

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**

**MURILO HENRIQUE DE SOUZA  
RAUL ASSUNÇÃO ARAUJO MÁ S FIGUEIREDO**

**PROJETO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO PARA  
ALIMENTAÇÃO DE CARGAS CA EM VEÍCULOS**

**PONTA GROSSA  
2025**

**MURILO HENRIQUE DE SOUZA  
RAUL ASSUNÇÃO ARAUJO MÁ S FIGUEIREDO**

**PROJETO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO PARA  
ALIMENTAÇÃO DE CARGAS CA EM VEÍCULOS**

**Design of an electronic system  
for powering AC loads in vehicles**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Junior

**PONTA GROSSA  
2025**



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

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

**MURILO HENRIQUE DE SOUZA  
RAUL ASSUNÇÃO ARAUJO MÁ S FIGUEIREDO**

**PROJETO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO PARA  
ALIMENTAÇÃO DE CARGAS CA EM VEÍCULOS**

Trabalho de conclusão de curso de graduação  
apresentado como requisito para obtenção do título de  
Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade  
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 03/julho/2025

---

Eloi Agostini Junior  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Edison Luiz Salgado Silva  
Mestrado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Julio Cesar Guimarães  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

**PONTA GROSSA  
2025**

*"A educação tem raízes amargas, mas seus  
frutos são doces." (ARISTÓTELES)*

## AGRADECIMENTOS

Este Trabalho de Conclusão de Curso representa muito mais que o encerramento da graduação em Engenharia Elétrica, ele representa uma quebra de paradigma, o início de uma nova fase em nossas vidas. Ao decorrer da realização deste trabalho, conseguimos compreender de maneira evidente a importância de um ensino público e de qualidade, uma vez que, sem o amplo conhecimento repassado pelos nossos professores ao longo desses 5 anos, nada disso teria sido possível.

Agradecemos de maneira especial ao nosso orientador Professor Eloi Agostini Júnior, que prontamente nos acolheu e nos auxiliou em todas as etapas deste trabalho, sem seus ensinamentos seria impossível a realização deste trabalho. Os quais nos ajudaram a evoluir tanto pessoalmente quanto profissionalmente.

Agradecemos também a todos os amigos e familiares que nos deram todo o suporte necessário em meio a todas as adversidades encontradas ao decorrer da graduação. Agradecemos também a UTFPR de Ponta Grossa por toda estrutura que possibilitou a realização deste trabalho.

Eu Murilo dedico este trabalho principalmente aos meus pais, Andrey e Francine, por todo o apoio que me deram ao longo da minha vida, me dando suporte principalmente nos momentos difíceis, pois sem o apoio e a sabedoria deles, nunca poderia nem sonhar em chegar onde cheguei. A minha namorada Suellen Althaus e ao meu futuro afilhado Miguel.

Para mim, Raul, este trabalho é, antes de tudo, um reconhecimento às pessoas que tornaram possível esta conquista. Dedico então este trabalho primeiramente aos meus pais, Alexandre e Jaqueline, pelo apoio incondicional que me deram ao longo da minha vida, me guiando e me incentivando em todos os momentos. Ao meu irmão, Arthur, pela luz e alegria que trouxe aos meus dias, mesmo sem saber, me lembrando do que realmente importa. À minha namorada, Natalia, pelo amor e compreensão durante essa jornada. E a toda minha família, pelo carinho, estímulo e por me proporcionarem a chance de realizar este curso, tornando possível alcançar mais esta conquista.

## RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento, modelagem e simulação de um sistema eletrônico para alimentação de cargas CA, em veículos. A topologia proposta para este circuito utilizará um sistema de conversão de energia de duas etapas. O primeiro estágio de conversão de energia, consiste em um conversor *Push-Pull* modificado e alimentado em corrente com dobrador de tensão, visando aumentar o ganho de tensão na saída. Já no segundo estágio de operação será utilizada um conversor CC/CA Ponte Completa, com tensão de saída alternada de formato senoidal. Para o acionamento do conversor CC/CA será utilizada a modulação unipolar, a fim de garantir um menor esforço de filtragem na saída. Além da modulação, o conversor contará com um filtro de saída do tipo LC, evitando que os harmônicos sejam transmitidos para a carga.

Todos os elementos do circuito foram modelados matematicamente, com intuito de facilitar a compreensão do procedimento adotado para a definição das equações de funcionamento. Em conjunto com a análise matemática, utilizaram-se *softwares* especializados em simulações de circuitos elétricos, tais como o PSIM e o LTSpice, buscando comprovar que os resultados obtidos satisfazem o funcionamento real do circuito.

**Palavras-chave:** Conversores CC/CC; Conversores CC/CA; Push-Pull modificado; Conversor Ponte Completa.

## ABSTRACT

This paper presents the development, modeling and simulation of an electronic system for powering AC loads in vehicles. The topology proposed for this circuit will use a two-stage power conversion system. The first stage of energy conversion consists of a modified current-fed push-pull converter using a voltage doubler. This topology aims to increase the voltage gain at the output. In the second stage of operation, a full bridge DC/AC converter will be used, with an alternating sinusoidal output voltage. Unipolar modulation will be used to control the DC/AC converter in order to ensure reduced filtering requirements. In addition to the modulation, the converter will have an LC output filter to prevent harmonics from being transmitted to the load. All the circuit elements were modeled mathematically, in order to make it easier to understand the procedure adopted to define the operating equations. In conjunction with the mathematical analysis, specialized softwares in electrical circuit simulations were used, such as PSIM and LT Spice, in order to verify that the results obtained satisfy the actual operation of the circuit.

**Keywords:** DC/DC Converter; DC/AC Converter; Modified Push-Pull; Full Bridge Converter.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conversor CC/CC <i>Boost</i> . . . . .	18
Figura 2 – Ganho de tensão do Conversor CC/CC <i>Boost</i> . . . . .	19
Figura 3 – Conversor CC/CC <i>Flyback</i> . . . . .	20
Figura 4 – Conversor CC/CC Push-Pull . . . . .	20
Figura 5 – Conversor CC/CA Meia Ponte . . . . .	22
Figura 6 – Conversor CC/CA Ponte Completa . . . . .	22
Figura 7 – Modulação a 2 níveis . . . . .	24
Figura 8 – Modulação a 3 níveis . . . . .	24
Figura 9 – Topologias de filtros de saída . . . . .	25
Figura 10 – Diagrama de blocos do sistema . . . . .	27
Figura 11 – Estágio de potência do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . . .	29
Figura 12 – Etapas de operação do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . . .	29
Figura 13 – Principais formas de onda para a operação do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . . .	30
Figura 14 – 1 <sup>o</sup> e 3 <sup>o</sup> etapa de operação do Push-Pull modificado . . . . .	31
Figura 15 – 2 <sup>o</sup> etapa de operação do Push-Pull modificado . . . . .	32
Figura 16 – Pulsos de comando dos interruptores S1 e S2 . . . . .	33
Figura 17 – Ondulação de tensão nos capacitores . . . . .	36
Figura 18 – Estágio de Potência do Conversor CC-CA Ponte Completa com Filtro de Saída LC. . . . .	37
Figura 19 – Etapas de operação do conversor CC-CA Ponte Completa com filtro LC considerando o semiciclo positivo da tensão de saída. . . . .	37
Figura 20 – Principais formas de onda do inversor ponte completa para o semiciclo positivo da tensão de saída. . . . .	38
Figura 21 – Tensão e corrente no indutor $L_0$ . . . . .	40
Figura 22 – Forma de onda da corrente em $C_0$ evidenciando a área de carga utilizada para a determinação da sua ondulação de tensão. . . . .	42
Figura 23 – Circuito do Inversor de Ponte Completa utilizado no LTSpice . . . . .	50
Figura 24 – Formas de onda de tensão e corrente de saída no inversor ponte completa . . . . .	51
Figura 25 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores do inversor ponte completa . . . . .	51
Figura 26 – Forma de onda de corrente no indutor $L_0$ do inversor ponte completa. . . . .	52
Figura 27 – Formas de onda da tensão $V_{ab}$ do inversor ponte completa. . . . .	52
Figura 28 – Rendimento do Inversor de Ponte Completa . . . . .	53
Figura 29 – Estágio de potência do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão com circuito grampeador. . . . .	53
Figura 30 – Circuito do Conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão utilizado no LTSpice. . . . .	58
Figura 31 – Formas de onda de tensão e corrente de saída no conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . . .	59
Figura 32 – Formas de onda de tensão no capacitor C1 do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . . .	59

Figura 33 – Formas de onda de tensão no capacitor C2 do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . . .	59
Figura 34 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . .	60
Figura 35 – Formas de onda no indutor de entrada do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . . .	60
Figura 36 – Formas de onda de tensão e corrente nos Diodos do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . .	61
Figura 37 – Formatos de onda de tensão no enrolamento primário do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . .	61
Figura 38 – Formatos de onda de tensão no enrolamento secundário do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão.	62
Figura 39 – Rendimento do conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com dobrador de tensão. . . . .	62

## LISTA DE TABELAS

<b>Tabela 1</b>	<b>– Estados dos interruptores e respectivos níveis de tensão <math>V_{ab}</math>.</b>	<b>38</b>
<b>Tabela 2</b>	<b>– Componentes utilizados no inversor ponte completa</b>	<b>50</b>
<b>Tabela 3</b>	<b>– Componentes utilizados no conversor <i>push-pull</i></b>	<b>58</b>

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MCC	Método de Condução Contínua
MDC	Método de Condução Descontínua
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
URL	Localizador Uniforme de Recursos ( <i>Uniform Resource Locator</i> )
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
EMI	Interferência Eletromagnética ( <i>Electromagnetic Interference</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	Ampère
$A_{descarga}$	Área de descarga
$A.s$	Ampère-segundo
$C$	Capacitância, F
$C_f$	Capacitância do filtro de saída, F
$D$	Razão Cíclica
$F$	Farad
$f_s$	Frequência de comutação, Hz
$f_{ref}$	Frequência de comutação da tensão de referência, Hz
$f_t$	Frequência de comutação da tensão triangular, Hz
$f_0$	Frequência de ressonância do filtro de saída, Hz
$H$	Henry
$Hz$	Hertz
$I_0$	Corrente nominal do circuito, A
$I_{Lin}$	Corrente no indutor de entrada, A
$I_M$	Corrente Máxima, A
$I_m$	Corrente Mínima, A
$I_C$	Corrente no capacitor, A
$I_P$	Corrente de pico, A
$I_{S_{med}}$	Corrente média no MOSFET, A
$I_{S_{ef}}$	Corrente eficaz no MOSFET, A
$I_{D_{med}}$	Corrente média no Diodo, A
$I_{D_{ef}}$	Corrente eficaz no Diodo, A
$L$	Indutância, H
$L_f$	Indutância do filtro de saída, H
$L_{in}$	Indutância de entrada, H
$L_{CR}$	Indutância Crítica, H
$m$	Mili
$M_a$	Índice de Modulação
$M_f$	Taxa de frequência
$n$	Número de espiras
$P$	Potência de Saída, W
$S$	Potência Aparente, VA
$T_S$	Período de comutação
$V$	Volts
$VA$	Volt Amper
$V_B$	Tensão de saída do barramento CC/CC, V
$V_0$	Tensão de saída, V
$V_{0_{pk}}$	Valor de pico da tensão de saída, V
$V_D$	Tensão sobre o Diodo, V
$V_{ef}$	Tensão eficaz, V
$V_{in}$	Tensão de entrada, V
$V_{L_{in}}$	Tensão sobre o Indutor de entrada, V
$V_L$	Tensão sobre o Indutor, V
$V_M$	Tensão Máxima, V
$V_m$	Tensão Mínima, V

$V_{Ref_{pk}}$	Valor de pico da tensão de referência, V
$V_S$	Tensão sobre o Transistor, V
$V_{t_{pk}}$	Valor de pico da tensão triangular, V
$\Delta I$	Ondulação de corrente, A
$\Delta I_L$	Ondulação de corrente no indutor, A
$\Delta I_{max}$	Ondulação de corrente máxima, A
$\Delta L_{in}$	Ondulação de corrente no Indutor, A
$\Delta V$	Ondulação de tensão, V
$\Delta V_C$	Ondulação de tensão no capacitor, V
$\langle I_D \rangle_{T_s}$	Valor médio de corrente no diodo, A
$\langle I_C \rangle_{T_s}$	Valor médio de corrente no capacitor, A
$\langle V_L \rangle_{T_s}$	Valor médio da tensão no indutor, V

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
<b>1.1</b>	<b>OBJETIVO GERAL</b>	<b>15</b>
<b>1.2</b>	<b>OBJETIVOS ESPECÍFICOS</b>	<b>15</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>17</b>
<b>2.1</b>	<b>CONVERSORES CC/CC</b>	<b>17</b>
2.1.1	CONVERSOR <i>BOOST</i>	17
2.1.2	CONVERSOR <i>FLYBACK</i>	19
2.1.3	CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i>	20
<b>2.2</b>	<b>CONVERSOR CC/CA</b>	<b>20</b>
2.2.1	MEIA PONTE ( <i>HALF BRIDGE</i> )	21
2.2.2	PONTE COMPLETA ( <i>FULL BRIDGE</i> )	22
2.2.2.1	ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO	23
2.2.2.2	FILTRO DA SAÍDA	25
<b>3</b>	<b>SISTEMA DE CONVERSÃO CC-CA UTILIZANDO AS TOPOLOGIAS PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE E INVERSOR PONTE COMPLETA</b>	<b>27</b>
3.0.1	ANÁLISE QUALITATIVA	27
3.0.2	ANÁLISE QUANTITATIVA	28
<b>3.1</b>	<b><i>PUSH-PULL</i> COM DOBRADOR DE TENSÃO</b>	<b>28</b>
3.1.1	ANÁLISE MATEMÁTICA	31
3.1.1.1	1ª ETAPA DE OPERAÇÃO ( $t_0 - t_1$ )	31
3.1.1.2	2ª ETAPA DE OPERAÇÃO ( $t_1 - t_2$ )	32
3.1.1.3	MODULADOR	33
3.1.1.4	BALANÇO AMPÈRE-SEGUNDO NOS CAPACITORES $C_1$ E $C_2$	33
3.1.1.5	ONDULAÇÃO DE CORRENTE EM $L_{in}$	35
3.1.1.6	ONDULAÇÃO DE TENSÃO EM $C_1$ E $C_2$	35
3.1.1.7	ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS ELEMENTOS	36
<b>3.2</b>	<b>INVERSOR DE PONTE COMPLETA</b>	<b>37</b>
3.2.1	ANÁLISE MATEMÁTICA	39
3.2.1.1	RAZÃO CÍCLICA	40
3.2.1.2	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR $L_0$	41
3.2.1.3	ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR $C_0$	42
3.2.1.4	ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES	43
3.2.1.5	ESFORÇOS NOS DIODOS	44
<b>4</b>	<b>PROJETO DE UM SISTEMA DE 200 VA</b>	<b>45</b>
<b>4.1</b>	<b>INVERSOR DE PONTE COMPLETA</b>	<b>45</b>
4.1.1	DESENVOLVIMENTO DO PROJETO - ESTÁGIO INVERSOR	45
4.1.1.1	CÁLCULOS PRELIMINARES	46
4.1.1.2	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR	47
4.1.1.3	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR	48
4.1.1.4	ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES	49
4.1.1.5	ESFORÇOS NOS DIODOS	49
4.1.2	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	50
<b>4.2</b>	<b><i>PUSH-PULL</i> COM DOBRADOR DE TENSÃO</b>	<b>53</b>
4.2.1	ANÁLISE MATEMÁTICA	53

4.2.1.1	CÁLCULOS PRELIMINARES . . . . .	54
4.2.1.2	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR . . . . .	55
4.2.1.3	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR . . . . .	56
4.2.1.4	PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR . . . . .	57
4.2.2	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO . . . . .	58
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>63</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>64</b>
	<b>APÊNDICES . . . . .</b>	<b>66</b>
	<b>APÊNDICE A – CALCULO DO INDUTOR PARA O CONVERSOR PUSH-PULL . . . . .</b>	<b>67</b>
	<b>APÊNDICE B – CALCULO DO TRANSFORMADOR PARA O CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i> . . . . .</b>	<b>70</b>
	<b>APÊNDICE C – CALCULO DO INDUTOR PARA O INVERSOR PONTE COMPLETA . . . . .</b>	<b>73</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Na última década, vem-se observando um aumento considerável na utilização de sistemas elétricos de potência para o acionamento de motores e conversão de outras formas de energia. Como destacado por (Bose, B., 1992) a evolução da eletrônica de potência possibilitou otimizar e criar equipamentos e tecnologias que suprissem a necessidade de equipamentos mais modernos, com uma maior capacidade e com um maior rendimento.

Para possibilitar tais requisitos, foram desenvolvidas diversas topologias de conversores de energia, chamados conversores CC/CC e CC/CA. Como o próprio nome demonstra, estas estruturas tem por objetivo converter uma tensão de entrada contínua em uma tensão de saída contínua (CC/CC) ou uma tensão de entrada contínua em uma tensão de saída alternada (CC/CA).

Os conversores são essenciais para o desenvolvimento tecnológico, uma vez que eles apresentam aplicações variadas, podendo ser aplicados nas áreas de aviação (Dorn-Gomba *et al.*, 2020), conversão e distribuição de fontes renováveis de energia (Bose, B. K., 2017) e até aplicações no desenvolvimento de inteligências artificiais e sistemas de controle (Bose, B., 1994), sendo essas apenas algumas das diversas aplicações dos conversores de energia e da eletrônica de potência.

Este trabalho visa projetar um sistema eletrônico de 12-127 V para a alimentação de cargas CA a partir da saída auxiliar de 12 V usualmente disponível em veículos. Este sistema será doravante denominado tomada veicular.

## 1.1 OBJETIVO GERAL

Realizar o correto dimensionamento de um sistema CC/CA de 200 VA que apresente uma tensão de entrada de 12 V e uma tensão de saída eficaz de 127 V empregando o conversor *push-pull* com dobrador de tensão e o inversor de tensão monofásico ponte completa.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Analisar o conversor *push-pull* com dobrador de tensão;
- Analisar o inversor monofásico ponte completa com modulação de três níveis;
- Propor uma metodologia de projeto para o circuito que compõe a tomada veicular;

- Comprovar as análises por simulação com o software LTSpice.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 CONVERSORES CC/CC

Os conversores CC/CC são circuitos eletrônicos alimentados por uma tensão CC, que têm como objetivo converter a tensão de entrada em uma tensão de saída regulada, podendo ela apresentar uma tensão maior ou menor em relação à tensão de entrada.

Os conversores podem apresentar diversas formas de operação, sendo que os conversores CC/CC apresentam três funções principais, sendo elas: abaixadores de tensão (elevador de corrente), elevadores de tensão (rebaixador de corrente) e abaixadores-elevadores de tensão. Além destas funções, há também três modos de operação: condução contínua (MCC), descontínua (MCD) e crítica (MCCr), que impactam diretamente sobre o dimensionamento e a aplicação, que pela análise destes torna-se possível definir qual será o mais indicado para cada caso.

Dentre as mais diversas configurações que podem ser encontradas sobre os conversores CC/CC, há a possibilidade de agrupá-las em duas grandes categorias: isolados e não isolados. Como o próprio nome sugere, os inversores não isolados são alimentados diretamente pela rede elétrica; já os isolados, por sua vez, utilizam, geralmente, um transformador para que haja o isolamento entre o conversor e a rede.

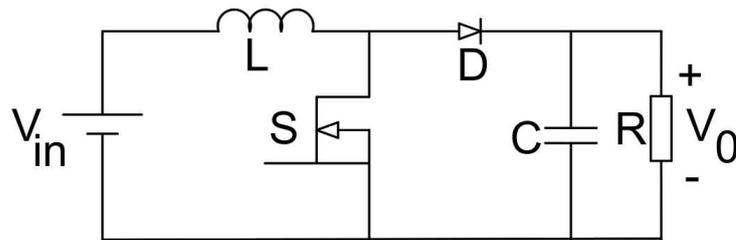
Como já explicado previamente, o enfoque deste trabalho busca realizar uma tomada veicular, realizando inicialmente uma conversão CC-CC de 12 V para 250 V e, subsequentemente, uma conversão CA-CC de 250 V para 127 V eficazes. Sendo assim, torna-se imprescindível a utilização de um estágio CC-CC elevador de tensão para atingir os requisitos desejados.

#### 2.1.1 CONVERSOR *BOOST*

O conversor da topologia *Boost* opera como um conversor elevador de tensão, ou seja, a tensão de saída é superior à tensão de entrada ( $V_0 > V_{in}$ ). Ao observar a topologia do conversor, apresentada na Figura 1, é possível perceber que a corrente drenada da fonte de alimentação é drenada de maneira contínua, devido ao fato de o indutor estar conectado em série com a fonte de alimentação, fazendo com que, dessa forma, a entrada do sistema seja equivalente a uma fonte de corrente.

Entre as aplicações do conversor *Boost*, (Shayeghi; Pourjafar; Sedaghati, 2021) destaca o processamento de energia elétrica através de fontes renováveis, como, por exemplo, a energia solar, uma vez que a energia produzida pelas placas é menor do que a tensão da rede, sendo assim necessária a aplicação da topologia *Boost*.

Figura 1 – Conversor CC/CC *Boost*

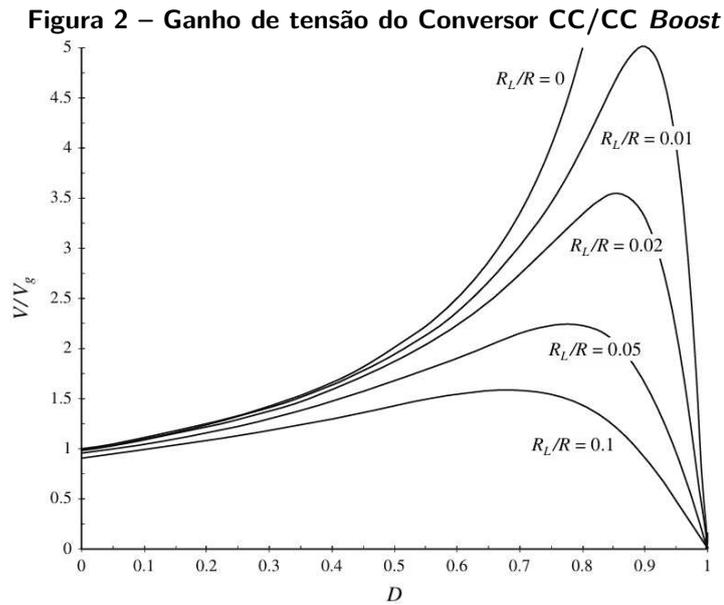


Fonte: Autoria Própria

Por muitas vezes a topologia *Boost* é a mais utilizada na literatura para exemplificar a conversão de energia, devido ao reduzido número de componentes. No entanto, em aplicações reais, o conversor *Boost* (não ideal) pode não ser a topologia mais indicada para certas aplicações.

Entre as limitações que o conversor *Boost*, (Erickson; Maksimovic, 2020) demonstra que se a razão cíclica se aproxima do valor unitário ( $D \approx 1$ ), as resistências parasitas do circuito causam uma mudança na curva de tensão de operação do conversor, que, se considerado o caso ideal, tenderia ao infinito, mas na aplicação real ela acaba tendendo a zero.

Os autores ainda citam que isso se dá devido ao fato de que o transistor estará sempre em condução, fazendo com que o indutor não seja conectado à carga, ocasionando assim que uma grande quantidade de energia seja desperdiçada no indutor, fazendo com que o conversor apresente uma limitação no máximo ganho de tensão possível, além de apresentar uma redução considerável do rendimento caso seja necessário um ganho elevado desse conversor. A Figura 2 apresenta a curva de ganho estático do conversor *Boost* considerando valores distintos de resistência do indutor, demonstrando o problema previamente discutido.

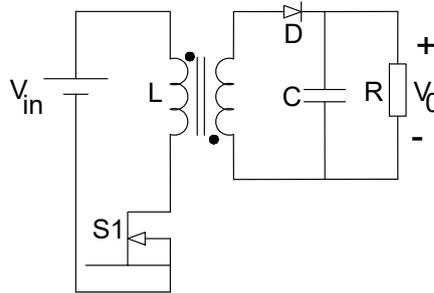


### 2.1.2 CONVERSOR *FLYBACK*

O conversor *Flyback*, também conhecido como *Buck-Boost* Isolado, é a topologia mais básica dos conversores CC/CC Isolados, sendo seu circuito apresentado na Figura 3. (SILVA EMANUEL WASSMUTH DA; PIAZZA, 2019) e (.B; KP; N, 2023) citam que a grande vantagem do conversor *Flyback* é a sua simplicidade de componentes que facilitam a sua aplicação, além de sua extrema confiabilidade e segurança devido à presença do transformador, fazendo com que o circuito e o usuário fiquem protegidos.

Devido à sua relativa simplicidade, geralmente é utilizado em baixas potências e preferencialmente em operação descontínua, evitando assim um grande volume dos componentes do circuito. Li *et al.* (2008) aponta ainda a limitação da razão cíclica de 0.45 para essa topologia, sendo que ao operar com este parâmetro o conversor opera eficientemente, reduzindo o estresse de tensão no retificador de saída.

**Figura 3 – Conversor CC/CC Flyback**



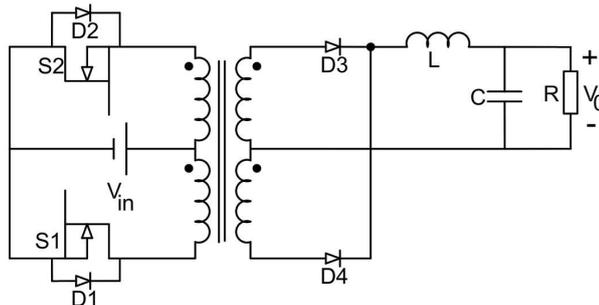
**Fonte: Autoria Própria**

### 2.1.3 CONVERSOR *PUSH-PULL*

O conversor *Push-Pull* pode ser relacionado com um conversor Buck isolado, devido as características construtivas, geralmente aplicado utilizando o modo de condução descontínua. (Silva, 2020) destaca que uma das características mais marcantes dessa topologia é a possibilidade de realizar saídas em multinível, fazendo com que uma mesma estrutura possibilite diversas tensões de saída.

Diferentemente das topologias apresentadas anteriormente, essa topologia deve apresentar um funcionamento simétrico, a fim de evitar saturação do transformador. O estágio de potência do conversor push-pull é apresentado na Figura 4

**Figura 4 – Conversor CC/CC Push-Pull**



**Fonte: Autoria Própria**

## 2.2 CONVERSOR CC/CA

Os conversores CC/CA, também conhecidos como inversores de frequência, são equipamentos eletrônicos que têm por objetivo realizar a conversão de Corrente Contínua (CC) em Corrente Alternada (CA), podendo ser aplicados em diversas áreas que vão desde o processamento de energia até acionamentos de máquinas elétricas.

Como os inversores são equipamentos muito utilizados no mercado, há uma grande variedade de arquiteturas e configurações, sendo que cada uma delas possui certas particularidades que podem ser ou não vantajosas de acordo com a aplicação do mesmo. De modo geral, são circuitos compostos por uma fonte de alimentação interligada com transistores que realizam o “chaveamento do circuito” para aplicar uma tensão em uma carga.

Eles podem apresentar um ou mais “braços” de transistores, geralmente compostos por dois transistores ligados em série juntamente com diodos em paralelo com cada transistor. Esses diodos operam como diodos de roda livre para que, quando haja o bloqueio de um dos transistores do braço, haja um caminho para a corrente ser levada para o “terra” do circuito.

Em conversores que apresentam dois ou mais braços de transistores, se faz necessária a contabilização do chamado “tempo morto”. Esse tempo morto é responsável por evitar que os transistores do mesmo braço entrem em condução ao mesmo tempo. Caso ambos os transistores conduzam ao mesmo tempo, ocorre um fenômeno chamado de curto-circuito de braço, que pode ocasionar danos graves, tanto aos componentes quanto ao próprio circuito (Barbi, 2022).

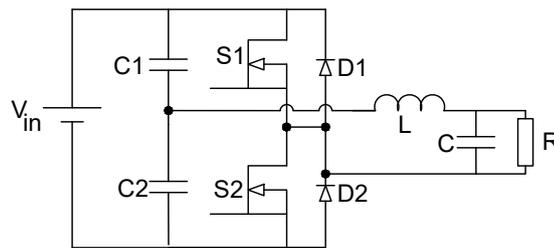
Os inversores podem apresentar diversas classificações, quanto à característica de saída, podendo ser um inversor de tensão ou de corrente, quanto ao número de fases (monofásico, trifásico e polifásico), quanto à estratégia de modulação (PWM, SPWM, SVPWM, etc.) e se são isolados ou não. No decorrer deste trabalho serão apresentados os principais tipos e seus funcionamentos.

### 2.2.1 MEIA PONTE (*HALF BRIDGE*)

O conversor de Meia Ponte é a estrutura mais simples dos conversores CC/CA, apresenta dois transistores, compondo assim, um único braço. Essa topologia, apresentada na Figura 5, necessita de uma entrada com ponto médio ou então de um divisor capacitivo em caso de uma entrada convencional.

Uma limitação do inversor meia-ponte é que o máximo valor da tensão de saída deve ser menor que a metade da tensão de entrada. Além do mais, a estrutura é adequada para aplicações mais reduzidas.

**Figura 5 – Conversor CC/CA Meia Ponte**

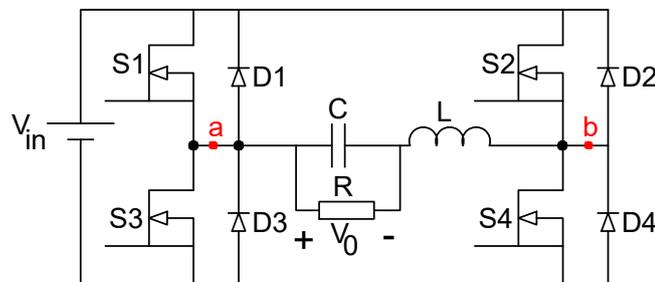


**Fonte: Autoria Própria**

### 2.2.2 PONTE COMPLETA (*FULL BRIDGE*)

O conversor de ponte completa, apresentado na Figura 6, é a topologia mais utilizada no mercado, devido à sua grande versatilidade em alimentar diversos tipos de carga, sendo possível os inversores serem alimentados por tensão contínua. Há a possibilidade de gerar tensões trifásicas, possibilitando assim aplicarmos diversos métodos de controle e modulação, além de que suas características construtivas possibilitam o acionamento de cargas de grande potência. A principal vantagem dessa topologia é que ela apresenta em sua saída uma tensão que pode variar de 0 V até a tensão de entrada.

**Figura 6 – Conversor CC/CA Ponte Completa**



**Fonte: Adaptado de Barbi (2007)**

Como já destacado anteriormente, o inversor de ponte completa permite a obtenção de uma tensão de saída no formato senoidal. O inversor de ponte completa é composto de 4 transistores, formando assim dois braços de transistores. Para que o inversor de ponte completa funcione de maneira correta, faz-se necessário que os transistores conduzam de maneira alternada, ou seja, obrigatoriamente os circuitos S1 e S4 devem conduzir simultaneamente, assim como S2 e S3. Em hipótese nenhuma os transistores S1-S3 e S2-S4 devem conduzir ao mesmo tempo, caso ocorra a condução de ambos do mesmo “braço”, ocorrerá o curto-circuito de braço.

### 2.2.2.1 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

A estratégia de modulação é uma etapa fundamental do processo de funcionamento dos conversores de energia, pois influencia diretamente no rendimento e no custo de fabricação e modelagem do conversor. Barbi (2022) destaca duas principais formas de modulação. A modulação PWM com um pulso de período e a modulação PWM senoidal.

A modulação PWM com pulso único é a modulação mais simples de ser aplicada aos conversores, no entanto, ela apresenta um grande número de harmônicas de baixa frequência de tensão na carga, fazendo com que seja necessário o projeto de um filtro grande e volumoso para compensar esses harmônicos. Para evitar esta situação, será utilizada a modulação PWM senoidal.

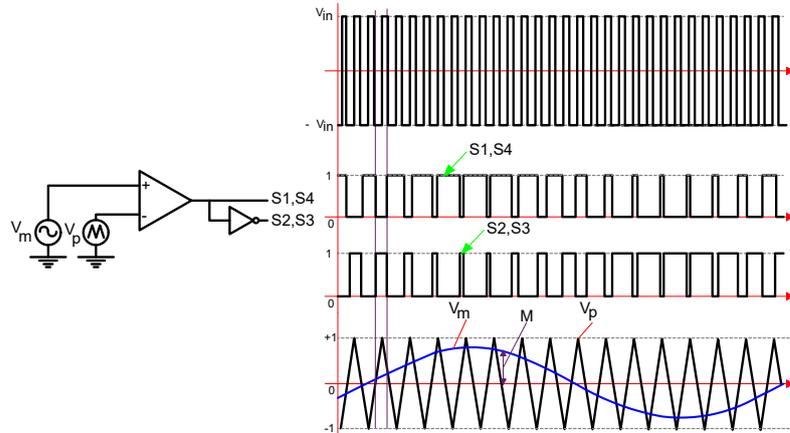
Na literatura podem ser encontradas diversas maneiras de modulação PWM senoidal. Andrade (2012) demonstra diversas estratégias de modulação que apresentam vantagens e desvantagens dependendo da aplicação em que as topologias estão inseridas. No entanto, este trabalho visa discorrer sobre os dois principais tipos de modulação PWM, sendo eles, respectivamente, a modulação de dois e três níveis.

A modulação a 2 níveis apresenta este nome devido ao formato de onda do PWM. Como o próprio nome sugere, a modulação a 2 níveis apresenta dois níveis distintos de tensão, sendo um deles positivo e o outro negativo. Esta estratégia de modulação resulta na necessidade de maior esforço de filtragem que a estratégia de 3 níveis, sendo esse o principal fator limitante da sua aplicação.

Para essa modulação é empregado o modulador demonstrado na Figura 7, em que o modulador apresenta dois circuitos de comparação, sendo cada um deles responsável por acionar um par de interruptores, S1 e S4 acionados pelo sinal do primeiro comparador, e analogamente, S2 e S3 sendo acionados pelo segundo comparador.

Observando ainda o circuito modulador, percebe-se que o acionamento dos interruptores se dá ao comparar uma tensão de entrada senoidal com uma onda portadora de formato triangular, as quais, se sobrepostas, permitem observar em quais pontos irá ocorrer o acionamento dos interruptores dos nossos conversores.

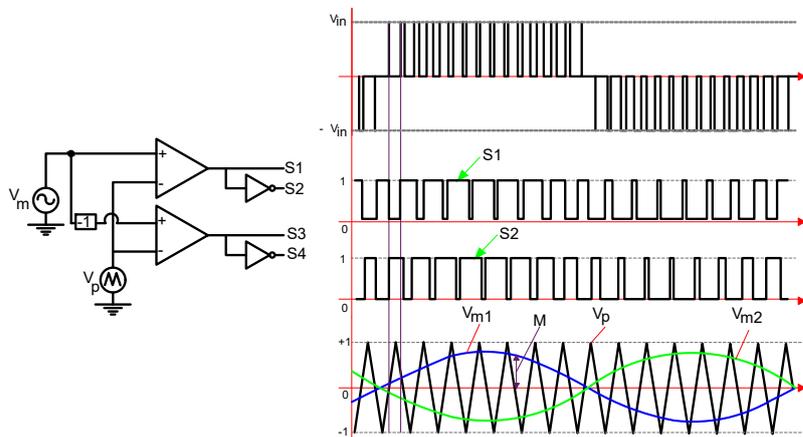
**Figura 7 – Modulação a 2 níveis**



Fonte: Adaptado de Barbi (2022)

Já a modulação de 3 níveis, também conhecida como unipolar, conta com a utilização do nível nulo de tensão, emprega os níveis positivo e negativo. A modulação de três níveis emprega os níveis positivo, zero e negativo. Além de apresentar um nível de tensão intermediário, observa-se que o circuito modulador apresenta um comparador adicional com uma alimentação negativa do sinal de entrada. Na modulação 3 níveis, quatro sinais de comando distintos são necessários para o acionamento dos interruptores do inversor.

**Figura 8 – Modulação a 3 níveis**



Fonte: Adaptado de Barbi (2022)

Apesar de relativamente mais complexo, a implementação da modulação de três níveis pode ser facilmente implementada utilizando microcontroladores modernos. Sendo assim, essa alternativa se torna mais utilizada, principalmente devido à redução dos esforços de filtragem associados à utilização de uma quantidade maior de níveis de tensão.

Para que haja o correto dimensionamento da modulação do sistema, faz-se necessário calcular dois parâmetros, sendo eles o índice de modulação ( $M_a$ ), que relaciona os valores de

pico da tensão de referência ( $V_{Refpk}$ ) e da tensão triangular ( $V_{tpk}$ ) ou também do valor de pico da tensão de saída ( $V_{0pk}$ ) pela tensão de entrada ( $V_{in}$ ), e também a taxa de frequência ( $M_f$ ) que relaciona as frequências de tensão triangular ( $f_t$ ) e da tensão de referência ( $f_{ref}$ ).

$$M_a = \frac{V_{0pk}}{V_{in}} = \frac{V_{Refpk}}{V_{tpk}} \quad (1)$$

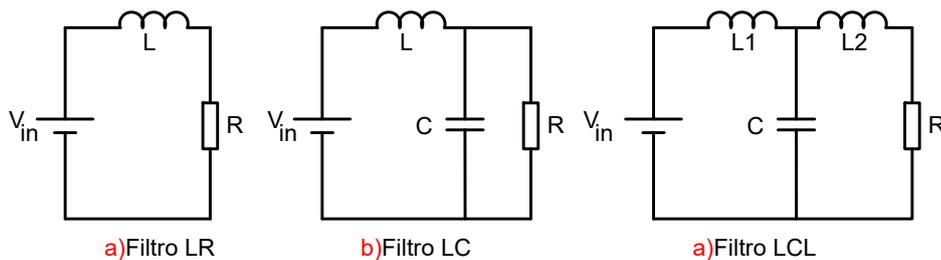
$$M_f = \frac{f_t}{f_{ref}} \quad (2)$$

### 2.2.2.2 FILTRO DA SAÍDA

Como visto anteriormente, as topologias dos conversores CC/CA e os métodos de modulação influenciam diretamente no tamanho dos componentes e no princípio de funcionamento do conversor. Como destacado por (Facco; Dupont; Piazza, 2019), os harmônicos de saída são extremamente prejudiciais tanto para a carga quanto para o funcionamento do sistema.

Os filtros de saída operam através da capacidade de bloquear ou passar certas frequências, e podem apresentar diversas topologias (LR,LC,LCL), representadas através da Figura 9.

Figura 9 – Topologias de filtros de saída



Fonte: Autoria Própria

Hojabri, Hojabri e Toudeshki (2015) destacam que uma das vantagens ao colocarmos o capacitor em paralelo com a carga faz com que diminua a variação de tensão na saída, além de aumentar significativamente o fator de potência, fazendo assim com que a topologia indutiva-capacitiva (LC) seja uma topologia interessante para a aplicação no nosso circuito.

Jayaraman e Sreedevi (2017) e Azani *et al.* (2016) destacam que, quando comparado com o filtro puramente indutivo (RL) ele apresenta uma maior eficiência, além de apresentar um tamanho físico reduzido quando operado em altas frequências.

No entanto, os autores ainda destacam que a principal desvantagem da topologia LC, quando comparada com a topologia RL, é que o controle do filtro LC é mais complexo, conseqüentemente, apresenta um maior custo. No entanto, o circuito RL apresenta uma relação custo-benefício maior do que quando comparado a um filtro LC ao sistema.

Azani *et al.* (2016) ainda cita que a principal desvantagem da topologia LCL em relação à topologia LC é a sua complexidade de operação, devido a uma grande sensibilidade a ressonâncias, as quais necessitam de técnicas mais avançadas de modulação. Sendo analisados esses fatores, foi adotada a topologia LC para este projeto.

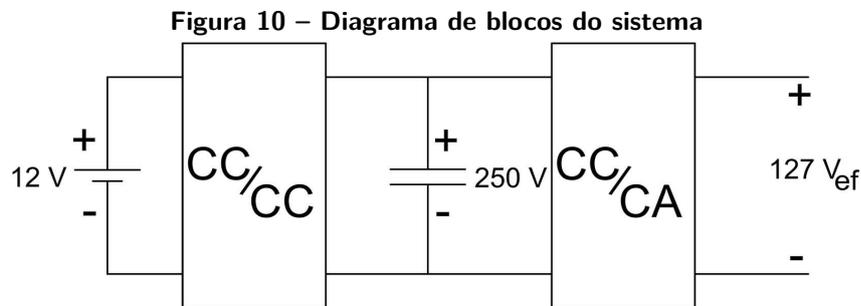
### 3 SISTEMA DE CONVERSÃO CC-CA UTILIZANDO AS TOPOLOGIAS PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE E INVERSOR PONTE COMPLETA

No capítulo anterior foi realizada uma breve revisão sobre as diversas topologias amplamente utilizadas na eletrônica de potência. Este capítulo tem por objetivo abordar a análise teórica das topologias escolhidas para o projeto do circuito.

A Figura 10 apresenta o diagrama de blocos que representa o sistema a ser analisado. A configuração conta com um estágio CC-CC para elevação da tensão e um estágio CC-CA para a geração da tensão alternada que alimentará a carga.

É esperado que o conversor CC/CC realize a conversão da tensão de entrada de 12 V em uma tensão de aproximadamente 250 V. A tensão de 250 V foi escolhida para que o inversor de frequência (conversor CC/CA) consiga operar com uma certa margem, uma vez que necessita-se gerar uma tensão de 127 V, cujo valor de pico é aproximadamente 180 V.

Como a tomada veicular deve alimentar cargas com baixa potência (ventiladores, carregadores celulares, equipamentos de cozinha, etc.), considera-se que uma potência aparente de 300 VA é suficiente para atender à grande parte das situações.



**Fonte: Autoria Própria**

Para que o sistema possa ser adequadamente projetado, faz-se necessária a análise criteriosa dos circuitos que o constituem. Neste trabalho, a análise será subdividida em duas partes: análise qualitativa, que visa descrever com detalhes a operação dos circuitos, e análise quantitativa, cujos resultados formam a base para a determinação dos componentes dos conversores.

#### 3.0.1 ANÁLISE QUALITATIVA

Agostini (2025) define que a análise qualitativa visa entender o funcionamento e o comportamento do circuito. Inicialmente, será definida uma análise mais teórica, visando

compreender as etapas de funcionamento das topologias propostas a fim de possibilitar a elaboração dos formatos de onda distintos em cada etapa. Cada etapa será analisada distintamente, fazendo com que seja possível identificar características que passariam despercebidas caso não fosse feita uma análise mais aprofundada.

Uma vez descritas as principais etapas de operação e seus respectivos formatos de onda, faz-se necessária a obtenção das grandezas de maior relevância para os cálculos, as quais geralmente são as correntes e tensões nos elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores). A partir desses valores, é possível determinar as demais tensões e correntes no circuito, permitindo o cálculo de esforços e a escolha dos componentes.

Para facilitar a análise matemática, adotou-se, sempre que possível, o critério de baixa ondulação, para que seja possível uma aproximação de maneira correta dos formatos de onda por valores constantes durante os ciclos de operação dos conversores. Isso significa que os elementos que satisfazem tal critério podem ser analisados, em um primeiro momento, de maneira simplificada, sendo que ondulações de tensão e/ou corrente podem ser calculadas em um momento posterior.

### 3.0.2 ANÁLISE QUANTITATIVA

Agostini (2025) explica ainda que, uma vez finalizada a análise qualitativa do circuito, faz-se possível a análise quantitativa do mesmo. Nesta etapa, serão definidas as incógnitas para que seja possível a resolução dos sistemas de equação: geralmente, as correntes e tensões nos elementos armazenadores de energia (obtidos na análise qualitativa) são fundamentais para a resolução dos sistemas.

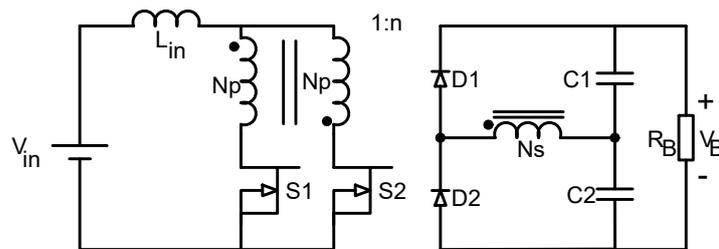
Tendo todas estas variáveis definidas e calculadas, torna-se possível definir os esforços de tensão e corrente nos componentes, além de possibilitar a determinação das ondulações de tensão e corrente nos capacitores e indutores, respectivamente, bem como o cálculo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores de potência.

## 3.1 *PUSH-PULL* COM DOBRADOR DE TENSÃO

Com a finalidade de prover elevado ganho de tensão, a topologia de conversor CC-CC escolhida neste projeto é o *Push-Pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão, conforme circuito apresentado na Figura 11. Tal escolha se deve ao fato de que tal solução possui três

características que contribuem para a elevação do ganho, sendo elas: o posicionamento do indutor no lado da entrada confere característica *boost* ao circuito; a utilização do transformador permite aumentar o ganho a partir da escolha adequada da relação de transformação ( $n$ ); e o dobrador de saída confere um estágio adicional de multiplicação.

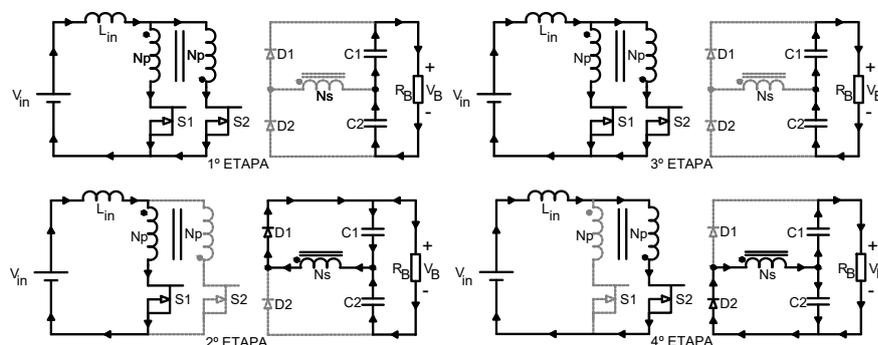
**Figura 11 – Estágio de potência do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.**



**Fonte: Autoria Própria**

Ao se observar o conversor *push-pull* convencional abordado no Capítulo 2, verifica-se a presença de dois braços de transistores. Como destacado anteriormente, em nenhum caso poderia haver a condução de ambos os braços, a fim de evitar o curto-circuito de braço. No entanto, a modificação da posição do indutor para a entrada no circuito apresentado na Figura 12 permite que o conversor opere com ambos os braços conduzindo simultaneamente. Além do mais, nesta nova configuração é mandatório que haja operação simultânea, caso ocorra que os dois interruptores encontrem-se desligados, não haverá caminho para a corrente do indutor de entrada circular.

**Figura 12 – Etapas de operação do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.**



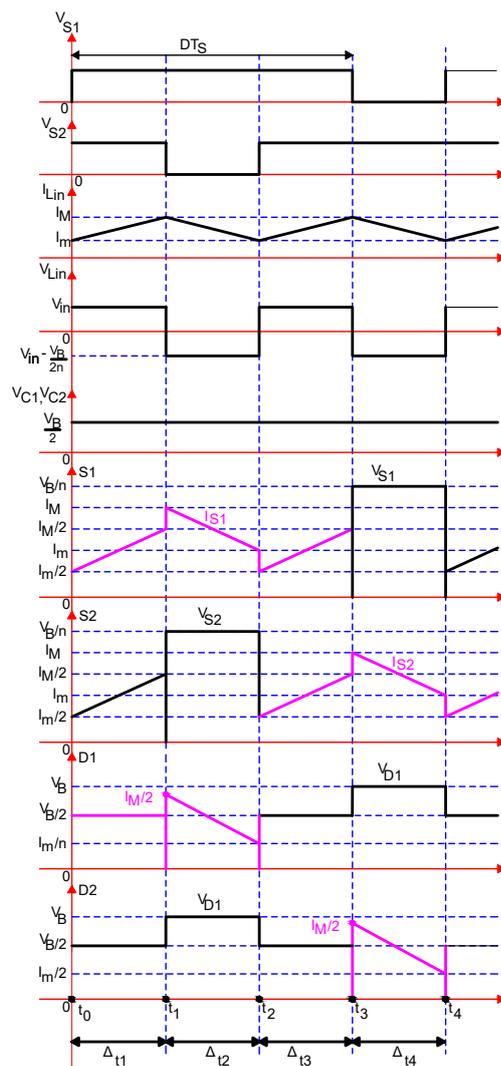
**Fonte: Autoria Própria**

Na primeira e terceira etapa, os capacitores alimentam a carga e também a condução dos interruptores S1 e S2, de modo que não há corrente em  $N_s$ . Na segunda etapa de operação,

a fonte fornece energia para o indutor de entrada e para o indutor  $L_{in}$ . Como S2 está operando em bloqueio e S1 está em condução, tem-se que a energia da fonte é transferida de  $L_{in}$  para Ns, de modo que a energia seja conduzida através do diodo D1, consequentemente, alimenta os capacitores C1 e C2, fazendo com que a tensão de saída do barramento ( $V_B$ ) seja o dobro da tensão de entrada ( $V_{in}$ ).

A quarta etapa é análoga à segunda etapa de operação, no entanto, S1 é bloqueado e a tensão em Ns é negativa, fazendo assim com que D3 entre em condução e D1 passe a estar em bloqueio. Na configuração do circuito, a tensão de saída corresponde à soma das tensões nos capacitores C1 e C2, o que confere ao circuito a característica dobradora. As principais formas de onda estão apresentadas na Figura 13.

**Figura 13 – Principais formas de onda para a operação do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.**



Fonte: Autoria Própria

### 3.1.1 ANÁLISE MATEMÁTICA

Nesta seção será realizado o equacionamento das principais variáveis do conversor, sendo elas os esforços nos componentes, os balanços nos elementos armazenadores de energia, além da definição dos sistemas de equação para cada etapa de operação do conversor.

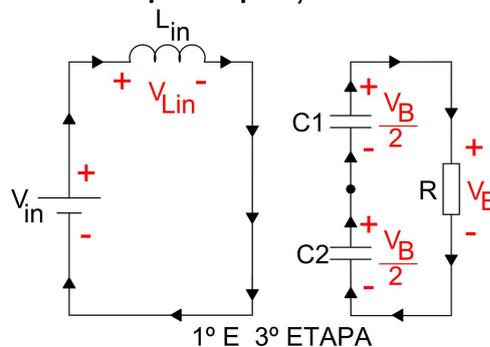
#### 3.1.1.1 1ª ETAPA DE OPERAÇÃO ( $t_0 - t_1$ )

Com base nas formas de onda apresentadas na Figura 13, têm-se os valores da corrente em  $L_{in}$  nos instantes  $t_0$  e  $t_1$ , conforme Equação (3).

$$\begin{cases} I_{L_{in}}(t_0) = I_m \\ I_{L_{in}}(t_1) = I_M \end{cases} \quad (3)$$

A Equação (3) apresenta o circuito equivalente que representa a operação do conversor na 1ª etapa de operação. A análise do circuito permite demonstrar que a tensão e a corrente no indutor  $L_{in}$  são dadas pela Equação (4) e pela Equação (5), respectivamente.

**Figura 14 – 1º e 3º etapa de operação do Push-Pull modificado**



**Fonte: Autoria Própria**

$$V_{L_{in}} = V_{in} \quad (4)$$

$$I_{L_{in}}(t) = I_{L_{in}}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_{in}}(t - t_0) \quad (5)$$

Substituindo os valores da Equação (3) na Equação (5), obtém-se:

$$I_{L_{in}}(t) = I_m + \frac{V_{in}}{L_{in}}(t - t_0) \quad (6)$$

Resolvendo a Equação (6) em  $t = t_1$ , resulta em:

$$I_{L_{in}}(t_1) = I_M = I_m + \frac{V_{in}}{L_{in}}(t_1 - t_0) \quad (7)$$

Reorganizando os termos, é possível obter a primeira solução do sistema para a primeira etapa de operação:

$$I_M - I_m = \frac{V_{in}}{L_{in}} \Delta t_1 \quad (8)$$

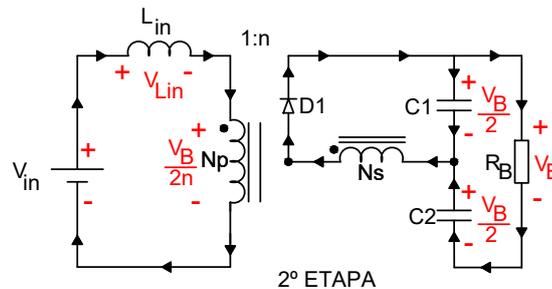
### 3.1.1.2 2ª ETAPA DE OPERAÇÃO ( $t_1 - t_2$ )

As condições inicial e final de corrente em  $L_{in}$  para a 2ª etapa de operação são dadas pela Equação (9).

$$\begin{cases} I_{L_{in}}(t_1) = I_M \\ I_{L_{in}}(t_2) = I_m \end{cases} \quad (9)$$

A partir da análise do circuito equivalente apresentado na Figura 15 é possível determinar a tensão e a corrente no indutor  $L_{in}$ , respectivamente representados pela Equação (10) e pela Equação (11).

**Figura 15 – 2ª etapa de operação do Push-Pull modificado**



**Fonte: Autoria Própria**

$$V_{L_{in}} = V_{in} - \frac{V_B}{2n} = -\left(\frac{V_B}{2n} - V_{in}\right) \quad (10)$$

$$I_{L_{in}}(t) = I_{L_{in}}(t_1) - \frac{\left(\frac{V_B}{2n} - V_{in}\right)}{L_{in}}(t - t_1) \quad (11)$$

Substituindo os valores da Equação (9) na Equação (11):

$$I_{L_{in}}(t) = I_M - \frac{\frac{V_B}{2n} - V_{in}}{L_{in}}(t - t_1) \quad (12)$$

$$I_{L_{in}}(t_2) = I_m = I_M - \frac{\frac{V_B}{2n} - V_{in}}{L_{in}}(t_2 - t_1) \quad (13)$$

Reorganizando os termos, obtém-se a solução do sistema para a segunda etapa de operação:

$$I_M - I_m = \frac{(\frac{V_B}{2n} - V_{in})}{L_{in}} \Delta t_2 \quad (14)$$

### 3.1.1.3 MODULADOR

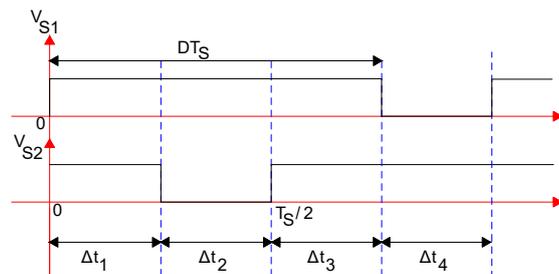
Uma vez finalizada a análise das etapas de operação, faz-se necessária a análise da modulação do sistema, conforme apresentado na Figura 16.

A partir das formas de onda dos pulsos de comando dos interruptores, é possível demonstrar que:

$$\Delta t_2 = (1 - D)T_s \quad (15)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{T_s}{2} \quad (16)$$

**Figura 16 – Pulsos de comando dos interruptores S1 e S2**



**Fonte: Autoria Própria**

### 3.1.1.4 BALANÇO AMPÉRE-SEGUNDO NOS CAPACITORES C1 E C2

Sabe-se que, para operação em regime permanente, os capacitores satisfazem o balanço Ampére-segundo, ou seja, os valores médios de suas correntes são nulos, conforme:

$$\begin{cases} \langle I_{C1} \rangle_{T_s} = 0 \\ \langle I_{C2} \rangle_{T_s} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

A partir da análise do circuito do conversor é possível demonstrar que os valores médios das correntes nos diodos D1 e D2 são iguais ao valor médio da corrente de saída do conversor, conforme as equações 18 e 19. Tal característica é uma consequência do balanço Ampère-segundo nos capacitores C1 e C2.

$$\langle I_{D1} \rangle_{T_s} = \langle I_{D2} \rangle_{T_s} = I_B \quad (18)$$

$$\langle I_{D1} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{D1}(t) dt = I_B \quad (19)$$

Resolvendo a integral, é possível determinar mais uma equação que caracteriza a operação em regime permanente:

$$\frac{1}{T_s} \frac{I_M}{n} + \frac{I_m}{n} \Delta t_2 = I_B \quad (20)$$

Uma vez finalizado o equacionamento das incógnitas do sistema, é possível obter a solução a partir das equações (21) a (25). Com base na Equação (22), demonstra-se que o conversor *push-pull* alimentado em corrente possui ação *boost*, uma vez que o denominador desta equação contém o termo (1-D). Além disso, verifica-se também que a relação de transformação (n) influencia no valor da tensão de saída, podendo assim fornecer mais um grau de liberdade para auxiliar o projetista a obter o ganho de tensão desejado.

$$I_M = \frac{I_B n}{1-D} + \frac{(2D-1)V_{in}}{4f_s L_{in}} \quad (21)$$

$$I_m = \frac{I_B n}{1-D} - \frac{(2D-1)V_{in}}{4f_s L_{in}} \quad (22)$$

$$V_0 = \frac{nV_{in}}{1-D} \quad (23)$$

$$\Delta t_1 = \Delta t_3 = \frac{(2D-1)T_s}{2} \quad (24)$$

$$\Delta t_2 = \Delta t_4 = (1-D)T_s \quad (25)$$

### 3.1.1.5 ONDULAÇÃO DE CORRENTE EM $L_{in}$

A ondulação de corrente no indutor  $L_{in}$  pode ser obtida diretamente da análise matemática do conversor, uma vez que corresponde à diferença entre os valores máximo e mínimo de corrente dados por 21 e 22, respectivamente. Assim, tem-se:

$$\Delta I L_{in} = I_M - I_m \quad (26)$$

Desse modo:

$$\Delta I L_{in} = \frac{(2D - 1)V_{in}}{2f_s L_{in}} \quad (27)$$

### 3.1.1.6 ONDULAÇÃO DE TENSÃO EM $C_1$ E $C_2$

Previamente ao cálculo da ondulação de tensão nos capacitores, deve-se observar que ambos os capacitores operam de forma simétrica, de forma que suas ondulações serão equivalentes.

Para ser possível obter a equação que define a ondulação dos capacitores, foi utilizada a Figura 17.

$$\Delta V_{C1} = \frac{-A_{descarga}}{C_1} = -\frac{-I_B(\Delta t_1 + \Delta t_3 + \Delta t_4)}{C_1} \quad (28)$$

Substituindo a Equação (24) e a Equação (25) na equação Equação (28), obtém-se:

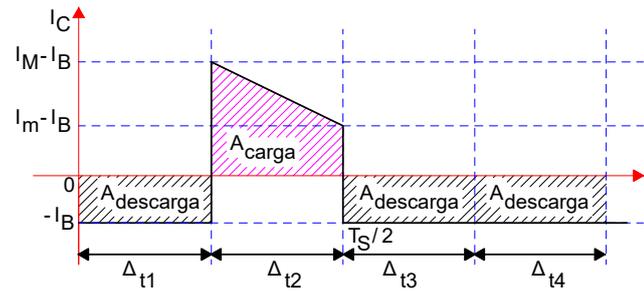
$$\Delta V_{C1} = \frac{I_B D T_s}{C_1} \quad (29)$$

Simplificando a equação:

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C2} = \frac{D I_B}{f_s C_1} \quad (30)$$

Através da Equação (28) é possível obter a ondulação no capacitor através da Figura 17.

Figura 17 – Ondulação de tensão nos capacitores do conversor *push-pull*



Fonte: Autoria Própria

### 3.1.1.7 ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS ELEMENTOS

Uma vez finalizado o cálculo nos elementos armazenadores de energia, faz-se necessário o cálculo dos esforços nos demais elementos do circuito.

Retomando a Figura 13, faz-se possível perceber que, para que o conversor funcione de maneira correta, o diodo deve suportar toda a tensão de saída e, conseqüentemente, a corrente nominal do circuito. Assim, tem-se que:

$$V_{D_{max}} = -V_B \quad (31)$$

$$V_{D_{ef}} = -V_{B_{ef}} \quad (32)$$

$$V_{D_{med}} = -V_{B_{med}} \quad (33)$$

$$I_{D_{max}} = I_B \quad (34)$$

Retornando novamente Figura 13 faz-se possível obter também os esforços nos interruptores. Para que os interruptores operem de maneira correta, faz-se necessário que elas suportem toda a tensão  $V_B$  além da corrente máxima do circuito, demonstrada pela Equação (21). Assim, tem-se que:

$$V_S = V_{in}n \quad (35)$$

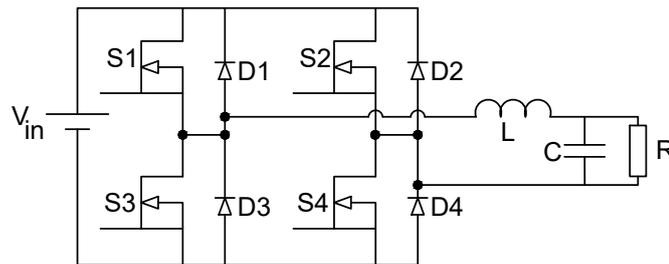
$$V_{S_{med}} = V_{med}n \quad (36)$$

$$V_{S_{ef}} = V_{ef}n \quad (37)$$

### 3.2 INVERSOR DE PONTE COMPLETA

O estágio CC-CA será constituído pelo inversor ponte completa apresentado na Figura 18. Tal escolha se deve ao fato dessa topologia ser capaz de gerar formas de onda senoidais com baixa distorção harmônica, com valor de pico até o valor da tensão  $V_B$ .

Figura 18 – Estágio de Potência do Conversor CC-CA Ponte Completa com Filtro de Saída LC.

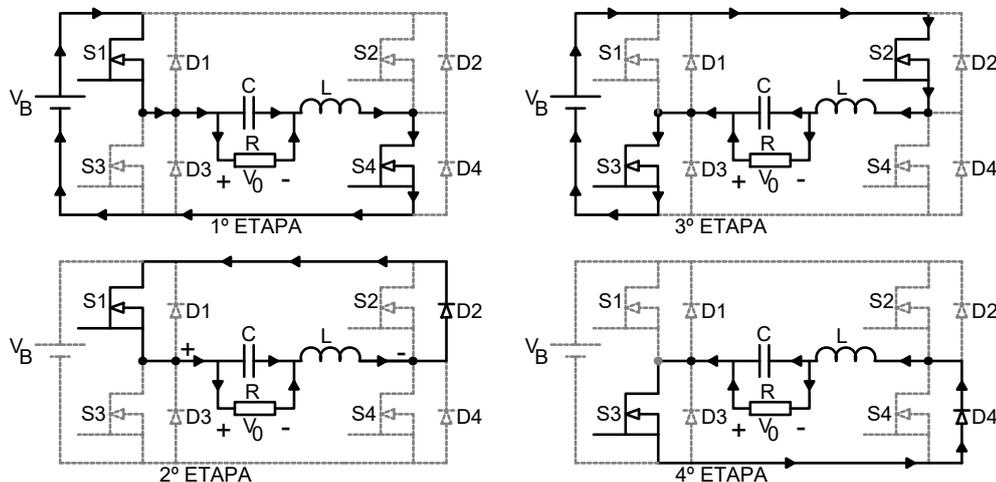


Fonte: Adaptado de Barbi (2022)

Na primeira etapa de operação, a fonte  $V_{in}$  é aplicada ao estágio de saída através do acionamento dos interruptores S1 e S4. Já os interruptores S2 e S4 permanecem bloqueados, sendo submetidos ao valor de tensão de entrada  $V_B$ .

Na segunda e na quarta etapa temos os diodos operando em roda livre, de modo que toda a corrente presente na carga seja anulada. Caso ocorra o acionamento de ambos os transistores de um mesmo braço, ocorreria assim um curto-circuito de braço, que pode ocasionar danos permanentes ao sistema.

Figura 19 – Etapas de operação do conversor CC-CA Ponte Completa com filtro LC considerando o semiciclo positivo da tensão de saída.



Fonte: Adaptado de Barbi (2022)

Na terceira etapa é possível observar que a corrente circula tanto pelo interruptor S1 quanto pelo diodo D2. Tal etapa é considerada um intervalo de roda livre, uma vez que a tensão aplicada na entrada do filtro de saída é nula. Ao final da etapa, ocorre o bloqueio de S2 e a entrada em condução de S4. A Tabela 1 detalha os possíveis estados dos interruptores, juntamente com os respectivos valores de  $V_{ab}$ .

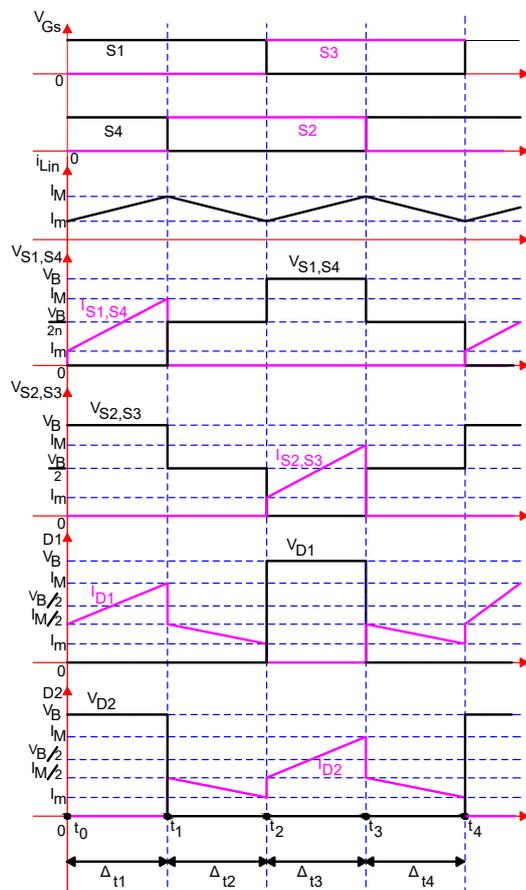
**Tabela 1 – Estados dos interruptores e respectivos níveis de tensão  $V_{ab}$ .**

Estado	S1	S2	S3	S4	Tensão
1	ON	OFF	OFF	ON	$V_{in}$
2	ON	ON	OFF	OFF	0
3	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{in}$
4	OFF	OFF	ON	ON	0

Fonte: Autoria Própria

Para o inversor de ponte completa utilizado foram obtidas as formas de onda demonstradas na Figura 20.

**Figura 20 – Principais formas de onda do inversor ponte completa para o semiciclo positivo da tensão de saída.**



Fonte: Autoria Própria

### 3.2.1 ANÁLISE MATEMÁTICA

A partir do conhecimento qualitativo da operação do inversor ponte completa, é possível obter uma descrição matemática da sua operação, a partir da qual podem ser determinados: ganho estático, ondulações de tensão e corrente nos elementos armazenadores e esforços de tensão e corrente nos semicondutores de potência.

Prévio aos cálculos matemáticos, deve-se retomar as considerações do projeto dos componentes dos filtros de saída utilizando a modulação a três níveis, permitindo assim definir o ganho estático através da seguinte equação:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = 2D - 1 \quad (38)$$

Já para o correto dimensionamento do indutor, há de se levar em consideração o fato de que a máxima ondulação da corrente no sistema afeta diretamente o projeto do indutor, devido ao fato de que a corrente do sistema também varia de acordo com a tensão senoidal do sistema.

$$L_f = \frac{V_{in}}{2f_s \Delta I_{max}} \quad (39)$$

Já o capacitor do filtro LC atua como um dispositivo para limitar a frequência de comutação; segundo Illa Font (2019) isso acaba por mitigar a possibilidade com que ela entre em ressonância com o próprio filtro LC. Costuma-se inferir que a frequência de ressonância do filtro ( $f_0$ ) será uma década menor que a frequência de comutação do circuito, desse modo pode-se obter as equações (40) e (41):

$$f_0 = \frac{f_s}{10} \quad (40)$$

$$C_f = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_f} \quad (41)$$

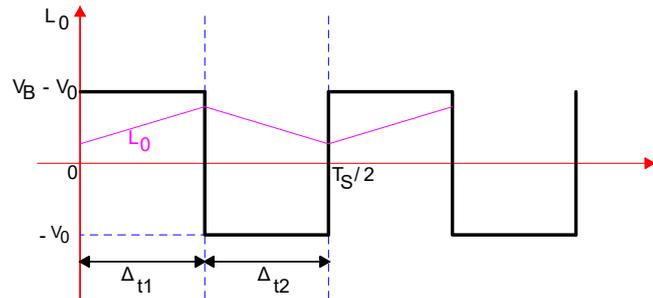
Analogamente, para a modulação de três níveis, é possível definir a equação de dimensionamento do indutor através da Equação (42):

$$L_f = \frac{V_{in}}{8f_s \Delta I_{max}} \quad (42)$$

### 3.2.1.1 RAZÃO CÍCLICA

Para operação em regime permanente, a razão cíclica pode ser obtida a partir da aplicação do balanço Volt-segundo no indutor  $L_0$ , cujas formas de onda são apresentadas na Figura 21. Sendo assim, obtêm-se as equações:

**Figura 21 – Tensão e corrente no indutor  $L_0$**



**Fonte: Autoria Própria**

$$\langle V_{L_0} \rangle_{T_s} = \langle V_{L_0} \rangle_{\frac{T_s}{2}} = 0 \quad (43)$$

$$\begin{cases} \Delta t_1 = \frac{(2D-1)T_s}{2} \\ \Delta t_2 = (1-D)T_s \end{cases} \quad (44)$$

A aplicação do balanço Volt-segundo implica que as áreas positiva e negativa sob a curva da tensão no indutor são equivalentes, de forma que:

$$(V_B - V_0) \frac{2D-1}{2} T_s - V_0 (1-D) T_s = 0 \quad (45)$$

Reorganizando os termos e substituindo os valores obtidos na Equação (44) na Equação (45) tem-se que:

$$D(\alpha) = \frac{1}{2} \left( V_{in} + \frac{V_0(\alpha)}{V_B} \right) \quad (46)$$

Retomando a equação Equação (1) temos que a razão cíclica em função do ângulo  $\alpha$  é dada por:

$$D(\alpha) = \frac{1}{2} + \frac{M_a}{2} \text{sen } \alpha \quad (47)$$

### 3.2.1.2 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR $L_0$

A partir da análise do circuito equivalente da primeira etapa de operação e dos níveis de corrente definidos na Figura 20, determina-se (48). Sabendo-se que a ondulação de corrente é definida como a diferença entre os valores máximo e mínimo, chega-se em (49).

$$I_M - I_m = \frac{V_B - V_0}{L} \Delta t_1 \quad (48)$$

$$\Delta I_{L_0} = \frac{V_B - V_0}{L} \frac{(2D - 1)}{2} T_s \quad (49)$$

Fica evidente a partir da Equação (49) que a ondulação de corrente não será constante durante a operação do conversor, já que  $D$  e  $V_0$  variam de acordo com o ângulo ( $\alpha$ ). Dessa forma, pode-se demonstrar que a ondulação de corrente em  $L_0$  em função de ( $\alpha$ ) é dada por:

$$\Delta I_{L_0}(\alpha) = \frac{V_B - V_{0p} \text{sen } \alpha}{2f_s L_0} M_a \text{sen } \alpha \quad (50)$$

Simplificando a equação anterior, obtém-se:

$$\Delta I_{L_0}(\alpha) = (1 - M_a \text{sen } \alpha) \text{sen } \alpha \frac{V_B M_a}{2f_s L_0} \quad (51)$$

Para o projeto adequado do inversor, é fundamental determinar o ponto de máxima ondulação de corrente. Para tanto, faz-se necessário encontrar os pontos críticos da função 51. A partir dos princípios básicos de cálculo, sabe-se que os pontos críticos de uma função não variam quando a mesma é escalonada por um fator constante. Sendo assim, é possível avaliar os pontos críticos com uma função  $f(\alpha)$  simplificada:

$$f(\alpha) = (1 - M_a \text{sen } \alpha) \text{sen } \alpha, \quad 0 < \alpha < \pi \quad (52)$$

Derivando a equação, tem-se que:

$$\cos(\alpha) - 2M_a \text{sen } \alpha \cos \alpha = 0 \quad (53)$$

Para que o lado direito da Equação (53) seja igual a zero, deve-se satisfazer pelo menos uma das seguintes igualdades:

$$\begin{cases} \cos \alpha = 0 \\ (1 - 2M_a \text{sen } \alpha) = 0 \end{cases} \quad (54)$$

Através de (54) é possível obter os pontos críticos do sistema:

$$\begin{cases} \alpha = \arcsen \frac{1}{2M_a} \\ \alpha = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (55)$$

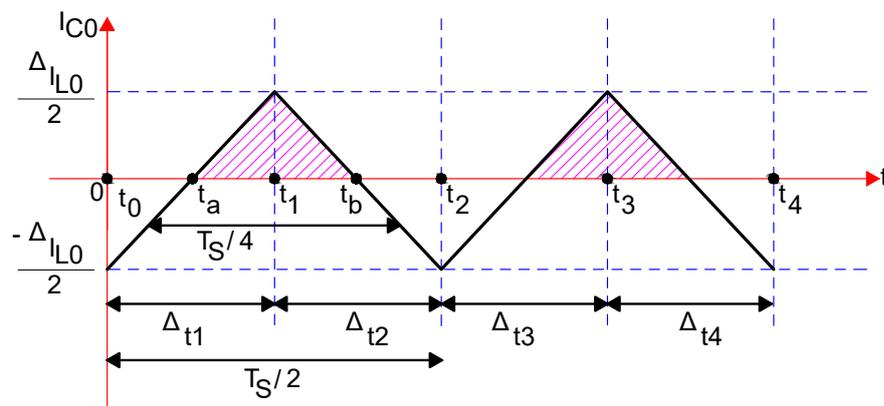
Finalmente, aplicando os pontos críticos, pode-se demonstrar que a máxima ondulação de corrente no indutor  $L_0$  é dada por:

$$\Delta I_{L_{0max}}(\alpha) = \frac{V_B M_a}{(2f_s L_0) 4M_a} = \frac{V_B}{8f_s L_0} \quad (56)$$

### 3.2.1.3 ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR $C_0$

Assim como realizado para o indutor, é necessário determinar a ondulação de tensão no capacitor  $C_0$  para que esse elemento possa ser adequadamente escolhido. Para esta análise, considera-se a forma de onda da corrente em  $C_0$  apresentada na Figura 22.

**Figura 22 – Forma de onda da corrente em  $C_0$  evidenciando a área de carga utilizada para a determinação da sua ondulação de tensão.**



**Fonte: Autoria Própria**

A partir da área de carga destacada no gráfico da Figura 22, obtém-se:

$$\int_{t_a}^{t_b} dV_0 = \int_{t_a}^{t_b} \frac{I_{L_0}}{C_0} dt \quad (57)$$

Calculando a área definida pela integral, obtém-se:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta I_{L_0}}{16f_s C_0} \quad (58)$$

### 3.2.1.4 ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES

Uma vez finalizado o cálculo da razão cíclica e das ondulações, serão calculados os esforços nos interruptores. Analisando o gráfico da Figura 20 determinam-se os esforços de tensão nos interruptores através da Equação (59).

$$V_{S1max} = V_{S2max} = V_{S3max} = V_{S4max} = V_B \quad (59)$$

Devido à simetria do conversor, os esforços de corrente nos interruptores são similares. Sendo assim, será considerado apenas o cálculo para S1, sendo o resultado obtido estendido para os demais interruptores. Com base na forma de onda de S1 apresentada na Figura 20 e sabendo que haverá corrente em S1 apenas no semiciclo positivo da tensão de saída, obtém-se a seguinte expressão para o valor médio de corrente:

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_{S_{med}(\alpha)} d\alpha + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d\alpha \quad (60)$$

Retornando aos conceitos sobre a modulação destacados na Seção 2.2.2.1 é possível reescrever a equação anterior em função do ângulo  $\alpha$ .

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{1}{2} + \frac{M_a}{2} \text{sen } \alpha \right) I_p \text{sen } \alpha d\alpha \quad (61)$$

Simplificando a equação, chega-se em:

$$I_{S_{med}} = \frac{I_p(M_a\pi + 4)}{8\pi} \quad (62)$$

Realizando o procedimento similar para o valor eficaz de corrente, determina-se:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_{S_{ef}}^2 \alpha d\alpha + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d\alpha} \quad (63)$$

Simplificando:

$$I_{S_{ef}} = I_p \sqrt{\frac{1}{4\pi} \int_0^{\pi} 1 + M_a \text{sen } \alpha \text{sen}^2 \alpha d\alpha} \quad (64)$$

Resolvendo-se (64), chega-se a:

$$I_{S_{ef}} = \frac{\sqrt{6}\sqrt{3\pi + 6M_a} I_p}{12\sqrt{\pi}} \quad (65)$$

### 3.2.1.5 ESFORÇOS NOS DIODOS

Análogo aos interruptores, a tensão máxima de bloqueio dos diodos é igual a  $V_B$ .

O valor médio de corrente no diodo calculado dentro de um período de comutação para um dado ângulo  $\alpha$  é dado por:

$$I_{D_{med}(\alpha)} = \left( \frac{1}{2} - \frac{M_a}{2} \text{sen } \alpha \right) I_p \text{sen } \alpha \quad (66)$$

Integrando durante o intervalo do semiciclo positivo:

$$I_{D_{med}} = \frac{I_p}{4\pi} \int_0^\pi (1 - M_a \text{sen } \alpha) I_p \text{sen } \alpha \, d\alpha \quad (67)$$

A resolução da integral 67 permite demonstrar que o valor médio da corrente nos diodos é dado por:

$$I_{D_{med}} = \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{M_a}{8} \right) I_p \quad (68)$$

Procedendo de forma similar para o valor eficaz:

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left( \frac{1}{2} - \frac{M_a}{2} \text{sen } \alpha \right)^2 I_p^2 \text{sen}^2 \alpha \, d\alpha} \quad (69)$$

Simplificando:

$$I_{D_{ef}} = I_p \sqrt{\frac{1}{4\pi} \int_0^\pi (1 - M_a \text{sen } \alpha) \text{sen}^2 \alpha \, d\alpha} \quad (70)$$

Finalmente, o valor eficaz de corrente nos diodos pode ser obtido a partir da resolução da Equação (70):

$$I_{D_{ef}} = \frac{\sqrt{6}\sqrt{3\pi - 8M_a} I_p}{12\sqrt{\pi}} \quad (71)$$

## 4 PROJETO DE UM SISTEMA DE 200 VA

Este capítulo tem por objetivo validar e verificar, por meio de simulações computacionais, se os valores obtidos através das expressões matemáticas satisfazem a operação real dos conversores.

Para uma melhor organização, este capítulo foi dividido em duas partes, uma delas sendo referente ao desenvolvimento dos cálculos que permitem a escolha dos componentes e a outra a simulação do circuito utilizando o software LTSpice, a fim de se obter uma representação mais realista do comportamento esperado do circuito em uma implementação prática futura.

### 4.1 INVERSOR DE PONTE COMPLETA

Como a última estrutura apresentada neste trabalho foi o inversor de ponte completa, optou-se por iniciar as análises experimentais pelo inversor.

#### 4.1.1 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO - ESTÁGIO INVERSOR

Para o projeto do inversor de ponte completa, foram utilizadas as seguintes especificações:

$$V_B = 250 \text{ V} \quad (72)$$

$$V_{0_{ef}} = 127 \text{ V} \quad (73)$$

$$S_0 = 300 \text{ VA} \quad (74)$$

$$f_s = 30 \text{ kHz} \quad (75)$$

$$\Delta V_{0\%} = 1\% \quad (76)$$

$$\Delta I_{L0\%} = 20\% \quad (77)$$

#### 4.1.1.1 CÁLCULOS PRELIMINARES

Para o correto dimensionamento dos elementos, faz-se necessário o cálculo da tensão de pico, a qual pode ser observada através da equação Equação (78).

$$V_{op} = \sqrt{2}V_{0ef} = 179,6 \text{ V} \quad (78)$$

Como definido anteriormente, a tensão de saída apresentará um formato de onda senoidal, justificando sua definição conforme a Equação (79).

$$V_o(\alpha) = V_{op} \text{sen } \alpha \quad (79)$$

A equação 79 permite determinar o valor instantâneo da tensão de entrada para qualquer valor de ângulo  $\alpha$ . Sabendo-se que a função seno tem seu máximo em  $\alpha = \pi/2$ , obtém-se Equação (80).

$$V_o\left(\frac{\pi}{2}\right) = V_{op} \text{sen} \frac{\pi}{2} = 179,6 \text{ V} \quad (80)$$

O valor máximo da razão cíclica pode ser obtido resolvendo-se Equação (1), resultando em:

$$M_a = 0,718 \quad (81)$$

O valor máximo da razão cíclica pode ser obtido resolvendo-se 3.2.1.2, para  $\alpha = \pi/2$ :

$$D\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0,859 \quad (82)$$

Uma vez finalizado o cálculo de todas as tensões do inversor de ponte completa, é possível então o cálculo dos valores das correntes no inversor. Seguindo o mesmo procedimento realizado para as tensões, foi calculada a corrente de pico de saída do conversor (Equação (83)) e a corrente média de entrada (Equação (84)).

$$I_p = \frac{2S_0}{V_{op}} = 3,341 \text{ A} \quad (83)$$

$$I_{in} = \frac{2S_0}{V_B} = 2,4 \text{ A} \quad (84)$$

Do mesmo modo com que o conversor apresenta a variação da tensão em função do

ângulo ( $\alpha$ ) o mesmo ocorre para as correntes no circuito. Vale ressaltar que, para o cálculo no ângulo crítico, é utilizada a Equação (85).

$$\alpha_{crit} = \arcsen \frac{1}{2M_a} \quad (85)$$

Calculando a corrente de pico através da Equação (86) e a corrente de entrada descrita pela Equação (87):

$$I_p(\alpha) = I_p \sen \alpha \quad (86)$$

$$I_{crit} = I_p \sen \alpha_{crit} = 2,325 \text{ A} \quad (87)$$

Já a resistência de carga é definida através da Equação (88).

$$R_0 = \frac{V_{0ef}^2}{S_0} = 53,763 \ \Omega \quad (88)$$

#### 4.1.1.2 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

Tendo todas as correntes e as tensões do conversor calculadas, é possível assim prosseguir com o dimensionamento do indutor do conversor.

A partir da definição da ondulação percentual de corrente dada em (77) e com base no valor de corrente em  $\alpha_{crit}$  calculado em 87, determina-se o valor da ondulação de corrente:

$$\Delta I = (I_{crit}) \Delta I_{L_0\%} = 0,465 \text{ A} \quad (89)$$

Substituindo-se 89 em 56, obtém-se o valor da indutância do filtro LC de saída do inversor:

$$L = \frac{V_B}{8f_s \Delta I} = 2,24 \text{ mH} \quad (90)$$

Para determinar o valor de pico da corrente no indutor, faz-se necessário calcular o valor da ondulação de corrente nesse elemento em  $\alpha = \pi/2$ :

$$\Delta I_{L_0}(\frac{\pi}{2}) = \left[ (1 - M_a \sen(\frac{\pi}{2})) \sen(\frac{\pi}{2}) \right] \left( \frac{V_B M_a}{2f_s L_0} \right) = 0,376 \text{ A} \quad (91)$$

Tendo calculado a ondulação máxima de corrente no indutor, torna-se possível determinar a corrente máxima do indutor através da Equação (92).

$$I_{\max} = I_p + \frac{\Delta I_{L_0} \left(\frac{\pi}{2}\right)}{2} = 3,529 \text{ A} \quad (92)$$

Assumindo-se que a influência da ondulação é desprezível para o cálculo do valor eficaz de corrente no indutor, tem-se 93.

$$I_{L_{ef}} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} = 2,362 \text{ A} \quad (93)$$

Esse trabalho não visa discorrer especificamente sobre a metodologia e a análise matemática profunda do projeto do indutor, logo não serão apresentados nesta seção todos os cálculos necessários para o projeto físico do elemento. Tais cálculos são apresentados em detalhes no Apêndice C.

A estrutura de montagem do indutor foi escolhida devido à disponibilidade de núcleos apresentados no laboratório, visando assim facilitar a montagem caso seja de interesse reproduzir este trabalho dentro das instalações do campus.

Com base nos cálculos apresentados em (90)-(93), obtêm-se os parâmetros para a construção do indutor:

- Núcleo: EE-42/21/15
- Número de Espiras: 125
- Entreferro: 1.586 mm
- Fio Condutor: 2x23 AWG

#### 4.1.1.3 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR

Análogo aos cálculos realizados na seção anterior, é possível definir a ondulação no capacitor através da Equação (94).

$$\Delta V_0 = V_{0_{crit}} \Delta V_{0_{\%}} = 1,25 \text{ V} \quad (94)$$

Substituindo-se (94) em (58), determina-se o valor da capacitância do filtro LC de saída do inversor:

$$C_0 = \frac{\Delta I}{16f_s \Delta V} = 0,775 \mu F \quad (95)$$

Como o valor destacado acima não é um valor comercial, faz-se necessária a utilização de valor comercial mais próximo encontrado, o qual se trata de um capacitor de  $1\mu F$ .

#### 4.1.1.4 ESFORÇOS NOS INTERRUPTORES

Com base nos resultados dados pelas equações (62) e (65), determina-se os valores médio e eficaz de corrente nos interruptores, conforme (96) e (97).

$$I_{Smed} = \frac{I_p(\pi M_a + 4)}{8\pi} = 0,832 \text{ A} \quad (96)$$

$$I_{Sef} = \frac{\sqrt{6}\sqrt{3\pi} + 6M_a I_p}{12\sqrt{\pi}} = 1,426 \text{ A} \quad (97)$$

Como no inversor de ponte completa tem o objetivo de transformar a tensão CC em tensão CA, desse modo o esforço de tensão máximo do transistor será a tensão  $V_B$  de 250 V. Optou-se por utilizar MOSFET's modelo IPW60R090CFD7XKSA1.

#### 4.1.1.5 ESFORÇOS NOS DIODOS

De forma análoga ao realizado para os interruptores, os valores médio e eficaz de corrente nos diodos podem ser determinados através das equações (68) e (71), respectivamente. Sendo assim, tem-se (98) e (99).

$$I_{Dmed} = \frac{I_p(4 - \pi M_a)}{8\pi} = 0,232 \text{ A} \quad (98)$$

$$I_{Def} = \frac{\sqrt{6}\sqrt{3\pi} - 8M_a I_p}{12\sqrt{\pi}} = 0,738 \text{ A} \quad (99)$$

Uma vez calculado as correntes eficaz e média só resta realizar o cálculo da corrente máxima através da Equação (100):

$$I_{Dmax} = I_p + \frac{\Delta I_{L_0} \left(\frac{\pi}{2}\right)}{2} = 3,529 \text{ A} \quad (100)$$

$$V_{Dmax} = -V_B = -250 \text{ V} \quad (101)$$

Como optou-se por utilizar MOSFET's não houve a necessidade da utilização de diodos externos, uma vez que os MOSFET's apresentam um diodo interno.

Os componentes utilizados no inversor de ponte completa estão devidamente listados na Tabela 2

Tabela 2 – Componentes utilizados no inversor ponte completa

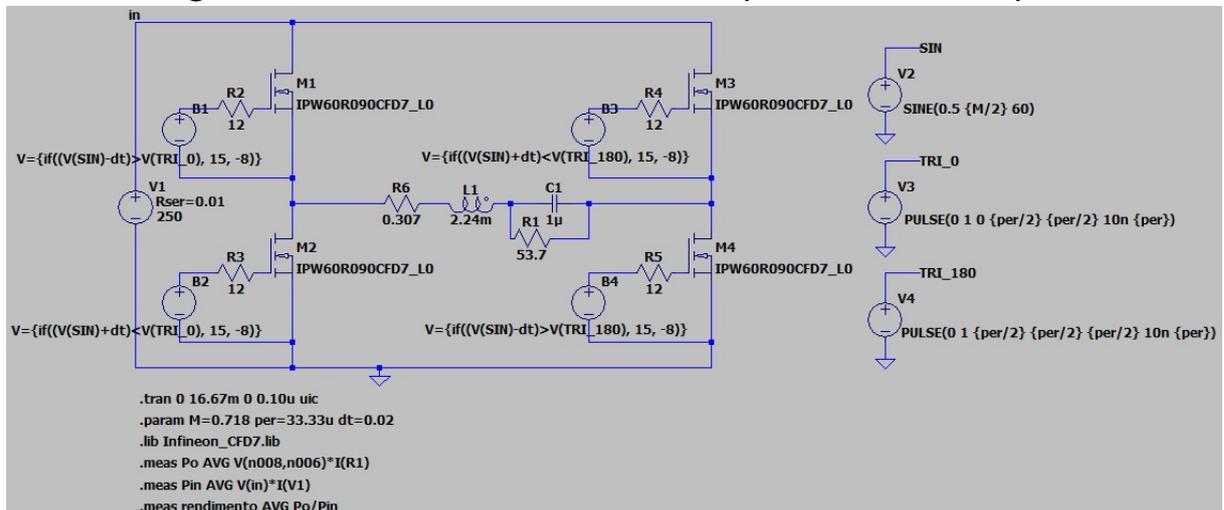
MOSFETs	IPW60R090CFD7XKSA1
CAPACITOR	1 $\mu$ F
INDUTOR	2,24 mH
NÚCLEO DO TRANSFORMADOR	EE-42/21/15

Fonte: Autoria Própria

#### 4.1.2 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Para a análise dos resultados da simulação, foi utilizado o circuito demonstrado na Figura 23.

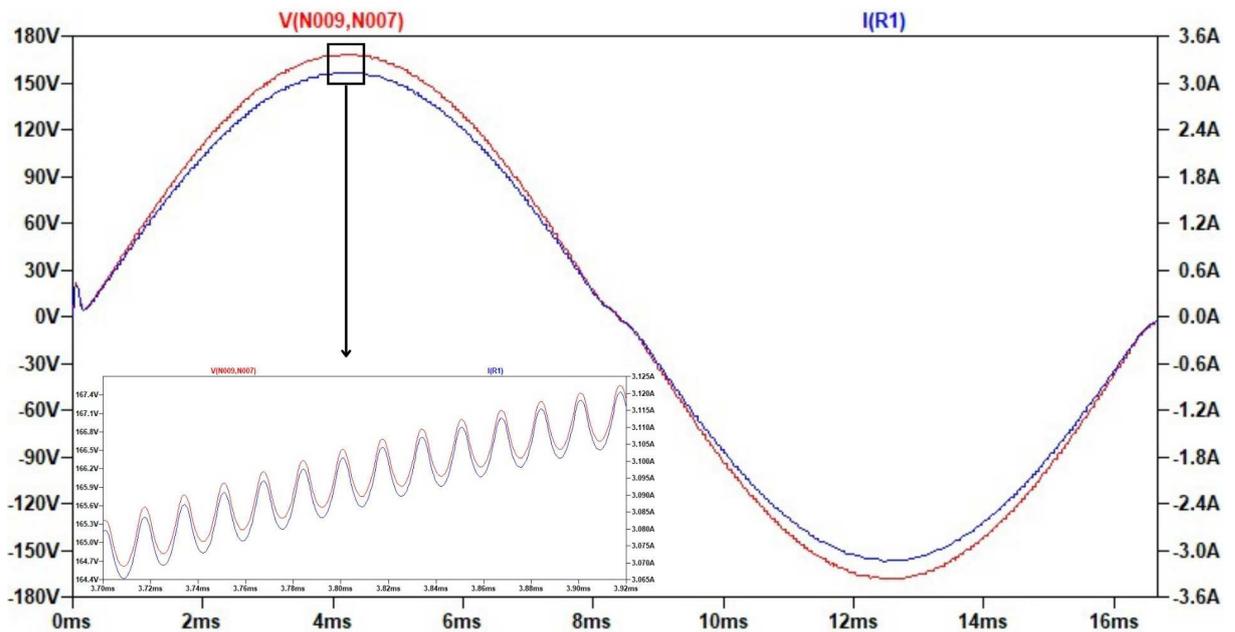
Figura 23 – Circuito do Inversor de Ponte Completa utilizado no LTSpice



Fonte: Autoria Própria

É possível observar na Figura 24 uma tensão de saída de pico de aproximadamente 180 V, ocasionando uma tensão de saída eficaz de aproximadamente 127 V, que, por conta das perdas no circuito, acabou por ficar um pouco abaixo da tensão esperada. É possível observar também uma corrente de saída de pico de aproximadamente 3,1 A, muito próxima ao valor calculado na Equação (83).

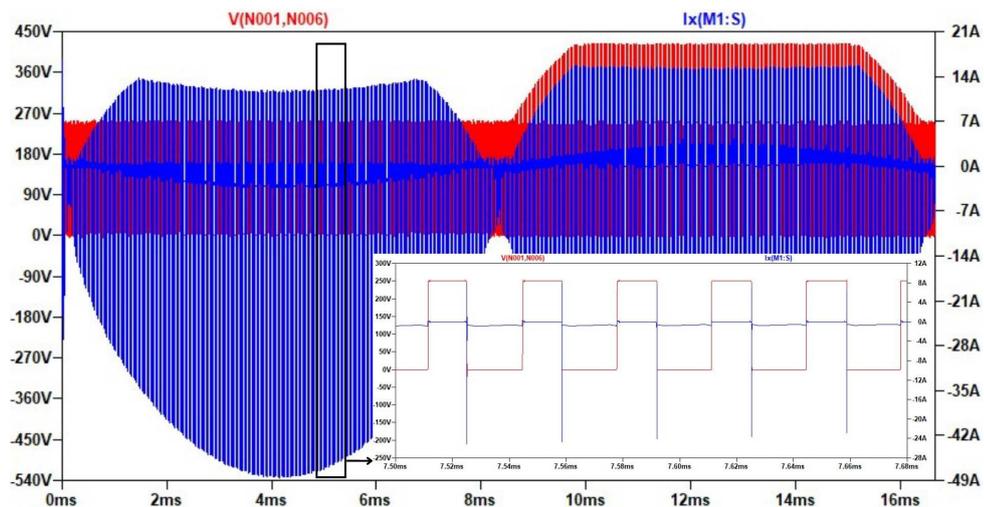
Figura 24 – Formas de onda de tensão e corrente de saída no inversor ponte completa



Fonte: Autoria Própria

Observa-se na Figura 25 os esforços de tensão e de corrente nos interruptores. Os picos negativos de corrente observados nas formas de onda correspondem à recuperação reversa dos diodos, enquanto que as sobretensões nos interruptores se devem às indutâncias parasitas consideradas nos modelos *SPICE* fornecidos pelo fabricante do elemento semiconductor.

Figura 25 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores do inversor ponte completa

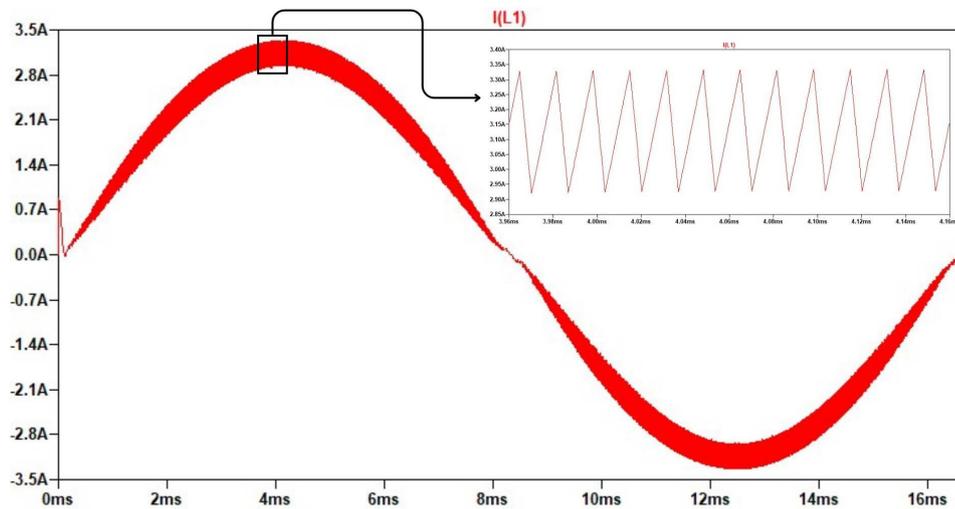


Fonte: Autoria Própria

Observa-se na Figura 26 que a corrente do indutor apresenta um formato de onda senoidal, confirmando assim que o conversor está operando de maneira correta. Retornando às equações (89) e (92), observa-se que a simulação apresenta uma corrente levemente menor

devido a perdas no sistema, além de apresentar uma ondulação bem próxima ao valor calculado. Considera-se, assim, validados os cálculos realizados para a corrente e a respectiva ondulação no indutor.

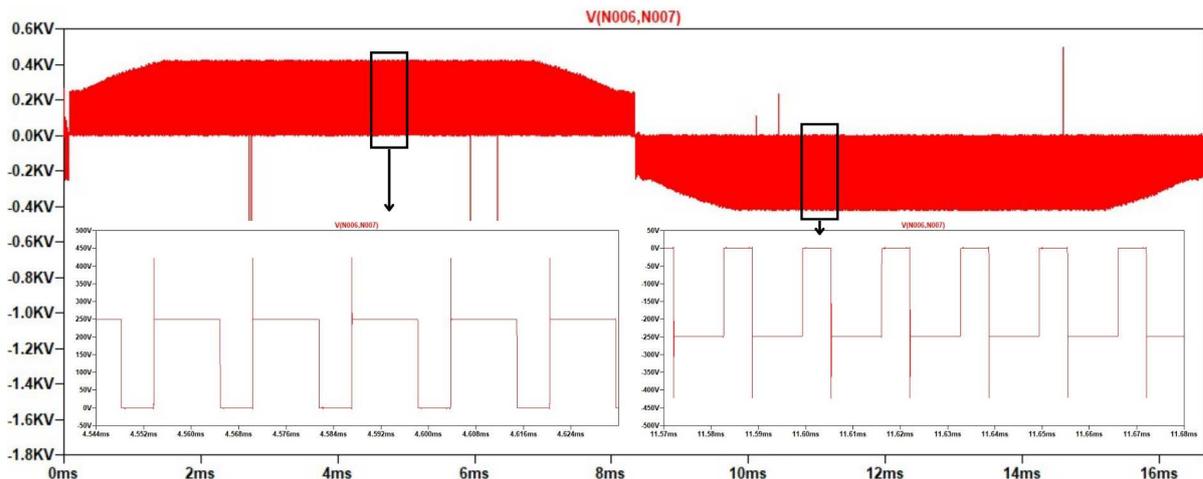
**Figura 26 – Forma de onda de corrente no indutor  $L_0$  do inversor ponte completa.**



Fonte: Autoria Própria

Observa-se ao analisar a Figura 27, que a tensão máxima é coincidente com a tensão máxima destacada na Figura 20. A simulação ainda demonstra que os formatos de onda coincidem com o formato de onda utilizado na modulação unipolar, destacado na Figura 8.

**Figura 27 – Formas de onda da tensão  $V_{ab}$  do inversor ponte completa.**



Fonte: Autoria Própria

Uma vez validados todos os parâmetros do Inversor de Ponte Completa, foi possível assim definir o cálculo do rendimento do conversor, demonstrado na Figura 28, da qual demonstra a maneira que fora calculada a potência de entrada e a potência de saída, na primeira

e segunda linha do código, respectivamente, e com isso, realizar o cálculo do rendimento do mesmo, na terceira linha, obtendo assim o rendimento total do sistema, de aproximadamente 97%, observa-se também que a potência de saída foi de 271 VA.

**Figura 28 – Rendimento do Inversor de Ponte Completa**

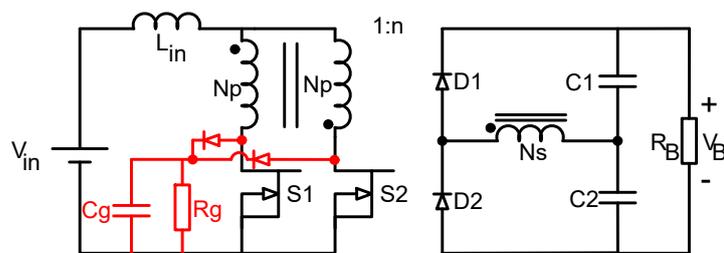
```
po: AVG(v(n008,n006)*i(r1))=271.257 FROM 0 TO 0.01567
pin: AVG(v(in)*i(v1))=-279.77 FROM 0 TO 0.01567
rendimento: AVG(po/pin)=-0.969572 FROM 0 TO 0.01567
```

Fonte: Autoria Própria

## 4.2 PUSH-PULL COM DOBRADOR DE TENSÃO

Esta seção trata do dimensionamento dos componentes que constituem o conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão, conforme circuito apresentado na Figura 29. Salienta-se que o conversor necessita, em aplicações práticas, de um circuito para atenuar as sobretensões nos interruptores causadas pela energia armazenada na indutância de dispersão do transformador. Neste projeto optou-se pela utilização de um grampeador RCD, conforme destacado em vermelho no circuito do conversor.

**Figura 29 – Estágio de potência do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão com circuito grampeador.**



Fonte: Autoria Própria

Destaca-se que o circuito grampeador atua de forma muito breve durante os eventos de bloqueio dos interruptores, de forma que sua influência na operação do conversor *push-pull* pode ser desprezada. Sendo assim, continua válida a análise teórica desenvolvida neste trabalho.

### 4.2.1 ANÁLISE MATEMÁTICA

Como demonstrado na Figura 10, a alimentação do conversor será feita através da entrada ( $V_{in}$ ) de 12 V proveniente da bateria do veículo usualmente acessível por seus usuários.

Salienta-se que a tensão da bateria pode sofrer uma variação considerável, sendo que os circuitos que utilizam sua energia devem ser capazes de operar mesmo com tais variações. Sendo assim, considera-se, neste projeto, que a tensão da bateria pode variar de 10,4 V até 13,6 V, intervalo usual para as baterias de chumbo-ácido presentes em veículos de passeio. Sendo assim, apresentam-se a seguir as especificações para o projeto do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.

$$V_{in_{min}} = 10,4 \text{ V} \quad (102)$$

$$V_{in} = 12 \text{ V} \quad (103)$$

$$V_{in_{max}} = 13,6 \text{ V} \quad (104)$$

$$V_B = 250 \text{ V} \quad (105)$$

$$P_0 = 300 \text{ W} \quad (106)$$

$$f_s = 30 \text{ kHz} \quad (107)$$

$$\Delta V_{B_{\%}} = 1\% \quad (108)$$

$$\Delta I_{L_{inc\%}} = 10\% \quad (109)$$

$$D_{max} = 0,8 \quad (110)$$

#### 4.2.1.1 CÁLCULOS PRELIMINARES

Como destacado nos capítulos anteriores, foi observado que o conversor *push-pull* é um conversor naturalmente elevador, devido à presença de um transformador. Desse modo, faz-se possível definir a relação do número de espiras entre o enrolamento primário e o enrolamento secundário, dada a Equação (111).

$$n = \frac{(1 - D_{max})V_B}{V_{in_{min}}} = 4,808 \quad (111)$$

Para que seja possível a realização do dimensionamento dos componentes do conversor, é necessário inicialmente determinar os valores de razão cíclica para cada condição de tensão de entrada, conforme:

$$D_{min} = 1 - \frac{nV_{in_{max}}}{V_B} = 0,738 \quad (112)$$

$$D = 1 - \frac{nV_{in}}{v_B} = 0,769 \quad (113)$$

$$D_{max} = 1 - \frac{nV_{in_{min}}}{V_B} = 0,8 \quad (114)$$

Além dos valores de razão cíclica, será necessário determinar os valores médios de corrente de saída e de entrada do conversor, bem como a resistência equivalente de saída para operação com potência nominal. Os respectivos resultados são dados por:

$$I_B = \frac{P_0}{V_B} = 1,2 \text{ A} \quad (115)$$

$$I_{in} = \frac{P_0}{V_{in}} = 25 \text{ A} \quad (116)$$

$$R_0 = \frac{V_B^2}{P_0} = 208,33 \text{ } \Omega \quad (117)$$

#### 4.2.1.2 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

Sabe-se que a indutância  $L_{in}$  deve ser escolhida de forma a manter sua ondulação de corrente limitada a um valor desejado. Neste projeto, como há variação de tensão de entrada, necessita-se avaliar a ondulação para os casos distintos de  $V_{in}$ , conforme:

$$\Delta I_{L_{in_{min}}} = \frac{nI_B}{1 - D_{min}} \Delta I_{L_{in\%}} = 4,412 \text{ A} \quad (118)$$

$$\Delta I_{L_{in}} = \frac{nI_B}{1 - D} \Delta I_{L_{in\%}} = 5 \text{ A} \quad (119)$$

$$\Delta I_{L_{in_{max}}} = \frac{nI_B}{1 - D_{max}} \Delta I_{L_{in\%}} = 5,769 \text{ A} \quad (120)$$

Como consequência, cada condição de tensão irá requerer um valor distinto de indutância para que a ondulação percentual de corrente fique dentro dos 10% especificados em (109). Para atender a todas as condições, deve-se selecionar o maior valor de indutância encontrado. Logo:

$$L_{in_{min}} = \frac{V_{in}(2D_{min} - 1)}{2f_s \Delta I_{L_{in_{min}}}} = 21,621 \text{ } \mu H \quad (121)$$

$$L_i = \frac{V_{in}(2D - 1)}{2f_s \Delta I_{L_{in}}} = 21,538 \mu H \quad (122)$$

$$L_{in_{max}} = \frac{V_{in}(2D_{max} - 1)}{2f_s \Delta I_{L_{in_{max}}}} = 20,8 \mu H \quad (123)$$

Uma vez finalizado o equacionamento das indutâncias, foi realizado o cálculo das correntes no indutor através das equações (124)-(126).

$$I_M = \frac{nI_B}{1 - D} + \frac{(2D - 1)V_{in}}{4f_s L_{in}} = 27,5 A \quad (124)$$

$$I_m = \frac{nI_B}{1 - D} - \frac{(2D - 1)V_{in}}{4f_s L_{in}} = 22,5 A \quad (125)$$

$$I_{L_{max}} = I_M = 27,5 A \quad (126)$$

A partir da forma de onda de  $I_{L_{in}}$  apresentada na Figura 13 é possível determinar os valores médio e eficaz dessa corrente, conforme:

$$I_{L_{in_{med}}} = \frac{I_M + I_m}{2} = 25 A \quad (127)$$

$$I_{L_{in_{ef}}} = \sqrt{\frac{I_m^2 + I_m I_M + I_M^2}{3}} = 25,042 A \quad (128)$$

Detalhes sobre os cálculos realizados para o projeto físico do indutor são apresentados no Apêndice A.

O indutor de saída do *Push-Pull* possui os parâmetros construtivos destacados abaixo.

- Núcleo: EE-42/21/15
- Número de Espiras: 11
- Entreferro: 1.278 mm
- Fio Condutor: 22x23 AWG

#### 4.2.1.3 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR

Assim como realizado para o dimensionamento do indutor, primeiramente se faz necessário calcular a ondulação de tensão presente no capacitor. Porém, como o valor da tensão

de saída deve permanecer constante em 250 V mesmo com variação da tensão da bateria, tem-se que a ondulação para qualquer condição de operação é dada por:

$$\Delta V_0 = V_0 \Delta V_{0\%} = 2,5 \text{ V} \quad (129)$$

Substituindo (129) em (30), determinam-se os valores de capacitância para garantir a ondulação máxima desejada para as condições de tensão de entrada:

$$C_{\text{omin}} = \frac{D_{\text{min}} I_B}{f_s \Delta V_0} = 11,815 \text{ } \mu F \quad (130)$$

$$C_0 = \frac{D I_B}{f_s \Delta V_0} = 12,308 \text{ } \mu F \quad (131)$$

$$C_{\text{omax}} = \frac{D_{\text{max}} I_B}{f_s \Delta V_0} = 12,8 \text{ } \mu F \quad (132)$$

Para um bom projeto, deve-se sempre adotar o pior caso de funcionamento, no qual a capacitância calculada é de  $12,8 \mu F$ , no entanto, este valor não é um valor comercial. Desse modo, iremos utilizar o valor de  $12,2 \mu F$ , que pode ser alcançado ao utilizar um capacitor de  $10 \mu F$  em paralelo com um capacitor  $2,2 \mu F$ , sendo possível obter uma capacitância total de  $12,2 \mu F$ .

#### 4.2.1.4 PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR

Detalhes do projeto físico do transformador são apresentados no Apêndice B deste trabalho.

Os principais parâmetros construtivos do transformador:

- Núcleo: EE-42/21/15
- Número de Espiras no Primário: 7
- Número de Espiras no Secundário: 34
- Fio Condutor Primário: 16x23 AWG
- Fio Condutor Secundário: 1x23 AWG

Os componentes do conversor *push-pull* estão devidamente listados na Tabela 3.

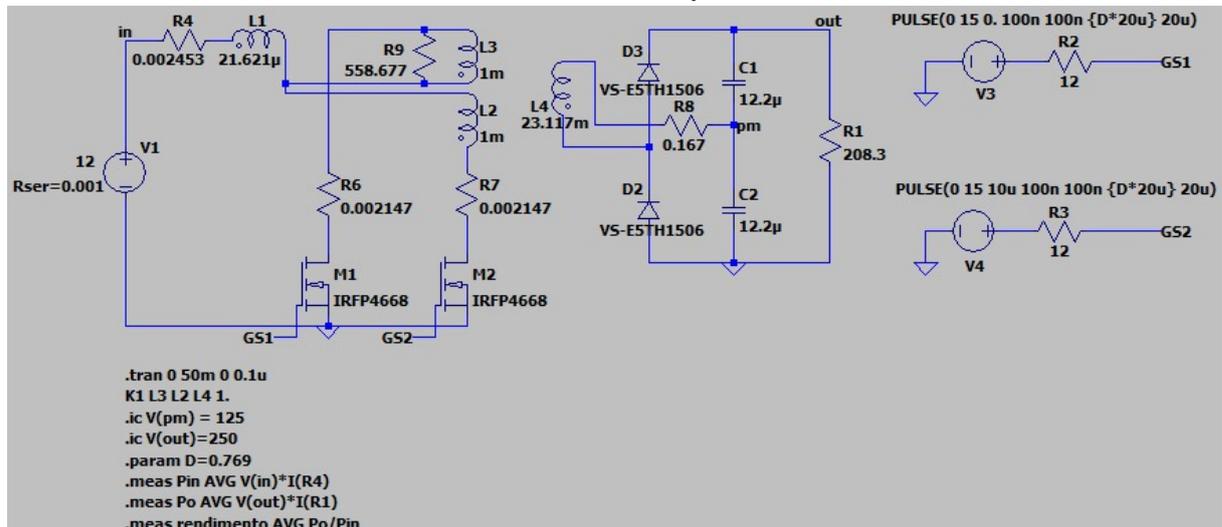
Tabela 3 – Componentes utilizados no conversor *push-pull*

MOSFETs	IRFP4668
CAPACITORES	12,2 $\mu$ F
INDUTOR	21,621 $\mu$ H
DIODOS	VS-E5TH1506
NÚCLEO DO TRANSFORMADOR	EE-42/21/15

Fonte: Autoria Própria

## 4.2.2 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Para a análise dos resultados da simulação foi utilizado o circuito demonstrado na Figura 30.

Figura 30 – Circuito do Conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão utilizado no LTSpice.

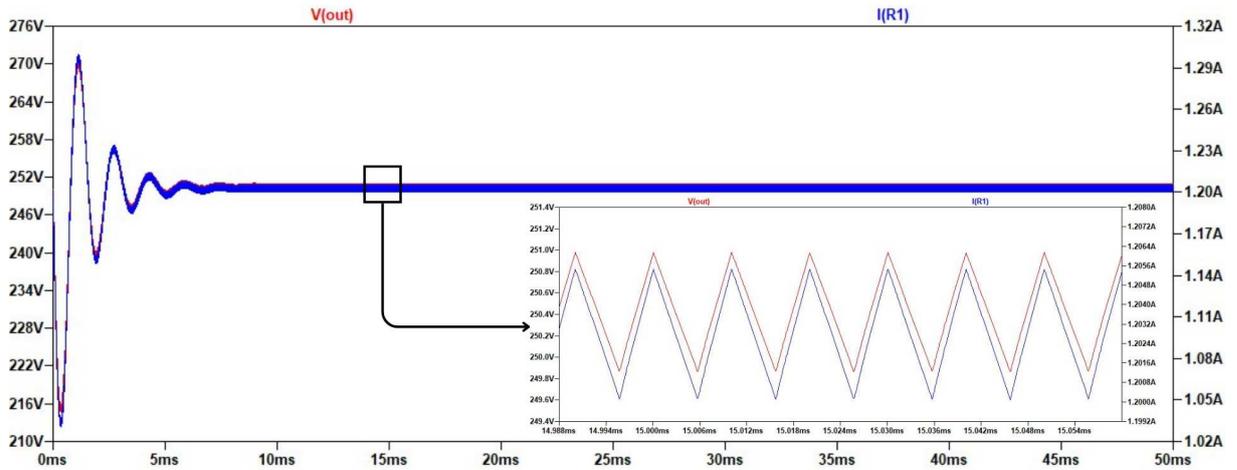
Fonte: Autoria Própria

Retomando os valores demonstrados pela Equação (105) e pela Equação (115) é possível observar através da Figura 31 que ambos os parâmetros calculados satisfazem o correto funcionamento do circuito.

Observa-se nas Figuras (32) e (33) que a ondulação de saída obteve um valor inferior ao valor previamente calculado através da Equação (129); também é possível observar que a soma das tensões de ambos os capacitores resulta na tensão de saída, validando assim tanto o critério de baixa ondulação nos capacitores quanto o funcionamento do circuito.

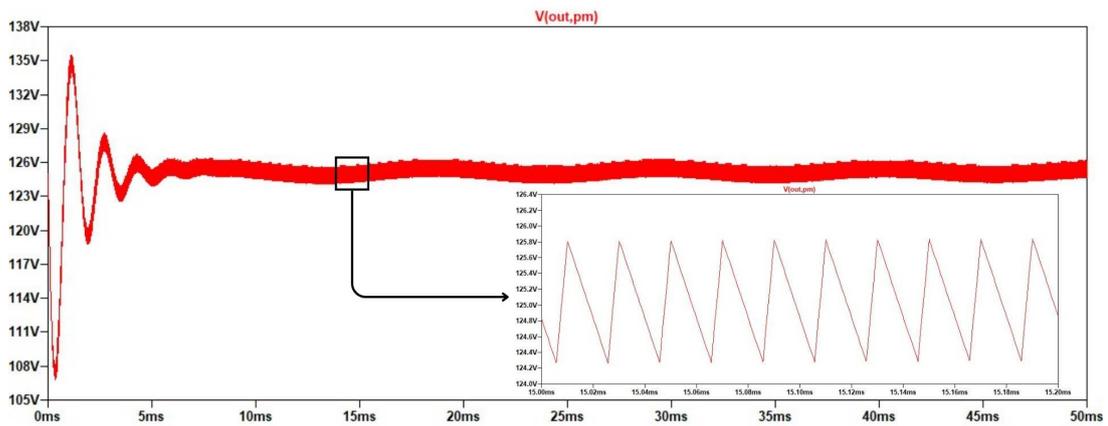
Observa-se na Figura 34 que o pico de tensão nos interruptores é de aproximadamente 60 V; desse modo, para o correto funcionamento do sistema, é necessária a utilização de um interruptor que possa operar com uma tensão de pico de 60 V e consiga suportar uma corrente de pico superior a 50 A.

Figura 31 – Formas de onda de tensão e corrente de saída no conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.



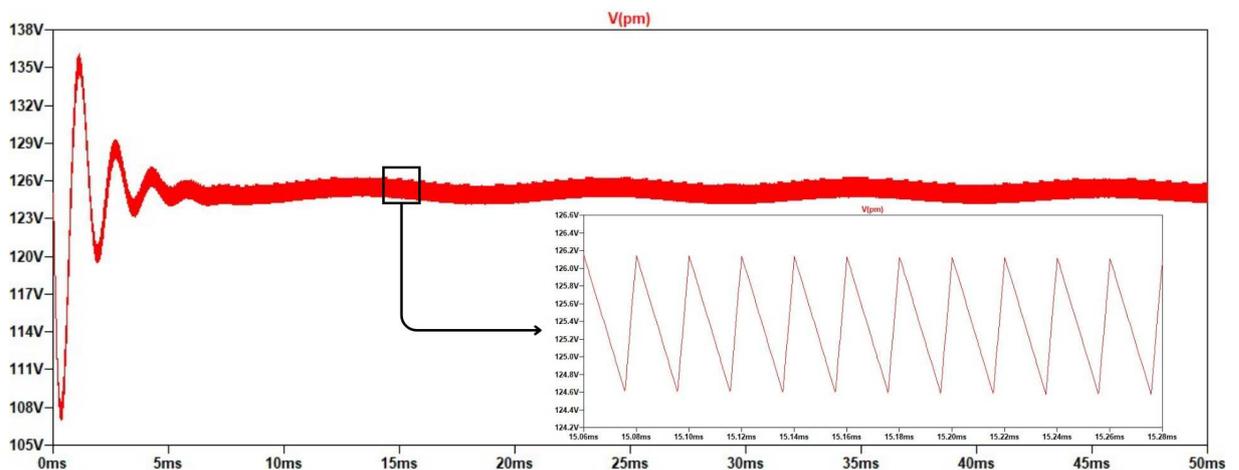
Fonte: Autoria Própria

Figura 32 – Formas de onda de tensão no capacitor C1 do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.



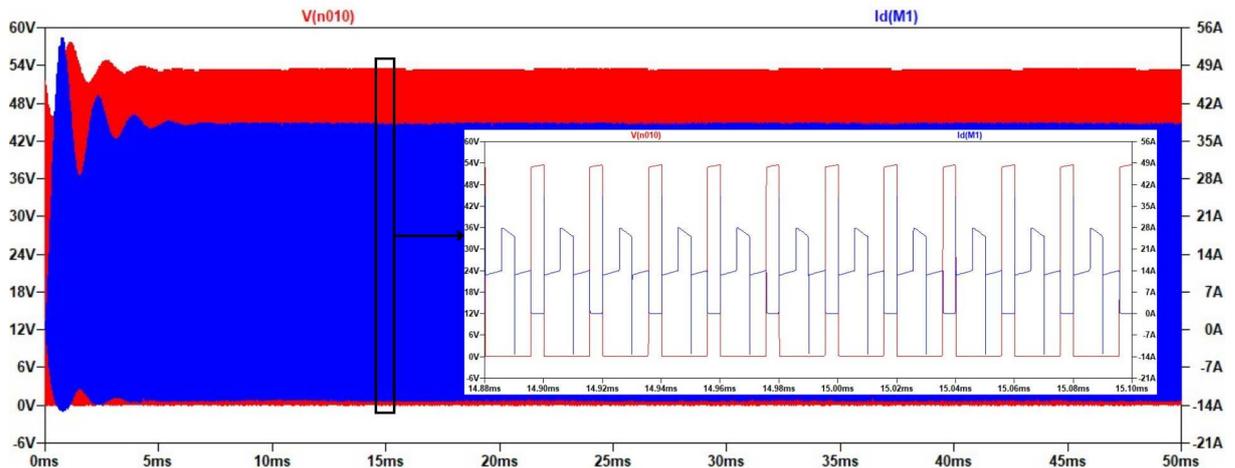
Fonte: Autoria Própria

Figura 33 – Formas de onda de tensão no capacitor C2 do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.



Fonte: Autoria Própria

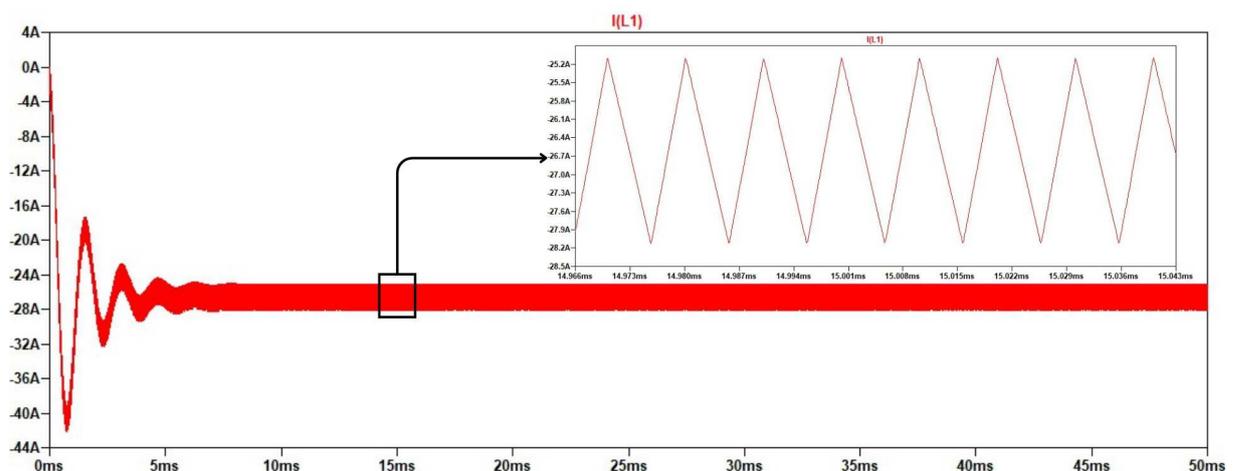
**Figura 34 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.**



Fonte: Autoria Própria

Percebe-se através da Figura 35 que o indutor apresenta um valor máximo próximo ao calculado na Equação (126), o mesmo também apresenta uma ondulação de corrente inferior à calculada na Equação (119), confirmando assim o critério de baixa ondulação para o indutor.

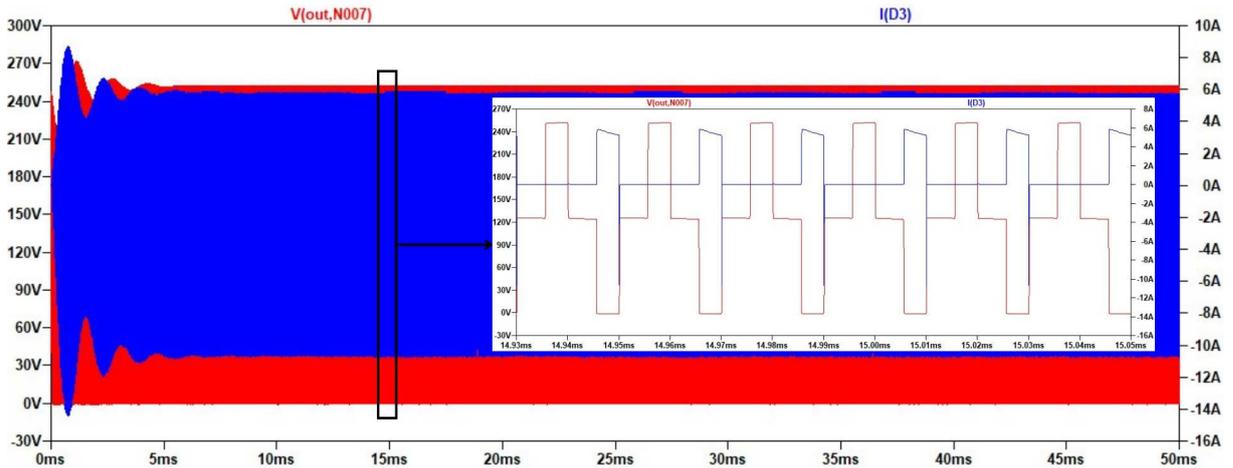
**Figura 35 – Formas de onda no indutor de entrada do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.**



Fonte: Autoria Própria

Observa-se na Figura 36 que, para que o sistema funcione corretamente, é necessário que ele suporte toda a tensão  $V_B$ , como destacada na Seção 3.2.1.5.

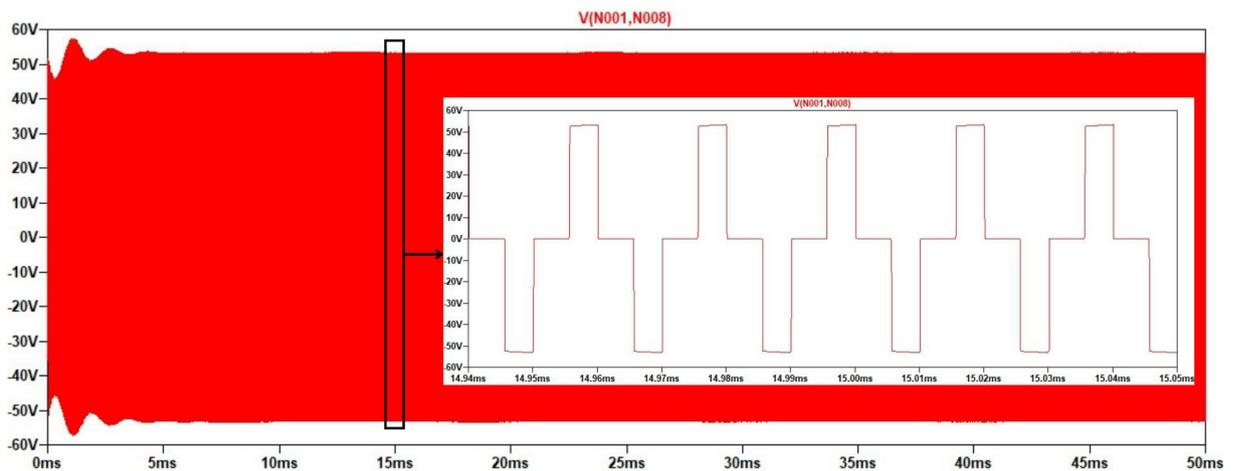
Figura 36 – Formas de onda de tensão e corrente nos Diodos do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.



Fonte: Autoria Própria

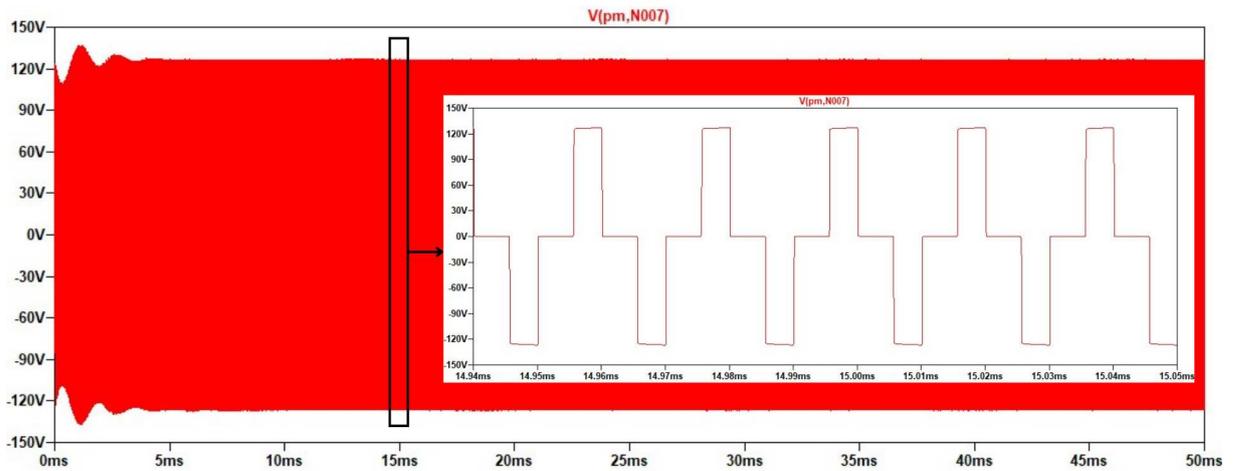
Observa-se através das Figuras Figura 37 e Figura 38 os formatos de onda nos enrolamentos primário e secundário, respectivamente, do transformador do conversor.

Figura 37 – Formatos de onda de tensão no enrolamento primário do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.



Fonte: Autoria Própria

Figura 38 – Formatos de onda de tensão no enrolamento secundário do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.



Fonte: Autoria Própria

Análogo ao procedimento realizado para o Inversor de Ponte Completa, faz-se possível observar através da Figura 39, da qual demonstra a maneira que fora calculada a potência de entrada e a potência de saída, na primeira e segunda linha do código, respectivamente, e com isso, realizar o cálculo do rendimento do mesmo, na terceira linha, obtendo assim o rendimento total do conversor *push-pull*, que foi de aproximadamente 94,5%, observa-se também que a potência de saída foi de 301 VA.

Figura 39 – Rendimento do conversor *push-pull* alimentado em corrente com dobrador de tensão.

```
pin: AVG(v(in)*i(r4))=318.553 FROM 0 TO 0.03333
po:  AVG(v(out)*i(r1))=301.081 FROM 0 TO 0.03333
rendimento: AVG(po/pin)=0.945151 FROM 0 TO 0.03333
```

Fonte: Autoria Própria

Uma vez tendo validado todos os componentes do conversor, é possível afirmar que o conversor *Push-Pull* opera de maneira satisfatória.

## 5 CONCLUSÃO

Ao final deste trabalho, foi possível observar o desenvolvimento, validação e simulação de um sistema eletrônico para alimentação de cargas CA em veículos, o qual foi proposta a utilização de um conversor *CC/CC Push-Pull* alimentado em corrente que, posteriormente, alimenta um conversor *CC/CA* de Ponte Completa.

Através da validação teórica, proporcionada pela ampla bibliografia já existente das topologias acima destacadas, possibilitou-se a validação matemática dos modelos teóricos, fazendo com que fosse compreendido de maneira inequívoca o amplo e complexo processo para a definição das equações que regem o funcionamento do circuito.

Tanto a modelagem matemática quanto as simulações computacionais permitiram validar detalhadamente o processo de funcionamento dos conversores, tanto nos valores unitários de cada componente quanto à obtenção das potências de saída esperadas, alcançando valores de rendimento bastantes satisfatórios, permitindo assim validar o correto dimensionamento do projeto, e possibilitando assim, em um trabalho futuro, a montagem do circuito para que ocorra a validação experimental do circuito.

## REFERÊNCIAS

.B, Raghavendra; KP, Guruswamy; N, Raghavendra. A Comprehensive Review of Flyback Converter Topology, Modelling and Control Techniques for Automotive Applications. **Strad Research**, v. 10, p. 170–177, set. 2023. Disponível em: [https://www.researchgate.net/publication/374084757\\_A\\_Comprehensive\\_Review\\_of\\_Flyback\\_Converter\\_Topology\\_Modelling\\_and\\_Control\\_Techniques\\_for\\_Automotive\\_Applications](https://www.researchgate.net/publication/374084757_A_Comprehensive_Review_of_Flyback_Converter_Topology_Modelling_and_Control_Techniques_for_Automotive_Applications).

AGOSTINI, Junior Eloi. **Aula 4 – Conceção de Conversores CCC e Princípios Básicos de Análise**. [S. l.: s. n.], 2025. P. 12.

ANDRADE, Abinadabe. **Técnicas de modulação para dois Tipos de inversores de três níveis: Balanceamento no ponto neutro, cálculo de perdas e redução no número de componentes**. [S. l.: s. n.], mar. 2012. Disponível em: <https://btdt.ufcg.edu.br/jspui/bitstream/riufcg/10468/3/ABINADABE%20SILVA%20ANDRADE%20-%20DISSERTA%C3%87%C3%830%20PPGEE%202012.pdf>.

AZANI, H. *et al.* An active damping approach for PR-based current control of grid-tied VSI with LCL filter. *In: 8TH IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*. [S. l.: s. n.], 2016. P. 1–5. DOI: 10.1049/cp.2016.0151.

BARBI, Ivo. **Inversores Monofásicos**. Florianópolis, SC, BR: [s. n.], 2022. 397 p. (Edição do Autor). ISBN 978-65-000000-0-0.

BARBI, Ivo. **Projeto de Inversor Monofásico**. Edição: Estofanero; Hausmann; Lazzarin. [S. l.: s. n.], mar. 2007. Apostila Projeto de Inversores. Disponível em: [https://drive.google.com/drive/folders/1YV8NcZUii5\\_CB-v2XwxyYMhz6PtYSovR](https://drive.google.com/drive/folders/1YV8NcZUii5_CB-v2XwxyYMhz6PtYSovR). Acesso em: 9 ago. 2024.

BOSE, B.K. Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control. **Proceedings of the IEEE**, v. 82, n. 8, p. 1303–1323, 1994. DOI: 10.1109/5.301690.

BOSE, B.K. Recent advances in power electronics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 7, n. 1, p. 2–16, 1992. DOI: 10.1109/63.124572.

BOSE, Bimal K. Power Electronics, Smart Grid, and Renewable Energy Systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2011–2018, 2017. DOI: 10.1109/JPROC.2017.2745621.

DORN-GOMBA, Lea *et al.* Power Electronic Converters in Electric Aircraft: Current Status, Challenges, and Emerging Technologies. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 6, n. 4, p. 1648–1664, 2020. DOI: 10.1109/TTE.2020.3006045.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. 3rd ed. [S. l.]: Springer, 2020.

FACCO, Cristiano; DUPONT, Fabrício H.; PIAZZA, Gleyson L. **DEDUÇÃO DE FILTRO LC PARA CONVERSORES CC-CA MONOFÁSICO HALF BRIDGE**. [S. l.: s. n.], 2019.

Disponível em:

<https://zenodo.org/record/7366232/files/DEDU%C3%87%C3%83O%20DE%20FILTRO%20LC%20PARA%20CONVERSORES%20CC-CA%20MONOF%C3%81SICO%20HALF%20BRIDGE.pdf>.

HOJABRI, Mojgan; HOJABRI, Mehrdad; TOUDESCHI, Arash. Third-order passive filter improvement for renewable energy systems to meet IEEE 519-1992 standard limits. *In: 2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*. [S. l.: s. n.], 2015. P. 199–204. DOI: 10.1109/CENCON.2015.7409539.

ILLA FONT, Carlos. **Conversores CC-CA (Inversores)**. [S. l.: s. n.], mar. 2019. P. 40.

JAYARAMAN, Meenakshi; SREEDEVI, V T. Implementation of LC and LCL passive filters for harmonic reduction in PV based renewable energy systems. *In: 2017 National Power Electronics Conference (NPEC)*. [S. l.: s. n.], 2017. P. 363–369. DOI: 10.1109/NPEC.2017.8310486.

LI, Han *et al.* Analysis and design of high frequency asymmetrical half bridge flyback converter. *In: 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*. [S. l.: s. n.], 2008. P. 1902–1904.

SHAYEGHI, H.; POURJAFAR, S.; SEDAGHATI, F. and. A Buck-Boost Converter; Design, Analysis and Implementation Suggested for Renewable Energy Systems. **IRANIAN JOURNAL OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING**, v. 17, n. 2, 2021. DOI: 10.22068/IJEEE.17.2.1862. eprint:

<http://ijeee.iust.ac.ir/article-1-1862-en.pdf>. Disponível em:

<http://ijeee.iust.ac.ir/article-1-1862-en.html>.

SILVA, Emerson Neto. **CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE MULTIPORTAS MODIFICADO**. [S. l.: s. n.], 2020. Disponível em: [https://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/57123/1/2020\\_dis\\_endasilva.pdf](https://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/57123/1/2020_dis_endasilva.pdf).

SILVA EMANUEL WASSMUTH DA; PIAZZA, gleyson luiz. **ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC ISOLADO FLYBACK**. [S. l.: s. n.], 2019. Disponível em: <https://www.even3.com.br/anais/siepeuno2019/185494-estudo-e-implementacao-de-um-conversor-cc-cc-isolado-flyback/>. Acesso em: 4 set. 2025.

## APÊNDICES

## APÊNDICE A — CÁLCULO DO INDUTOR PARA O CONVERSOR PUSH-PULL

### 6) Projeto Físico do Indutor:

Máxima Indução:

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

Máxima Densidade de Corrente:

$$J_{\max} := 450 \frac{A}{cm^2}$$

Fator de Ocupação do Cobre:

$$k_w := 0.7$$

Permeabilidade do Ar:

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

$$\rho_{fio} := \frac{56.4}{100000} \frac{ohm}{cm}$$

$$l_{esp} := 8.7cm$$

Volume do Núcleo:

$$V_{nuc} := 17.1cm^3$$

Parâmetros  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $k$ :

$$\alpha := 1.5 \quad \beta := 2.44 \quad k := 1.052 \frac{W}{m^3}$$

Produto de Áreas:

$$A_e A_w := \frac{L_i \cdot I_{Lmax} \cdot I_{Lef}}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 1.57 \cdot cm^4$$

Adotou-se o núcleo EE-42/21/15, com as seguintes características:

$$A_e := 1.81cm^2$$

$$A_w := 1.57cm^2$$

Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left( \frac{L_i \cdot I_{Lmax}}{B_{\max} \cdot A_e} \right) \quad N_e = 11$$

$$\Delta B := \frac{(L_i \cdot \Delta I)}{N_e \cdot A_e}$$

Comprimento do Entreferro:

$$e := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_i} \quad e = 1.278 \cdot mm$$

Profundidade de Penetração:

$$d_{\max} := \frac{15}{\sqrt{2fs}} \cdot \sqrt{Hz} \cdot cm \quad d_{\max} = 0.061 \cdot cm$$

O condutor máximo a ser utilizado é 22x23 AWG, com a seguinte área:

Área do Fio:	$A_{\text{fio}} := 0.002582 \text{cm}^2$	
Área do Fio com Isolação:	$A_{\text{fiociso}} := 0.003221 \text{cm}^2$	
Área do Fio Condutor:	$S_{\text{fio}} := \frac{I_{\text{Lef}}}{J_{\text{max}}}$	$S_{\text{fio}} = 0.056 \text{cm}^2$
Número de Fios em Paralelo:	$np := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{fio}}}{A_{\text{fio}}}\right)$	$np = 22$
Perdas no Cobre:	$R_{\text{cu}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{esp}} \cdot Ne}{np}$	$R_{\text{cu}} = 2.453 \times 10^{-3} \Omega$
Perdas Joule:	$P_{\text{cu}} := R_{\text{cu}} \cdot I_{\text{Lef}}^2$	$P_{\text{cu}} = 1.538 \text{ W}$
Perdas Magnéticas:	$P_{\text{nuc}} := k \cdot \left(\frac{fs}{\text{Hz}}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{2 \cdot T}\right)^\beta \cdot V_{\text{nuc}}$	$P_{\text{nuc}} = 0.014 \text{ W}$
Resistencia Térmica do Núcleo:	$R_{\text{t_nuc}} := 23 \left[ \frac{(A_e \cdot A_w)}{\text{cm}^4} \right]^{-0.37}$	$R_{\text{t_nuc}} = 15.628$
Elevação de Temperatura:	$\Delta T := (P_{\text{cu}} + P_{\text{nuc}}) R_{\text{t_nuc}}$	$\Delta T = 24.262 \text{ W}$
Área do fio adotado:		
	$A_{\text{w_min}} := \frac{Ne \cdot A_{\text{fiociso}} \cdot np}{k_w}$	$A_{\text{w_min}} = 1.114 \text{cm}^2$
Possibilidade de Execução:	$\text{Exec} := \frac{A_{\text{w_min}}}{A_w}$	$\text{Exec} = 0.709$

**APÊNDICE B — CÁLCULO DO TRANSFORMADOR  
PARA O CONVERSOR *PUSH-PULL***

### 7) Projeto Físico do Transformador:

Tensões e Correntes eficazes,  
(primário e secundário):

$$V_{\text{pef}} := 17.2\text{V} \quad V_{\text{sef}} := V_B \cdot \sqrt{2} \quad I_{\text{pef}} := 15.17\text{A} \quad I_{\text{sef}} := I_B$$

Máxima Indução e Máxima  
Densidade de Corrente:

$$B_{\text{maxtr}} := 0.12\text{T} \quad J_{\text{maxtr}} := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Volume do Núcleo:

$$V_c := 17.1\text{cm}^3$$

Produto de Áreas:

$$A_e A_{w_{\text{tr}}} := \frac{2V_{\text{pef}} \cdot I_{\text{pef}} + V_{\text{sef}} \cdot I_{\text{sef}}}{4 \cdot f_s B_{\text{maxtr}} \cdot J_{\text{maxtr}} \cdot k_w} \quad A_e A_{w_{\text{tr}}} = 2.682 \cdot \text{cm}^4$$

Adotou-se o núcleo EE-42/21/15, com as seguintes características:

$$A_{\text{etr}} := 1.81\text{cm}^2$$

$$A_{w_{\text{tr}}} := 1.57\text{cm}^2$$

Número de Espiras  
Primário:

$$N_p := \text{ceil}\left(\frac{V_{\text{pef}}}{4f_s B_{\text{maxtr}} \cdot A_{\text{etr}}}\right) \quad N_p = 7$$

Número de Espiras  
Secundário:

$$N_s := \text{ceil}(N_p \cdot n) \quad N_s = 34$$

Profundidade de  
Penetração:

$$d_{\text{maxtr}} := \frac{15}{\sqrt{f_s}} \sqrt{\text{Hz}} \cdot \text{cm} \quad d_{\text{maxtr}} = 0.087 \cdot \text{cm}$$

Os condutores máximos a serem utilizados são 16x23 AWG (primário) e 1x23 AWG (secundário), com as seguintes áreas:

Área do Fio:

$$S_w := 0.002582\text{cm}^2$$

Área do Fio com  
Isolação:

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

$$S_{\text{cobrep}} := \frac{I_{\text{pef}}}{J_{\text{maxtr}}} \quad S_{\text{cobrep}} = 0.043 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condp}} := \text{floor}\left(\frac{S_{\text{cobrep}}}{S_w}\right) \quad n_{\text{condp}} = 16$$

$$S_{\text{cobres}} := \frac{I_{\text{sef}}}{J_{\text{maxtr}}} \quad S_{\text{cobres}} = 3.429 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{conds}} := \text{floor}\left(\frac{S_{\text{cobres}}}{S_w}\right) \quad n_{\text{conds}} = 1$$

Perdas no Cobre:

$$R_{\text{wp}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot I_{\text{esp}} \cdot N_p}{n_{\text{condp}}} \quad R_{\text{wp}} = 2.147 \times 10^{-3} \Omega$$

$$R_{\text{ws}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot I_{\text{esp}} \cdot N_s}{n_{\text{conds}}} \quad R_{\text{ws}} = 0.167 \Omega$$

$$P_w := R_{\text{wp}} \cdot I_{\text{pef}}^2 + R_{\text{ws}} \cdot I_{\text{sef}}^2 \quad P_w = 0.734 \text{ W}$$

Perdas Magneticas:

$$P_c := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{B_{\text{maxtr}}}{\text{T}}\right)^\beta \cdot V_c \quad P_c = 0.53 \text{ W}$$

$$R_{\text{mag}} := \frac{V_{\text{pef}}^2}{P_c} \quad R_{\text{mag}} = 558.677 \Omega$$

Perdas Totais:

$$P_t := P_c + P_w \quad P_t = 1.264 \text{ W}$$

Resistencia Termica do Nucleo:

$$R_{t_{\text{nuctr}}} := 23 \frac{\text{K}}{\text{W}} \left[ \frac{(A_{\text{ctr}} \cdot A_{\text{wtr}})}{\text{cm}^4} \right]^{-0.37} \quad R_{t_{\text{nuctr}}} = 15.628 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Elevação de Temperatura:

$$\Delta T_{\text{tr}} := (P_w + P_c) R_{t_{\text{nuctr}}} \quad \Delta T_{\text{tr}} = 19.751 \text{ K}$$

Possibilidade de Execução:

$$k_{\text{exec}} := \frac{2N_p \cdot S_{\text{wiso}} \cdot n_{\text{condp}} + N_s \cdot S_{\text{wiso}} \cdot n_{\text{conds}}}{k_w \cdot A_{\text{wtr}}} \quad k_{\text{exec}} = 0.756$$

**APÊNDICE C — CÁLCULO DO INDUTOR  
PARA O INVERSOR PONTE COMPLETA**

### 8) Projeto Físico Indutor:

Máxima Indução:	$B_{\max} := 0.35T$	
Máxima Densidade de Corrente:	$J_{\max} := 460 \frac{A}{cm^2}$	
Fator de Ocupação do Cobre:	$k_w := 0.7$	
Permeabilidade do Ar:	$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$	
	$\rho_{fio} := \frac{56.4}{100000} \frac{ohm}{cm}$	
	$l_{esp} := 8.7cm$	
Volume do Núcleo:	$V_{nuc} := 17.1cm^3$	
Parâmetros $\alpha$ , $\beta$ e $k$ :	$\alpha := 1.5 \quad \beta := 2.44 \quad k := 1.052 \frac{W}{m^3}$	
Produto de Áreas:	$A_e A_w := \frac{L_i \cdot I_{Lmax} \cdot I_{Lef}}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot k_w}$	$A_e A_w = 1.657 \cdot cm^4$
	Adotou-se o núcleo EE-42/21/15, com as seguintes características:	
	$A_e := 1.81cm^2$	
	$A_w := 1.57cm^2$	
Número de Espiras:	$N_e := \text{ceil} \left( \frac{L_i \cdot I_{Lmax}}{B_{\max} \cdot A_e} \right)$	$N_e = 125$
	$\Delta B := \frac{(L_i \cdot \Delta I)}{N_e \cdot A_e}$	
Comprimento do Entreferro:	$e := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_i}$	$e = 1.586 \cdot mm$
Profundidade de Penetração:	$d_{\max} := \frac{15}{\sqrt{fs}} \cdot \sqrt{Hz} \cdot cm$	$d_{\max} = 0.087 \cdot cm$

O condutor máximo a ser utilizado é 2x23 AWG, com a seguinte área:

Área do Fio:	$A_{\text{fio}} := 0.002582 \text{cm}^2$	
Área do Fio com Isolação:	$A_{\text{fiociso}} := 0.003221 \text{cm}^2$	
Área do Fio Condutor:	$S_{\text{fio}} := \frac{I_{\text{Lef}}}{J_{\text{max}}}$	$S_{\text{fio}} = 5.135 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$
Número de Fios em Paralelo:	$n := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{fio}}}{A_{\text{fio}}}\right)$	$n = 2$
Perdas no Cobre:	$R_{\text{cu}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{esp}} \cdot N_e}{n}$	$R_{\text{cu}} = 0.307 \Omega$
Perdas Joule:	$P_{\text{cu}} := R_{\text{cu}} \cdot I_{\text{Lef}}^2$	$P_{\text{cu}} = 1.711 \text{W}$
Perdas Magnéticas:	$P_{\text{nuc}} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{2T}\right)^\beta \cdot V_{\text{nuc}}$	$P_{\text{nuc}} = 9.424 \times 10^{-3} \text{W}$
Resistencia Térmica do Núcleo:	$R_{\text{t}_{\text{nuc}}} := 23 \left[ \frac{(A_e \cdot A_w)}{\text{cm}^4} \right]^{-0.37}$	$R_{\text{t}_{\text{nuc}}} = 15.628$
Elevação de Temperatura:	$\Delta T := \left( \frac{P_{\text{cu}}}{W} + \frac{P_{\text{nuc}}}{W} \right) R_{\text{t}_{\text{nuc}}}$	$\Delta T = 26.891$
Área do fio adotado:	$A_{\text{w}_{\text{min}}} := \frac{N_e \cdot A_{\text{fiociso}} \cdot n}{k_w}$	$A_{\text{w}_{\text{min}}} = 1.15 \cdot \text{cm}^2$
Possibilidade de Execução:	$\text{Exec} := \frac{A_{\text{w}_{\text{min}}}}{A_w}$	$\text{Exec} = 0.733$