0.2$$

Excursão de densidade de fluxo:

$$\Delta B := \Delta I_{\%} \cdot B_{\text{max}} \cdot \frac{1}{T}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{\text{nucleo}} \cdot \frac{\text{W}}{\text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 0.572 \cdot \text{W}$$

Resistência térmica do núcleo:

$$A_e A_w I_o := \frac{A_e \cdot A_w}{\text{cm}^4}$$

$$A_e A_w I_o = 3.768$$

$$R_{\text{nucleo}} := 23 \cdot A_e A_w I_o^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{\text{nucleo}} = 14.079 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Elevação de temperatura

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) \cdot R_{\text{nucleo}}$$

$$\Delta T = 38.992 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$$

## A.2 INDUTOR DE SAÍDA

### Descrição:

Dimensionamento do indutor do Indutor de Saída do Conversor

### Especificações:

Frequência de comutação:

$$f_s := 50\text{kHz}$$

Corrente média no indutor:

$$I_{in\_md} := 0.8\text{A}$$

Ondulação de corrente:

$$\Delta I_L := I_{in\_md} \cdot 0.2 = 0.16\text{A}$$

Indutância:

$$L_{boost} := 7.7\text{mH}$$

### Dados:

Indutância máxima:

$$B_{max} := 0.3\text{T}$$

Fator de ocupação:

$$K_w := 0.8$$

Densidade de corrente:

$$J_{max} := 600 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Indutância:

#### a) Dimensionamento do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_{boost} \cdot I_{in\_md}^2}{B_{max} J_{max} K_w}$$

$$A_e A_w = 0.342\text{cm}^4$$

Núcleo escolhido: **E30/14**

#### b) Dados do núcleo

Área da secção transversal do núcleo: :

$$A_e := 1.2\text{cm}^2$$

Área da janela:

$$A_w := 0.85\text{cm}^2$$

Volume do núcleo:

$$V_{nucleo} := 8\text{cm}^3$$

Coeficiente de perdas por correntes parasitas:

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \text{s}^2$$

Coeficiente de perdas por histerese:

$$K_h := 4 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

Comprimento médio de uma espira:

$$MLT := 6.7 \text{ cm}$$

### c) Número de espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left[ \frac{L_{\text{boost}} \cdot \left( I_{\text{in\_md}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right]$$

$$N_e = 189$$

### d) Entreferro

$$\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6} \frac{\text{m} \cdot \text{kg}}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^2}$$

$$N_e = 189$$

$$l_g := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_{\text{boost}}}$$

$$l_g = 0.7 \cdot \text{mm}$$

$$l := \frac{l_g}{2}$$

$$l = 0.35 \cdot \text{mm}$$

### e) Cálculo da bitola dos condutores

Penetração máxima:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}}$$

$$\Delta = 0.034 \text{ s}^{0.5}$$

$$2\Delta = 0.067 \text{ s}^{0.5}$$

Para este coeficiente de penetração, a bitola máxima de condutor é:

AWG22

Fio escolhido:

1xAWG25

Secção do condutor nu

$$S_{\text{fio\_nu}} := 0.001624 \text{ cm}^2$$

Secção do condutor isolado

$$S_{\text{fio\_isol}} := 0.002078 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor

$$\rho_{\text{fio}} := 0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

### f) Área do cobre

$$A_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{in\_md}}}{J_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{cobre}} = 0.001333 \cdot \text{cm}^2$$

### g) Número de condutores

$$N_{\text{cond}} := \text{ceil} \left( \frac{A_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio\_nu}}} \right)$$

$$N_{\text{cond}} = 1$$



### **h) Possibilidade de execução**

$$D_{\text{chicote}} := N_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio\_isol}}$$

$$D_{\text{chicote}} = 2.078 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$A_{w_{\text{min}}} := \frac{N_e \cdot D_{\text{chicote}}}{K_w}$$

$$A_{w_{\text{min}}} = 4.909 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$\frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_w} = 0.578$$

OK! Pode ser executado, ( $A_{w_{\text{min}}}/A_w < 1$ )

### **i) Comprimento do chicote**

$$L_{\text{chicote}} := MLT \cdot N_e$$

$$L_{\text{chicote}} = 12.663 \text{ m}$$

### **j) Cálculo térmico**

$$\rho_{\text{fio}} = 0.1419 \frac{\text{m} \cdot \text{kg}}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^3}$$

Resistência de condução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{N_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 1.797 \Omega$$

Potência dissipada no cobre

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{in}_{\text{md}}}^2 \quad I_{\text{in}_{\text{md}}} = 0.8 \text{ A}$$

$$P_{\text{cobre}} = 1.15 \text{ W}$$

Perdas magnéticas

Corrente Máxima

$$I_{\text{in}_{\text{max}}} := I_{\text{in}_{\text{md}}} + 0.5 \cdot \Delta I_L$$

Ondulação de Corrente Percentual

$$\Delta I_{\%} := \frac{\Delta I_L}{I_{\text{in}_{\text{max}}}} \quad \Delta I_{\%} := 0.2$$

Excursão de densidade de fluxo:

$$\Delta B := \Delta I_{\%} \cdot B_{\text{max}} \cdot \frac{1}{T}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{\text{nucleo}} \cdot \frac{\text{W}}{\text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 0.196 \cdot \text{W}$$

Resistência térmica do núcleo:

$$A_e A_{w_{\text{lo}}} := \frac{A_e \cdot A_w}{\text{cm}^4}$$

$$A_e A_{w_{\text{lo}}} = 1.02$$

$$R_{\text{nucleo}} := 23 \cdot A_e A_{w_{\text{lo}}}^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{\text{nucleo}} = 22.832 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Elevação de temperatura

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) \cdot R_{\text{nucleo}}$$

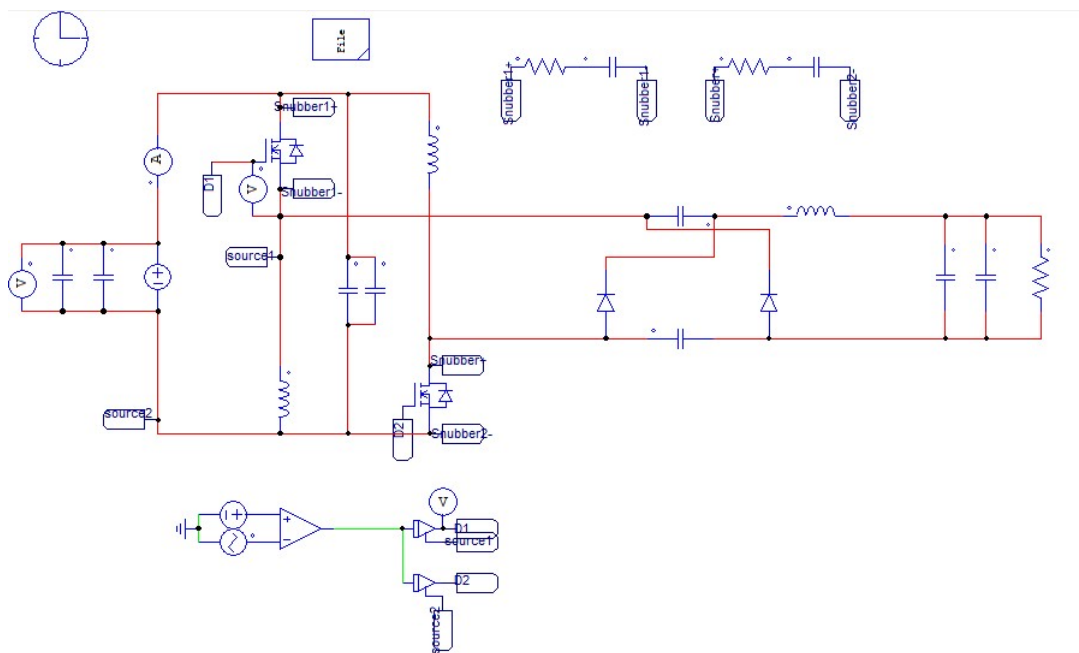
$$\Delta T = 30.738 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

# APÊNDICE B

## SIMULAÇÃO UTILIZADA PARA COMPARAÇÃO COM OS RESULTADOS PRÁTICOS

### B.1 SIMULAÇÃO UTILIZADA

Figura B.1 – Simulação do conversor



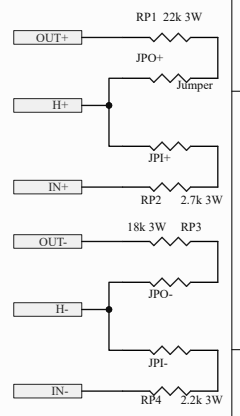
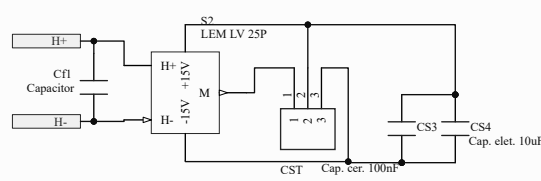
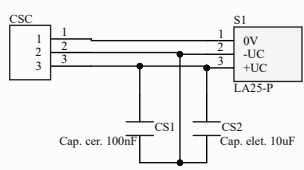
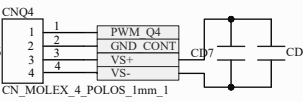
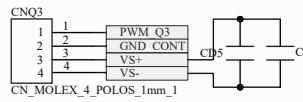
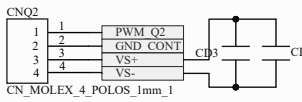
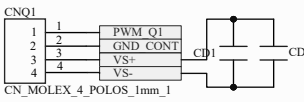
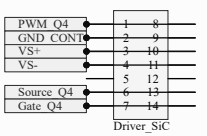
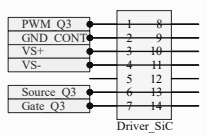
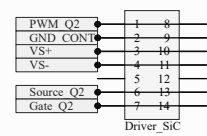
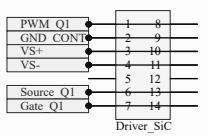
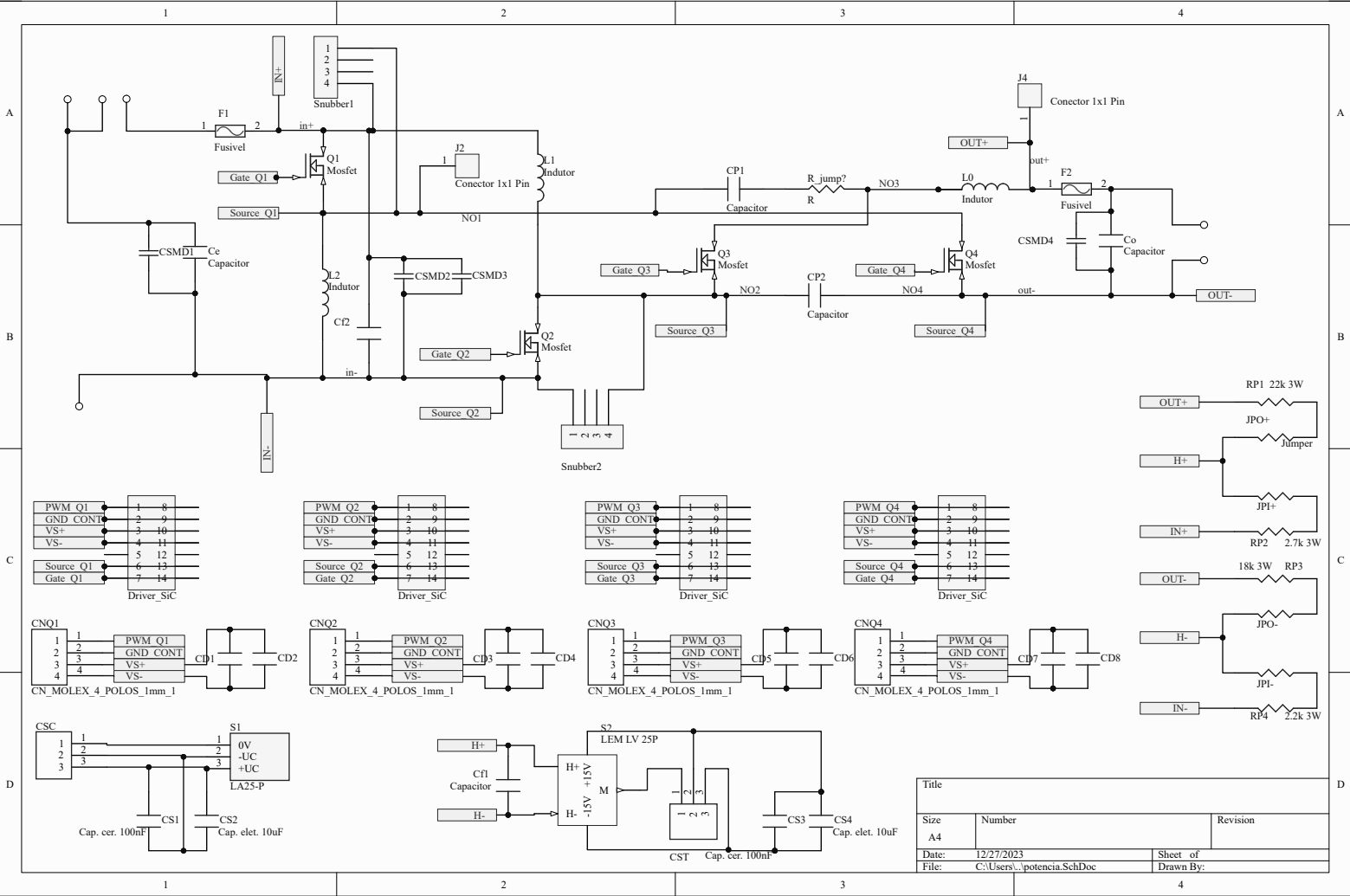
Fonte: Autor.



# APÊNDICE C

## ESQUEMÁTICO DOS PROTÓTIPOS UTILIZADOS

### C.1 PLACA DE POTÊNCIA



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	12/27/2023	Sheet of
File:	C:\Users\...potencia.SchDoc	Drawn By:

## C.2 INDUTOR DE SAÍDA

