

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

BRUNO AURELIO DROPA

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM EMULADOR FOTOVOLTAICO
COM CONVERSOR EM PONTE COMPLETA ZVS-PWM**

PONTA GROSSA

2025

BRUNO AURELIO DROPA

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM EMULADOR FOTOVOLTAICO
COM CONVERSOR EM PONTE COMPLETA ZVS-PWM**

**Design and Simulation of a Photovoltaic Emulator
Based on a ZVS-PWM Full-Bridge Converter**

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.

BRUNO AURELIO DROPA

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM EMULADOR FOTOVOLTAICO
COM CONVERSOR EM PONTE COMPLETA ZVS-PWM**

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: 08/dezembro/2025

Eloi Agostini Junior
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Hélio Voltolini
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Julio Cesar Guimaraes
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

PONTA GROSSA

2025

RESUMO

A dependência das condições climáticas torna difícil o teste preciso e repetível de equipamentos solares, como inversores. Para solucionar esse problema, este trabalho apresenta o projeto e a simulação de um Emulador Fotovoltaico de 1000 W. O sistema baseia-se em um conversor CC-CC do tipo Ponte Completa (*Full-Bridge*) com comutação suave (ZVS), escolhido por sua eficiência e isolamento elétrico. O conversor foi projetado para uma tensão de entrada de 179,6 V, tensão de saída de até 100 V, corrente de saída de até 10 A e frequência de comutação de 100 kHz. A metodologia consistiu na modelagem matemática de um painel solar comercial no MATLAB e na simulação completa do circuito e do controle no software PSIM. Os resultados confirmaram o funcionamento correto do conversor, validando a ocorrência da comutação suave e a capacidade do sistema de reproduzir fielmente as curvas de tensão e corrente (I-V) do painel solar. O estudo conclui que o emulador proposto é uma ferramenta eficaz para testes em laboratório, reduzindo a dependência de condições climáticas.

Palavras-chave: Emulador Fotovoltaico; Conversor ZVS-PWM; Eletrônica de Potência.

ABSTRACT

The dependence on weather conditions makes accurate and repeatable testing of solar equipment, such as inverters, difficult. To solve this problem, this work presents the design and simulation of a 1000 W Photovoltaic Emulator. The system is based on a Full-Bridge DC-DC converter with Zero Voltage Switching (ZVS), chosen for its efficiency and electrical isolation. The converter was designed for an input voltage of 179,6 V, output voltage up to 100 V, output current up to 10 A, and switching frequency of 100 kHz. The methodology consisted of the mathematical modeling of a commercial solar panel in MATLAB and the complete simulation of the circuit and control in PSIM software. The results confirmed the correct operation of the converter, validating the occurrence of soft switching and the system's ability to faithfully reproduce the voltage and current (I-V) curves of the solar panel. The study concludes that the proposed emulator is an effective tool for laboratory testing, reducing the dependence on weather conditions.

Keywords: Photovoltaic Emulator; ZVS-PWM Converter; Power Electronics.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Cinco maiores mercados de energia Solar	11
Figura 2 – Circuito Equivalente	14
Figura 3 – Características I-V e P-V	16
Figura 4 – I-V para irradiâncias diferentes	17
Figura 5 – I-V para temperaturas diferentes	17
Figura 6 – Conversor Buck.	19
Figura 7 – Conversor Push-Pull.	20
Figura 8 – Conversor Buck-Boost.	22
Figura 9 – Diagrama de blocos.	22
Figura 10 – Conversor em Ponte Completa ZVS-PWM	24
Figura 11 – Conversor em Ponte Completa ZVS-PWM	25
Figura 12 – Etapas de operação	26
Figura 13 – Formas de onda dos componentes ao longo de um ciclo de comutação.	28
Figura 14 – Característica de Saída Estática ($q \times \bar{I}_o$) do Conversor.	31
Figura 15 – Validação do modelo MATLAB (linha) vs. pontos do Datasheet Kyocera KC200GT (marcadores).	46
Figura 16 – Formas de onda de comutação ZVS no interruptor S_1	50
Figura 17 – Detalhamento da comutação ZVS no interruptor S_1	50
Figura 18 – Forma de onda da ondulação de corrente (ΔL_o) no indutor de saída.	51
Figura 19 – Forma de onda da ondulação de tensão (ΔV_o) no capacitor de saída.	52
Figura 20 – Principais formas de onda operacionais do conversor em malha aberta.	53
Figura 21 – Circuito de simulação completo do emulador em malha fechada no PSIM.	54
Figura 22 – Bloco C no PSIM implementando o algoritmo FV.	54
Figura 23 – Validação estática: Curva I-V referência (linha em verde) vs. Curva I-V conversor (linha em azul).	57
Figura 24 – Curvas I-V simuladas para cinco níveis de irradiância (200 a $1000 W/m^2$).	58
Figura 25 – Curvas I-V simuladas sob variação de temperatura ($0^\circ C$ a $70^\circ C$).	59
Figura 26 – Detalhe do transitório em $t = 20ms$: (a) correntes I_{ref} e I_o ; (b) razão cíclica D	60
Figura 27 – Resposta ao degrau de carga ($3,5\Omega \rightarrow 7\Omega$): (a) tensão de saída; (b) correntes.	62
Figura 28 – Trajetória do ponto de operação no plano V-I: partida e resposta ao degrau de carga.	62

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do Emulador	35
Tabela 2 – Valores Teóricos Calculados para Estresse de Corrente.	41
Tabela 3 – Comparação dos Parâmetros do Modelo MATLAB vs. Datasheet (STC).	46
Tabela 4 – Comparação: Estresses Teóricos vs. Simulados (Malha Aberta).	49
Tabela 5 – Comparação: <i>Ripple</i> de Saída Teórico vs. Simulado.	52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC-CC	Corrente Contínua - Corrente Contínua
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
EPV	Emulador Fotovoltaico
FSBB	Buck-Boost de Quatro Chaves (<i>Four-Switch Buck-Boost</i>)
FV	Fotovoltaico
IRENA	Agência Internacional de Energia Renovável (<i>International Renewable Energy Agency</i>)
LKC	Lei de Kirchhoff das Correntes
MPP	Ponto de Máxima Potência (<i>Maximum Power Point</i>)
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (<i>Maximum Power Point Tracking</i>)
PI	Proporcional-Integral
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
STC	Condições Padrão de Teste (<i>Standard Test Conditions</i>)
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
ZVS	Comutação sob Tensão Nula (<i>Zero Voltage Switching</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Fator de idealidade do diodo
$C_1 \dots C_4$	Capacitâncias intrínsecas dos interruptores, F
C_o	Capacitor do filtro de saída, F
D	Razão cíclica nominal (Duty cycle)
D_{ef}	Razão cíclica efetiva
$D_{r1} \dots D_{r4}$	Diodos da ponte retificadora
f_s	Frequência de comutação, Hz
G	Irradiância solar, W/m ²
I_D	Corrente do diodo, A
$I_{DR,med}$	Corrente média nos diodos retificadores, A
I_{mpp}	Corrente no ponto de máxima potência, A
I_{ph}	Corrente de fotogeração, A
I_{pv}	Corrente de saída do painel fotovoltaico, A
I_{Rp}	Corrente na resistência paralela, A
I_s	Corrente de saturação reversa do diodo, A
$I_{s,ef}$	Corrente eficaz nos interruptores, A
$I_{s,pico}$	Corrente de pico nos interruptores, A
I_{sc}	Corrente de curto-circuito, A
I'_o	Corrente de saída refletida ao primário, A
I''_o	Termo de perda de razão cíclica
k	Constante de Boltzmann, J/K
L_o	Indutor do filtro de saída, H
L_r	Indutância de ressonância, H
n	Relação de espiras do transformador (N_s/N_p)
N_s	Número de células em série
P_{max}	Potência máxima, W
q	Ganho estático de tensão
R_p	Resistência paralela do modelo FV, Ω
R_s	Resistência série do modelo FV, Ω
$S_1 \dots S_4$	Interruptores de potência do primário
T	Temperatura da célula, K
T_s	Período de comutação, s
V_D	Tensão sobre o diodo, V
V_{in}, V_i	Tensão de entrada do conversor, V
V_{mod}	Tensão total do módulo, V
V_{mpp}	Tensão no ponto de máxima potência, V
V_{oc}	Tensão de circuito aberto, V
V'_{omed}	Tensão média de saída refletida ao primário, V
V_{out}, V_o	Tensão de saída do conversor, V
V_{pv}	Tensão de saída do painel fotovoltaico, V
α	Coefficiente de temperatura da corrente
ΔL_o	Ondulação da corrente no indutor de saída, A
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída, V

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Contextualização	11
1.2	Problema	12
1.3	Justificativa do trabalho	12
1.4	Objetivos do trabalho	13
1.4.1	Objetivo Geral	13
1.4.2	Objetivos Específicos	13
2	REVISÃO DA LITERATURA	14
2.1	Característica I-V da Célula Fotovoltaica	14
2.1.1	Parâmetros Fundamentais de um Módulo Fotovoltaico	16
2.1.2	Análise do Efeito das Condições Ambientais	16
2.2	Topologias de conversores CC-CC para emulação de sinais FV	18
2.2.1	Conversor Buck	18
<u>2.2.1.1</u>	<u>Características da Metodologia</u>	<u>18</u>
<u>2.2.1.2</u>	<u>Vantagens</u>	<u>19</u>
<u>2.2.1.3</u>	<u>Desvantagens e Limitações</u>	<u>19</u>
2.2.2	Conversor Push-Pull	20
<u>2.2.2.1</u>	<u>Características da Metodologia</u>	<u>20</u>
<u>2.2.2.2</u>	<u>Vantagens</u>	<u>21</u>
<u>2.2.2.3</u>	<u>Desvantagens e Limitações</u>	<u>21</u>
2.2.3	Conversor Buck-Boost de Quatro Chaves (FSBB)	21
<u>2.2.3.1</u>	<u>Características da Metodologia</u>	<u>22</u>
<u>2.2.3.2</u>	<u>Vantagens</u>	<u>22</u>
<u>2.2.3.3</u>	<u>Desvantagens e Limitações</u>	<u>23</u>
2.2.4	Análise Conclusiva da Revisão de Topologias	23
3	ANÁLISE DO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA ZVS PWM	25
3.1	Introdução	25
3.2	Topologia	25
3.3	Princípio de Operação e Etapas de Comutação	26
3.4	Modelagem Matemática	27
<u>3.4.0.1</u>	<u>Ondulação da Corrente no Indutor (L_o)</u>	<u>31</u>
<u>3.4.0.2</u>	<u>Ondulação da Tensão no Capacitor (C_o)</u>	<u>32</u>
3.4.1	Esforços de Corrente nos Interruptores	33
3.4.2	Esforços de Corrente nos Diodos Retificadores	34
3.5	Conclusão	34
4	DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	35
4.1	Introdução	35
4.2	Parâmetros de Projeto	35
4.2.1	Análise da Tensão de Entrada	36
4.3	Dimensionamento dos Componentes de Potência	36
4.3.1	Cálculo da Relação de Espiras do Transformador (n)	37
4.3.2	Cálculo do Indutor Ressonante (L_r)	37
4.3.3	Dimensionamento do Indutor de Saída (L_o)	38
4.3.4	Dimensionamento do Capacitor de Saída (C_o)	39

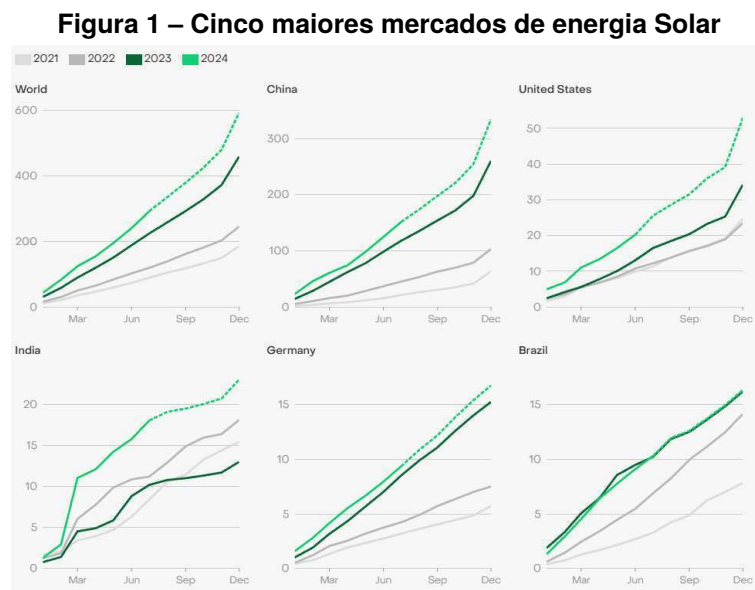
4.4	Cálculo Teórico dos Estresses nos Semicondutores	40
4.4.1	Estresses nas Chaves Primárias (S_1 a S_4)	41
4.4.2	Estresses nos Diodos Retificadores (D_1 a D_4)	41
4.4.3	Tabela de Resumo dos Estresses Teóricos	41
4.5	Conclusão	42
5	VALIDAÇÃO DO MODELO DE REFERÊNCIA FOTOVOLTAICO	43
5.1	Introdução	43
5.2	Adaptação do Modelo Teórico	43
5.2.1	Implementação do Método de Newton-Raphson	43
5.3	Comparação com o <i>Datasheet</i>	46
6	RESULTADOS E DISCUSSÃO	48
6.1	Introdução	48
6.2	Validação da Planta em Malha Aberta	48
6.2.1	Metodologia do Teste	48
6.2.2	Validação dos Estresses de Corrente em Ponto Nominal	48
6.2.3	Validação da Comutação ZVS	49
6.2.4	Validação da Ondulação de Saída (<i>Ripple</i>)	51
6.2.5	Análise das Formas de Onda Operacionais	53
6.3	Validação do Emulador em Malha Fechada	53
6.3.1	Implementação do Sistema de Simulação	53
6.3.2	Ajuste do Controlador PI	55
6.3.3	Validação da Curva I-V	55
6.3.4	Análise sob Diferentes Níveis de Irradiância	57
6.3.5	Análise sob Variação de Temperatura	58
6.3.6	Validação Dinâmica: Degrau de Irradiância no MPP	59
6.3.7	Validação Dinâmica: Variação de Carga	61
7	CONCLUSÃO	64
7.1	Considerações Finais	64
7.2	Trabalhos Futuros	64
	REFERÊNCIAS	66
	APÊNDICE A – MEMÓRIA DE CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CONVERTOR	68
	APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR RESSONANTE (L_r)	73
	APÊNDICE C – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE SAÍDA (L_o)	78
	APÊNDICE D – PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR	82
	APÊNDICE E – ALGORITMO DE SOLUÇÃO DA EQUAÇÃO CARACTERÍSTICA DO MÓDULO FOTOVOLTAICO	87

1 INTRODUÇÃO

Este trabalho apresenta o projeto, a simulação e a implementação de um emulador fotovoltaico. O sistema é baseado em um conversor CC-CC em ponte completa, não ressonante, com modulação por largura de pulso (PWM) e comutação suave sob tensão nula (ZVS). O objetivo central é criar uma fonte de potência programável capaz de reproduzir em laboratório as características elétricas de um painel solar, viabilizando testes de equipamentos fotovoltaicos de forma controlada e repetível.

1.1 Contextualização

O setor de energia vive uma transformação global, com a geração solar fotovoltaica apresentando um crescimento recorde. Segundo a instituição de análise energética Ember, os principais mercados de energia solar do mundo continuaram a expandir suas instalações de forma robusta em 2024, consolidando uma tendência de crescimento acelerado (EMBER, 2024). O Brasil está inserido diretamente neste cenário, tendo se posicionado como o quarto país que mais adicionou capacidade solar no mundo em 2024 e alcançando a sexta posição no ranking mundial de potência total instalada (International Renewable Energy Agency (IRENA), 2025).



Fonte: EMBER (2024).

1.2 Problema

A consequência direta da expansão acelerada do mercado solar é a necessidade crítica de um método confiável e padronizado para o desenvolvimento e a validação de novos equipamentos, como inversores e controladores MPPT. O desafio central, abordado neste trabalho, surge da inviabilidade de usar painéis fotovoltaicos reais para essa finalidade. A dependência de condições climáticas, como a variabilidade da radiação solar e a variação da temperatura, impede a realização de testes consistentes e de difícil reprodutibilidade. O problema, portanto, é a falta de uma plataforma de testes que ofereça fidelidade e flexibilidade, um desafio técnico que este trabalho se propõe a solucionar através do projeto e implementação de um emulador fotovoltaico.

1.3 Justificativa do trabalho

Este trabalho justifica-se pelo crescimento exponencial da energia solar fotovoltaica no Brasil, que se posicionou como o sexto maior mercado mundial em capacidade instalada (IRENA, 2025) e o quarto que mais adicionou potência em 2024. Essa rápida expansão do mercado exige a validação de vários equipamentos, como inversores e controladores de carga, o que torna a pesquisa e o desenvolvimento de ferramentas de teste, como os emuladores fotovoltaicos, um tema de alta relevância acadêmica e industrial.

A necessidade de emuladores fotovoltaicos, portanto, é uma realidade consolidada na pesquisa e no desenvolvimento de novos conversores para energia solar. Em trabalhos como o de Andres et al. (2017), que se propõem a modelar e controlar um microinversor ZVS em ponte completa para aplicações fotovoltaicas, a validação experimental de seu algoritmo de MPPT não é realizada com um painel solar real, cujas condições são instáveis. Em vez disso, os autores recorrem a um emulador fotovoltaico comercial para garantir a repetibilidade e a precisão dos testes em laboratório. Isso demonstra que o emulador é uma ferramenta indispensável para o avanço de novas topologias e sistemas de controle no setor, justificando o desenvolvimento de uma plataforma de testes robusta.

1.4 Objetivos do trabalho

1.4.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver e validar, através de simulação computacional, um emulador fotovoltaico baseado no conversor CC-CC em ponte completa ZVS-PWM com saída em fonte de corrente, capaz de reproduzir com precisão as curvas características (I-V) de um arranjo solar em laboratório.

1.4.2 Objetivos Específicos

Para atingir o objetivo geral proposto, os seguintes passos serão executados:

- Realizar a modelagem matemática das curvas características (I-V e P-V) de um painel fotovoltaico no software Matlab, a fim de gerar os dados de referência para o sistema de controle.
- Projetar o conversor CC-CC em ponte completa ZVS-PWM com saída em fonte de corrente, incluindo o dimensionamento de seus componentes críticos.
- Desenvolver o sistema de controle em malha fechada responsável por forçar o conversor a operar sobre a curva característica de referência.
- Validar o comportamento teórico do sistema completo (conversor e controle) por meio de simulação computacional no *software* PSIM.

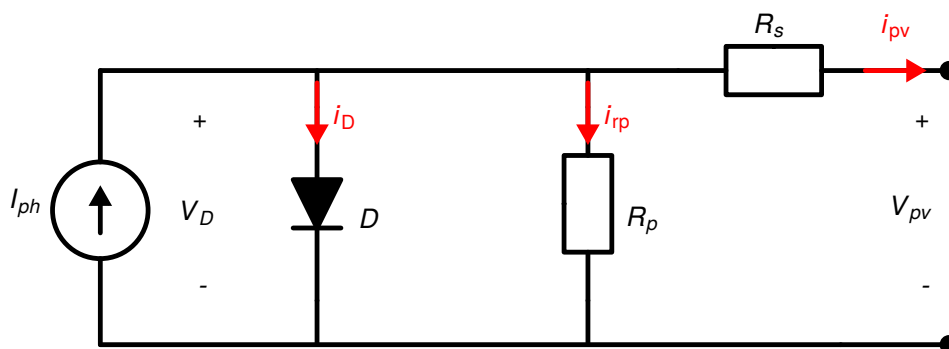
2 REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo apresenta a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento do emulador fotovoltaico. Inicialmente, é abordada a modelagem matemática da célula fotovoltaica, detalhando o circuito equivalente e as equações que descrevem suas curvas características I-V e P-V, bem como a influência de fatores ambientais como irradiância e temperatura. Em seguida, realiza-se uma análise comparativa das principais topologias de conversores CC-CC utilizadas na literatura para esta aplicação, destacando suas vantagens e limitações, o que fundamenta a escolha da topologia adotada neste trabalho.

2.1 Característica I-V da Célula Fotovoltaica

A curva característica $I - V$ de uma célula fotovoltaica é modelada pelo circuito equivalente de um diodo, conforme a abordagem detalhada por Khatib e Elmenreich. O circuito, apresentado na Fig. 2, representa a corrente de fotogeração (I_{ph}) pela incidência de luz, enquanto as resistências série (R_s) e paralela (R_p) modelam as perdas parasitas. O diodo (D) descreve o comportamento da junção semicondutora do dispositivo.

Figura 2 – Circuito Equivalente



Fonte: Autoria própria.

A aplicação das Leis de Kirchhoff ao circuito equivalente permite obter as equações fundamentais para emular a curva $I - V$ de uma célula fotovoltaica. A Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC), quando aplicada ao nó superior do circuito, resulta na corrente de saída do painel (I_{pv}), expressa pela Equação (1). Subsequentemente, a análise da malha de entrada determina a tensão sobre o diodo (V_D), dada pela Equação (2), enquanto a corrente na resistência paralela (I_{Rp}) é calculada pela Lei de Ohm, levando à Equação (3).

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{Rp} \quad (1)$$

$$V_D = V_{pv} + R_s I_{pv} \quad (2)$$

$$I_{Rp} = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (3)$$

A corrente (I_{ph}) é uma variável dependente da irradiação solar (G) e da temperatura do módulo (T). Os valores de *Standard Test Condition* (STC) são encontrados no *datasheet* do módulo. Assim a corrente gerada pode ser representada pela Equação (4)

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{STC}} I_{ph}^{STC} [1 + \alpha(T - T^{STC})] \quad (4)$$

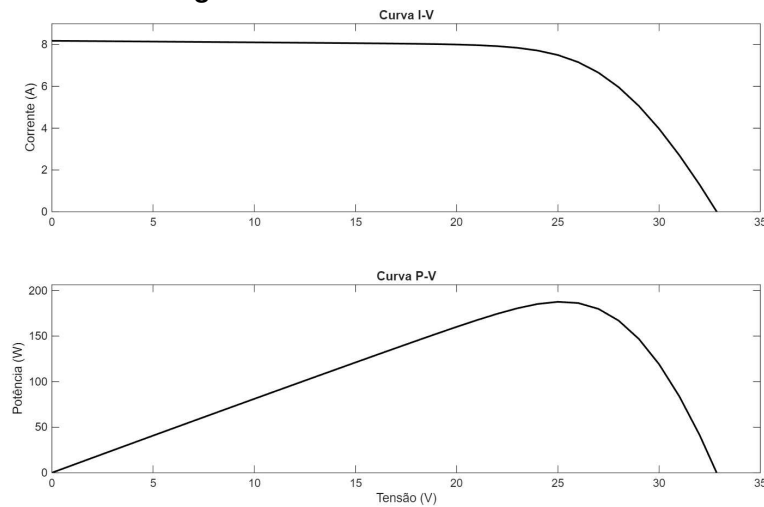
A corrente do diodo (I_D), que se opõe à corrente de fotogeração, modela o comportamento da junção semicondutora p-n do módulo. Esta relação não linear entre a tensão e a corrente na junção é descrita pela equação de Shockley. Na Equação (5), o termo I_s representa a corrente de saturação reversa do diodo, um parâmetro dependente da temperatura, enquanto A é o fator de idealidade da junção e T é a temperatura absoluta (em Kelvin).

$$I_D = I_s \left(e^{\frac{qV_D}{AkT}} - 1 \right) \quad (5)$$

Substituindo as Equações (3), (4) e (5) na Equação (1) obtém-se a Equação (6) possibilitando a simulação de um sinal I-V de uma célula fotovoltaica.

$$I_{pv} = \frac{G}{G_{STC}} I_{ph}^{STC} [1 + \alpha(T - T^{STC})] - I_s \left(e^{\frac{qV_D}{AkT}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (6)$$

A Equação (6) descreve o comportamento fundamental de uma célula fotovoltaica. Para obter a característica de um módulo comercial, considera-se a associação em série de N_s células idênticas. Desta forma, a tensão de saída do módulo é o somatório das tensões individuais ($V_{mod} = N_s \times V_{cel}$), enquanto a corrente que flui pelo conjunto é a mesma da célula individual. Assim é possível traçar a curva característica resultante para o módulo inteiro. A Figura 3 apresenta o formato típico desta curva I-V e a sua correspondente curva de Potência x Tensão (P-V).

Figura 3 – Características I-V e P-V

Fonte: Adaptado de Khatib (2016).

2.1.1 Parâmetros Fundamentais de um Módulo Fotovoltaico

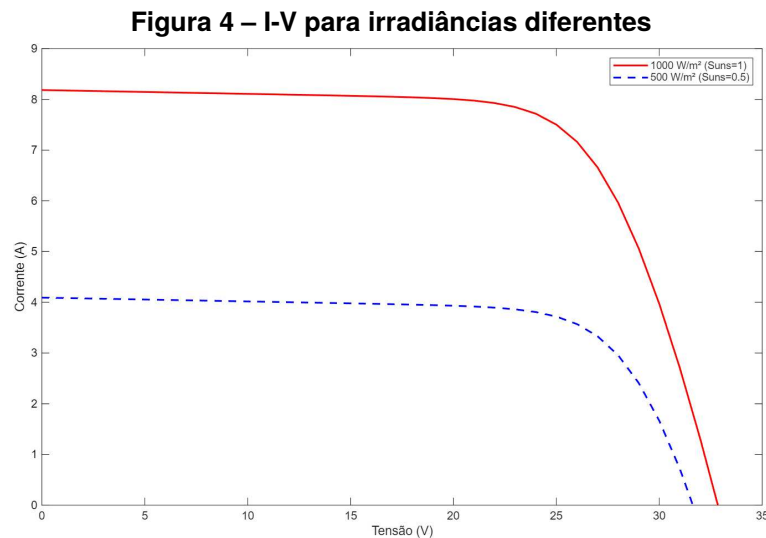
A análise das curvas I-V e P-V, apresentadas na Figura 3, permite identificar os principais parâmetros de operação de um módulo fotovoltaico, conforme definido por Messenger e Ventre (2010):

- **Tensão de Circuito Aberto (V_{oc}):** É a tensão máxima fornecida pelo módulo, que ocorre quando a corrente de saída é nula ($I_{pv} = 0$).
- **Corrente de Curto-Circuito (I_{sc}):** É a corrente máxima gerada, que ocorre quando a tensão de saída é nula ($V_{pv} = 0$). Na prática, é o ponto onde a curva I-V intercepta o eixo da corrente.
- **Potência Máxima (P_{max}):** É o ponto de operação na curva P-V onde o módulo entrega a maior potência possível à carga.
- **Ponto de Máxima Potência (MPP):** É o par de tensão (V_{mpp}) e corrente (I_{mpp}) que resulta na P_{max} . Este é o ponto de operação ideal que os sistemas de controle buscam rastrear.

2.1.2 Análise do Efeito das Condições Ambientais

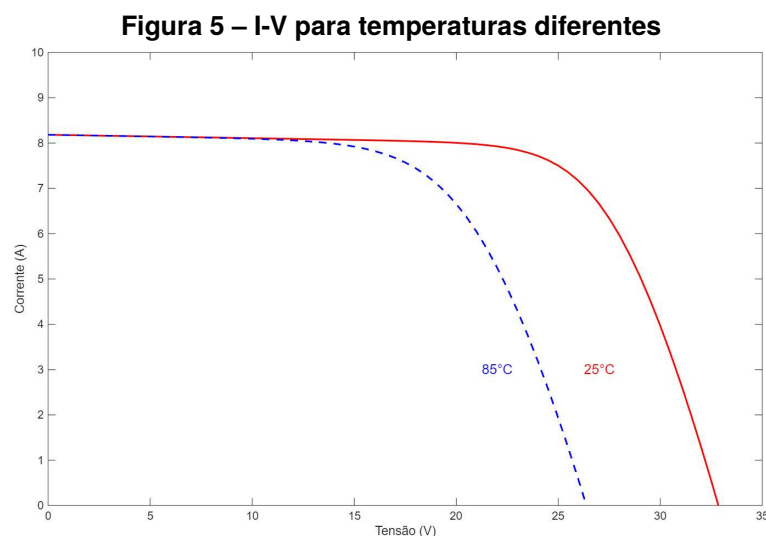
O principal desafio no uso de sistemas fotovoltaicos é que os parâmetros de operação não são estáticos. Conforme estabelecido por Khatib e Elmenreich (2016), o desempenho de um módulo FV depende fortemente das condições de luz solar e temperatura.

A irradiância solar (G) define a condição padrão de "um sol" como 1000 W/m^2 em um dia claro. Conforme os autores, níveis de irradiância inferiores a este valor reduzem a corrente de saída do módulo de forma proporcional (KHATIB; ELMENREICH, 2016). Por exemplo, se apenas "meio sol" (500 W/m^2) estiver disponível, a corrente de saída cai aproximadamente pela metade, como pode ser visto graficamente na Figura 4.



Fonte: Adaptado de Khatib (2016).

Por outro lado, a temperatura (T) afeta a tensão de saída do módulo de forma inversa. Khatib e Elmenreich (2016) explicam que temperaturas elevadas reduzem a tensão de saída. Esta queda pode variar de $0,04 \text{ V}$ a $0,1 \text{ V}$ para cada aumento de 1°C na temperatura da célula, um efeito que impacta negativamente a potência total gerada, como ilustrado na Figura 5.



Fonte: Adaptado de Khatib (2016).

É essa natureza não linear e altamente dependente das condições climáticas que torna o rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT) uma função essencial em qualquer sistema fotovoltaico, e é o que torna os testes desses sistemas em campo tão complexos, justificando o uso de emuladores.

2.2 Topologias de conversores CC-CC para emulação de sinais FV

O componente central de um Emulador Fotovoltaico (EPV) é o conversor CC-CC. Este estágio de potência é responsável por modular a energia de uma fonte padrão para replicar com precisão a curva I-V não linear de um módulo fotovoltaico. A escolha da topologia do conversor afeta diretamente o rendimento, o custo e a velocidade de resposta do sistema a testes dinâmicos, como os de MPPT. A literatura apresenta diversas metodologias para esta aplicação, que serão analisadas a seguir.

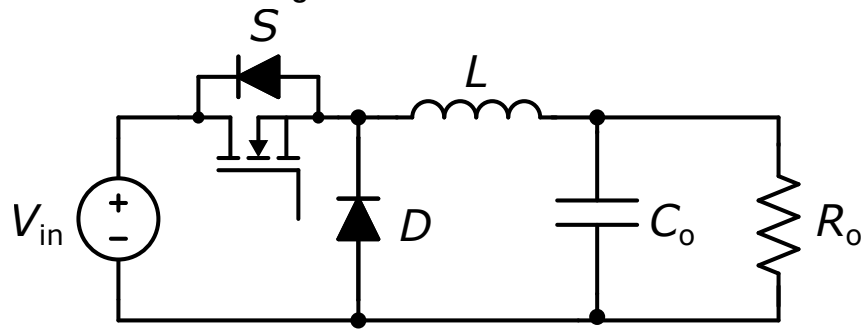
2.2.1 Conversor Buck

Uma das topologias mais documentadas na literatura para a emulação de sinais FV é o conversor Buck, devido à sua simplicidade e baixo custo. Em Samosir et al. (2023), por exemplo, é apresentado um modelo de emulador fotovoltaico (EPV) que utiliza a topologia Buck para replicar com precisão as características de um painel solar real.

2.2.1.1 Características da Metodologia

A metodologia de Samosir et al. (2023) baseia-se em um conversor Buck, cuja topologia de potência é apresentada na Figura 6, operando em modo de controle de corrente. O sistema utiliza um controle em malha fechada para que a corrente e a tensão de saída do conversor sejam equivalentes às do painel fotovoltaico de referência. Para isso, a tensão de saída é medida e utilizada como entrada para uma tabela de consulta, que armazena os dados da curva $I - V$ do painel. O valor de corrente de referência obtido da tabela é então comparado com a corrente de saída real medida. O sinal de erro resultante alimenta um controlador PID, que por sua vez gera o sinal PWM para acionar o interruptor do conversor.

Figura 6 – Conversor Buck.



Fonte: Adaptado de Samosir (2023).

2.2.1.2 Vantagens

A principal vantagem desta abordagem, demonstrada pelos resultados de simulação de Samosir et al. (2023), é a sua eficácia. Os resultados mostram que o modelo de emulador proposto consegue replicar efetivamente as características elétricas do painel solar, alcançando uma forte correlação com os dados de referência do fabricante, tanto na curva $I - V$ quanto na $P - V$. O artigo também destaca que esta abordagem permite a realização de testes de forma eficiente e de baixo custo em um ambiente de laboratório controlado, superando as limitações dos testes com painéis reais, como a dependência de condições climáticas.

2.2.1.3 Desvantagens e Limitações

Apesar da sua eficácia e simplicidade, a topologia Buck apresenta limitações para esta aplicação. A primeira é ser um conversor não-isolado, o que significa que a entrada e a saída compartilham uma referência de aterramento comum. Esta característica pode ser uma restrição de segurança ou funcionalidade em testes de inversores conectados à rede, que frequentemente exigem isolamento galvânica.

A limitação técnica mais significativa, no entanto, é sua natureza puramente abaixadora de tensão. O conversor Buck só pode gerar uma tensão de saída que seja menor que sua tensão de entrada. O próprio projeto de Samosir et al. (2023) ilustra esta restrição, utilizando uma fonte de entrada de 24 V para emular um painel cuja tensão de circuito aberto (V_{oc}) é de 22,1 V. Isso obriga que a fonte de alimentação do emulador seja sempre superior à V_{oc} máxima do painel a ser testado, limitando a flexibilidade do

sistema e impedindo a emulação de arranjos de painéis em série que exijam tensões de saída superiores à da fonte de entrada.

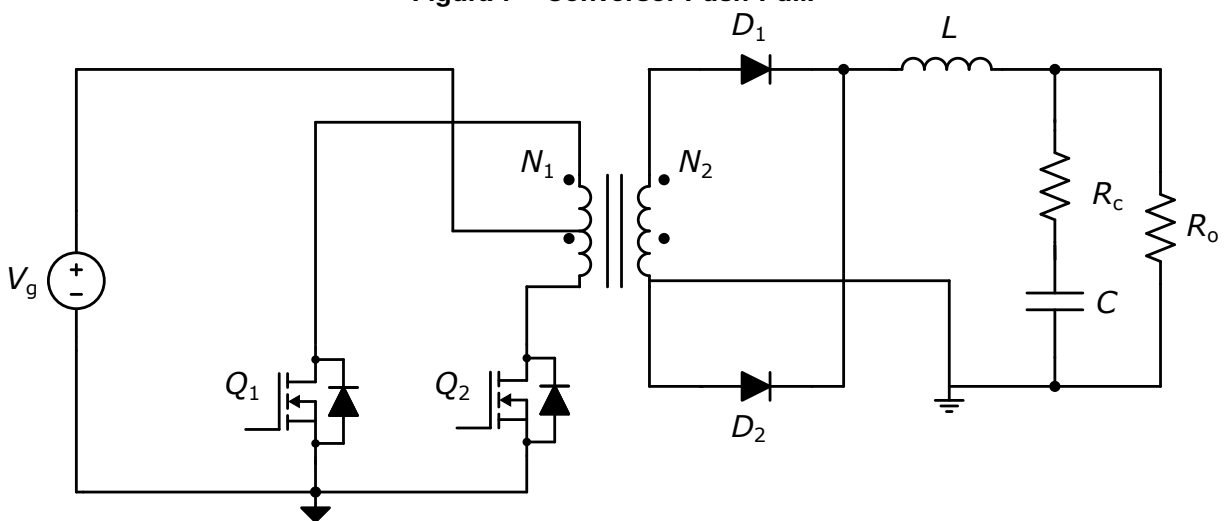
2.2.2 Conversor Push-Pull

Avançando para topologias que resolvem a limitação da falta de isolamento elétrico, o conversor Push-Pull é uma alternativa encontrada na literatura para a emulação fotovoltaica. O trabalho de Benmiloud et al. (2023) foca especificamente no projeto e controle de um Emulador Fotovoltaico (EPV) baseado neste conversor.

2.2.2.1 Características da Metodologia

O sistema proposto por Benmiloud et al. (2023) utiliza o conversor Push-Pull, cuja topologia de potência é apresentada na Figura 7, como o estágio de potência e, de forma similar a outras abordagens, implementa um controle em malha fechada. Um controlador PI compara a corrente de saída medida com um valor de referência (obtido da curva $I - V$ do painel), forçando o conversor a rastrear a característica do painel solar. A sintonia deste controlador é realizada através de uma análise de resposta em frequência baseada no modelo médio do conversor no espaço de estados.

Figura 7 – Conversor Push-Pull.



Fonte: Adaptado de Benmiloud (2023).

2.2.2.2 Vantagens

A principal vantagem da topologia Push-Pull, e a razão de sua escolha, é a isolamento galvânica. O uso de um transformador de alta frequência isola eletricamente o estágio de entrada (fonte CC) do estágio de saída. Isso representa um avanço significativo em relação ao conversor Buck, aumentando a segurança e a flexibilidade de aplicação do emulador. Os resultados de simulação do artigo demonstram a eficácia da abordagem, mostrando que o emulador segue com precisão as referências do modelo de PV, mesmo sob variações de irradiância.

2.2.2.3 Desvantagens e Limitações

Apesar de fornecer isolamento, o conversor Push-Pull introduz outras desvantagens e limitações. A primeira é o aumento da complexidade do circuito, que exige dois interruptores de potência (Q_1 , Q_2), um transformador com derivação central (N_1 , N_2) e dois diodos retificadores (D_1 , D_2) no secundário, elevando o custo em comparação com o conversor Buck.

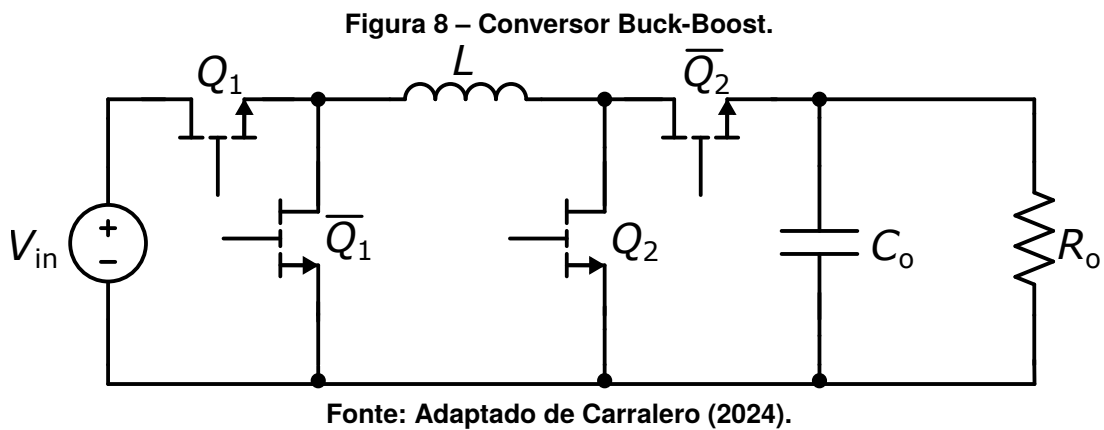
A limitação técnica mais crítica desta topologia é o alto estresse de tensão sobre os interruptores. Conforme a estrutura do circuito apresentada no referido artigo, cada chave (Q_1 e Q_2) deve ser capaz de bloquear o dobro da tensão de entrada ($2 \times V_g$) durante seu ciclo de desligamento. Isso limita a aplicação desta topologia em sistemas com alta tensão de entrada, exigindo o uso de semicondutores de tensão nominal mais elevada e, conseqüentemente, mais caros e com maiores perdas de condução.

2.2.3 Conversor Buck-Boost de Quatro Chaves (FSBB)

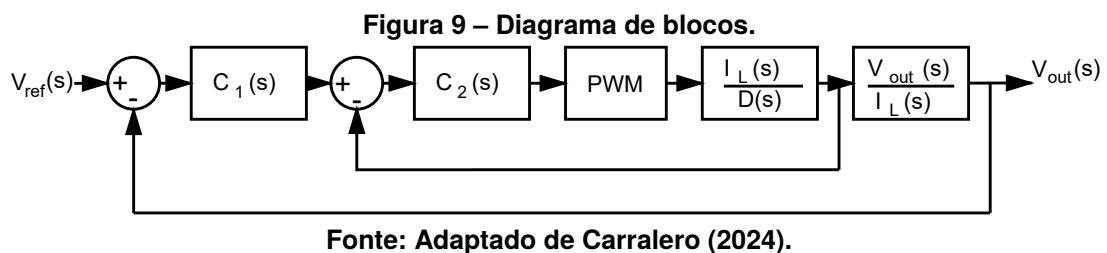
Para superar as limitações das topologias simples, como a incapacidade do conversor Buck de operar na região de curto-circuito (I_{sc}) ou do Boost de operar próximo de zero volts, a literatura propõe o conversor Buck-Boost de Quatro Chaves (FSBB), apresentado na Figura 8. O trabalho de Carralero et al. (2024) propõe um emulador baseado nesta topologia.

2.2.3.1 Características da Metodologia

O conversor FSBB, é uma topologia não-isolada que utiliza quatro semicondutores. Sua principal característica é a capacidade de operar em três modos distintos: como um conversor Buck (quando Q_2 está desligado e $\overline{Q_2}$ ligado), como um Boost (quando Q_1 está ligado e $\overline{Q_1}$ desligado), ou como um Buck-Boost. Para controlar o emulador, Carralero et al. (2024) utilizam um algoritmo que estima a carga conectada e, através de uma aproximação linear da curva I-V e do método de Newton, determina a tensão de referência. O sistema então seleciona o modo de operação (Buck, Boost ou Buck-Boost)



Utiliza um controlador PI em cascata (malha de corrente interna e malha de tensão externa) para rastrear esta referência, como pode ser visto na Figura 9.



2.2.3.2 Vantagens

A principal vantagem desta topologia é a sua flexibilidade e ampla faixa de operação. Diferente do Buck, o FSBB pode gerar uma tensão de saída (V_{out}) que é maior ou menor que a tensão de entrada (V_{in}). Essa característica é ideal para a emulação fotovoltaica, pois permite que o conversor opere em toda a extensão da curva I-V,

desde a tensão de circuito aberto (V_{oc}) até a corrente de curto-circuito (I_{sc}), algo que o conversor Buck convencional não consegue fazer. O artigo demonstra por simulação que a abordagem é eficaz em rastrear a curva de referência mesmo sob mudanças rápidas de irradiância e carga.

2.2.3.3 Desvantagens e Limitações

Apesar de sua flexibilidade, o FSBB apresenta desvantagens importantes. Primeiramente, assim como o Buck, ele é uma topologia não-isolada, o que pode ser uma restrição de segurança em testes de inversores conectados à rede.

A sua principal limitação, no entanto, é a elevada complexidade do sistema de controle. Como o conversor opera em três modos distintos, o controlador precisa não apenas ser rápido, mas também gerenciar a transição suave entre os modos de operação. O próprio projeto de Carralero et al. (2024) exige o projeto e sintonia de três conjuntos diferentes de controladores PI, um para cada modo (Buck, Boost e Buck-Boost). Além disso, a topologia opera em comutação dissipativa (*hard-switching*), o que acarreta maiores perdas de comutação em alta frequência quando comparada a topologias de comutação suave (ZVS).

2.2.4 Análise Conclusiva da Revisão de Topologias

A análise da literatura demonstra um claro conjunto de desafios no projeto de emuladores fotovoltaicos. Topologias simples como o conversor Buck, embora de baixo custo, são intrinsecamente limitadas por não possuírem isolamento galvânica e, mais criticamente, por sua incapacidade de emular a curva I-V completa, falhando em reproduzir a corrente de curto-circuito (I_{sc}).

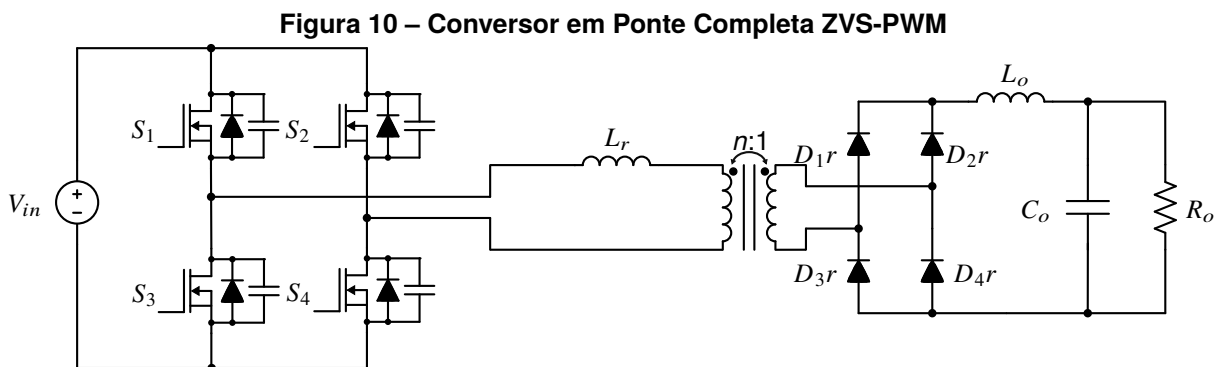
Para solucionar a flexibilidade de tensão, o conversor Buck-Boost de Quatro Chaves (FSBB) é apresentado como uma solução capaz de varrer toda a curva I-V. No entanto, ele mantém a desvantagem da falta de isolamento e introduz uma complexidade de controle elevada, exigindo múltiplos controladores distintos para gerenciar seus diferentes modos de operação, além de operar em comutação dissipativa (*hard-switching*), o que gera perdas significativas.

Buscando a isolamento galvânica, topologias como o Push-Pull são empregadas. Contudo, elas introduzem um novo problema: um estresse de tensão elevado sobre os interruptores de potência (tipicamente $2 \times V_{in}$), o que limita a tensão de entrada do sistema e aumenta o custo e as perdas de condução dos semicondutores.

Diante deste cenário, a topologia do conversor em Ponte Completa (Full-Bridge) com modulação PWM e comutação suave ZVS (Zero Voltage Switching), adotada neste trabalho, surge como uma solução superior e mais robusta. Ela resolve simultaneamente as principais limitações das outras abordagens:

1. **Isolação Galvânica:** Utiliza um transformador de alta frequência, garantindo a segurança e a flexibilidade necessárias para testes de inversores.
2. **Baixo Estresse de Tensão:** Diferente do Push-Pull, os interruptores da ponte completa bloqueiam apenas a tensão de entrada (V_{in}), permitindo o uso de componentes mais eficientes e de menor custo.
3. **Capacidade de Emulação Total:** A estrutura em ponte, especialmente quando projetada com saída em fonte de corrente, permite a operação em toda a curva I-V, de V_{oc} até I_{sc} .
4. **Elevado Rendimento:** A implementação da comutação suave ZVS elimina as perdas de comutação, permitindo que o conversor opere em altas frequências com alta eficiência, resultando em um emulador mais compacto e com menor necessidade de dissipação térmica.

Por combinar todas essas características essenciais, o conversor em Ponte Completa ZVS-PWM, apresentado na Figura 10, foi selecionado como a metodologia de projeto para o desenvolvimento do emulador fotovoltaico proposto neste TCC.



Fonte: Autoria própria.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA ZVS PWM

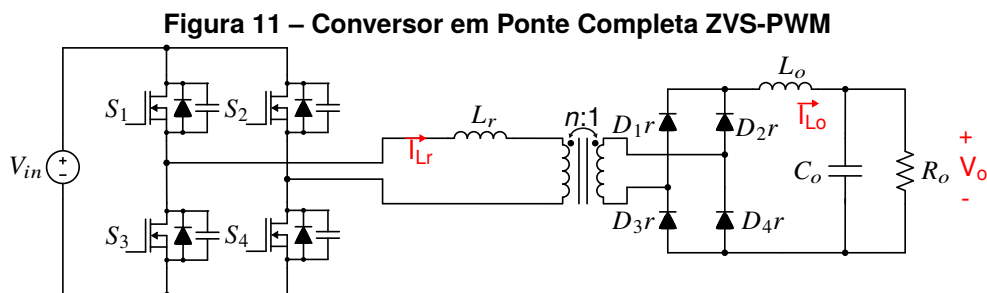
3.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise teórica e a modelagem matemática do conversor selecionado para o projeto do emulador fotovoltaico. Conforme justificado na Revisão da Literatura, a topologia em Ponte Completa com Modulação por Deslocamento de Fase (*Phase-Shift*) e Comutação sob Tensão Nula (ZVS) foi escolhida por combinar isolamento galvânica, alta eficiência em alta frequência e capacidade de operar em toda a extensão da curva I-V.

A seguir, será detalhada a topologia do circuito, seu princípio de operação e a modelagem matemática. Essa análise fornecerá as principais características operacionais do circuito, como ganho estático, ondulações de tensão e corrente e esforços nos semicondutores. Este estudo é a base para o dimensionamento do protótipo, apresentado no próximo capítulo.

3.2 Topologia

A topologia do conversor em Ponte Completa ZVS-PWM adotada neste trabalho é apresentada na Figura 11. O circuito é composto por um estágio primário de comutação na configuração ponte completa, um estágio de isolamento e um estágio secundário de retificação e filtragem.



Fonte: Autoria própria.

O estágio primário consiste em quatro interruptores de potência (S_1 a S_4), que aplicam uma tensão alternada de alta frequência à entrada do transformador de isolamento (T1). A característica fundamental para a operação ZVS é o indutor de ressonância (L_r), que pode ser a própria indutância de dispersão do transformador ou um indutor

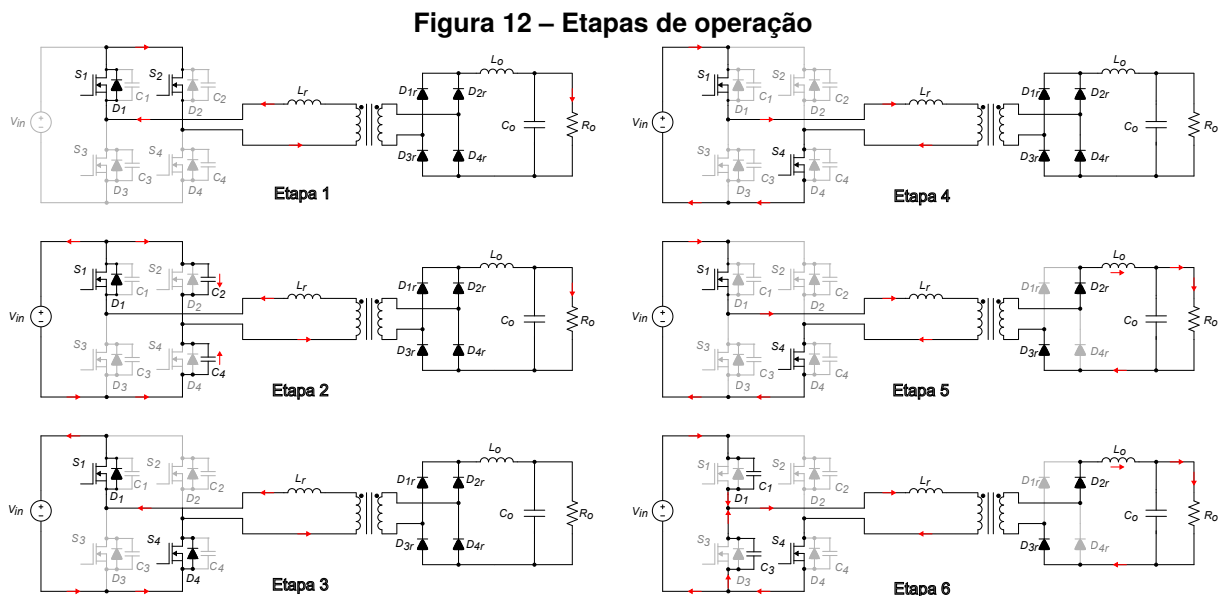
externo. Este indutor opera em conjunto com as capacitâncias parasitas (C_1 a C_4) dos interruptores para garantir a comutação em tensão nula.

O secundário do transformador alimenta uma ponte retificadora de diodos (D_1 a D_4) e um filtro de saída. Para a aplicação como emulador fotovoltaico, o filtro de saída é projetado para que o conversor opere como uma fonte de corrente controlada, sendo capaz de fornecer a corrente de curto-circuito (I_{sc}) do painel mesmo em tensões de saída próximas de zero.

3.3 Princípio de Operação e Etapas de Comutação

A modulação do conversor é realizada pela técnica de *Phase-Shift*, em que os interruptores são acionados com 50% de razão cíclica, e o controle da potência é feito pelo deslocamento de fase entre os braços da ponte.

Os circuitos equivalentes para cada etapa de comutação são ilustrados na Figura 12. Devido à natureza simétrica da operação, a análise a seguir detalha as seis principais etapas que ocorrem durante o primeiro meio ciclo de comutação, conforme apresentado na figura.



Fonte: Autoria própria.

Etapa 1: A corrente I_{Lr} circula por S_2 e D_1 ;

Etapa 2: O interruptor S_2 é bloqueado e as tensões dos capacitores C_2 e C_4 variam de forma ressonante. C_2 é carregado e C_4 é descarregado, sendo que a etapa termina quando V_{C4} é igual a zero;

Etapa 3: O diodo D_4 é polarizado diretamente e a corrente do indutor L_r decresce em rampa. O interruptor S_4 é comandado a conduzir com comutação suave;

Etapa 4: Ocorre inversão no sentido da corrente em L_r , sendo que a corrente flui por S_1 e S_4 ;

Etapa 5: Apenas dois diodos do retificador de saída permanecem em condução, de forma que energia proveniente da fonte de entrada passa a ser transferida para a saída;

Etapa 6: O interruptor S_1 é bloqueado e as tensões dos capacitores C_1 e C_3 variam de forma ressonante. C_1 é carregado e C_3 é descarregado, sendo que a etapa termina quando V_{C3} é igual a zero.

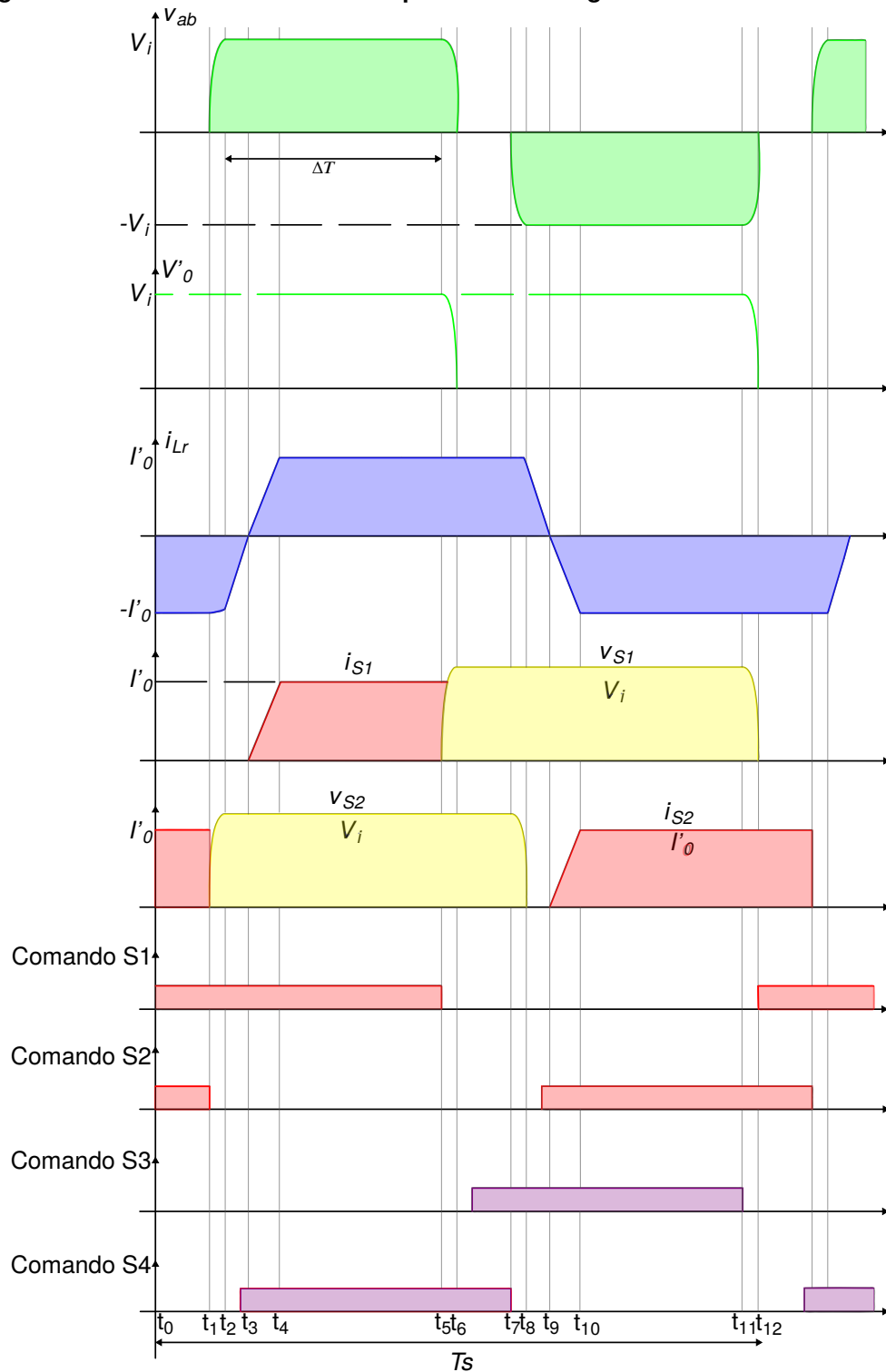
O ciclo completo teria 12 etapas. No entanto, como o funcionamento é simétrico, basta analisar este semi-ciclo (as 6 etapas) para obtermos todas as equações.

3.4 Modelagem Matemática

A partir da análise das etapas de operação, é possível derivar os modelos matemáticos que descrevem o comportamento do conversor e permitem seu dimensionamento. A metodologia de análise e as principais equações do conversor Ponte Completa ZVS-PWM são baseadas fundamentalmente nos estudos apresentados por Barbi (1999).

A base para esta análise são as formas de onda teóricas do conversor, apresentadas na Figura 13.

Figura 13 – Formas de onda dos componentes ao longo de um ciclo de comutação.



Fonte: Autoria própria.

Como o conversor tem natureza simétrica, as variações de tempo podem ser vistas como: $\Delta t_{1-0} = \Delta t_{7-6}$, $\Delta t_{32} = \Delta t_{9-8}$, $\Delta t_{4-3} = \Delta t_{10-9}$ e $\Delta t_{5-4} = \Delta t_{11-10}$.

Por meio da Figura 13 percebe-se que em ΔT a tensão v_{ab} tem o mesmo módulo de V_i , portanto:

$$\Delta T = \Delta t_{32} + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4} \quad (7)$$

A razão cíclica pode ser definida pela equação (9):

$$\frac{T_s}{2} \approx \Delta T + \Delta t_{7-6} \quad (8)$$

$$D = \frac{2\Delta T}{T_s} \quad (9)$$

É importante notar que a razão cíclica nominal difere da razão cíclica efetiva (D_{ef}), que rege a transferência de potência. Durante a variação linear da corrente no indutor L_r , todos os diodos da ponte retificadora entram em condução, interrompendo a entrega de potência à carga. Este fenômeno limita a transferência de energia às etapas quinta e décima primeira, cujo tempo de duração é então definido pela razão cíclica efetiva, conforme a equação (10).

$$\Delta t_{5-4} = D_{ef} \frac{T_s}{2} \quad (10)$$

$$\Delta t_{3-2} \cong \Delta t_{4-3} \quad (11)$$

Analisando a etapa 4, na qual ocorre a inversão do sentido da corrente e a corrente do indutor I_{L_r} cresce linearmente até atingir o módulo de I_o' . Pode-se verificar o comportamento descrito na equação 12.

$$V_i = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (12)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação 12, é possível obter a expressão da corrente no domínio da frequência. Em seguida, aplicando a transformada inversa de Laplace, retorna-se a corrente no domínio do tempo.

$$i_{L_r}(s) = \frac{V_i}{s^2 L_r} \quad (13)$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_i}{L_r} t \quad (14)$$

Como dito anteriormente, a etapa 4 irá terminar quando a corrente I_{L_r} chegar ao módulo de I_o , conforme pode ser visto na equação 15.

$$\Delta t_{4-3} = \frac{I'_o L_r}{V_i} \quad (15)$$

Substituindo as equações 11, 15 na equação 16.

$$\Delta T = D \frac{T_s}{2} = \Delta t_{3-2} + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4} \quad (16)$$

$$\Delta T = \frac{2I'_o L_r}{V_i} + D_{ef} \frac{T_s}{2} \quad (17)$$

Sabendo que $\Delta T = D \frac{T_s}{2}$ (a partir da Equação (9)), podemos igualar as expressões e isolar a razão cíclica efetiva, D_{ef} :

$$D \frac{T_s}{2} = \frac{2I'_o L_r}{V_i} + D_{ef} \frac{T_s}{2} \implies D_{ef} = D - \frac{4I'_o L_r}{V_i T_s} \quad (18)$$

O termo de perda da razão cíclica pode ser definido como $\overline{I'_o}$, resultando na forma final da equação.

$$\overline{I'_o} = \frac{4I'_o L_r f_s}{V_i} \quad (19)$$

$$D_{ef} = D - \overline{I'_o} \quad (20)$$

A partir da razão cíclica efetiva (D_{ef}), é possível determinar o valor médio da tensão de saída do conversor (V'_{omed}), refletida para o primário. Esta tensão é dada pela relação padrão da ponte completa, utilizando-se D_{ef} , conforme a Equação (21).

$$V'_{omed} = D_{ef} V_i \quad (21)$$

Substituindo-se (20) em (21), obtém-se a tensão de saída em função da razão cíclica nominal (D) e do termo de perda $\overline{I'_o}$, como visto na Equação (22).

$$V'_{omed} = \left(D - \frac{4I'_o L_r f_s}{V_i} \right) V_i \quad (22)$$

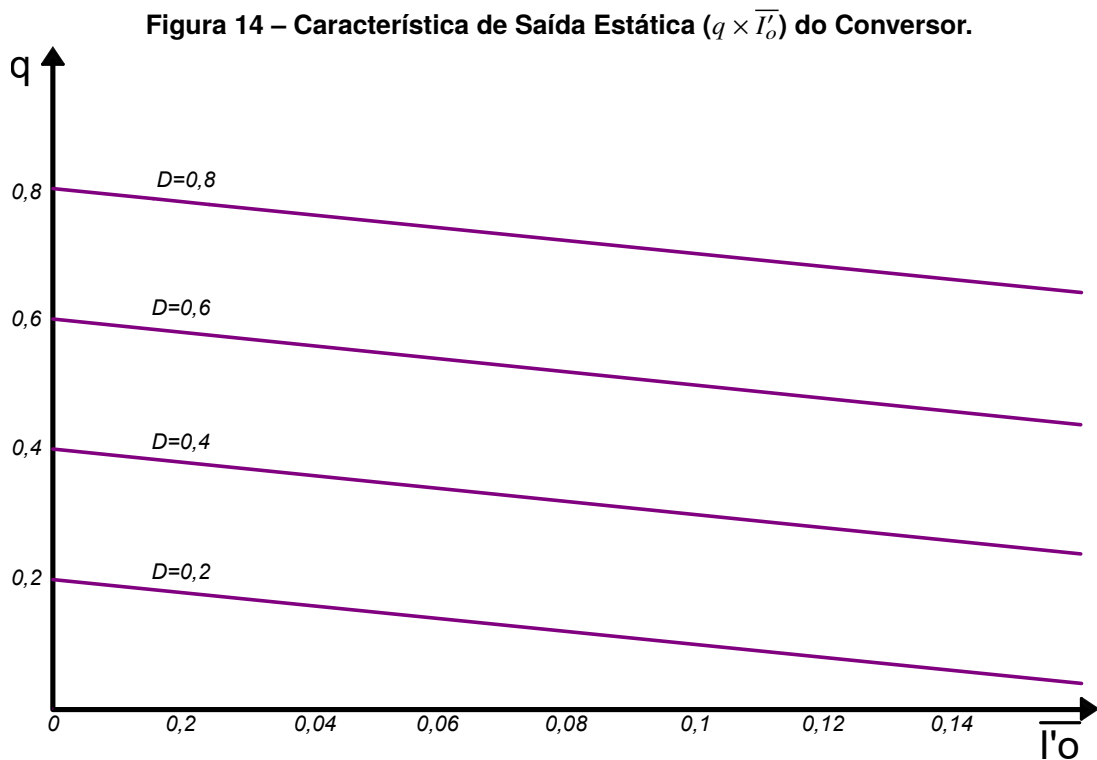
O ganho estático (q) do conversor é definido como a razão entre o valor médio da tensão de saída (refletida ao primário) e a tensão de entrada. Isolando esta relação, obtém-se o ganho estático na Equação (23).

$$q = \frac{V'_{omed}}{V_i} = D - \overline{I'_o} \quad (23)$$

A Equação (23) é fundamental, pois demonstra que o ganho do conversor ZVS-PWM não depende apenas da razão cíclica de controle D , mas é linearmente reduzido pelo aumento da corrente de carga.

A característica de saída do conversor, representada pela Equação (23), é plotada na Figura 14. Conforme analisado por Barbi (1999), se a perda de razão cíclica fosse desprezada, a característica de saída seria ideal, com retas paralelas ao eixo horizontal.

Entretanto, como demonstra a equação e a figura, a característica de saída é constituída de retas decrescentes. O termo \overline{I}_o é o responsável por esta inclinação, representando a perda de razão cíclica causada pela presença do indutor L_r . Isso comprova que, diferentemente de um conversor ideal, a tensão de saída do conversor ZVS-PWM não é independente da corrente de carga.



Fonte: Autoria própria.

3.4.0.1 Ondulação da Corrente no Indutor (L_o)

A ondulação da corrente ($\Delta I L_o$) no indutor de saída L_o é determinada pela tensão aplicada sobre ele durante a etapa de transferência de potência (Etapa 5).

Conforme a análise das etapas, neste intervalo (Δt_{5-4}), a tensão retificada no secundário é $\frac{V_i}{n}$, e a tensão sobre o indutor L_o é a diferença entre esta e a tensão de saída V_o .

A variação da corrente no indutor é, portanto, dada pela relação fundamental $V_L = L \frac{di}{dt}$, resultando na Equação (24):

$$\Delta I L_o = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - V_o\right) \cdot \Delta t_{5-4}}{L_o} \quad (24)$$

Sabendo que $\Delta t_{5-4} = D_{ef} \frac{T_s}{2}$ (a partir da Equação (10)), podemos substituir este termo na Equação (24) obtendo a equação de projeto:

$$\Delta I L_o = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - V_o\right) \cdot D_{ef}}{2 \cdot f_s \cdot L_o} \quad (25)$$

Esta é a equação fundamental para o dimensionamento do indutor de saída. O cálculo de L_o deve ser realizado para o pior caso operacional (considerando a variação de V_i), que resulta na máxima indutância necessária, conforme será detalhado no Capítulo 4.

3.4.0.2 Ondulação da Tensão no Capacitor (C_o)

A ondulação da tensão (ΔV_o) no capacitor de saída C_o depende da componente da corrente do indutor que flui pelo capacitor. Para a retificação em ponte completa, a frequência da ondulação da corrente que o capacitor deve filtrar é o dobro da frequência de comutação ($2f_s$).

A ondulação de tensão resultante (ΔV_o) pode ser calculada a partir da variação máxima de corrente ($\Delta I L_o$) e do capacitor C_o utilizado, conforme a Equação (26):

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I L_o}{16 \cdot f_s \cdot C_o} \quad (26)$$

Substituindo ($\Delta I L_o$) na Equação (26):

$$\Delta V_o = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - V_o\right) \cdot D_{ef}}{32 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot C_o} \quad (27)$$

3.4.1 Esforços de Corrente nos Interruptores

A partir da análise das etapas de operação conclui-se que o pico de corrente nas chaves é igual a corrente da carga.

$$\overline{I_{s,pico}} = I_{s,pico} = I'_o \quad (28)$$

Para determinar a corrente média nas chaves S_1 e S_3 , analisam-se os intervalos de condução Δt_{4-3} e Δt_{5-4} .

$$I_{S1,3,med} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_{43}} I'_o \frac{t}{\Delta t_{43}} dt + \int_0^{\Delta t_{54}} I'_o dt \right) \quad (29)$$

$$\overline{I_{S1,3,med}} = \frac{I_{S1,3,med}}{I'_o} = \frac{1}{8}(4D - \overline{I'_o}) \quad (30)$$

Para determinar a corrente média nas chaves S_2 e S_4 , analisam-se os intervalos de condução Δt_{4-3} , Δt_{5-4} e Δt_{1-0} .

$$I_{S2,4,med} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_{43}} I'_o \frac{t}{\Delta t_{43}} dt + \int_0^{\Delta t_{54}} I'_o dt + \int_0^{\Delta t_{1-0}} I'_o dt \right) \quad (31)$$

$$\overline{I_{S2,4,med}} = \frac{I_{S2,4,med}}{I'_o} = \frac{1}{8}(4 - 3\overline{I'_o}) \quad (32)$$

De forma análoga, o valor da corrente eficaz (I_{ef}) em cada interruptor (S_1, S_2, S_3 e S_4) é obtido a partir da raiz do valor médio quadrático da corrente durante seus respectivos intervalos de condução.

$$I_{S1,3,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_{43}} \left(I'_o \frac{t}{\Delta t_{43}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{54}} I_o'^2 dt \right]} \quad (33)$$

$$\overline{I_{S1,3,ef}} = \frac{I_{S1,3,ef}}{I'_o} = \frac{1}{2} \sqrt{2D - \frac{5}{3}\overline{I'_o}} \quad (34)$$

$$I_{S2,4,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_{43}} \left(I'_o \frac{t}{\Delta t_{43}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{54}} I_o'^2 dt + \int_0^{\Delta t_{1-0}} I_o'^2 dt \right]} \quad (35)$$

$$\overline{I_{S2,4,ef}} = \frac{I_{S2,4,ef}}{I'_o} = \frac{1}{2} \sqrt{2 - \frac{5}{3}\overline{I'_o}} \quad (36)$$

3.4.2 Esforços de Corrente nos Diodos Retificadores

De forma análoga à análise dos interruptores, a corrente de pico nos diodos retificadores é igual à corrente de saída.

$$\overline{I_{DR,pico}} = I_{Dr,pico} = I'_o \quad (37)$$

Devido à operação em pares dos diodos retificadores, a corrente média em cada um deles será a metade da corrente de saída.

$$\overline{I_{Dr,med}} = \frac{I_{Dr,med}}{I'_o} = \frac{1}{2} \quad (38)$$

A corrente eficaz nos diodos retificadores é a raiz quadrada da soma dos quadrados das correntes eficazes nos interruptores S_2, S_4 e nos diodos D_2, D_4 .

$$I_{Dr,ef} = \sqrt{I_{S2,4,ef}^2 + I_{D2,4,ef}^2} \quad (39)$$

$$\overline{I_{Dr,ef}} = \frac{I_{Dr,ef}}{I'_o} = \frac{\sqrt{2 - \overline{I'_o}}}{2} \quad (40)$$

3.5 Conclusão

Este capítulo apresentou a análise detalhada da topologia do conversor em Ponte Completa ZVS-PWM com saída em fonte de corrente. A partir do estudo das etapas de operação, foi possível derivar a relação fundamental entre a razão cíclica de controle (D) e a razão cíclica efetiva (D_{ef}), que governa a transferência de potência. A Equação (20) demonstra que há uma perda de razão cíclica linearmente dependente da corrente de carga e da frequência de comutação.

Além disso, foram derivadas as equações de estresse de corrente (pico, média e eficaz) para os interruptores primários e para os diodos retificadores do secundário. O conjunto de equações deduzido nesta seção é a ferramenta fundamental para o projeto e dimensionamento dos componentes do protótipo, etapa que será detalhada no capítulo seguinte.

4 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

4.1 Introdução

O capítulo anterior apresentou a análise teórica e a modelagem matemática do conversor em Ponte Completa ZVS-PWM. Este capítulo aplica diretamente aquela teoria para o dimensionamento prático dos componentes do protótipo.

Primeiramente, são apresentados os parâmetros de projeto do emulador, justificando as especificações de potência e tensão. Em seguida, é detalhado o cálculo de dimensionamento dos principais componentes de potência (como o transformador e os indutores L_r e L_o).

O conjunto de valores calculados e adotados neste capítulo servirá como base para a construção do modelo de simulação, que será apresentado no capítulo seguinte.

4.2 Parâmetros de Projeto

Para emulação de módulos FV adotou-se os seguintes parâmetros de projeto para o conversor CC-CC ponte completa, detalhados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do Emulador

Descrição	Variável	Valor
Potência de saída	P_o	1000 W
Tensão de entrada nominal	V_i	179,06 V
Tensão de saída máxima	$V_{o,max}$	100 V
Corrente de saída máxima	$I_{o,max}$	10 A
Frequência de comutação	f_s	100 kHz
Perda de razão cíclica	$\overline{I'_o}$	1 %
Razão cíclica nominal máxima	D_{max}	90 %
Variação da corrente no indutor de saída	$\Delta I_o, \%$	20 %
Variação da tensão na saída	$\Delta V_o, \%$	1 %

Fonte: Autoria própria.

A potência de saída foi definida em 1000 W e abrange uma vasta gama de painéis de média potência disponíveis no mercado. A tensão de saída máxima de 100 V foi escolhida estrategicamente para garantir capacidade suficiente para a emulação de arranjos com dois painéis em série. Esta escolha considera que a tensão de circuito aberto (V_{oc}) de módulos comerciais de alta potência frequentemente se aproxima dos 50 V, permitindo assim testar arranjos de até 100 V. De forma semelhante, a corrente

de saída máxima foi escolhida para ser de 10 A, visando módulos comerciais que entreguem até esse intervalo de corrente de curto-circuito (I_{sc}).

4.2.1 Análise da Tensão de Entrada

A Tensão de Entrada Nominal (V_i) de 179,06 V, definida na Tabela 1, foi escolhida por representar um cenário de aplicação real: este é o valor de pico de uma tensão de rede monofásica de $127 V_{RMS}$ após uma retificação ($V_i = 127\sqrt{2} \approx 179,6 V$). Dessa maneira, possibilita-se a obtenção de um barramento CC alimentado pela rede elétrica.

Contudo, a tensão da rede não é perfeitamente estável. Para garantir a robustez do protótipo, o conversor foi projetado para operar corretamente mesmo com flutuações de $\pm 10\%$ na tensão nominal, cobrindo a faixa de operação da concessionária. Portanto, o dimensionamento dos componentes, detalhado a seguir, deve ser capaz de suportar toda a faixa de tensão:

- **Tensão de Entrada Mínima (V_{imin}):** $0.9 \times V_i \approx 161.64 V$
- **Tensão de Entrada Máxima (V_{imax}):** $1.1 \times V_i \approx 197.57 V$

Esta flutuação de $\pm 10\%$ na tensão de entrada impacta diretamente todos os outros parâmetros de operação do conversor. Consequentemente, variáveis de projeto chave como o ganho estático (q), a perda de razão cíclica ($\overline{I'_o}$) e a própria razão cíclica (D) precisam ser calculadas para condições nominais, mínimas e máximas, a fim de garantir o funcionamento correto. Como demonstram as equações de projeto, o ganho estático mínimo (q_{min}) é determinado no ponto de máxima tensão de entrada (V_{imax}), e a razão cíclica mínima (D_{min}) depende diretamente deste q_{min} . Este cenário de “pior caso” (operando com V_{imax} e q_{min}) é então utilizado como base para o dimensionamento dos componentes passivos, como o indutor L_o e o capacitor C_o , garantindo que o emulador opere em toda a faixa de tensão da rede.

4.3 Dimensionamento dos Componentes de Potência

Com base nos parâmetros definidos na Tabela 1 e nas equações de análise do Capítulo 3, realizou-se o dimensionamento dos principais componentes de potência do protótipo. A memória de cálculo completa, contendo a aplicação de todas as equações

para os cenários de tensão mínima, nominal e máxima, encontra-se disponível no Apêndice A.

4.3.1 Cálculo da Relação de Espiras do Transformador (n)

A relação de espiras ($n = N_2/N_1$) é um parâmetro crítico de projeto. Ela deve ser calculada para garantir que o conversor consiga fornecer a tensão de saída máxima ($V_{o,max}$) na condição de "pior caso", que ocorre quando a tensão de entrada está em seu valor mínimo ($V_{imin} \approx 161,64 V$).

Neste ponto de operação, o conversor deve operar com seu ganho estático máximo (q_{max}). Este ganho é limitado pela razão cíclica nominal máxima ($D_{max} = 0,9$) e pela perda de razão cíclica que ocorre nesta condição específica ($\overline{I'_{o_Vmin}}$), conforme a Equação (23) do capítulo anterior.

$$q_{max} = D_{max} - \overline{I'_{o_Vmin}} \quad (41)$$

Assumindo os valores de projeto, o ganho estático máximo resultante é $q_{max} = 0,8$.

O ganho estático q relaciona a tensão de entrada V_i com a tensão de saída refletida ao primário V'_{omed} , tal que $q = V'_{omed}/V_i$. Sabendo que $V'_{omed} = n \cdot V_o$, podemos isolar n : $n = (q \cdot V_i)/V_o$. Aplicando esta relação ao ponto de operação crítico (pior caso), obtém-se a Equação (42):

$$n = \frac{q_{max} \times V_{imin}}{V_{o,max}} = \frac{0,8 \times 161,64 V}{100 V} \approx 1,2932 \quad (42)$$

Com base na relação de espiras calculada ($n \approx 1,29$), foi realizado o projeto físico do componente magnético, definindo-se o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário, bem como o núcleo adequado para a frequência de operação. O detalhamento construtivo completo do transformador de potência encontra-se no Apêndice D.

4.3.2 Cálculo do Indutor Ressonante (L_r)

O indutor ressonante L_r é um componente chave para garantir a comutação ZVS. Seu valor é dimensionado para assegurar a energia necessária para a comutação

suave durante as transições, considerando as condições críticas de operação.

A equação de projeto utilizada para este dimensionamento, que considera a operação na tensão de entrada mínima (V_{imin}), é apresentada na Equação (43).

$$L_r = \frac{V_{imin} \cdot \overline{I'_{o_vmin}}}{4 \cdot f_s \cdot I'_{o_med}} \quad (43)$$

Onde V_{imin} é a tensão de entrada mínima, f_s é a frequência de comutação, $\overline{I'_{o_vmin}}$ é o termo de perda de razão cíclica na tensão mínima, e I'_{o_med} é a corrente média de saída refletida ao primário.

Substituindo os valores de projeto do sistema, obtém-se o valor da indutância:

$$L_r = 5,2258 \mu H$$

Apesar do valor teórico calculado ($5,22 \mu H$), para este projeto foi adotado o valor de $6,04 \mu H$. Este valor corresponde a um componente físico previamente construído e caracterizado em laboratório. Os detalhes construtivos, o projeto físico do núcleo e as medições de indutância deste componente são apresentados detalhadamente no Apêndice B. Este valor prático será o utilizado em todas as simulações a seguir, a fim de aproximar os resultados do comportamento do protótipo real.

4.3.3 Dimensionamento do Indutor de Saída (L_o)

O indutor de saída L_o é dimensionado para garantir que a ondulação (*ripple*) da corrente de saída (ΔL_o) seja mantida dentro do limite de 20% (2 A) estabelecido nos parâmetros de projeto (Tabela 1).

A equação analítica para o cálculo da indutância, Equação (25), desenvolvida no Capítulo 3, depende diretamente da tensão de entrada (V_i) e da razão cíclica efetiva (D_{ef}). Como a tensão de entrada do conversor flutua $\pm 10\%$, é necessário calcular a indutância L_o para as três condições de tensão (mínima, nominal e máxima) para determinar o "pior caso". O valor de projeto ideal seria o maior valor de indutância calculado, pois ele garante que o ripple de corrente nunca excederá os 2 A em nenhuma condição de operação.

As equações para cada condição, baseadas na metodologia de projeto, são:

$$L_{oVmin} = \frac{(1 - q_{max}) \cdot (D_{max} - \overline{I'_{o_Vmin}}) \cdot V_{imin}}{2f_s \cdot n \cdot \Delta I_o} = 50 \mu H \quad (44)$$

$$L_{oVnom} = \frac{(1 - q_{nom}) \cdot (D_{nom} - \overline{I'_{o_Vnom}}) \cdot V_i}{2f_s \cdot n \cdot \Delta I_o} = 70 \mu H \quad (45)$$

$$L_{oVmax} = \frac{(1 - q_{min}) \cdot (D_{min} - \overline{I'_{o_Vmax}}) \cdot V_{imax}}{2f_s \cdot n \cdot \Delta I_o} = 86,3636 \mu H \quad (46)$$

A análise do "piores caso" indica que a indutância mínima necessária para garantir o *ripple* de 2 A em toda a faixa de operação seria $L_o = 86,36 \mu H$.

Contudo, para este projeto, optou-se pela utilização de um indutor físico previamente construído, cujo valor medido é de $81,2 \mu H$. Os detalhes construtivos e a caracterização deste componente também estão apresentados no Apêndice C. Embora este valor seja ligeiramente inferior ao máximo teórico calculado ($86,36 \mu H$), ele é superior ao necessário para a condição nominal ($70 \mu H$) e considerado adequado para a validação do protótipo.

4.3.4 Dimensionamento do Capacitor de Saída (C_o)

O capacitor de saída C_o é dimensionado para garantir que a ondulação (*ripple*) de tensão na saída (ΔV_o) permaneça dentro do limite de 1% (ou 1 V) estabelecido nos parâmetros de projeto (Tabela 1).

A relação entre a ondulação de tensão e a capacitância é descrita pela Equação (26) do Capítulo 3. Para o dimensionamento, é necessário encontrar o valor mínimo de capacitância que atende à especificação de *ripple* em toda a faixa de operação.

Assim como no caso do indutor, o cálculo é realizado para as três condições de tensão de entrada (mínima, nominal e máxima), para determinar o "piores caso". As equações de projeto, que aplicam o princípio da Equação (26) para encontrar o C_o mínimo em cada cenário, são:

$$C_{oVmin} = \frac{(1 - q_{max}) \cdot (D_{max} - \overline{I'_{o_Vmin}}) \cdot V_{imin}}{32 \cdot f_s^2 \cdot n \cdot L_o \cdot \Delta V_o} = 723,68 \text{ nF} \quad (47)$$

$$C_{oVnom} = \frac{(1 - q_{nom}) \cdot (D_{nom} - \overline{I'_{o_Vnom}}) \cdot V_i}{32 \cdot f_s^2 \cdot n \cdot L_o \cdot \Delta V_o} = 1,0132 \text{ } \mu\text{F} \quad (48)$$

$$C_{oVmax} = \frac{(1 - q_{min}) \cdot (D_{min} - \overline{I'_{o_Vmax}}) \cdot V_{imax}}{32 \cdot f_s^2 \cdot n \cdot L_o \cdot \Delta V_o} = 1,25 \text{ } \mu\text{F} \quad (49)$$

O "pior caso" é o que exige a maior capacitância, portanto, o valor de projeto mínimo necessário é:

$$C_o = 1,25 \text{ } \mu\text{F} \quad (50)$$

O cálculo indica que uma capacitância de $1,25 \text{ } \mu\text{F}$ seria suficiente para atender ao requisito de 1% de ondulação de tensão. Contudo, estudos preliminares da estratégia de controle que não são tratados neste trabalho indicam a necessidade de um maior valor de capacitância de saída. Desta forma, o valor de capacitância escolhido foi de $22 \text{ } \mu\text{F}$. Este valor, sendo significativamente maior que o mínimo calculado, garante uma ondulação de tensão de saída muito inferior à especificada no projeto.

4.4 Cálculo Teórico dos Estresses nos Semicondutores

Com todos os parâmetros de projeto e componentes do conversor definidos nas seções anteriores (Tabela 1 e valores adotados de n , L_r , L_o), é possível agora calcular os valores teóricos de estresse nos semicondutores.

Estes cálculos baseiam-se nas equações analíticas (28), (30), (32), (34), (36) e (40), desenvolvidas no Capítulo 3. Quanto aos esforços de tensão, assume-se o bloqueio da tensão de entrada (V_i) pelos interruptores e da tensão refletida (V_i/n) pelos diodos. Os valores de corrente aqui calculados correspondem à operação na potência nominal (1000 W) e servirão de referência para a validação dos resultados da simulação.

4.4.1 Estresses nas Chaves Primárias (S_1 a S_4)

Os estresses de corrente teóricos calculados para os interruptores primários, baseados nas equações de projeto e nos parâmetros nominais, são os seguintes:

- **Corrente de Pico (I'_{o_med}):** $I_{s,pico} = 7,733 A$
- **Corrente Média (S_1, S_3):** $I_{S1,3,med} = 3,1899 A$
- **Corrente Média (S_2, S_4):** $I_{S2,4,med} = 3,5765 A$
- **Corrente Eficaz (S_1, S_3):** $I_{S1,3,ef} = 4,9415 A$
- **Corrente Eficaz (S_2, S_4):** $I_{S2,4,ef} = 5,2353 A$

4.4.2 Estresses nos Diodos Retificadores (D_1 a D_4)

De forma análoga, os estresses de corrente nos diodos da ponte retificadora são:

- **Corrente de Pico (I_o):** $I_{Dr,pico} = 10 A$
- **Corrente Média:** $I_{Dr,med} = 5 A$
- **Corrente Eficaz:** $I_{Dr,ef} = 6,892 A$

4.4.3 Tabela de Resumo dos Estresses Teóricos

A Tabela 2 compila todos os valores teóricos calculados para a operação nominal, que servirão como base para a validação no Capítulo 5.

Tabela 2 – Valores Teóricos Calculados para Estresse de Corrente.

Parâmetro	Símbolo	Valor Teórico
Corrente de Pico (Chaves S_1 - S_4)	$I_{s,pico}$	7,733 A
Corrente Média (Chaves S_1, S_3)	$I_{S1,3,med}$	3,190 A
Corrente Eficaz (Chaves S_1, S_3)	$I_{S1,3,ef}$	4,942 A
Corrente Média (Chaves S_2, S_4)	$I_{S2,4,med}$	3,577 A
Corrente Eficaz (Chaves S_2, S_4)	$I_{S2,4,ef}$	5,235 A
Corrente de Pico (Diodos D_1 - D_4)	$I_{Dr,pico}$	10,0 A
Corrente Média (Diodos D_1 - D_4)	$I_{Dr,med}$	5,0 A
Corrente Eficaz (Diodos D_1 - D_4)	$I_{Dr,ef}$	6,892 A

Fonte: Autoria própria.

4.5 Conclusão

Este capítulo detalhou a aplicação prática da teoria do conversor apresentada no Capítulo 3. A partir dos parâmetros de projeto definidos na Tabela 1, foi estabelecida a faixa de tensão de entrada de operação, simulando uma conexão real à rede elétrica retificada.

Utilizando uma metodologia de projeto baseada no "pior caso", foram dimensionados todos os componentes passivos do conversor: a relação de espiras do transformador (n), o indutor de ressonância (L_r) e o filtro de saída (L_o e C_o). Foram adotados valores práticos ($6,04 \mu\text{H}$, $81,2 \mu\text{H}$ e $22 \mu\text{F}$) para estes componentes, visando aproximar a simulação de um protótipo físico.

5 VALIDAÇÃO DO MODELO DE REFERÊNCIA FOTOVOLTAICO

5.1 Introdução

Antes de implementar o controle no ambiente de simulação, é fundamental garantir que o sinal de referência utilizado seja uma representação fiel do módulo fotovoltaico real. Esta seção descreve a validação do modelo matemático do módulo Kyocera KC200GT.

5.2 Adaptação do Modelo Teórico

O código-base para o modelo foi adaptado do livro *Modeling of Photovoltaic Systems Using MATLAB* de (KHATIB; ELMENREICH, 2016). O modelo original do livro, que utiliza uma forma simplificada, foi alterado para se adequar a uma análise mais precisa.

As duas modificações principais foram:

- A inclusão da resistência paralela (R_p) no circuito equivalente. Esta alteração resulta no modelo completo de cinco parâmetros, cuja forma final é a Equação (6) apresentada no Capítulo 2.
- A implementação do método numérico iterativo de Newton-Raphson para solucionar a Equação (6). Sendo esta uma equação importante (onde I_{pv} aparece em ambos os lados), um método iterativo é necessário para encontrar o valor exato da corrente.

5.2.1 Implementação do Método de Newton-Raphson

Para encontrar a corrente (I_{pv}) na Equação (6), o modelo utiliza o método de Newton-Raphson. Segundo Chapra e Canale (2013), este é um método numérico iterativo amplamente utilizado para encontrar as "raízes" de uma função $f(x)$ devido à sua rápida convergência quadrática.

No contexto de sistemas fotovoltaicos, a equação característica não pode ser resolvida analiticamente. Por isso, o uso deste método é a abordagem padrão validada

na literatura para obter a solução exata da corrente, conforme demonstrado por Villalva, Gazoli e Ruppert Filho (2009).

Um aspecto crucial para o sucesso e a velocidade do algoritmo é a escolha da estimativa inicial ($I_{pv}(0)$). Embora a literatura frequentemente sugira utilizar o valor da corrente de curto-circuito ajustada pela irradiância ($I_{sc} \cdot G/G_{STC}$) para acelerar o processo, neste trabalho adotou-se uma abordagem conservadora fixando o valor inicial em zero ($I_{pv}(0) = 0$). Devido ao comportamento da função do diodo, iniciar a iteração pela origem garante a estabilidade e a convergência da solução em poucas iterações.

A lógica é reescrever a Equação (6) na forma $f(I_{pv}) = 0$. O método, então, aplica repetidamente a fórmula de iteração:

$$I_{pv,n+1} = I_{pv,n} - \frac{f(I_{pv,n})}{f'(I_{pv,n})} \quad (51)$$

O algoritmo implementado segue esta fórmula exatamente. Ele começa com a estimativa inicial ($I_{pv,n} = 0$) e calcula o valor da função $f(I_{pv,n})$. Em seguida, calcula o valor da derivada da função, $f'(I_{pv,n})$, que é dada pela Equação (52):

$$f'(I_{pv}) = -1 - I_S \left(e^{\frac{q(V_{pv} + R_S I_{pv})}{AkT}} \right) \cdot \left(\frac{qR_S}{AkT} \right) - \frac{R_S}{R_p} \quad (52)$$

onde:

- q : Carga elementar do elétron ($1,602 \times 10^{-19}$ C);
- k : Constante de Boltzmann ($1,381 \times 10^{-23}$ J/K);
- T : Temperatura absoluta da célula [K];
- A : Fator de idealidade do diodo;
- I_S : Corrente de saturação reversa [A];
- R_S : Resistência série equivalente [Ω];
- R_p : Resistência paralela equivalente [Ω].

Ao dividir $f(I_{pv,n})$ por $f'(I_{pv,n})$, o algoritmo encontra um termo de correção. Este termo é então subtraído da estimativa atual para encontrar uma estimativa nova e mais precisa.

Este processo é repetido em um *loop*. Dois critérios garantem a parada do processo iterativo. O critério de convergência principal é a condição de parada baseada no erro absoluto. O algoritmo verifica se o termo de correção (a diferença entre a iteração atual e a anterior) é inferior a uma tolerância pré-definida ϵ (epsilon). Formalmente, a iteração é interrompida quando a seguinte condição é satisfeita:

$$|\Delta I_{pv}| = |I_{pv,n+1} - I_{pv,n}| \leq \epsilon \quad (53)$$

Adicionalmente, há um limite máximo de iterações definido como uma segurança, que interrompe o processo caso o método não convirja dentro do número estipulado de passos, evitando um *loop* infinito.

Para concretizar a implementação computacional, o Código 5.1 apresenta o núcleo do algoritmo desenvolvido em MATLAB. O trecho destaca o laço iterativo onde são calculadas a função $f(I_{pv})$ e sua derivada $f'(I_{pv})$, seguidas pela atualização da corrente conforme a Equação (51).

Código 5.1 – Núcleo do algoritmo Newton-Raphson.

```

1  % Loop Iterativo (Maximo de 50 iteracoes)
2  for j = 1:50
3  % 1. Calcula f(I) baseada na Equacao Caracteristica
4  f_Ia = Iph - Ia - Is .* (exp((Vc + Ia .* Rs) ./ Vt-Ta) - 1) - (Vc + Ia .*
      Rs) ./ Rp;
5
6  % 2. Calcula a Derivada f'(I)
7  df_Ia = -1 - (Is .* exp((Vc + Ia .* Rs) ./ Vt-Ta) .* Rs ./ Vt-Ta) - (Rs
      ./ Rp);
8
9  % 3. Calcula o passo de correcao (Delta I)
10 dIa = f_Ia ./ df_Ia;
11
12 % 4. Atualiza a corrente
13 Ia = Ia - dIa;
14
15 % 5. Verifica criterio de parada (Convergencia)
16 if max(abs(dIa)) < 1e-6
17 break; % Solucao encontrada
18 end
19 end

```

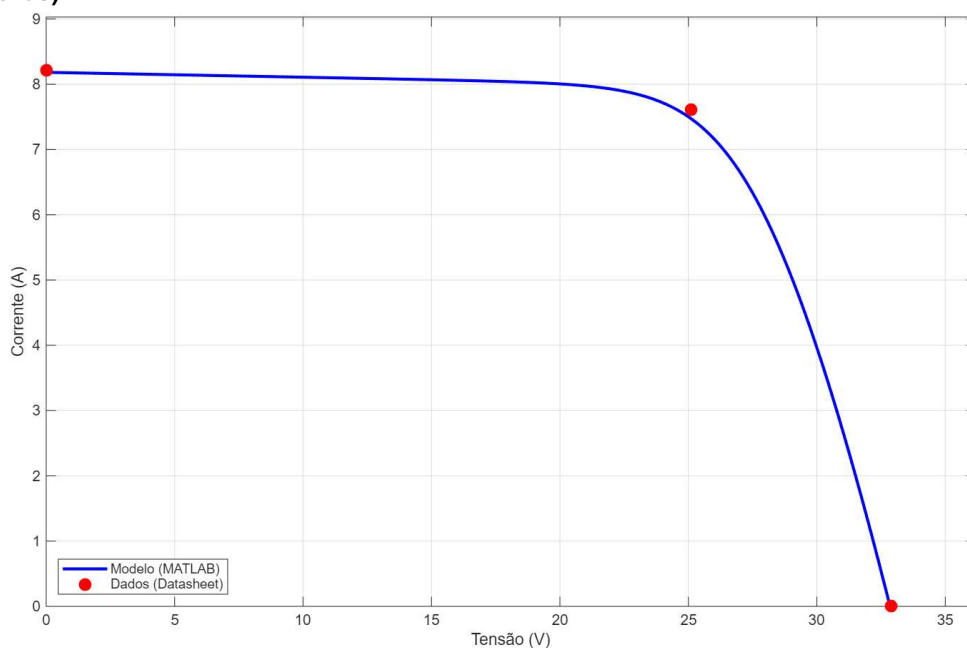
Fonte: Autoria própria.

5.3 Comparação com o *Datasheet*

O script adaptado foi executado no MATLAB para gerar as curvas I-V do módulo Kyocera KC200GT em condições padrão de teste (STC: 1000 W/m², 25°C). A validação do modelo foi feita de duas formas: uma comparação visual e uma quantitativa.

A Figura 15 apresenta a comparação visual, onde a curva I-V contínua (gerada pelo modelo MATLAB) é sobreposta aos pontos de operação principais (marcadores) extraídos do *datasheet* do fabricante.

Figura 15 – Validação do modelo MATLAB (linha) vs. pontos do Datasheet Kyocera KC200GT (marcadores).



Fonte: Autoria própria.

A validação quantitativa do modelo é apresentada na Tabela 3, que compara os parâmetros principais do *datasheet* do Kyocera KC200GT com os valores obtidos pelo modelo implementado no MATLAB em Condições Padrão de Teste (STC).

Tabela 3 – Comparação dos Parâmetros do Modelo MATLAB vs. Datasheet (STC).

Parâmetro	Datasheet (Kyocera)	Modelo (MATLAB)	Erro
Tensão de Circuito Aberto (V_{oc})	32,9 V	32,8 V	0,3 %
Corrente de Curto-Circuito (I_{sc})	8,21 A	8,18 A	0,36%
Tensão no Ponto de Máx. Potência (V_{mpp})	26,3 V	26,1 V	0,76 %
Corrente no Ponto de Máx. Potência (I_{mpp})	7,61 A	7,54 A	0,91%
Potência Máxima (P_{max})	200 W	196,8 W	1,6 %

Fonte: Autoria própria.

Como observado na Tabela 3, os valores simulados pelo modelo MATLAB apresentaram um erro percentual máximo de 1,6 % em relação aos dados nominais do

fabricante. Este resultado comprova a alta fidelidade do modelo adaptado, validando seu uso como referência de controle para a simulação do emulador no PSIM.

6 RESULTADOS E DISCUSSÃO

6.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados obtidos com o protótipo virtual desenvolvido no software PSIM, seguindo a metodologia descrita no Capítulo 5. O objetivo é validar o projeto, comparando os dados simulados com os valores teóricos calculados nos capítulos anteriores.

A análise é dividida em duas etapas principais:

- **Validação em Malha Aberta:** Onde o hardware do conversor é testado de forma isolada para verificar suas características fundamentais.
- **Validação em Malha Fechada:** Onde o sistema completo, com o controle, é testado para validar seu desempenho como emulador fotovoltaico, tanto em regime estático quanto dinâmico.

6.2 Validação da Planta em Malha Aberta

O primeiro teste teve como objetivo validar o modelo de simulação do conversor de forma isolada, antes da implementação do controle em malha fechada.

6.2.1 Metodologia do Teste

O conversor no PSIM foi alimentado com a tensão de entrada nominal ($V_i = 179,06 V$) e conectado a uma carga resistiva na saída de 10Ω , valor que garante a operação do circuito com potência nominal. A razão cíclica nominal (D) foi aplicada manualmente como um valor fixo.

O objetivo deste teste é validar as equações fundamentais do conversor desenvolvidas no Capítulo 3.

6.2.2 Validação dos Estresses de Corrente em Ponto Nominal

O primeiro teste em malha aberta foi realizado para validar os cálculos de estresse de corrente nos semicondutores. Para isso, a simulação foi configurada para o

ponto de operação nominal (1000 W), com a tensão de entrada $V_i = 179,06 V$ e uma carga resistiva fixa na saída.

Os valores de corrente de pico, média e eficaz nos interruptores e diodos foram medidos no PSIM e são comparados com os valores teóricos (calculados na Tabela 2 do Capítulo 4) na Tabela 4.

Tabela 4 – Comparação: Estresses Teóricos vs. Simulados (Malha Aberta).

Parâmetro	Valor Teórico	Valor Simulado (PSIM)	Erro (%)
<i>Chaves Primárias (S_1-S_4)</i>			
$I_{s,pico}$	7,733 A	8,24 A	6,56 %
$I_{S1,3,med}$	3,190 A	3,40 A	6,58 %
$I_{S1,3,ef}$	4,942 A	5,22 A	5,63 %
$I_{S2,4,med}$	3,577 A	3,66 A	2,32 %
$I_{S2,4,ef}$	5,235 A	5,22 A	0,29 %
<i>Diodos Retificadores (D_1-D_4)</i>			
$I_{DR,pico}$	10,0 A	10,53 A	5,30 %
$I_{DR,med}$	5,0 A	4,92 A	1,60 %
$I_{DR,ef}$	6,892 A	6,86 A	0,46 %

Fonte: Autoria própria.

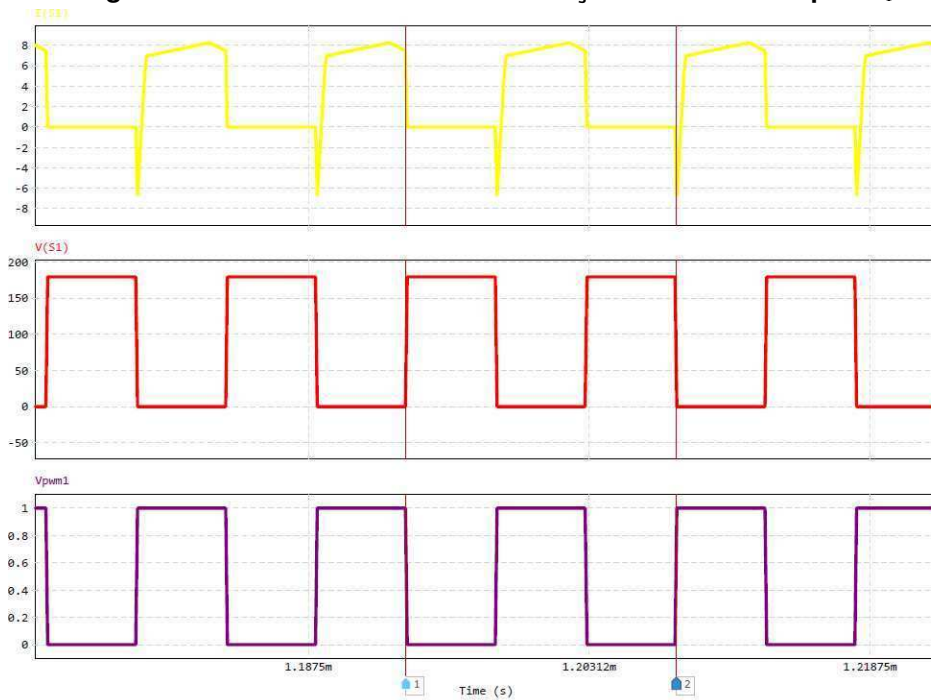
As divergências observadas na Tabela 4, com erro máximo de 6,58%, decorrem das premissas do modelo teórico (Capítulo 3), que assume uma corrente de saída livre de ondulação. A simulação usa a componente (ΔI_{Lo}) presente no indutor, o que eleva os valores eficazes calculados. A validação dessa hipótese foi confirmada ao se simular o circuito com uma indutância idealizada, cenário no qual os erros foram drasticamente reduzidos, comprovando que o *ripple* de projeto é a fonte primária dos desvios e não uma inconsistência no equacionamento.

6.2.3 Validação da Comutação ZVS

Além de validar os valores médios e eficazes, foi fundamental verificar se a comutação suave ZVS, principal premissa do projeto, foi de fato alcançada. A validação da ZVS é crucial, pois ela comprova o dimensionamento correto do indutor de ressonância ($L_r = 6,04 \mu H$) e a redução das perdas de comutação.

A Figura 16 apresenta as formas de onda de chaveamento do conversor operando em ponto nominal, exibindo quatro pulsos de comutação para dar um contexto geral da operação.

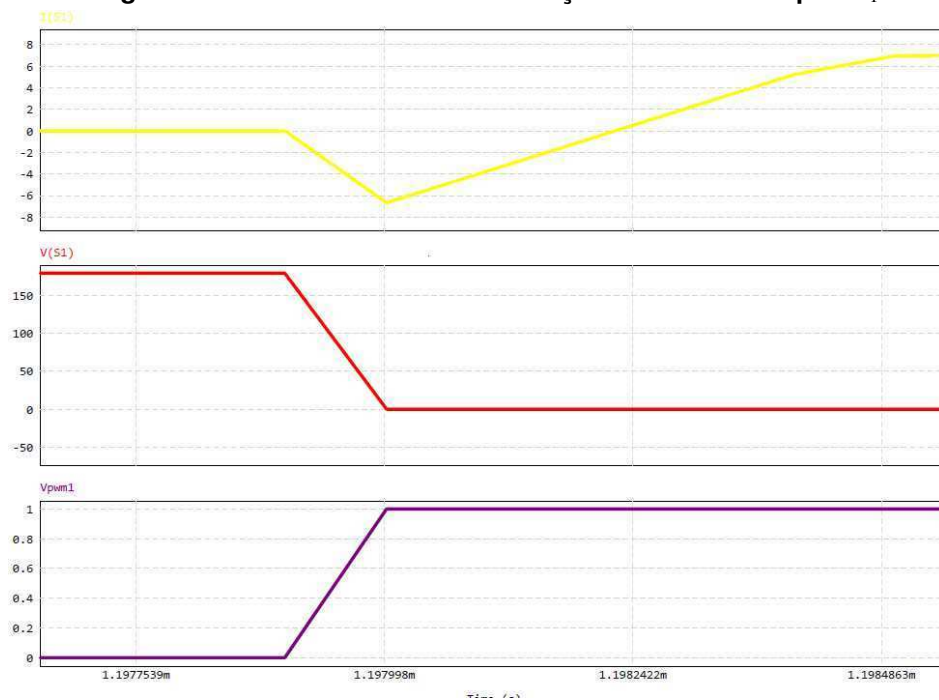
Figura 16 – Formas de onda de comutação ZVS no interruptor S_1 .



Fonte: Autoria própria.

Para analisar detalhadamente o fenômeno ZVS, a Figura 17 apresenta uma ampliação em um único instante de acionamento, focando na transição do interruptor S_1 . Nesta figura, são mostrados o sinal de comando do gate (v_{GS1}), a tensão sobre a chave (v_{DS1}) e a corrente que flui por ela (i_{S1}).

Figura 17 – Detalhamento da comutação ZVS no interruptor S_1 .



Fonte: Autoria própria.

A análise da Figura 17 prova que a comutação ZVS foi alcançada na chave S_1 . O gráfico mostra que a tensão (v_{DS1}) na chave é forçada a cair até zero de forma suave, devido à ação dos capacitores. Assim que a tensão zera, a corrente (i_{S1}) inverte brevemente e passa a fluir pelo diodo interno da chave. Somente então, com a tensão já nula, o sinal de comando (v_{GS1}) é aplicado para ligar a chave.

Como o interruptor S_1 é acionado quando a tensão sobre ele já é nula, as perdas de comutação no acionamento são praticamente eliminadas, validando a premissa de projeto do conversor. Devido à simetria do circuito, a mesma condição de ZVS é alcançada para os demais interruptores da ponte.

6.2.4 Validação da Ondulação de Saída (*Ripple*)

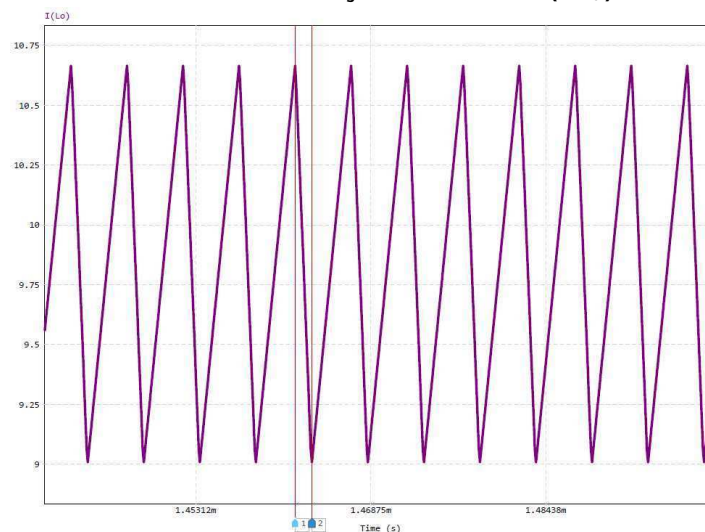
A última etapa da validação em malha aberta foi verificar se o dimensionamento do filtro de saída (L_o e C_o) foi adequado para atender às especificações de ondulação estabelecidas no Capítulo 4.

Os parâmetros de projeto (Tabela 1) especificavam uma ondulação máxima de corrente (ΔL_o) de 20% (2 A) e uma ondulação máxima de tensão (ΔV_o) de 1% (1 V).

Para esta análise, foi utilizada a mesma simulação do ponto nominal (1000 W). As formas de onda da corrente de saída (I_o) e da tensão de saída (V_o) foram ampliadas para permitir a medição precisa da ondulação pico-a-pico.

A Figura 18 apresenta o detalhe da ondulação de corrente no indutor L_o .

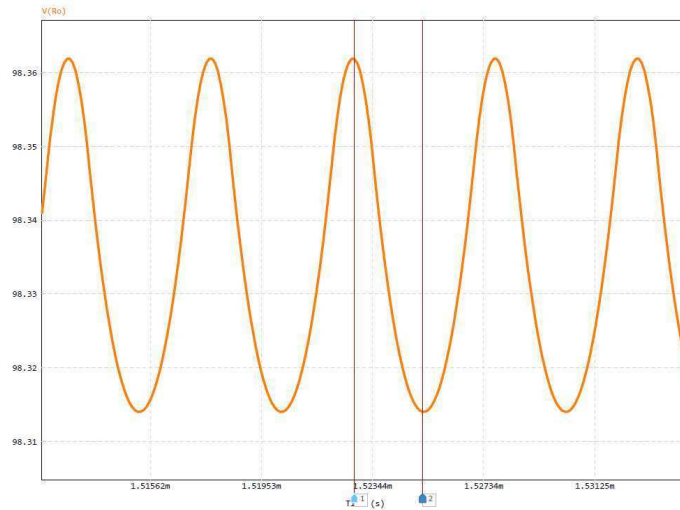
Figura 18 – Forma de onda da ondulação de corrente (ΔL_o) no indutor de saída.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 19 apresenta o detalhe da ondulação de tensão no capacitor C_o .

Figura 19 – Forma de onda da ondulação de tensão (ΔV_o) no capacitor de saída.



Fonte: Autoria própria.

Os valores medidos nas simulações, em comparação com os limites de projeto, estão compilados na Tabela 5.

Tabela 5 – Comparação: *Ripple* de Saída Teórico vs. Simulado.

Parâmetro	Limite de Projeto	Valor Simulado (PSIM)
Ondulação de Corrente (ΔL_o)	$\leq 2,0 A$	1,66 A
Ondulação de Tensão (ΔV_o)	$\leq 1,0 V$	0,048 V

Fonte: Autoria própria.

A ondulação de corrente simulada (ΔL_o), vista na Figura 18, foi de 1,66 A. Este valor está abaixo do máximo teórico calculado.

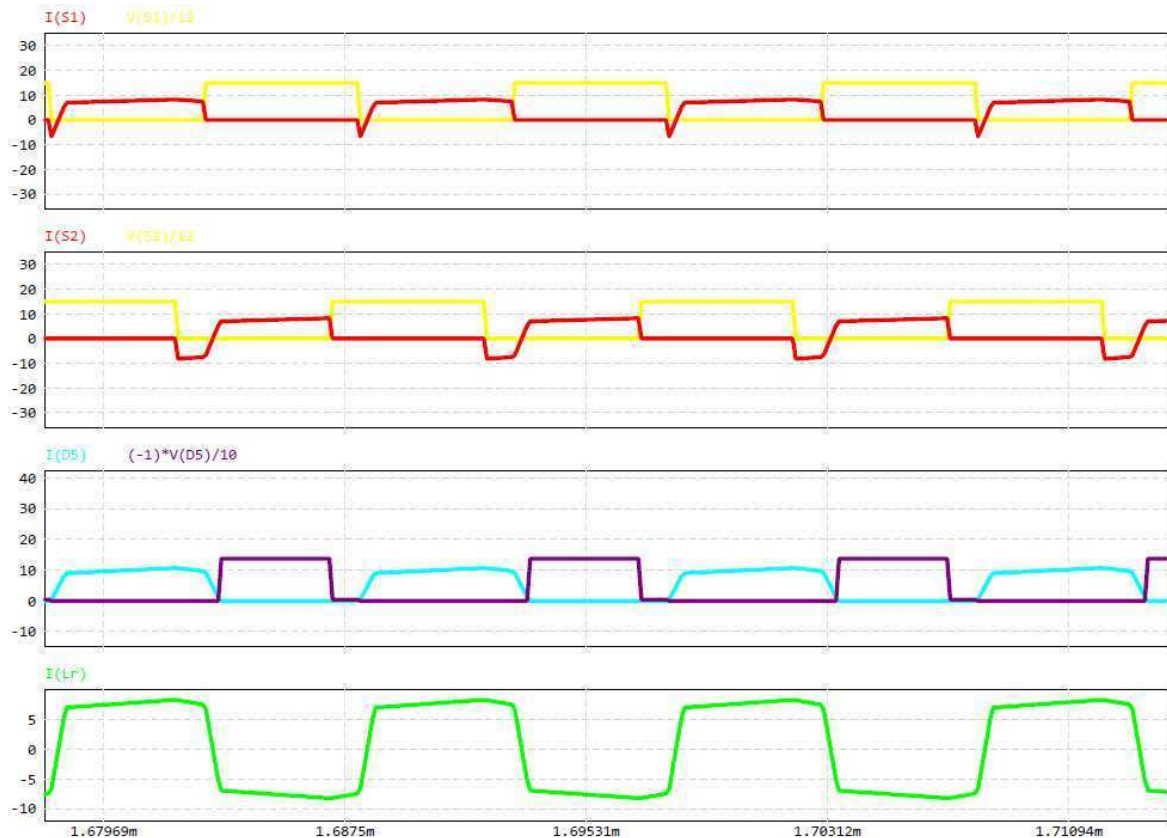
A ondulação de tensão (ΔV_o), vista na Figura 19, foi de apenas 0,0048 V, um valor muito inferior ao limite de 1 V. Isso era esperado, pois foi adotado um capacitor de $22 \mu F$ na simulação, que é significativamente maior que o mínimo teórico calculado ($1,25 \mu F$). Salienta-se que a utilização de um capacitor bem mais elevado do que o mínimo exigido para atender ao critério de ondulação deve-se a exigência de controle, cuja implementação se dará em trabalho futuro.

Ambos os resultados validam o dimensionamento do filtro de saída, confirmando que o conversor opera dentro das especificações de ondulação desejadas.

6.2.5 Análise das Formas de Onda Operacionais

Para concluir a validação em malha aberta, a Figura 20 apresenta um panorama completo das principais formas de onda do conversor, obtidas na simulação do ponto de operação nominal. Esta figura permite uma análise geral do funcionamento do protótipo.

Figura 20 – Principais formas de onda operacionais do conversor em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

6.3 Validação do Emulador em Malha Fechada

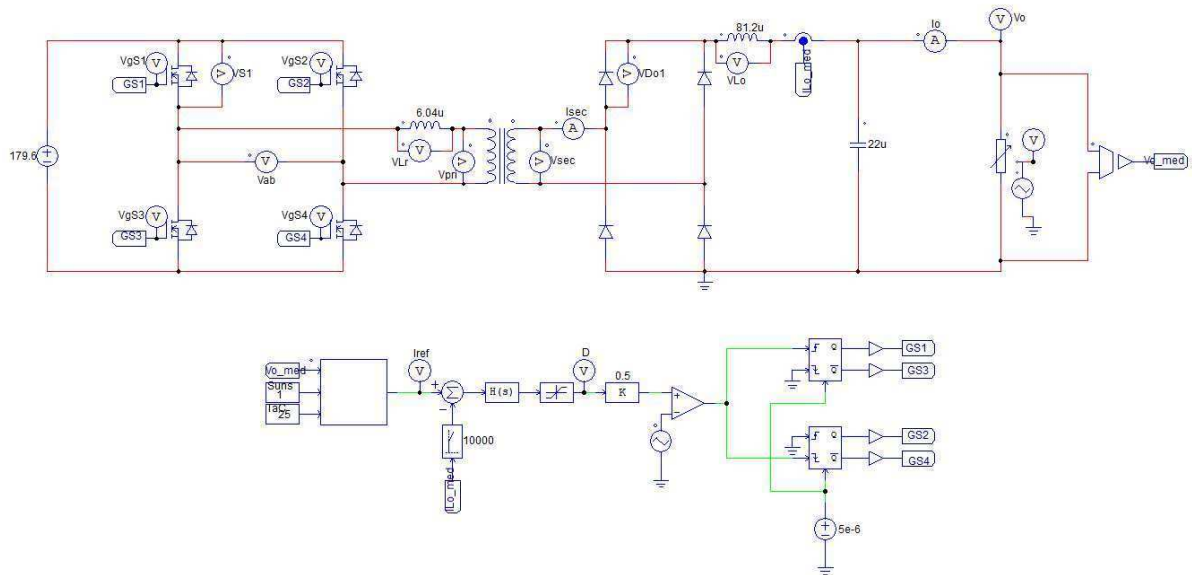
Após a validação da planta de potência em malha aberta, o sistema de controle (descrito no Capítulo 5) foi implementado para operar o conversor como um Emulador Fotovoltaico (EPV). Esta seção apresenta os resultados da simulação do sistema completo em malha fechada.

6.3.1 Implementação do Sistema de Simulação

O circuito completo do emulador, implementado no *software* PSIM, é apresentado na Figura 21. O modelo integra o conversor de potência (planta), dimensionado no

Capítulo 4, com os blocos de medição e o sistema de controle.

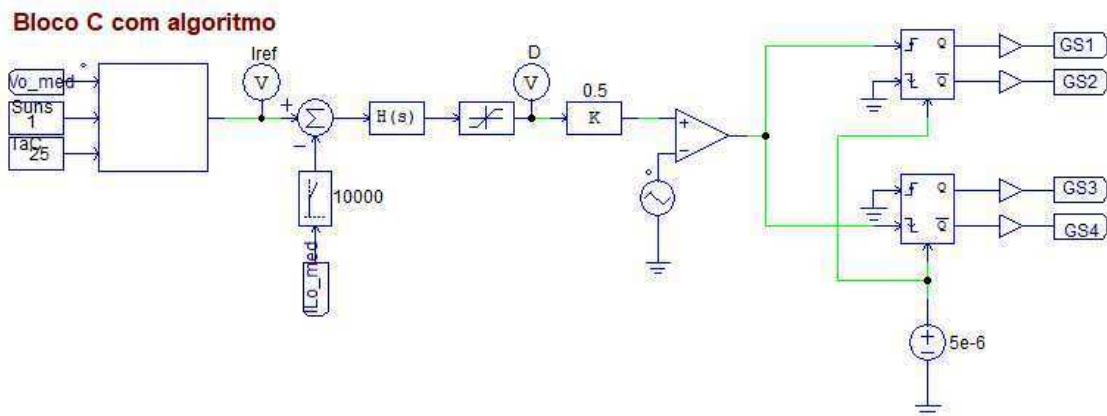
Figura 21 – Circuito de simulação completo do emulador em malha fechada no PSIM.



Fonte: Autoria própria.

O núcleo do controle é o bloco C no PSIM, conforme detalhado na Figura 22. Este bloco executa o algoritmo em tempo real. O código fonte completo desta implementação encontra-se disponível no Apêndice E. Ele recebe como entradas a tensão de saída medida (V_o), a Irradiância (G) e a Temperatura (T), e calcula iterativamente a corrente de referência (I_{ref}) que o controlador PI deve seguir.

Figura 22 – Bloco C no PSIM implementando o algoritmo FV.



Fonte: Autoria própria.

6.3.2 Ajuste do Controlador PI

Os ganhos do controlador de corrente Proporcional-Integral (PI), K_p e K_i , foram escolhidos através de ajuste manual na simulação.

Esta abordagem foi escolhida pois a planta (o emulador operando na curva FV) é altamente não linear. O comportamento dinâmico do sistema é muito diferente na região de quase-curto-circuito (I_{sc}) em comparação com a região de tensão de circuito aberto (V_{oc}).

Para a sintonia, o processo iniciou-se com valores conservadores (ganhos baixos). Primeiramente, variou-se o ganho proporcional (K_p) buscando aumentar a velocidade de resposta do sistema sem provocar oscilações excessivas. Na sequência, incrementou-se o ganho integral (K_i) gradativamente para garantir a eliminação do erro em regime permanente.

Uma sintonia otimizada para todos os pontos exigiria métodos de controle robusto ou adaptativo, que estão além do escopo deste trabalho. Portanto, após as iterações, os ganhos $K_p = 0,03853$ e $K_i = 559,82$ foram definidos para garantir a estabilidade e um bom desempenho de rastreamento em toda a faixa de operação.

6.3.3 Validação da Curva I-V

No teste estático, os parâmetros de irradiância ($G = 1000 \text{ W/m}^2$) e temperatura ($T = 25^\circ\text{C}$) foram mantidos fixos. Uma carga resistiva variável foi conectada à saída do emulador e sua resistência foi varrida lentamente, forçando o emulador a percorrer todos os pontos da curva I-V, desde V_{oc} até I_{sc} .

A referência de corrente para o controlador é calculada em tempo real por um bloco de função em linguagem C (*C-Block*) dentro do PSIM. O Código 6.1 detalha a função principal implementada, que utiliza o método de Newton-Raphson para resolver a equação característica do painel Kyocera KC200GT e determinar a corrente alvo para cada tensão medida.

Código 6.1 – Trecho do código C implementado no PSIM para emulação da curva I-V.

```

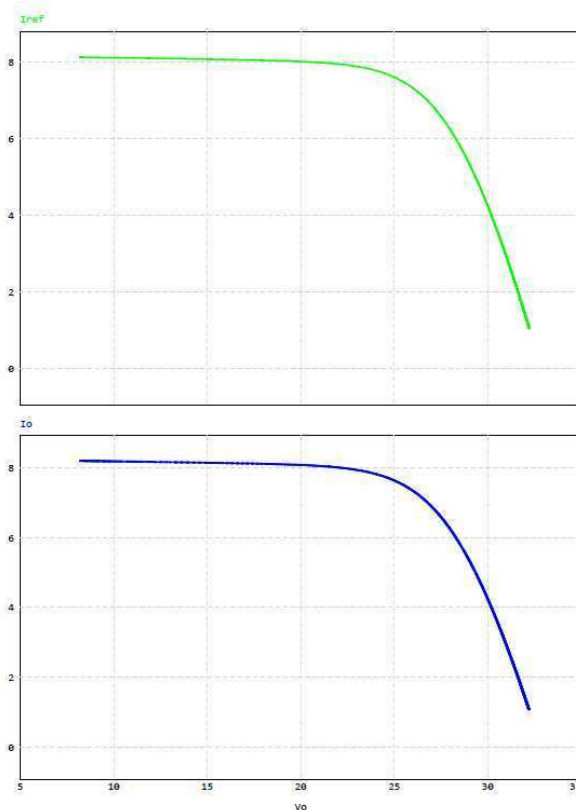
1  const double k = 1.38e-23; // Boltzmann
2  const double q = 1.60e-19; // Carga eletron
3  const double A = 1.2;      // Fator de idealidade
4  const int Ns = 54;        // Celulas em serie
5  const double Rp = 2.3;    // Resistencia Paralela
6
7  // Funcao de Calculo do Modelo PV
8  double PV_model(double Va, double Suns, double TaC) {
9      double TaK = 273 + TaC;
10     // ... [Calculo de parametros termicos omitido] ...
11
12     double Vt_Ta = A * k * TaK / q;
13     double Vc = Va / Ns;
14     double Ia = 0.0;
15     int j;
16
17     // Loop Newton-Raphson
18     for (j = 0; j < 50; j++) {
19         // f(I) e f'(I) combinadas na expressao de dIa
20         double num = Iph - Ia - Ir * (exp((Vc + Ia * Rs) / Vt_Ta) - 1) - ((Vc
21             + Ia * Rs) / Rp);
22
23         double den = -1 - (Ir * exp((Vc + Ia * Rs) / Vt_Ta) * Rs / Vt_Ta) - (
24             Rs / Rp);
25
26         double dIa = num / den;
27         Ia = Ia - dIa;
28
29         if (fabs(dIa) < 1e-6) break; // Criterio de parada
30     }
31     return Ia;}
32
33 // Funcao de execucao do passo de simulacao
34 void SimulationStep(double t, double delt, double *in, double *out, ...)
35 {
36     out[0] = PV_model(in[0], in[1], in[2]); // Va, Suns, TaC }

```

Fonte: Autoria própria.

A Figura 23 apresenta o resultado deste teste, comparando a curva I-V de referência gerada pelo algoritmo acima com a curva I-V efetivamente sintetizada pelo conversor.

Figura 23 – Validação estática: Curva I-V referência (linha em verde) vs. Curva I-V conversor (linha em azul).



Fonte: Autoria própria.

Como observado, a curva gerada pelo emulador no PSIM (linha em azul) segue com alta fidelidade a curva de referência teórica (linha em verde). Este resultado valida o sistema de controle em malha fechada e a capacidade do protótipo para emular a característica estática de um módulo fotovoltaico.

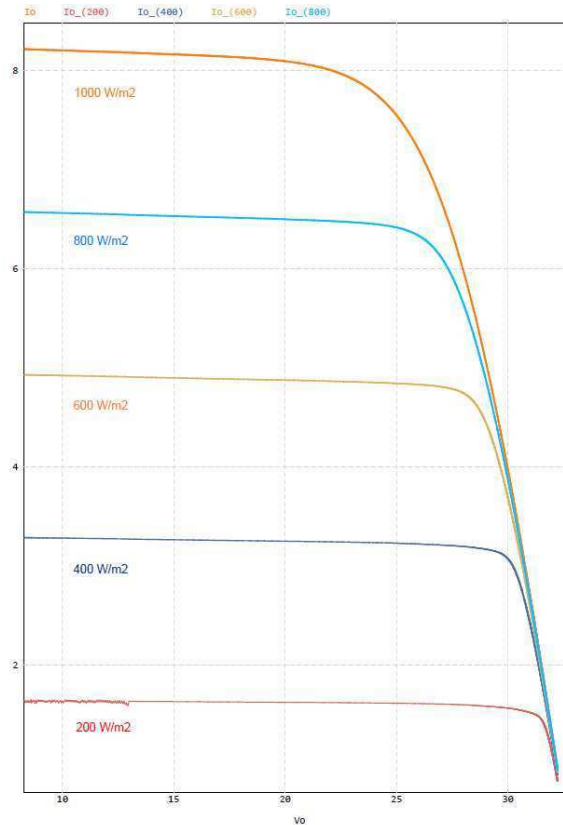
6.3.4 Análise sob Diferentes Níveis de Irradiância

Para verificar a fidelidade do emulador em toda a sua faixa operacional, o teste estático foi repetido para cinco níveis distintos de irradiância: 200, 400, 600, 800 e 1000 W/m^2 , mantendo-se a temperatura constante em 25 °C. As curvas resultantes foram compiladas em um único gráfico para análise comparativa.

A Figura 24 apresenta as curvas I-V obtidas. Observa-se que o conversor ajustou corretamente a corrente de curto-circuito (I_{sc}) de forma proporcional à irradiância,

mantendo a tensão de circuito aberto (V_{oc}) praticamente constante, comportamento característico da física dos semicondutores.

Figura 24 – Curvas I-V simuladas para cinco níveis de irradiância (200 a 1000 W/m^2).



Fonte: Autoria própria.

É importante notar uma leve distorção inicial na curva referente à irradiância de $200 W/m^2$. Este fenômeno ocorre devido à baixa corrente de operação neste ponto (aproximadamente 1,6 A). Como a topologia ZVS depende da energia armazenada no indutor ressonante para realizar as transições suaves, a redução drástica da corrente diminui a energia disponível para descarregar as capacitâncias intrínsecas dos interruptores. Consequentemente, em cargas muito leves, o conversor tende a perder a característica de comutação suave, resultando em pequenas oscilações na tensão de saída.

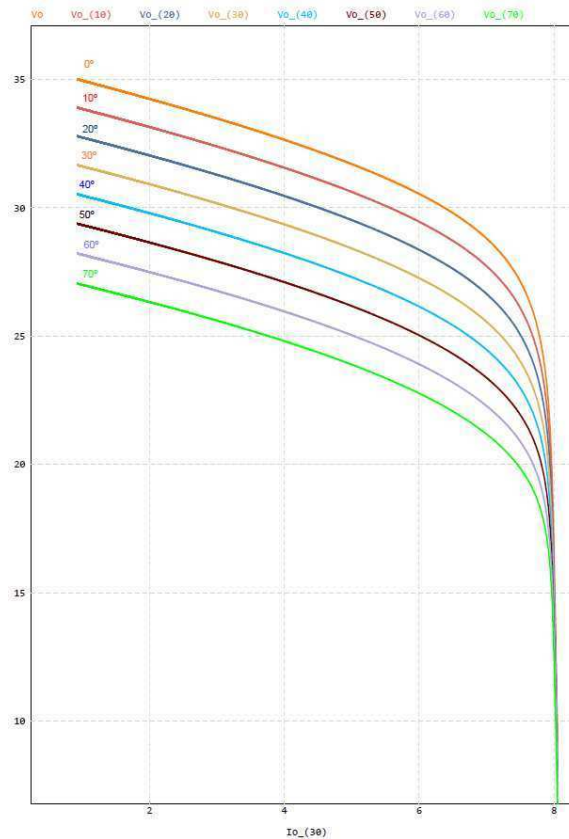
6.3.5 Análise sob Variação de Temperatura

Além da irradiância, a temperatura é um fator crítico no desempenho de módulos fotovoltaicos. Para validar o modelo térmico do emulador, foram realizadas simulações

fixando a irradiância em 1000 W/m^2 e variando a temperatura da célula de 0°C a 70°C , em intervalos de 10°C .

A Figura 25 apresenta a família de curvas I-V obtida, onde a tensão foi plotada no eixo das ordenadas (eixo y) para evidenciar a variação do potencial elétrico.

Figura 25 – Curvas I-V simuladas sob variação de temperatura (0°C a 70°C).



Fonte: Autoria própria.

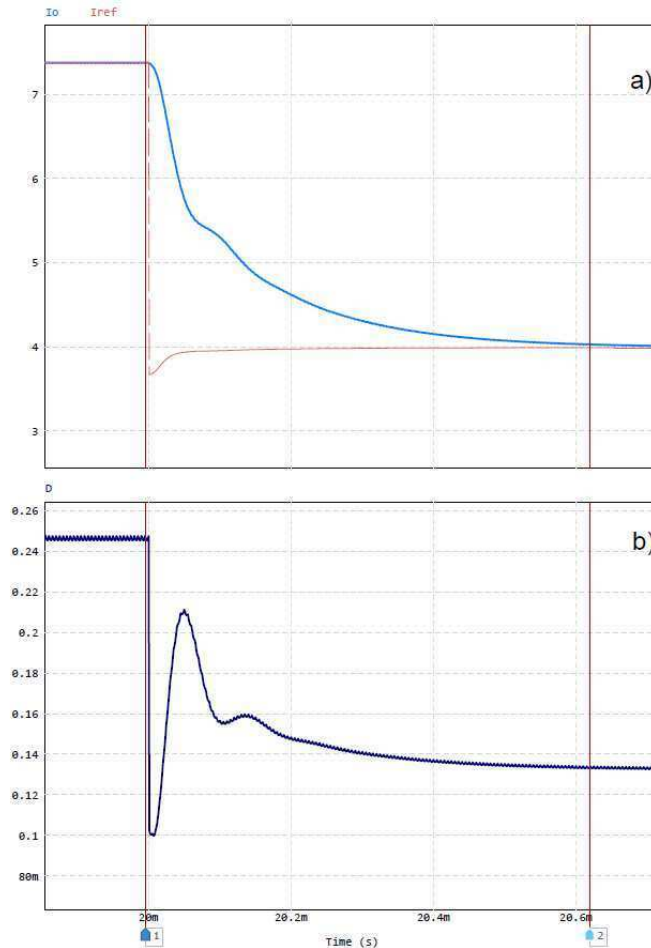
Os resultados demonstram que o emulador reproduz fielmente o coeficiente negativo de temperatura da tensão. Conforme a temperatura aumenta de 0°C para 70°C , observa-se no gráfico uma redução significativa na amplitude da tensão de circuito aberto (V_{oc}), ilustrada pelo deslocamento dos pontos no eixo vertical para baixo.

6.3.6 Validação Dinâmica: Degrau de Irradiância no MPP

Para avaliar a resposta transitória do emulador em uma condição crítica de operação, realizou-se um teste dinâmico partindo do Ponto de Máxima Potência (MPP). A perturbação foi implementada utilizando um bloco de fonte degrau (*Step Source*) conectado à entrada de irradiância do modelo no PSIM. No instante $t = 20 \text{ ms}$, aplicou-se a variação negativa brusca de 1000 para 500 W/m^2 .

A Figura 26 apresenta os detalhes da resposta temporal. O gráfico superior compara a referência (I_{ref}) com a corrente de saída (I_o), enquanto o gráfico inferior apresenta a atuação da variável de controle (D), permitindo uma análise aprofundada da dinâmica do sistema.

Figura 26 – Detalhe do transitório em $t = 20ms$: (a) correntes I_{ref} e I_o ; (b) razão cíclica D .



Fonte: Autoria própria.

A análise da razão cíclica (D) no gráfico inferior indica uma atuação rápida do controlador, comportando-se como um sistema subamortecido. Logo após a perturbação, o sinal cai para um mínimo de 0,10 e apresenta um sobressinal (*overshoot*) até 0,21, oscilando antes de estabilizar em 0,135.

Embora o sinal de controle apresente essa oscilação, o indutor de saída (L_o) filtra as variações bruscas, impedindo que elas sejam transferidas para a carga. Como consequência, a corrente de saída (I_o) estabiliza no novo nível com um tempo de acomodação de apenas $484,3 \mu s$.

O comportamento do sistema mostra que o controlador PI prioriza a velocidade

de resposta em vez de uma transição suave no sinal de comando. Essa característica é adequada para a aplicação, pois garante o rastreamento rápido da curva I-V mantendo a estabilidade da corrente de saída.

6.3.7 Validação Dinâmica: Variação de Carga

Além das variações climáticas, um emulador fotovoltaico deve manter a estabilidade frente a mudanças na impedância da carga, simulando a atuação de inversores MPPT.

Para validar este cenário, a variação de carga foi modelada no PSIM utilizando uma associação de resistores controlada por uma chave temporal. Inicialmente, o sistema opera com dois resistores idênticos ($R_1 = R_2 = 7 \Omega$) conectados em paralelo. A resistência equivalente inicial (R_{eq_ini}) é dada pela Equação (54):

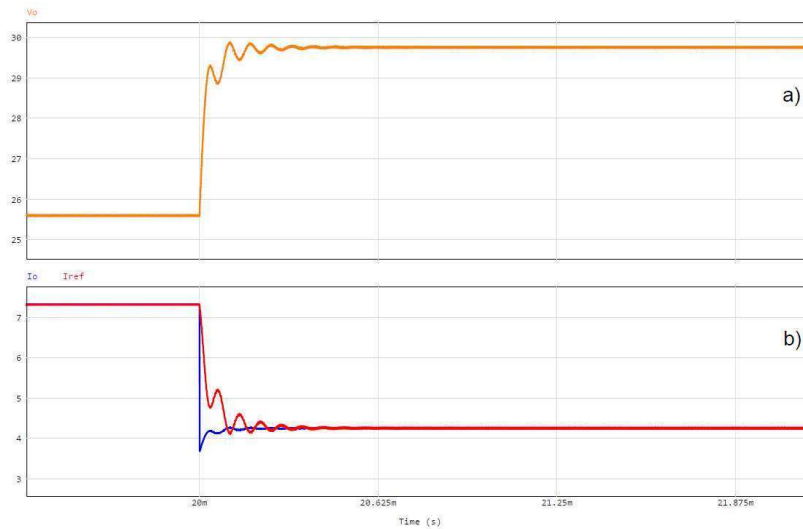
$$R_{eq_ini} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7 \cdot 7}{7 + 7} = 3,5 \Omega \quad (54)$$

No instante $t = 20 \text{ ms}$, a chave atua desconectando o resistor R_2 do circuito, o que impõe instantaneamente a nova resistência equivalente final (R_{eq_fim}):

$$R_{eq_fim} = R_1 = 7 \Omega \quad (55)$$

A Figura 27 apresenta a resposta temporal das variáveis de saída frente a este degrau de impedância ($3,5 \Omega \rightarrow 7 \Omega$). O gráfico superior exhibe a Tensão (V_o) e o gráfico inferior compara a Corrente de Saída (I_o) com a Referência (I_{ref}).

Figura 27 – Resposta ao degrau de carga ($3,5\Omega \rightarrow 7\Omega$): (a) tensão de saída; (b) correntes.

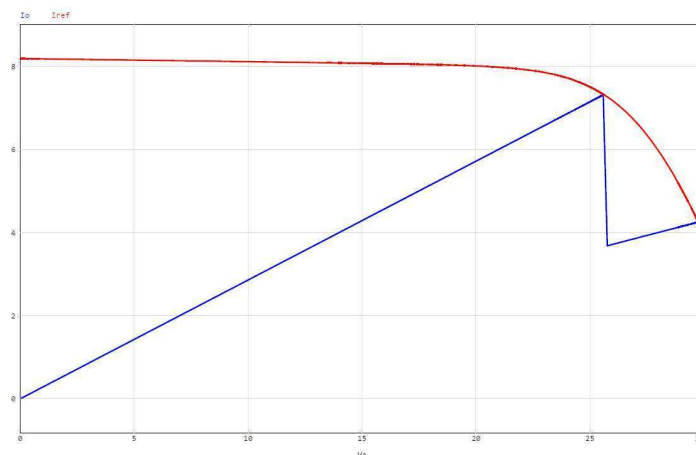


Fonte: Autoria própria.

A análise dos gráficos revela que o aumento da resistência desloca o ponto de operação para a direita da curva I-V, elevando a tensão de $\approx 26,3\text{ V}$ para o novo patamar de $\approx 30\text{ V}$. Observa-se uma oscilação amortecida na tensão, estabilizada após $0,5\text{ ms}$, resultante da interação entre a troca de energia no filtro LC e a ação do controlador. Simultaneamente, o algoritmo detecta a variação e reduz a corrente de referência ($7,6\text{ A} \rightarrow 4,2\text{ A}$), comando que é seguido prontamente pelo controlador PI, apresentando uma leve oscilação antes da estabilização final.

Para comprovar a aderência do emulador ao modelo fotovoltaico durante todo o processo, a Figura 28 apresenta a trajetória do ponto de operação no plano de fase ($V_o \times I_o$). A curva vermelha representa a referência teórica (I_{ref}) gerada pelo algoritmo, enquanto o traço azul representa a corrente real de saída (I_o).

Figura 28 – Trajetória do ponto de operação no plano V-I: partida e resposta ao degrau de carga.



Fonte: Autoria própria.

A análise da trajetória no plano de fase detalha a dinâmica do sistema desde a inicialização. A partida é caracterizada por uma reta diagonal que emerge da origem, onde a corrente cresce linearmente com a tensão ($I = V/R$) até interceptar a curva característica, estabelecendo o primeiro ponto de operação estável. Subsequente a isso, no instante do degrau de carga ($3,5\Omega \rightarrow 7\Omega$), verifica-se uma queda abrupta da corrente, representada pela linha vertical. Este comportamento deve-se ao aumento instantâneo da resistência, que força a redução da corrente antes que a tensão armazenada no capacitor de saída sofra variações significativas. Após esse transitório, o controlador atua para elevar a tensão e ajustar a corrente, deslocando a trajetória para a direita até que ela se estabilize exatamente sobre a curva de referência no novo ponto de operação ($\approx 30V$). Tal resposta comprova que o emulador respeita a característica não linear do painel fotovoltaico, tanto em regime permanente quanto durante a recuperação de transientes.

7 CONCLUSÃO

Este capítulo final sintetiza os resultados obtidos, avalia o cumprimento dos objetivos propostos e apresenta sugestões para a continuidade da pesquisa.

7.1 Considerações Finais

O presente trabalho atingiu seu objetivo principal ao projetar e validar, via simulação, um Emulador Fotovoltaico de 1000 W baseado na topologia Ponte Completa ZVS-PWM. A metodologia, que integrou a modelagem matemática no MATLAB ao projeto do conversor no PSIM, mostrou-se consistente, permitindo o dimensionamento assertivo dos componentes e a confirmação da comutação suave (ZVS) em malha aberta.

Nos testes em malha fechada, o sistema demonstrou alta fidelidade no rastreamento estático das curvas I-V e P-V sob diferentes condições de irradiância e temperatura. Dinamicamente, os resultados superaram as expectativas iniciais: os testes de degrau revelaram um controlador com elevada largura de banda, garantindo tempos de acomodação na ordem de $480 \mu s$. A análise dos transitórios indicou um comportamento subamortecido ágil, que, apesar de apresentar oscilações amortecidas no sinal de controle, manteve a estabilidade e a robustez do sistema em todos os cenários.

Conclui-se que o protótipo virtual desenvolvido constitui uma ferramenta eficaz para testes laboratoriais, capaz de substituir arranjos fotovoltaicos reais com precisão e repetibilidade.

7.2 Trabalhos Futuros

Com base nos resultados apresentados, sugerem-se as seguintes linhas para a continuidade da pesquisa:

- **Implementação Física:** Construção do protótipo em bancada, utilizando um DSP para a execução do algoritmo em tempo real, validando experimentalmente os dados simulados.

- **Refinamento do Controle:** Implementação de técnicas avançadas para mitigar o comportamento subamortecido observado, otimizando o compromisso entre velocidade de resposta e suavidade do sinal de controle.
- **Validação com Inversores:** Utilização do emulador para testar inversores, avaliando a precisão de seus algoritmos de MPPT frente às curvas geradas.
- **Sombreamento Parcial:** Aprimoramento do modelo de referência para gerar curvas com múltiplos picos de potência, permitindo o estudo de algoritmos de MPPT globais.

REFERÊNCIAS

ANDRES, Bernardo et al. Modelling of a ZVS Full-Bridge DC-DC Converter for Photovoltaic Applications. In: IEEE. **2017 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP)**. Juiz de Fora: [s. n.], 2017. p. 1–6. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8257323>. Acesso em: 25 nov. 2025.

BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. 1999. Apostila – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

BENMILOUD, M. et al. Design and Control of a Photovoltaic Emulator Using a Push-Pull Converter. **Journal of Electrical Engineering**, v. 10, 2023. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10426201>. Acesso em: 25 nov. 2025.

CARRALERO, L. et al. A Versatile PV Emulator Based on a Four-Switch Buck-Boost Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2024. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9520120>. Acesso em: 25 nov. 2025.

CHAPRA, Steven C.; CANALE, Raymond P. **Numerical Methods for Engineers**. 7. ed. New York: McGraw-Hill Education, 2013.

EMBER. **Global Electricity Review 2024**. [S. l.], 2024. Disponível em: <https://ember.energy/wp-content/uploads/2024/03/Ember-Global-Electricity-Review-2024.pdf>. Acesso em: 18 nov. 2024.

INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY (IRENA). **Renewable Capacity Statistics 2025**. Abu Dhabi, 2025. Disponível em: https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2025/Jul/IRENA_DAT_RE_Statistics_2025.pdf. Acesso em: 18 nov. 2024.

KHATIB, Tamer; ELMENREICH, Wilfried. **Modeling of Photovoltaic Systems Using MATLAB**. Hoboken: John Wiley & Sons, 2016.

KYOCERA. **KC200GT High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module**. Scottsdale, 2008. Datasheet. Disponível em: <https://www.energymatters.com.au/images/kyocera/KC200GT.pdf>. Acesso em: 18 nov. 2024.

MESSENGER, Roger A.; VENTRE, Jerry. **Photovoltaic Systems Engineering**. 3. ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.

SAMOSIR, A. S. et al. Photovoltaic Simulator with Buck Converter using Look-up Table and PID Controller. **International Journal of Power Electronics and Drive Systems**,

v. 14, n. 1, p. 10–20, 2023. Disponível em:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/10366746>. Acesso em: 25 nov. 2025.

SILVA, Matheus M. da et al. Introducing INEP PVSIm: A Free Offline Application to Assess the Effects of Parameter Variations on the I-V Curves of Photovoltaic Modules. In: IEEE. **2021 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP)**. João Pessoa: [s. n.], 2021. p. 1–8. Disponível em:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9684067>. Acesso em: 25 nov. 2025.

VILLALVA, Marcelo Gradella; GAZOLI, Jonas Rafael; RUPPERT FILHO, Ernesto. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4806084>. Acesso em: 25 nov. 2025.

APÊNDICE A — MEMÓRIA DE CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Projeto Ponte Completa PV

1) Especificações:

Tensão de Entrada Nominal:	$V_i := 127 \cdot \sqrt{2}V$	$V_i = 179.6051V$
Tensão de Entrada Máxima:	$V_{imax} := 1.1 \cdot V_i$	$V_{imax} = 197.5656V$
Tensão de Entrada Mínima:	$V_{imin} := 0.9 \cdot V_i$	$V_{imin} = 161.6446V$
Tensão de Saída:	$V_o := 100V$	
Potência de Saída:	$P_o := 1kW$	
Frequência:	$f_s := 100kHz$	
Período:	$T_s := \frac{1}{f_s}$	$T_s = 10 \cdot \mu s$
Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o}$	$I_o = 10A$
Corrente de Entrada:	$I_i := \frac{P_o}{V_i}$	$I_i = 5.5678A$
Resistência de Carga:	$R_o := \frac{V_o^2}{P_o}$	$R_o = 10\Omega$
Razão Cíclica Máxima:	$D_{max} := 0.9$	
Perca da Razão Cíclica Mínima:	$I_{o_vmin} := 0.1$	
Ganho Estático Máximo:	$q_{max} := D_{max} - I_{o_vmin}$	$q_{max} = 0.8$
Relação de Transformação:	$n := \frac{q_{max} \cdot V_{imin}}{V_o}$	$n = 1.2932$
Ganho Estático Mínimo:	$q_{min} := \frac{n \cdot V_o}{V_{imax}}$	
Ganho Estático Nominal:	$q_{nom} := \frac{n \cdot V_o}{V_i}$	

Corrente de Saída Média:	$I_{o'_{med}} := \frac{I_o}{n}$	$I_{o'_{med}} = 7.733 \text{ A}$
Tensão de Saída Média:	$V_{o'_{med}} := V_o \cdot n$	$V_{o'_{med}} = 129.3157 \text{ V}$
Indutor:	$L_r := \frac{V_{i_{min}} \cdot I_{o'_{Vmin}}}{4fs \cdot (I_{o'_{med}})}$	$L_r = 5.2258 \cdot \mu\text{H}$
Perca da Razão Cíclica Máxima:	$I_{o'_{Vmax}} := \frac{4 \cdot fs \cdot L_r \cdot I_o}{n \cdot V_{i_{max}}} = 0.0818$	
Perca da Razão Cíclica Nominal:	$I_{o'_{Vnom}} := \frac{4 \cdot fs \cdot L_r \cdot I_o}{n \cdot V_i} = 0.09$	
Razão Cíclica Mínima:	$D_{min} := q_{min} + I_{o'_{Vmax}}$	$D_{min} = 0.7364$
Razão Cíclica Nominal:	$D_{nom} := q_{nom} + I_{o'_{Vnom}}$	$D_{nom} = 0.81$

2) Duração das etapas

$Def := D_{max} - I_{o'_{Vmin}}$	$Def = 0.8$	$\Delta t_{1max} := 300 \cdot 10^{-9} \text{ s}$
$\Delta T := \frac{D_{max}}{fs \cdot 2}$	$\Delta T = 4.5 \times 10^{-6} \text{ s}$	
$\Delta t_{10} := (1 - D_{max}) \cdot \frac{T_s}{2}$	$\Delta t_{10} = 5 \times 10^{-7} \text{ s}$	
$\Delta t_{76} := \Delta t_{10}$		
$\Delta t_{43} := (D_{max} - Def) \cdot \frac{T_s}{4}$	$\Delta t_{43} = 2.5 \times 10^{-7} \text{ s}$	
$\Delta t_{109} := \Delta t_{43}$		
$\Delta t_{54} := Def \cdot \frac{T_s}{2}$	$\Delta t_{54} = 4 \times 10^{-6} \text{ s}$	
$\Delta t_{1110} := \Delta t_{54}$		
$\Delta t_{32} := \Delta T - \Delta t_{43} - \Delta t_{54}$	$\Delta t_{32} = 2.5 \times 10^{-7} \text{ s}$	
$\Delta T_2 := \Delta t_{32} + \Delta t_{54} + \Delta t_{43}$	$\Delta T_2 = 4.5 \times 10^{-6} \text{ s}$	

3) Dimensionamento do Indutor e Capacitor de Saída

Ondulação de corrente: $\Delta I := I_o \cdot 20\% = 2 \text{ A}$

Indutância mínima: $L_{oVmin} := \frac{(1 - q_{max}) \cdot (D_{max} - I_{o_Vmin}) \cdot V_{imin}}{2fs \cdot n \cdot \Delta I} = 50 \cdot \mu\text{H}$

Indutância nominal: $L_{oVnom} := \frac{(1 - q_{nom}) \cdot (D_{nom} - I_{o_Vnom}) \cdot V_i}{2fs \cdot n \cdot \Delta I} = 70 \cdot \mu\text{H}$

Indutância máxima: $L_{oVmax} := \frac{(1 - q_{min}) \cdot (D_{min} - I_{o_Vmax}) \cdot V_{imax}}{2fs \cdot n \cdot \Delta I} = 86.3636 \cdot \mu\text{H}$

Indutância do projeto: $L_o := \max(L_{oVmin}, L_{oVnom}, L_{oVmax}) = 86.3636 \cdot \mu\text{H}$

Ondulação de tensão: $\Delta V_o := V_o \cdot 1\% = 1 \text{ V}$

Capacitância mínima: $C_{oVmin} := \frac{(1 - q_{max}) \cdot (D_{max} - I_{o_Vmin}) \cdot V_{imin}}{32fs^2 \cdot n \cdot L_o \cdot \Delta V_o} = 723.6842 \cdot \text{nF}$

Capacitância nominal: $C_{oVnom} := \frac{(1 - q_{nom}) \cdot (D_{nom} - I_{o_Vnom}) \cdot V_i}{32fs^2 \cdot n \cdot L_o \cdot \Delta V_o} = 1.0132 \times 10^3 \cdot \text{nF}$

Capacitância máxima: $C_{oVmax} := \frac{(1 - q_{min}) \cdot (D_{min} - I_{o_Vmax}) \cdot V_{imax}}{32fs^2 \cdot n \cdot L_o \cdot \Delta V_o} = 1.25 \cdot \mu\text{F}$

Capacitância do projeto: $C_o := \max(C_{oVmin}, C_{oVnom}, C_{oVmax}) = 1.25 \cdot \mu\text{F}$

4) Correntes de Pico, Média, e Eficaz nas Chaves

Corrente de Pico: $I_{o'_{med}} = 7.733 \text{ A}$

Corrente Média S1 e S3: $I_{S1.3Med} := \frac{(D_{max} + 3 \cdot Def) \cdot I_{o'_{med}}}{8} = 3.1899 \text{ A}$

Corrente Média S2 e S4: $I_{S2.4Med} := \frac{(4 - 3 \cdot I_{o_Vmin}) I_{o'_{med}}}{8} = 3.5765 \text{ A}$

Corrente Eficaz S1 e S3: $I_{S1.3Ef} := \frac{I_{o'_{med}} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{max} - \frac{5 \cdot I_{o_Vmin}}{3}}}{2} = 4.9415 \text{ A}$

Corrente Eficaz S2 e S4: $I_{S2.4Ef} := \frac{I_{o'_{med}} \cdot \sqrt{2 - \frac{5 \cdot I_{o_Vmin}}{3}}}{2} = 5.2353 \text{ A}$

5) Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos Retificadores

Corrente de Pico: $I_o = 10 \text{ A}$

Corrente Média: $I_{DRMed} := \frac{I_o}{2} = 5 \text{ A}$

Corrente Eficaz: $I_{DREf} := I_o \cdot \frac{\sqrt{(2 - I_{o_Vmin})}}{2} = 6.892 \text{ A}$

APÊNDICE B — PROJETO FÍSICO DO INDUTOR RESSONANTE (L_r)

Projeto Físico do Indutor L_r - Emulador PV

1. Especificações:

Indutância	$L_r := 5.226\mu\text{H}$
Valor máximo de corrente	$I_{\text{pico}} := 8.462\text{A}$
Valor eficaz de corrente	$I_{\text{ef}} := 7.595\text{A}$
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{L_r} := 16.92\text{A}$
Densidade de fluxo máximo	$B_{\text{max}} := 0.1\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 100\text{kHz}$

2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{ef}}}{B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 0.12 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E30/7 IP12R

$$A_e := 0.6\text{cm}^2$$

$$A_w := 0.8\text{cm}^2$$

$$l_E := 1.6\text{cm}$$

3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left(\frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right) \quad N_e = 8$$

$$B_{\text{max}} := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{N_e \cdot A_e} \quad B_{\text{max}} = 0.092 \cdot \text{T}$$

4. Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{entreferro}} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \left(10^{-2} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}} \right)}{L_r} \quad l_{\text{entreferro}} = 0.923 \cdot \text{mm}$$

5. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\max} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.244 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.049 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 38AWG.

$$d_w := 0.1 \text{mm}$$

$$d_{w_iso} := 0.13 \text{mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 0.019 \cdot \text{cm}^2$$

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

$$n_{\text{cond}} = 238$$

$$n_{\text{litz}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{cond}}}{41}\right)$$

$$n_{\text{litz}} = 6$$

$$n_{\text{cond}} := 41 \cdot n_{\text{litz}}$$

$$n_{\text{cond}} = 246$$

6. Cálculo das Perdas:

6.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot d_{w_iso}}{\eta_w \cdot l_E}$$

$$N_{\text{cam}} = 19.988$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 5.6 \text{cm}$$

$$l_{\text{fio}} := N_e \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 0.448 \text{m}$$

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_e}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cc}} = 5.346 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_w}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w}$$

$$\Delta = 0.306$$

$$F_r := \Delta \cdot \left[\frac{e^{2\Delta} - e^{-2\Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2\Delta} + e^{-2\Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{cam}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_r = 1.389$$

$$R_{ac} := F_r \cdot R_{cc}$$

$$R_{ac} = 7.424 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$

$$P_{cobre} := R_{ac} \cdot I_{ef}^2$$

$$P_{cobre} = 0.428 \cdot W$$

6.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{nucleo} := 4\text{cm}^3 \quad k := 1.052 \frac{W}{m^3} \quad \alpha := 1.5 \quad \beta := 2.44$$

$$\Delta B := 2 \cdot B_{max} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.184$$

$$P_{nucleo} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B\right)^\beta \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 0.396 \cdot W$$

6.3 Perdas Totais:

$$P_{totais} := P_{cobre} + P_{nucleo}$$

$$P_{totais} = 0.824 \cdot W$$

6.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{nucleo}} := 23 \cdot \frac{K}{W} \left(\frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{nucleo}} = 30.176 \cdot \frac{K}{W}$$

6.5 Elevação de Temperatura:

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

$$\Delta T = 24.859 \text{ K}$$

7. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_e \cdot S_{fioiso} \cdot n_{cond}}{k_w}$$

$$A_{w_min} = 0.365 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.457$$

APÊNDICE C — PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE SAÍDA (L_o)

Projeto Físico do Indutore L_o - Emulador PV

1. Especificações:

Indutância	$L_o := 86.364 \mu\text{H}$
Valor máximo de corrente	$I_{\text{pico}} := 15\text{A}$
Valor eficaz de corrente	$I_{\text{ef}} := 10\text{A}$
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{L_o} := 2\text{A}$
Densidade de fluxo máximo	$B_{\text{max}} := 0.35\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 200\text{kHz}$

2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_o \cdot I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{ef}}}{B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w} \quad A_e A_w = 1.175 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E42/15 IP12R

$$A_e := 1.78\text{cm}^2$$

$$A_w := 1.80\text{cm}^2$$

$$l_E := 2.55\text{cm}$$

3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left(\frac{L_o \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right) \quad N_e = 21$$

$$B_{\text{max}} := \frac{L_o \cdot I_{\text{pico}}}{N_e \cdot A_e} \quad B_{\text{max}} = 0.347 \cdot \text{T}$$

4. Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{entreferro}} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \left(10^{-2} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}} \right)}{L_o} \quad l_{\text{entreferro}} = 1.142 \cdot \text{mm}$$

5. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\max} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.172 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.034 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 21AWG.

$$d_w := 0.72 \text{mm}$$

$$d_{w_iso} := 0.80 \text{mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.004105 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.005004 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 0.022 \cdot \text{cm}^2$$

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

$$n_{\text{cond}} = 6$$

6. Cálculo das Perdas:

6.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot d_{w_iso}}{\eta_w \cdot I_E}$$

$$N_{\text{cam}} = 4.941$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 5.721 \times 10^{-4} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 8.7 \text{cm}$$

$$l_{\text{fio}} := N_e \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 1.827 \text{m}$$

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_e}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cc}} = 0.017 \cdot \Omega$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cc}} \cdot I_{\text{ef}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 1.742 \cdot \text{W}$$

6.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{\text{nucleo}} := 17.3 \text{cm}^3 \quad k := 1.052 \frac{\text{W}}{\text{m}^3} \quad \alpha := 1.5 \quad \beta := 2.44$$

$$\Delta B := \frac{L_o \cdot \Delta I_{L_o}}{N_e \cdot A_e} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.046$$

$$P_{\text{nucleo}} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 0.166 \cdot \text{W}$$

6.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 1.908 \cdot \text{W}$$

6.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}} \left(\frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 14.949 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

6.5 Elevação de Temperatura:

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

$$\Delta T = 28.518 \text{ K}$$

7. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_{\text{min}}} := \frac{N_e \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond}}}{k_w}$$

$$A_{w_{\text{min}}} = 0.901 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.5$$

APÊNDICE D — PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR

Projeto Físico do Transformador - Emulador PV

1. Especificações:

Potência Aparente	$S_{\text{trafo}} := 1.15 \text{ kW}$
Valor eficaz de corrente no primário	$I_{\text{prief}} := 7.568 \text{ A}$
Valor eficaz de corrente no secundário	$I_{\text{secef}} := 9.785 \text{ A}$
Valor eficaz de tensão no primário	$V_{\text{prief}} := 151.6 \text{ V}$
Relação de Transformação	$a := 1.293$
Fluxo de indução máximo	$B_{\text{max}} := 0.14 \text{ T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 100 \text{ kHz}$

2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{V_{\text{prief}} \cdot I_{\text{prief}}}{2 \cdot f_s B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w}$$

$$A_e A_w = 1.171 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E42/20 N87

$$A_e := 2.34 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 1.72 \text{ cm}^2$$

$$l_c := 2.61 \text{ cm}$$

3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{pri}} := \text{ceil} \left(\frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s B_{\text{max}} \cdot A_e} \right)$$

$$N_{\text{pri}} = 12$$

$$B_{\text{max}} := \frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s N_{\text{pri}} \cdot A_e}$$

$$B_{\text{max}} = 0.135 \cdot \text{T}$$

$$N_{\text{sec}} := \text{ceil} \left(\frac{N_{\text{pri}}}{a} \right)$$

$$N_{\text{sec}} = 10$$

4. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\max} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.244 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.049 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 38AWG.

$$d_w := 0.10 \text{mm}$$

$$d_{w_iso} := 0.13 \text{mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobrepri}} := \frac{I_{\text{prief}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobrepri}} = 0.015 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condpri}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobrepri}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{condpri}} = 190$$

$$n_{\text{litzpri}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{condpri}}}{41}\right)$$

$$n_{\text{litzpri}} = 5$$

$$n_{\text{condpri}} := 41 \cdot n_{\text{litzpri}}$$

$$n_{\text{condpri}} = 205$$

$$S_{\text{cobresec}} := \frac{I_{\text{secef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobresec}} = 0.02 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condsec}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobresec}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{condsec}} = 245$$

$$n_{\text{litzsec}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{condsec}}}{41}\right)$$

$$n_{\text{litzsec}} = 6$$

$$n_{\text{condsec}} := 41 \cdot n_{\text{litzsec}}$$

$$n_{\text{condsec}} = 246$$

5. Cálculo das Perdas:

5.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{(N_{\text{pri}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot n_{\text{condsec}}) \cdot d_{w_iso}}{\eta_w \cdot l_c}$$

$$N_{\text{cam}} = 30.632$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_{\Gamma}}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 10 \text{ cm}$$

$$l_{\text{fio pri}} := N_{\text{pri}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio pri}} = 1.2 \text{ m}$$

$$R_{\text{cc pri}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{pri}}}{n_{\text{cond pri}}}$$

$$R_{\text{cc pri}} = 0.017 \cdot \Omega$$

$$l_{\text{fio sec}} := N_{\text{sec}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio sec}} = 1 \text{ m}$$

$$R_{\text{cc sec}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{sec}}}{n_{\text{cond sec}}}$$

$$R_{\text{cc sec}} = 0.012 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_w}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w}$$

$$\Delta = 0.306$$

$$F_r := \Delta \cdot \left[\frac{e^{2\Delta} - e^{-2\Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2\Delta} + e^{-2\Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{\text{cam}}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_r = 1.913$$

$$R_{\text{ac pri}} := F_r \cdot R_{\text{cc pri}}$$

$$R_{\text{ac pri}} = 0.033 \cdot \Omega$$

$$R_{\text{ac sec}} := F_r \cdot R_{\text{cc sec}}$$

$$R_{\text{ac sec}} = 0.023 \cdot \Omega$$

$$P_{\text{cobre pri}} := R_{\text{ac pri}} \cdot I_{\text{prief}}^2$$

$$P_{\text{cobre pri}} = 1.883 \cdot \text{W}$$

$$P_{\text{cobre sec}} := R_{\text{ac sec}} \cdot I_{\text{secef}}^2$$

$$P_{\text{cobre sec}} = 2.186 \cdot \text{W}$$

$$P_{\text{cobre}} := P_{\text{cobre pri}} + P_{\text{cobre sec}}$$

$$P_{\text{cobre}} = 4.068 \cdot \text{W}$$

5.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{\text{nucleo}} := 22.7 \text{ cm}^3$$

$$k := 3.74 \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$$

$$\alpha := 1.45$$

$$\beta := 3.03$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{2 \cdot 100000}$$

$$\Delta t_2 := \frac{1}{2 \cdot 100000}$$

$$\Delta B := 2 \cdot B_{\max} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.27$$

$$P_{\text{nucleo}} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 3.496 \cdot \text{W}$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 0.155 \cdot \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$$

$$P_v := \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{\Delta B}{\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{\Delta B}{\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 142.074 \cdot \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_v \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 3.225 \cdot \text{W}$$

5.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 7.294 \cdot \text{W}$$

5.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}} \left(\frac{A_g A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 13.74 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

5.5 Elevação de Temperatura:

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

$$\Delta T = 100.21 \text{ K}$$

6. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_{\min}} := \frac{N_{\text{pri}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condsec}}}{k_w}$$

$$A_{w_{\min}} = 0.914 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_{\min}}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.531$$

**APÊNDICE E — ALGORITMO DE SOLUÇÃO DA
EQUAÇÃO CARACTERÍSTICA DO MÓDULO FOTOVOLTAICO**

```

#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <math.h>
#include <Psim.h>

// Variáveis globais para parâmetros do modelo fotovoltaico
const double k = 1.38e-23; // Constante de Boltzmann
const double q = 1.60e-19; // Carga de um elétron
const double A = 1.2; // Fator de qualidade do diodo
const double Vg = 1.12; // Gap de banda
const int Ns = 54; // Número de células em série
const double T1 = 273 + 25.0;
const double Voc_T1 = 32.9 / Ns; // Tensão de circuito aberto por célula na temp
T1
const double Isc_T1 = 8.21;
const double T2 = 273 + 75.0;
const double Voc_T2 = 29.9 / Ns; // Tensão de circuito aberto por célula na temp
T2
const double Isc_T2 = 6.62; // Corrente de curto-circuito por célula na temp
T2

// Função para calcular a corrente do modelo fotovoltaico
double PV_model(double Va, double Suns, double TaC) {
    double TaK = 273 + TaC; // Temperatura de operação do array
    double Iph_T1 = Isc_T1 * Suns;
    double a = (Isc_T2 - Isc_T1) / Isc_T1 / (T2 - T1);
    double Iph = Iph_T1 * (1 + a * (TaK - T1));

    double Vt_T1 = k * T1 / q; // Tensão térmica
    double Ir_T1 = Isc_T1 / (exp(Voc_T1 / (A * Vt_T1)) - 1);
    double b = Vg * q / (A * k);
    double Ir = Ir_T1 * pow((TaK / T1), (3.0 / A)) * exp(-b * (1.0 / TaK - 1.0 / T1));

    double X2v = Ir_T1 / (A * Vt_T1) * exp(Voc_T1 / (A * Vt_T1));
    double dVdl_Voc = -1.15 / Ns / 2; // Derivada da tensão em relação à corrente
no Voc
    double Rs = 0.00796; // Resistência em série
    double Rp = 2.46;

    double Vt_Ta = A * k * TaK / q;
    double Vc = Va / Ns;
    double Ia = 0.0;

    // Declaração da variável j antes do loop
    int j;

    // Iteração para obter a corrente

```

```

for (j = 0; j < 50; j++) {
    double dla = (Iph - Ia - Ir * (exp((Vc + Ia * Rs) / Vt_Ta) - 1) - ((Vc + Ia * Rs) /
Rp)) /
    ((-1 - (Ir * exp((Vc + Ia * Rs) / Vt_Ta) - 1) * Rs / Vt_Ta) - (Rs / Rp));

    Ia = Ia - dla;

    // Critério de convergência
    if (fabs(dla) < 1e-6) {
        break;
    }
}

return Ia;
}

// Função principal de simulação que é chamada a cada passo
void SimulationStep(
    double t, double delt, double *in, double *out,
    int *pnError, char * szErrorMsg,
    void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void *
reserved_AppPtr)
{
    // Entradas do bloco: in[0] -> Va (tensão), in[1] -> Suns (irradiância), in[2] ->
TaC (temperatura)
    double Va = in[0];
    double Suns = in[1];
    double TaC = in[2];

    // Chamada ao modelo fotovoltaico
    double Ia = PV_model(Va, Suns, TaC);

    // Saída do bloco: out[0] -> corrente calculada
    out[0] = Ia;
}

// Função de inicialização chamada no começo da simulação
void SimulationBegin(
    const char *szId, int nInputCount, int nOutputCount,
    int nParameterCount, const char ** pszParameters,
    int *pnError, char * szErrorMsg,
    void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void *
reserved_AppPtr)
{
    // Inicialização de variáveis, se necessário
}

```

```
// Função chamada no final da simulação
void SimulationEnd(
    const char *szId, void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void *
    reserved_AppPtr)
{
    // Finalização e limpeza de memória, se necessário
}
```