

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE  
CURSO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA

GABRIEL DA COSTA BORGES

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST INTERLEAVED  
APLICADO A UM PAINEL SOLAR FOTOVOLTAICO

Joinville  
2021

GABRIEL DA COSTA BORGES

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST INTERLEAVED  
APLICADO A UM PAINEL SOLAR FOTOVOLTAICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Mecatrônica no curso de Engenharia Mecatrônica, da Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico de Joinville.

Orientador(a): Dr. Diego Santos Greff

Joinville  
2021

Dedico este trabalho a minha família,  
em especial minha mãe que sempre  
me apoiou e a todos meus colegas  
que estiveram presentes nas horas  
mais difíceis

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço ao meu orientador, professor e amigo Dr. Diego Santos Greff pelo apoio e paciência em tirar minhas dúvidas, além de disponibilizar o laboratório GREEN possibilitando a execução do trabalho.

Agradeço também a todos os meus amigos que ao longo da trajetória do curso de engenharia mecatrônica tiveram uma grande parcela no meu aprendizado, em especial ao Claudio Emanuel Barbosa Lima e Adolfo Steiner da Silva por sempre terem me apoiado nas dificuldades e obstáculos vividos.

Por fim agradeço a minha família, meu pai, Valciney Borges e minha mãe, Maria Edimara da Costa Borges que sempre me deram forças e apoio de todas as formas possíveis, sem eles nada disso seria possível.

"Se você decidir que irá fazer apenas o que sabe que dará certo, estará deixando um monte de oportunidades para trás."  
(Jeff Bezos)

## RESUMO

O trabalho apresenta o estudo sobre um módulo fotovoltaico em conjunto com um conversor contínuo não isolado, com um ganho de tensão em um arranjo intercalado. Sendo uma das soluções energéticas da atualidade, é necessário amplificar a tensão de barramento dos painéis fotovoltaicos para aplicações que necessitam de grande quantidade de energia. Tendo como dificuldade atingir o ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos, utiliza-se o conversor boost interleaved pela sua simplicidade, bom rendimento e menores perdas nos semicondutores. Através de simulações, análises teóricas e análises experimentais será dimensionado e construído um conversor boost interleaved.

**Palavras-chave:** Energias renováveis. Módulo fotovoltaico. Conversor boost interleaved.

## **ABSTRACT**

The work presents the study of a photovoltaic module in conjunction with a non-insulated continuous converter, with a voltage gain in an interleaved arrangement. As one of the current energy solutions, it is necessary to amplify the busbar voltage of photovoltaic panels for applications that require large amounts of energy. Considering the difficulty of reaching the maximum power point of the photovoltaic modules, the boost interleaved converter is used due to its simplicity, good efficiency and lower losses in semiconductors. Through simulations, theoretical analysis and experimental analysis, a boost interleaved converter will be designed and built.

**Keywords:** Renewable energy. Photovoltaic module. Interleaved boost converter.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Placas fotovoltaicas em série com elevação de ganho convencional	12
Figura 2 – Conversor boost interleaved	13
Figura 3 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica	15
Figura 4 – Módulo fotovoltaico para variação de temperatura (a) e irradiação (b)	16
Figura 5 – Fluxograma do método perturbação e observação	16
Figura 6 – Conversor boost convencional	17
Figura 7 – Conversor boost interleaved	18
Figura 8 – Modelo elétrico do conversor boost	19
Figura 9 – Modelo elétrico do conversor boost com chave fechada	19
Figura 10 – Modelo elétrico do conversor boost com chave aberta	20
Figura 11 – Formas de onda do conversor boost. (a) Tensão no indutor.(b) Corrente no indutor. (c) Corrente no diodo. (d) Corrente no capacitor.	21
Figura 12 – Núcleo do tipo E-E, com as respectivas áreas	26
Figura 13 – Fluxo Magnético no núcleo do tipo E-E	27
Figura 14 – Protótipo dos indutores	29
Figura 15 – Valores de indutância de cada indutor	29
Figura 16 – Esquemático HCPL-3120	31
Figura 17 – Modelo térmico da junção dos semicondutores com o ambiente	33
Figura 18 – Simulação PSIM do conversor boost interleaved	35
Figura 19 – Sinal PWM dos MOSFET's	36
Figura 20 – Ondulações de corrente e ondulação de tensão	36
Figura 21 – Protótipo Conversor Boost Interleaved	37
Figura 22 – Equipamentos utilizados para testes	38
Figura 23 – Tensão e corrente de saída nos canais CH3 e CH2 e modulação das chaves nos canais CH1 e CH4	39
Figura 24 – Ondulação de corrente do indutor $L_1$ no CH2, tensão de carga no CH3	40
Figura 25 – Ondulação de corrente do indutor $L_2$ no CH2, tensão de carga no CH3	41

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações Técnicas Módulo Fotovoltaico YL150P-17b em MPPT.	24
Tabela 2 – Parâmetros do Conversor Boost Interleaved.	24
Tabela 3 – Especificações de Projeto.	24
Tabela 4 – Valores de indutância e capacitância mínima.	25
Tabela 5 – Valores definidos para cálculo do produto $A_e A_w$	26
Tabela 6 – Especificações do Núcleo de Ferrite E-E	27
Tabela 7 – Valores da distância do entreferro e número de espiras	27
Tabela 8 – Especificações AWG 23	28
Tabela 9 – Modelos e valores dos componentes.	30
Tabela 10 – Valores técnicos dos componentes e condutores.	32
Tabela 11 – Perdas nos componentes	32
Tabela 12 – Perdas nos componentes	33
Tabela 13 – Perdas nos componentes.	34
Tabela 14 – Dados utilizados na simulação	35
Tabela 15 – Dados dos testes de ondulações	38
Tabela 16 – Ondulações teóricas e práticas	40
Tabela 17 – Rendimento teórico e prático	41

## LISTA DE SÍMBOLOS

$P$	Potência
$CC$	Corrente contínua
$CA$	Corrente alternada
$MPPT$	Rastreamento do ponto de máxima potência
$V_i$	Tensão de entrada do conversor
$V_o$	Tensão de saída do conversor
$I_l$	Corrente no indutor
$D$	Razão cíclica
$L$	Indutor
$C$	Capacitância
$\Delta I_l$	Ondulação de corrente no indutor
$\Delta V_c$	Ondulação de tensão no capacitor
$A_e$	Área de seção transversal do núcleo
$A_w$	Área de janela
$B_{max}$	Indução magnética máxima
$J_{max}$	Densidade de corrente
$K_w$	Fator de ocupação
$I_{pico}$	Corrente máxima do indutor
$I_{eficaz}$	Corrente eficaz no indutor
$N$	Número de espiras
$N_{condutores}$	Número de condutores
$L_{entreferro}$	Distância dos entreferros
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no vácuo

$P_D$	Perdas no diodo
$P_L$	Perdas no indutor
$P_{MOSFET}$	Perdas no MOSFET
$P_t$	Perdas totais
$\eta$	Rendimento do conversor

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>12</b>
1.1	Objetivo Geral	13
1.2	Objetivos Específicos	13
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>14</b>
2.1	Módulo Fotovoltaico	14
<b>2.1.1</b>	<b>Célula fotovoltaica</b>	<b>14</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Ponto de máxima potência</b>	<b>15</b>
2.2	Conversores elevadores de tensão contínua	17
<b>2.2.1</b>	<b>Conversor boost convencional e boost interleaved</b>	<b>17</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Ganho estático do conversor boost</b>	<b>18</b>
<b>2.2.3</b>	<b>Dimensionamento do indutor</b>	<b>21</b>
<b>2.2.4</b>	<b>Dimensionamento do capacitor</b>	<b>22</b>
<b>3</b>	<b>REQUISITOS DE PROJETOS</b>	<b>24</b>
3.1	Dimensionamento dos componentes indutivos e capacitivos do conversor boost interleaved	25
3.2	Projeto do Indutor	25
3.3	Escolha das chaves, dos diodos e do componente capacitivo	30
3.4	Circuitos auxiliares para acionamento da chave	30
3.5	Esforços e perdas nos componentes	31
3.6	Dimensionamento Térmico	33
<b>4</b>	<b>SIMULAÇÕES UTILIZANDO PSIM</b>	<b>35</b>
<b>5</b>	<b>CONSTRUÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>37</b>
5.1	Protótipo e equipamentos	37
5.2	Testes Realizados	38
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>42</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>43</b>
	<b>APÊNDICE A</b>	<b>44</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Os estudos referentes às energias renováveis vem ganhando cada vez mais espaço. Esse tipo de energia é aquela que usa de recursos naturais não esgotáveis. Dentre as tecnologias mais promissoras de fontes renováveis está a energia solar fotovoltaica (SELVARAJ; RAHIM, 2009).

A geração de energia fotovoltaica é uma das diversas formas de se obter uma energia limpa proveniente da irradiação solar. Por esse motivo, essa tecnologia acaba se tornando uma das soluções para os problemas energéticos da atualidade. Em relação aos benefícios da utilização da energia solar, destaca-se a possibilidade de integrar a tecnologia em questão a edificações residenciais e industriais, além de locais que necessitam de um elevado consumo elétrico. Conforme Rüter et al. (2014), a aplicação desses painéis solares fotovoltaicos em zonas com elevados picos de consumo são uma das alternativas para essa complicação.

Devido a tensão fornecida por esses painéis fotovoltaicos normalmente serem baixas, tipicamente entre 15 e 45 V, é preciso realizar técnicas para se obter maiores tensões de barramento. O modelo convencional de elevação de tensão pode ser visto na figura 1, no qual percebe-se a necessidade de uma conexão em série de painéis fotovoltaicos. Porém, existem outras formas de se realizar esse ganho sem a necessidade de aumentar o número de painéis, utilizando os conversores CC-CC, cujo propósito é elevar a tensão gerada e assim viabilizar a utilização de conversores CC-CA para interligar à rede elétrica.

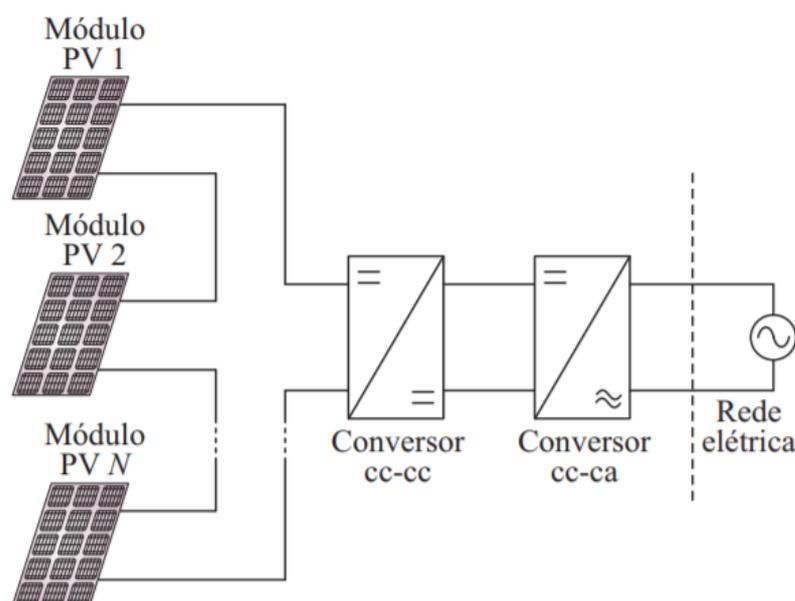


Figura 1 – Placas fotovoltaicas em série com elevação de ganho convencional (SCHIMTZ, 2015)

Uma das complicações de usar painéis no modo convencional é na obtenção da máxima potência, que pode ser drasticamente reduzida em virtude dos sombreamentos parciais, sujeiras ou poeiras, além das diferentes configurações dos módulos que podem gerar incompatibilidade devido à diferenciação de fabricantes.

Visto as dificuldades que o modo convencional pode ocasionar, a proposta é desenvolver um conversor não isolado baseado em um conversor boost, porém em configuração cascadeada denominada boost interleaved, conforme mostra a figura 7. Dentre as vantagens em relação ao modelo convencional estão: melhor extração de energia, maior rendimento, elevação da tensão utilizando um painel ao invés de vários, segurança, flexibilidade, baixo custo e modularidade. Como desvantagens estão: o aumento no número de componentes, necessidade de mais espaço para aloca-los e custo.

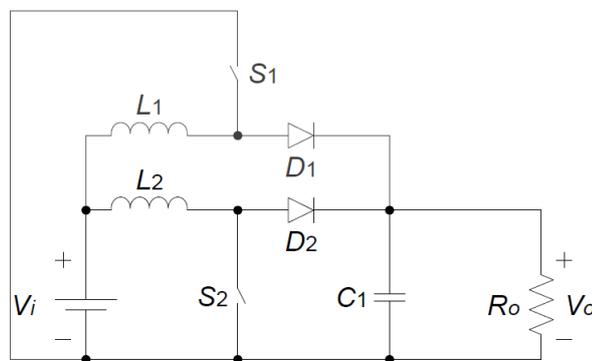


Figura 2 – Conversor boost interleaved (SILVA, 2015)

Nas demais seções, será abordada a fundamentação teórica para a realização desse projeto, além das explicações e apresentação dos resultados obtidos por meio de simulações e experimentos práticos.

### 1.1 OBJETIVO GERAL

Desenvolver um conversor boost interleaved não isolado, com o intuito de elevar a tensão de barramento contínuo de um painel fotovoltaico.

### 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Analisar a melhor configuração dos conversores;
- Projetar o conversor para atender o ganho estático necessário;
- Dimensionar os componentes para atender os requisitos de projeto;
- Realizar simulações utilizando softwares auxiliares;
- Realizar testes no modelo físico;
- Comparar resultados experimentais com os resultados teóricos esperados;

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção será introduzidos conceitos essenciais para a compreensão do funcionamento do conversor boost. As adaptações feitas no conversor abrangem a teoria de eletrônica de potência dos conversores CC-CC elevadores de tensões. Também será apresentado nesta seção as propriedades e comportamento das células fotovoltaicas e do módulo fotovoltaico.

### 2.1 MÓDULO FOTOVOLTAICO

A geração de energia fotovoltaica é encontrada em módulos compostos por diversas células fotovoltaicas responsáveis por fornecer potência para qual foi projetada. Tendo como característica baixa potência elétrica, os módulos são geralmente arranjados em séries ou paralelos tendo como intuito a amplificação da energia gerada por eles. Segundo Messenger e Ventre (2003), as tensões de operações dos sistemas fotovoltaicos comumente operam na faixa de 12V a 45V, facilitando a operação no ponto de máxima potência dos módulos.

#### 2.1.1 Célula fotovoltaica

A célula fotovoltaica é o elemento básico para conversão de energia solar em energia elétrica. Segundo Messenger e Ventre (2003), a célula fotovoltaica é uma junção pn, projetada para geração de energia. O modelo elétrico da célula consiste em uma fonte de corrente em paralelo com um diodo junto de duas resistências ( $R_p$  e  $R_s$ ) não ideais, conforme figura 3, que dificultam o equacionamento para obtenção da corrente das células. Devido à complexidade de se obter a corrente, Messenger e Ventre (2003) adotam que  $R_p$  é infinito e  $R_s$  é nulo, resultando na equação 1 para uma célula ideal.

$$I_{sc} = I_l - I_0 \left( e^{\frac{qV_{oc}}{kT}} - 1 \right) \quad (1)$$

Na equação 1, os valores de  $V_{oc}$  e  $I_{sc}$ , corresponde aos valores de tensão e corrente da célula, respectivamente,  $I_l$  e  $I_0$  representam as correntes fotoelétrica e de saturação reversa da célula,  $T$  é a temperatura em Kelvin,  $q$  e  $k$  são as constantes do elétron e de Boltzman, respectivamente.

Outra aproximação feita por Messenger e Ventre (2003) é mostrado pela equação 2, em que a corrente fotoelétrica é proporcional a irradiação sobre a célula,

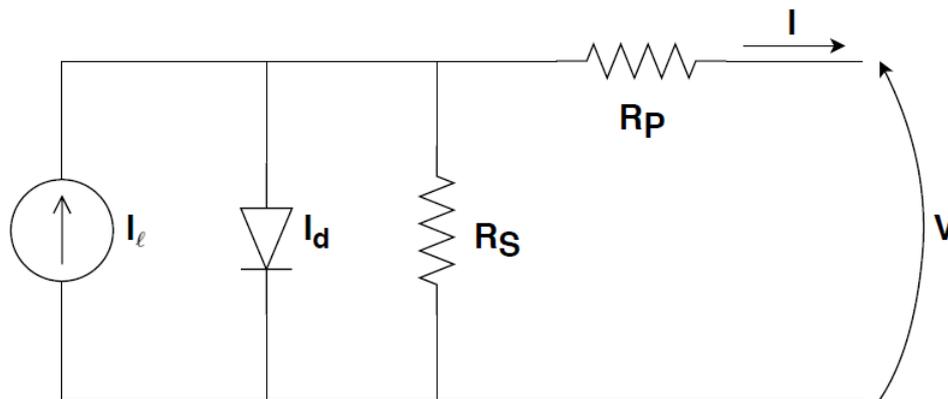


Figura 3 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica (PANGRATZ, 2018)

sendo possível definir um novo valor de corrente com base no valor de  $I_l$  para um valor de irradiação conhecido  $G_0$ .

$$I_l(G) = \frac{G}{G_0} I_l(G_0) \quad (2)$$

A partir dessa equação, é possível definir o ponto de máxima potência, ou seja, é possível determinar a quantidade de corrente gerada na célula, devido a quantidade de irradiação inserida no painel que será relacionada com a tensão de terminal.

### 2.1.2 Ponto de máxima potência

Como visto, a célula fotovoltaica é afetada pela temperatura, irradiação, tensão e corrente, podendo entregar diferentes quantidades de potência, como visto na figura 4. Assim, os conversores de corrente contínua conectados aos módulos fotovoltaicos, ajustam a operação para se obter a máxima potência.

A necessidade de se obter o MPPT (maximum power point tracking) vem do fato que podem ocorrer diferenciações na intensidade da irradiação solar, do ângulo de incidência do sol e da temperatura do ambiente durante a operação do módulo. Assim, os conversores são usados com o propósito de alterar a tensão e corrente nos terminais, utilizando do chaveamento de MOSFET's para controlar o ciclo de trabalho do módulo.

Dentre as técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência, G. et al. (2014) fez comparações através de simulações computacionais do fator de rastreamento variável que indica a quantidade de tempo que o módulo opera em MPPT durante o tempo total de operação. Um dos métodos utilizados por ele consiste em perturbar e observar os resultados. Nesse método, a tensão do módulo é periodicamente incrementada ou decrementada pelo conversor, gerando a perturbação necessária. Após a perturbação, é calculada a potência fornecida a fim de definir o novo valor

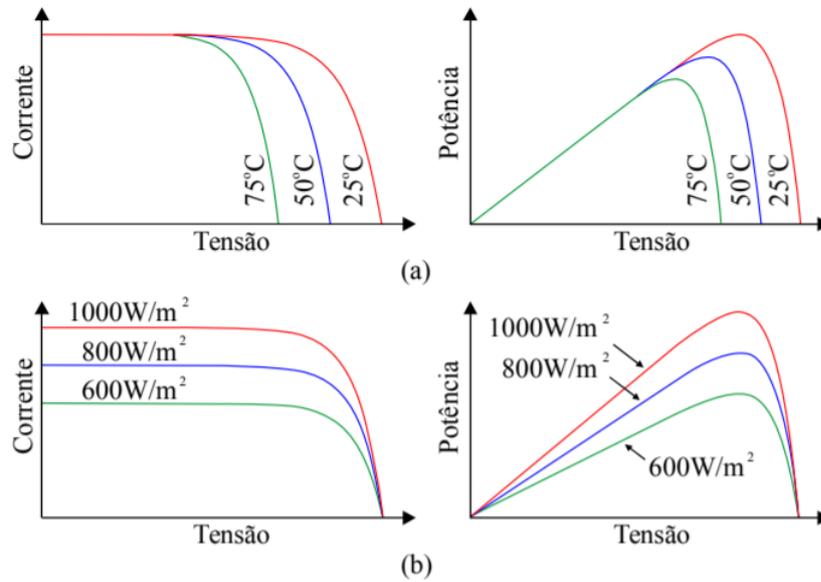


Figura 4 – Módulo fotovoltaico para variação de temperatura (a) e irradiação (b) (SILVA, 2021)

de tensão para o próximo ciclo. Na figura 5 os ciclos de operação do método são mostrados.

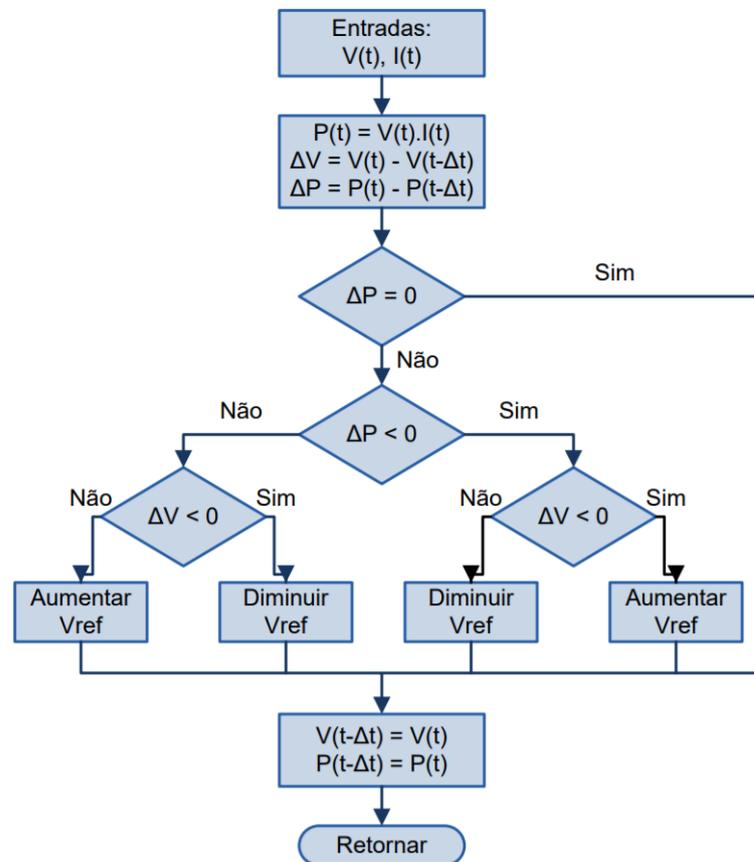


Figura 5 – Fluxograma do método perturbação e observação (G. et al., 2014)

É necessário ter como entradas as tensões e correntes do módulo para realização desse método. As mesmas são utilizadas para cálculo de potência e armazenadas para comparação e continuidade do ciclo.

## 2.2 CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO CONTÍNUA

Uma vez que analisadas as condições do módulo fotovoltaico e a necessidade de tensões de barramento contínua, propõe-se o uso de conversores boost interleaved, que são os responsáveis pela compatibilidade elétrica dos sistemas eletrônicos, como os microcontroladores, ou quando desejamos atingir a operação do módulo fotovoltaico em MPPT.

O foco deste trabalho está na análise e construção de um conversor CC-CC não isolado que proporciona um ganho estático a fim de elevar a tensão de saída com baixo esforços nos diodos, nos indutores e nas chaves de potência se comparado ao boost convencional.

### 2.2.1 Conversor boost convencional e boost interleaved

Define-se conversor CC-CC como circuitos eletrônicos de potência que convertem uma tensão contínua em outro nível de tensão contínua, proporcionando normalmente uma saída regulada (HART, 2010)

Um conversor boost é um conversor CC-CC que eleva a tensão de sua entrada, entregando uma tensão amplificada em sua saída, chamado de ganho estático. Sua topologia básica é composta de uma fonte de alimentação, um indutor, dois semicondutores (um diodo e uma chave) e um elemento de armazenamento de energia (capacitor). Na figura 6, vemos um conversor boost em seu modelo convencional.

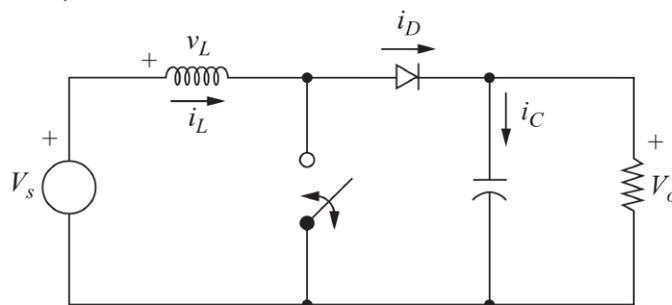


Figura 6 – Conversor boost convencional (HART, 2010)

O objetivo do trabalho é desenvolver um conversor CC-CC com alto ganho estático para obter uma tensão de saída superior à tensão de entrada. Como consequência desse alto ganho estático, os esforços nos semicondutores também aumentam ocasionando maiores perdas. Assim, uma proposta para solucionar o problema é utilizar um arranjo baseado no boost convencional dividindo a corrente

na entrada através da técnica *interleaved*, isto é, utilizar N conversores em paralelo possibilitando a divisão de correntes entre os semicondutores, diminuindo os esforços nos semi condutores de potência. Na figura 7, mostrado um conversor boost *interleaved*.

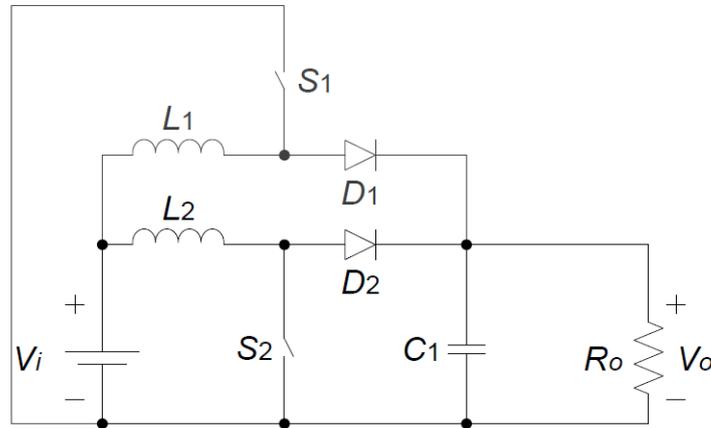


Figura 7 – Conversor boost interleaved (SILVA, 2015)

Utilizando essa topologia, é possível diminuir os esforços nos semicondutores. Nas demais seções serão abordados os equacionamentos para se obter o ganho estático e os cálculos para dimensionamento dos indutores e capacitores. Esses equacionamentos são baseados no boost convencional, pois o *interleaved* tem comportamento diferente apenas no período de comutação das chaves.

### 2.2.2 Ganho estático do conversor boost

Para desenvolver o equacionamento do conversor adotou-se algumas condições que, segundo Hart (2010), são dadas abaixo:

- O sistema está em regime permanente;
- O período de chaveamento é  $T_s$ , sendo que a chave conduz, ou seja, se encontra no estado fechado por  $DT_s$  e aberta por  $(1 - D)T_s$ ;
- A corrente que passa pelo indutor é sempre contínua e sempre positiva, ou seja, adota-se o modo de condução contínua (MDC);
- A capacitância  $C$  é muito grande e a tensão de saída é constante;
- Os componentes são todos ideais.

Na figura 8 o modelo elétrico do conversor boost que será utilizado como base para o equacionamento da razão cíclica do conversor boost interleaved. Os componentes são considerados ideais, onde  $V_s$  é a tensão da fonte,  $v_l$  é a queda de tensão no indutor,  $i_l$  é a corrente que passa pelo indutor,  $I_d$  é a corrente que atravessa o indutor,  $I_c$  é a corrente através do capacitor e  $V_0$  é a tensão na saída do conversor.

Nos passos seguintes será mostrados os ciclos de chaveamento do conversor, chave aberta e chave fechada. A figura 9 representa o modelo elétrico quando a chave encontra-se fechada.

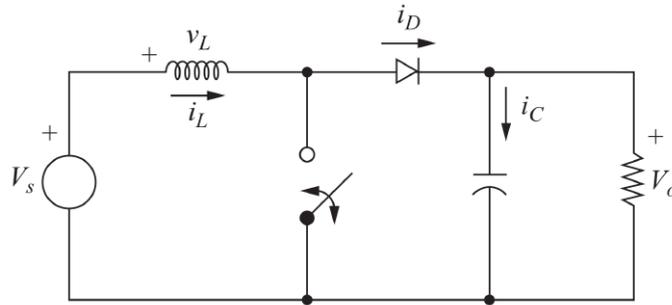


Figura 8 – Modelo elétrico do conversor boost (HART, 2010)

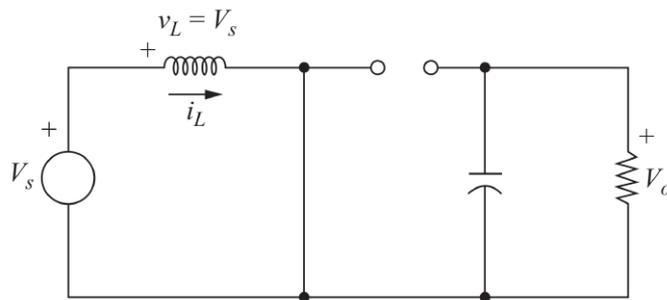


Figura 9 – Modelo elétrico do conversor boost com chave fechada (HART, 2010)

Quando a chave encontra-se fechada, o diodo é reversamente polarizado e atua como uma chave aberta. Durante esse intervalo de tempo, a queda de tensão sobre o indutor corresponde a  $V_s$ . A equação 3 representa a queda de tensão sobre o indutor quando a chave é fechada, onde  $L$  é o valor da indutância.

$$V_l = L \frac{di_l}{dt} = V_s \quad (3)$$

Sabendo que  $V_s$  é constante, pode-se usar  $\Delta i_l$  para representar a variação da corrente no indutor durante o intervalo de tempo em que a chave encontra-se fechada expresso por  $\Delta t$ , como podemos ver na equação 4.

$$\frac{V_s}{L} = \frac{\Delta i_l}{\Delta t} \quad (4)$$

Sabendo que  $\Delta t = DT_s$  é possível expressar a razão entre  $\Delta i_l$  e  $\Delta t$  como:

$$(\Delta i_l)_{fechada} = \frac{V_s DT_s}{L} \quad (5)$$

Quando a chave do circuito encontra-se aberta, o diodo é polarizado diretamente pelo indutor, o que evita mudanças bruscas de corrente, como pode-se observar na figura 10.

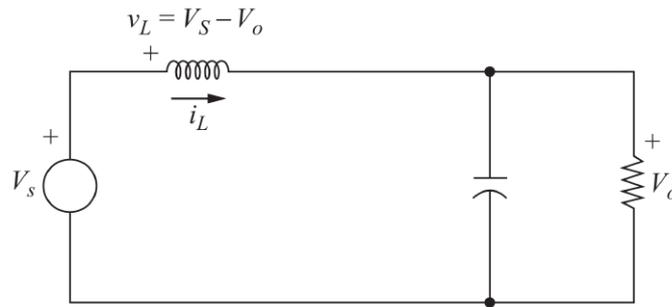


Figura 10 – Modelo elétrico do conversor boost com chave aberta (HART, 2010)

Como anteriormente,  $V_0$  é constante devido à grande capacitância. Assim, a variação da tensão no indutor permanece constante, como mostra a equação 6.

$$V_l = L \frac{di_l}{dt} = V_s - V_0 \quad (6)$$

Da mesma forma, podemos expressar  $di_l$  como  $\Delta i_l$  e  $dt$  como  $\Delta T$ , como mostra a equação 7.

$$\frac{V_s - V_0}{L} = \frac{\Delta i_l}{\Delta t} \quad (7)$$

Sendo que o período em que a chave permanece aberta equivale a  $(1 - D)T_s$ , resolve-se a equação 7 para variação de corrente no indutor, chegando na equação 8.

$$\frac{(V_s - V_0)(1 - D)T_s}{L} = (\Delta i_l)_{aberta} \quad (8)$$

Ainda de acordo com Hart (2010), a variação total da corrente do indutor durante o período de chaveamento da chave deve ser igual a zero, dando origem a 9.

$$(\Delta i_l)_{aberta} + (\Delta i_l)_{fechada} = 0 \quad (9)$$

Assim, utilizando das equações 8 e 5, chega-se na equação 10.

$$\frac{(V_s - V_0)(1 - D)T_s}{L} + \frac{V_s D T_s}{L} = 0 \quad (10)$$

Resolvendo a equação 10, determina-se o ganho estático do conversor como sendo a razão da tensão de saída e da tensão de entrada, como mostra a equação 11.

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (11)$$

Na figura 11, pode-se observar as formas de ondas do conversor estático boost em estado estacionário e analisar de que maneira se comportam a tensão e a corrente no indutor, na chave e no diodo.

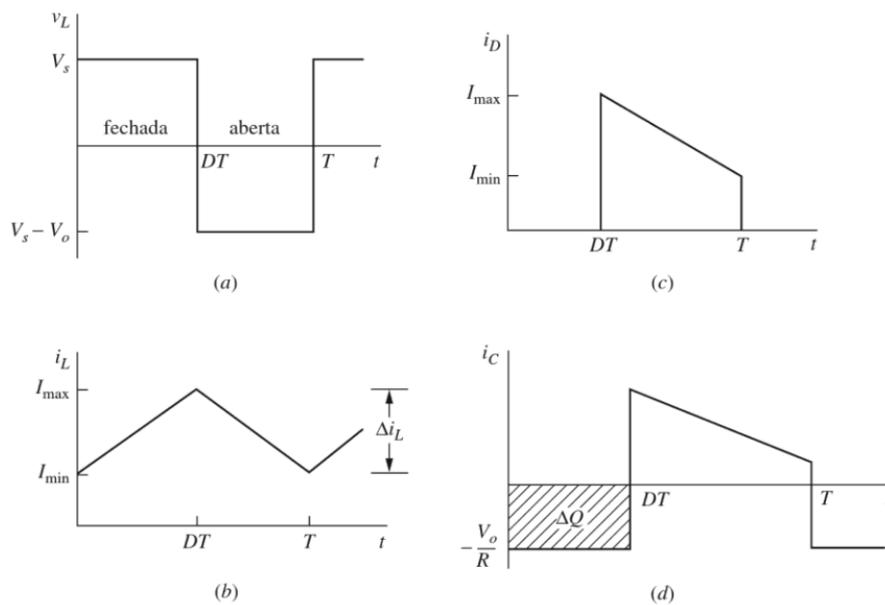


Figura 11 – Formas de onda do conversor boost. (a) Tensão no indutor. (b) Corrente no indutor. (c) Corrente no diodo. (d) Corrente no capacitor. (HART, 2010)

O equacionamento teórico do boost interleaved tem como base os equacionamentos do boost convencional mostrados acima. O boost interleaved tem como característica diminuir os esforços na chave e no indutor, fazendo com que a corrente total seja dividida entre os componentes em paralelo da fonte (indutor e chave). As próximas seções abordam o dimensionamento dos componentes indutivos e capacitivos do conversor.

### 2.2.3 Dimensionamento do indutor

O dimensionamento do indutor feito a partir da equação 5. Rearranjando a equação, chega-se na expressão 12.

$$L = \frac{V_s DT}{\Delta i_l} \quad (12)$$

Sabendo-se que a variação de corrente expressa por  $\Delta i_l$  não é comumente obtida, costuma-se utilizar valores percentuais para se definir a ondulação de corrente do conversor. Assim obtém-se a equação 13.

$$\% \Delta i_l = \frac{\Delta i_l}{I_l} \quad (13)$$

Além disso, (HART, 2010) afirma que a potência média entregue pela fonte do conversor é igual a potência média entregue na carga, visto na equação 15. Escreve-se

$I_l$  em função de  $I_0$ , conforme descrito na equação 16.

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (14)$$

$$I_s = I_l \quad (15)$$

$$I_l = \frac{I_0}{(1 - D)} \quad (16)$$

Como tem-se uma relação já estabelecida entre tensão de entrada e a razão cíclica expressa na equação 11, pode-se reescrever a equação 12 para ficar em função da frequência e do percentual de ondulação. Assim chegamos na equação 17.

$$L = \frac{V_o D (1 - D)^2}{\% \Delta i_l F_s I_0} \quad (17)$$

Tendo em vista que a equação 17 tem como constante  $F_s$ ,  $V_o$ ,  $I_0$  e  $\% \Delta i_l$  o seu máximo valor origina-se do termo  $D(1 - D)^2$ , cujo ponto crítico de máximo é dado por  $D_{CRIT} = 1/3$ , substituindo o valor de  $D_{CRIT}$  na equação 18, chegamos na equação 19 que apresenta a indutância mínima para que o conversor opere em modo contínua.

$$D(1 - D)^2_{Max} = \frac{4}{27} \quad (18)$$

$$L_{min} = \frac{V_o}{\% \Delta i_l F_s I_0} \frac{4}{27} \quad (19)$$

A seguir o dimensionamento do componente capacitivo.

#### 2.2.4 Dimensionamento do capacitor

Assume-se uma tensão constante na saída do conversor boost proveniente de uma capacitância infinita. Segundo (PANGRATZ, 2018), essa tensão possui uma ondulação proveniente do capacitor. Segundo ele, a capacitância limitada na saída do conversor boost leva a uma ondulação de tensão nos momentos em que ele está sendo carregado e descarregado, ou seja, no intervalo em que a chave encontra-se fechada, o capacitor é descarregado ao fornecer energia para a carga, e quando a chave volta a se abrir, e o diodo é polarizado diretamente, o capacitor passa a ser carregado pelo indutor. A figura 11(d), mostra a ondulação da corrente no capacitor.

De acordo com (HART, 2010), a carga no capacitor pode ser escrita como a equação 20.

$$|\Delta Q| = I_0 D T_s = C \Delta V_o \quad (20)$$

Sabendo-se que a variação de tensão, assim como a variação de corrente, não é comumente expressa por  $\Delta V_c$ , costuma-se utilizar de valores em percentuais para se definir a ondulação de tensão do conversor. Obtendo a equação 21.

$$\% \Delta V_c = \frac{\Delta V_c}{V_c} \quad (21)$$

Como a tensão no capacitor  $V_c$  é a mesma que a tensão aplicada na carga, pois a mesma encontra-se em paralelo com o capacitor, temos a equação 22.

$$V_c = V_0 \quad (22)$$

Simplificando a equação 20, chega-se na equação 23 responsável pelo dimensionamento do capacitor em função da corrente de saída  $I_0$ , razão cíclica  $D$  e frequência de corte  $F_s$ .

$$C = \frac{I_0 D}{\% \Delta V_c V_0 F_s} \quad (23)$$

Como  $\Delta V_c$  é diretamente proporcional a  $D$  na equação 20, podemos afirmar que a o ponto crítico de máximo valor entre as faixas possíveis de operação é quando  $D = 1$ , assim chegamos no valor de capacitância mínima para que o conversor opere em modo contínuo, como mostra a equação 24

$$C_{min} = \frac{I_0}{\% \Delta V_c V_0 F_s} \quad (24)$$

Na próxima seção, serão abordados os requisitos de projetos, cálculos para construção do indutor, dimensionamento térmico e circuitos auxiliares para funcionamento do conversor.

### 3 REQUISITOS DE PROJETOS

Os requisitos de projetos estabelecidos para construção do conversor boost interleaved foram definidos com base no painel fotovoltaico presente no laboratório GREEN, cujas especificações relevantes para o trabalho são apresentadas na tabela 1.

Tabela 1 – Especificações Técnicas Módulo Fotovoltaico YL150P-17b em MPPT.

Potência de Saída	$P_{mppt}$	150W
Tensão de Saída	$V_{mppt}$	18,5V
Corrente de Saída	$I_{mppt}$	8,12A

Fonte: Autor.

A potência do painel em MPPT é a potência que será fornecida pelo conversor boost no barramento CC. Assim, pode-se fazer uma analogia dos parâmetros de tensão, corrente, potência com os valores nominais do conversor, conforme mostra a tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do Conversor Boost Interleaved.

Potência de Saída	$P_o$	150W
Tensão de Entrada	$V_i$	18V
Tensão de Saída	$V_o$	45V
Corrente de Saída	$I_o$	3,33A
Razão cíclica	$D$	0,6

Fonte: Autor.

Além dos parâmetros impostos pelo painel que definem as características elétricas do conversor, foi necessário definir as especificações de projeto do conversor como a frequência de chaveamento para acionamento das chaves, o percentual de ondulação de corrente no indutor e também o percentual de ondulação de tensão na saída, ou seja, a variação de tensão presente no capacitor. A tabela 3 mostra os parâmetros de projeto para o conversor boost interleaved.

Tabela 3 – Especificações de Projeto.

Frequência de Chaveamento	$F_s$	62,5Khz
Percentual de Ondulação de Corrente	$\% \Delta I_o$	10%
Percentual de Ondulação de Tensão	$\% \Delta V_o$	0,2%

Fonte: Autor.

Os valores determinados mantém a viabilidade de construção do protótipo

do projeto, pois determinam a escolha dos componentes indutivos, capacitivos e semicondutores de baixo custo e aproveitamento dos recursos presentes no laboratório. A escolha da frequência de chaveamento se limita ao que o microcontrolador pode oferecer. Nas próximas secções é realizado os cálculos de dimensionamento dos componentes do conversor.

### 3.1 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES INDUTIVOS E CAPACITIVOS DO CONVERSOR BOOST INTERLEVEAD

Na secção 2.2.3, foi mostrado o equacionamento necessário para projetar um indutor para um conversor boost. Utilizando a equação 17 para determinar o valor de  $L$ , a equação 19 para obter o  $L_{min}$  e os requisitos de projeto da tabela 3, definiram-se os requisitos de projeto para o conversor operar em modo contínuo.

Para calcular o valor da capacitância mínima necessária, utilizou-se as equações 24 e 23, da secção 2.2.4 e a tabela 3.

Os valores de capacitância e indutância calculados são mostrados na tabela 4. Assim, nas próximas secções serão mostrados os equacionamentos e cálculos realizados para a construção do indutor.

Tabela 4 – Valores de indutância e capacitância mínima.

$L_{min}$	$320\mu H$
$C_{min}$	$592\mu F$
Fonte: Autor	

### 3.2 PROJETO DO INDUTOR

Foi necessário construir o componente indutivo devido a grande dificuldade e custos de se encontrar indutores com valores comerciais iguais ou aproximados ao calculado. O projeto do indutor de elementos magnéticos utilizando núcleo do tipo E-E, segundo (BARBI; FONT; ALVES, 2002), parte do produto entre a secção transversal do núcleo  $A_e$  com a área de janela  $A_w$ , conforme mostra a figura 12.

Os fabricantes de núcleos disponibilizam alguns tamanhos e formatos padrões de núcleos assim, deve-se selecionar o núcleo com o produto  $A_e A_w$  maior e mais próximo do calculado segundo a equação 25.

$$A_e A_w = \frac{L I_{pico} I_l}{B_{max} J_{max} K_w} 10^4 \quad (25)$$

Sendo que (BARBI; FONT; ALVES, 2002) afirma que para núcleos de ferrite, o valor da indução magnética máxima no núcleo  $B_{max}$ , o valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, dependendo dos condutores

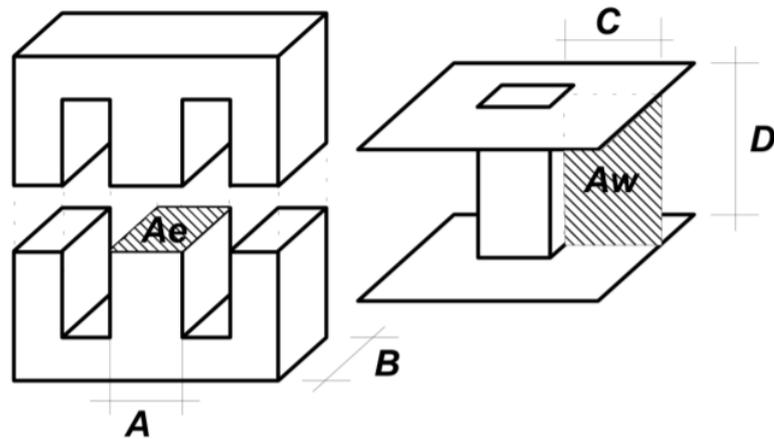


Figura 12 – Núcleo do tipo E-E, com as respectivas áreas (BARBI; FONT; ALVES, 2002)

utilizados nos enrolamentos  $J_{max}$  e a constante  $K_w$  que representa o fator de ocupação da janela no núcleo (espaço efetivo ocupado pelos condutores em relação a área de janela), são aproximadamente os valores mostrados na tabela 5. O fator  $10^4$  é utilizado para ajuste da unidade de medida para  $cm^4$ .

Tabela 5 – Valores definidos para cálculo do produto  $A_e A_w$

$B_{max}$	0,35T
$J_{max}$	$450A/cm^2$
$K_w$	0,5
$I_{pico}$	4,37A
$I_{eficaz}$	4,17A
$L_{min}$	320uH

Fonte: Autor

É possível calcular o valor do produto das áreas aplicando os valores da tabela 5 na equação 25, obtendo-se:

$$A_e A_w = 0,7407cm^4 \quad (26)$$

Assim, foi escolhido o núcleo de ferrite do tipo E-E com um produto entre as áreas maior e mais próximo do calculado, conforme tabela 6.

Com o núcleo especificado, seguiu-se com o cálculo do número de espiras  $N$ , a distância entre os entreferros  $L_{entreferro}$ , o tipo de condutor e a necessidade dos mesmos serem múltiplos.

Segundo (BARBI; FONT; ALVES, 2002), para se calcular o número de espiras usa-se a equação 27 e a distância entre os entreferros é dada pela equação 28, onde

Tabela 6 – Especificações do Núcleo de Ferrite E-E

Modelo	NEE 42/21/20
$A_e$	$240mm^2$
$A_w$	$256mm^2$
$A_e A_w$	$6144mm^4$

(THORTON, 2021)

$\mu_o$  é a permeabilidade magnética do entreferro no vácuo e o fator  $10^{-2}$  é um ajuste de medida para obtermos o valor em *cm*.

$$N = \frac{LI_{pico}}{B_{max}A_e} \quad (27)$$

$$L_{entreferro} = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L} 10^{-2} \quad (28)$$

O valor calculado pela equação de  $L_{entreferro}$  se refere à distância total dos entreferros. Como se trata de núcleos E-E, onde o entreferro é colocado nas pernas laterais, divide-se o valor da distância pela metade, pois o fluxo magnético também percorre pela perna central do núcleo, conforme figura 13. A tabela 7 traz a quantidade de espiras e distância do entreferro do indutor

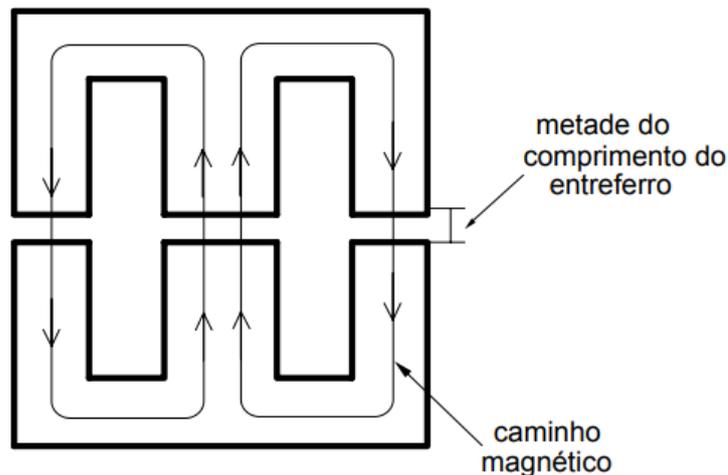


Figura 13 – Fluxo Magnético no núcleo do tipo E-E  
(BARBI; FONT; ALVES, 2002)

Tabela 7 – Valores da distância do entreferro e número de espiras

$l_{entreferro}$	$0,10mm$
$N$	$17 \text{ espiras}$

Fonte: Autor

Calculado o número de espiras e o tamanho do entreferro, deve-se verificar o diâmetro e a quantidade de condutores. A profundidade de penetração que limita a penetração do fluxo de elétrons é dada pela equação 29, sendo que o condutor deve possuir diâmetro menor que  $2 \Delta$ . O diâmetro necessário para conduzir a corrente do enrolamento depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor, é apresentada na equação 30.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} \quad (29)$$

$$S_{condutor} = \frac{I_{eficaz}}{J_{max}} \quad (30)$$

Assim, utiliza-se o condutor AWG 23 por ter suas características apresentadas na tabela 8.

Tabela 8 – Especificações AWG 23

Diâmetro	$D_{avg}$	0,5733mm
Área da seção transversal	$S_{avg}$	0,26mm <sup>2</sup>

Fonte: Autor

Para calcular o número de condutores em paralelo utiliza-se da equação 31, sendo necessário o arredondamento para cima totalizando  $N_{condutores} = 2$ .

$$N_{condutores} = \frac{S_{condutor}}{S_{avg}} \quad (31)$$

A figura 14 mostra os indutores enrolados nos núcleos magnéticos, com as respectivas especificações de projetos, e a figura 15, os valores de indutância de cada um deles. Percebe-se uma diferença no valor de indutância entre eles, uma das justificativas é devido às imperfeições na construção artesanal dos mesmos, diferenciação nas propriedades físicas dos núcleos e distância do entreferro.

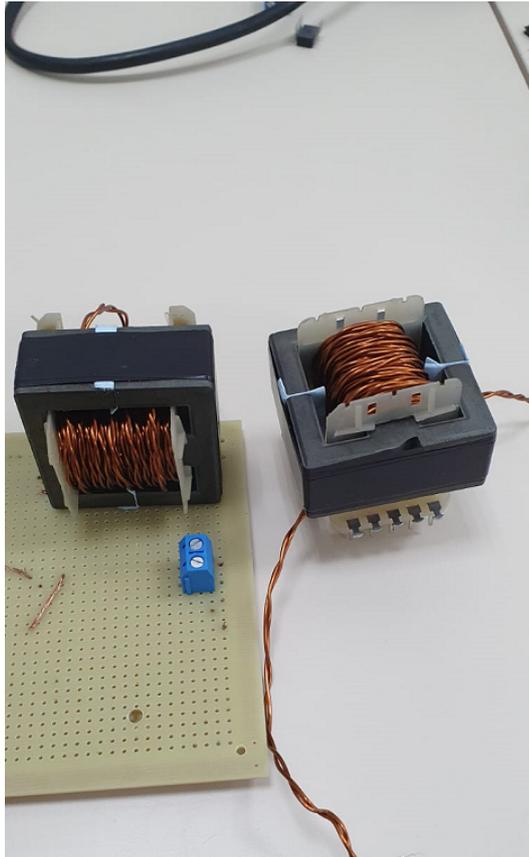


Figura 14 – Protótipo dos indutores

Fonte: Autor

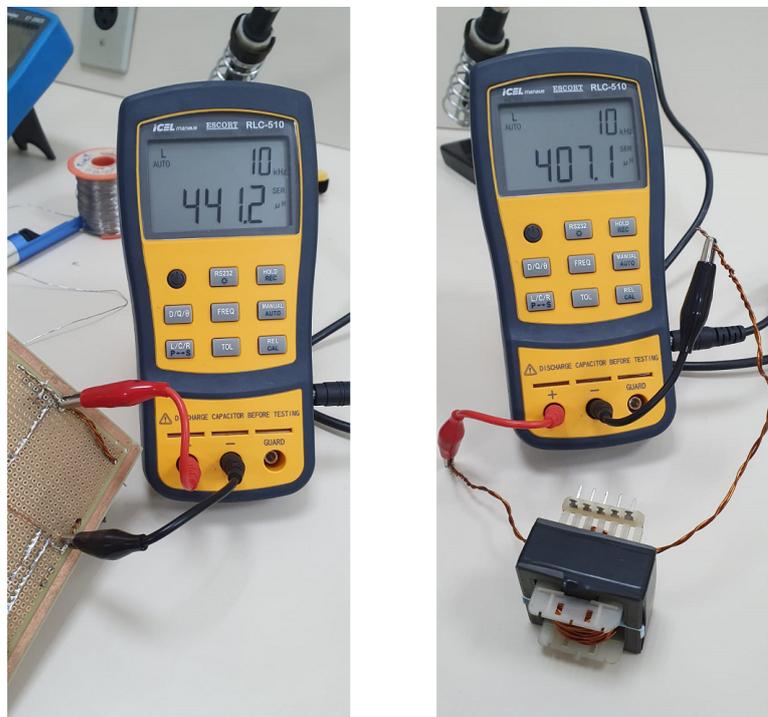


Figura 15 – Valores de indutância de cada indutor

Fonte: Autor

Obtido todas as características necessárias para construção do indutor, torna-

se necessário selecionar os demais componentes. Nas próximas seções será mostrada as escolhas e decisões tomadas para o projeto.

### 3.3 ESCOLHA DAS CHAVES, DOS DIODOS E DO COMPONENTE CAPACITIVO

O capacitor escolhido deve atender suportar a tensão de saída estabelecida e possuir capacitância mínima, maior ou igual ao calculado para manter o nível de ondulação desejada. Diferente do indutor, os capacitores são facilmente encontrados no mercado com valores tabelados.

O diodo precisa suportar a corrente proveniente do indutor (quando o ciclo de operação da chave estiver desligada) e ser capaz de conter a tensão de saída (quando a chave estiver ativada).

Para fazer o chaveamento utiliza-se um MOSFET, que é um transistor de efeito de campo metal - óxido - semicondutor. Ele é o tipo mais comum de transistores de efeito de campo em circuitos digitais ou analógicos. Como restrição de projeto, o MOSFET precisa atender as mesmas características de corrente do diodo, porém a tensão é que ele terá que suportar será a mesma da fonte, visto que ele opera no ciclo complementar do diodo. A tabela 9, mostra os modelos dos componentes escolhidos.

Tabela 9 – Modelos e valores dos componentes.

MOSFET	IRF640
Diodo	MUR860
Capacitor eletrolítico	63V e 680uF

Fonte: Autor

Para acionar o MOSFET é necessário um *gate driver* capaz de fornecer potência suficiente para o acionamento. Na próxima veremos o seu projeto.

### 3.4 CIRCUITOS AUXILIARES PARA ACIONAMENTO DA CHAVE

Para gerar o sinal PWM na frequência estipulado, foi utilizada a placa de desenvolvimento Arduino® Uno, baseada no chip ATmega328. A escolha foi baseada na disponibilidade do recurso e facilidade de programação, pois o mesmo tem uma IDE própria e um gama de funções disponíveis em sua biblioteca.

A placa possui 14 pinos digitais I/O (dos quais 6 pode ser usados com saída PWM), 6 entradas analógicas, um cristal oscilador de 16 MHz, uma conexão USB, conector de energia, barramento ICSP e um botão de reset. O código desenvolvido para gerar os dois sinais PWM defasados encontra-se no apêndice A.

Para acionamento dos MOSFET's, foi utilizado o *driver* de potência HCPL-3120, com um opto-aclopador para isolamento do sinal proveniente do Arduino. A escolha

foi devido aos requisitos do MOSFET e disponibilidade de recursos para sua obtenção. Na figura 16 pode-se ver o esquemático do componente.

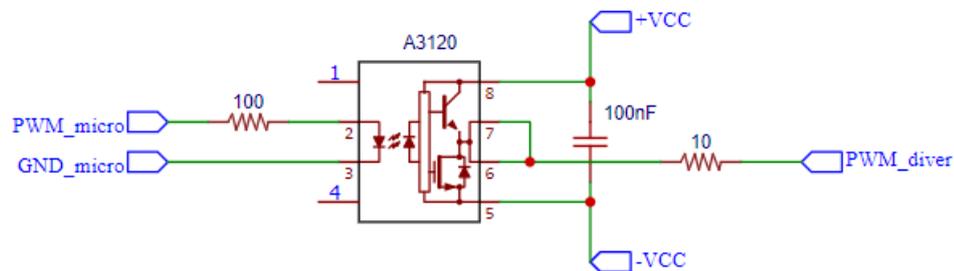


Figura 16 – Esquemático HCPL-3120

Fonte: Autor

Definidos o microcontrolador para gerar o sinal PWM, o *gate driver* e os MOSFET's é preciso saber os esforços de cada componente, ou seja, o tanto de potência que é dissipada, resultando em perdas no conversor. Será mostrado como foi feito os cálculos de perda e rendimento na próxima seção.

### 3.5 ESFORÇOS E PERDAS NOS COMPONENTES

As perdas nos semicondutores de potência são classificadas de duas formas: perdas por comutação (MOSFET's) e perdas por condução (diodos, indutores e MOSFET's). As perdas de condução são frutos da passagem de corrente elétrica quando os componentes se comportam como chave fechadas, já as de perdas de comutação ocorrem pela transição entre os estados de condução e bloqueio da corrente.

As equações 32 e 33 mostram as perdas por condução e comutação nas chaves, em que  $R_{ds}$  é a resistência interna do MOSFET,  $t_r$  e  $t_f$  são os tempos de de subida e descida de comutação.

$$P_{MOSFET_{cond}} = DI_{l_{rms}}^2 R_{ds} \quad (32)$$

$$P_{MOSFET_{com}} = \frac{I_l V_o (t_r + t_f)}{2T_s} \quad (33)$$

As perdas no diodo são vistas na equação 34 em que  $V_f$  é a tensão de bloqueio de potência ou também chamada de tensão direta de saída do diodo, fornecida pelo fabricante.

$$P_{D_{cond}} = I_l (1 - D) V_f \quad (34)$$

Já para o cálculo das perdas nos indutores, foi utilizada a equação 35. Em que  $l_t$  é o comprimento de uma espira em centímetros,  $\rho$  é a resistência do fio de cobre por

quilômetro (determinada pelo fabricante),  $N$  o número de espiras,  $N_{condutores}$  o número de condutores em paralelo e  $10^{-4}$  é um ajuste de unidade para centímetros

$$P_L = \frac{l_t N \rho I_{eficaz}^2}{N_{condutores}} 10^{-4} \quad (35)$$

Utilizando das especificações técnicas dos componentes fornecida na tabela 10 obtidas dos fabricantes e as equações de perdas, consegue-se chegar no valor de potência dissipada por cada componente.

Tabela 10 – Valores técnicos dos componentes e condutores.

$t_r$	19ns
$t_f$	5,5ns
$R_{ds}$	0,15Ω
$V_f$	1,5V
$\rho$	56,4 Ω/Km
$l_t$	7 cm

Fonte: Autor

Por se tratar de um boost interleaved, a corrente é dividida pelo número de componentes em paralelo, os valores de perdas de cada componente pode ser visto na tabela 11. A composição total das perdas é dada pela equação 36, desprezando as perdas nos núcleos dos indutores.

Tabela 11 – Perdas nos componentes

$P_{MOSFET_{com}}$	0,1436W
$P_{MOSFET_{cond}}$	1,5625W
$P_{D_{cond}}$	2,5W
$P_L$	6,41W

Fonte: Autor

$$P_t = 2 * (P_L + P_{MOSFET_{com}} + P_{MOSFET_{cond}} + P_{D_{cond}}) = 21,24W \quad (36)$$

Tendo em vista as perdas nos componentes, é possível calcular o rendimento do conversor boost interleaved na equação 37, em que a  $P_i$  é a potência de entrada e  $P_t$  é o somatório das perdas

$$\eta = 1 - \frac{P_t}{P_i} = 85,83\% \quad (37)$$

Calculado as perdas dos componentes, é necessário realizar o dimensionamento térmico para que os componentes não atinjam as temperaturas limites de operação. A próxima seção mostra o projeto do dimensiona térmico.

### 3.6 DIMENSIONAMENTO TÉRMICO

A potência elétrica dissipada pelos componentes é utilizada para dimensionar os dissipadores que devem ser acoplados junto ao corpo dos semicondutores, garantindo que a energia térmica seja transferida ao ambiente numa taxa que garanta os limites de temperatura adequados.

A figura 17 mostra o modelo térmico utilizado pra exemplificar a transferência de calor de cada semicondutor, em que  $T_j$  é a temperatura de junção,  $T_a$  a temperatura ambiente,  $R_{jc}$  resistência térmica da junção e encapsulamento,  $R_{cd}$  resistência térmica junção dissipador e  $R_{da}$  a resistência dissipador ambiente.

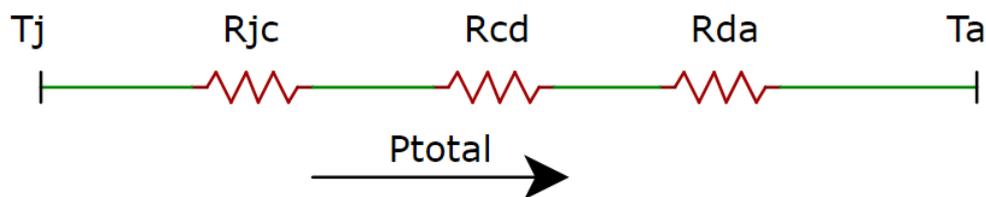


Figura 17 – Modelo térmico da junção dos semicondutores com o ambiente

Fonte: Autor

A equação 38 mostra a queda de temperatura de junção ao ambiente em função da resistências e potência. Em que  $P_{total}$  para os MOSFET's, são as perdas de comutação e perdas de condução. Já para os diodos a perda total são as perdas por condução.

$$T_j - T_a = P_{total}(R_{jc} + R_{jd} + R_{ja}) \quad (38)$$

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{total}} - (R_{jd} + R_{jc}) \quad (39)$$

A tabela 12 mostra os valores das resistências térmicas, temperatura de junção e ambiente para os semicondutores.

Tabela 12 – Perdas nos componentes

Componentes	$R_{jc}$ (°C/W)	$R_{jd}$ (°C/W)	$T_j$ (°C)	$T_a$ (°C)
IRF640N	1,0	0,5	175	40
MUR860G	2,0	-	175	40

Fonte: Autor

Utilizando os valores da tabela 12 na equação 39, chega-se no dimensionamento do dissipador para cada semiconductor, mostrado na tabela 13.

Tabela 13 – Perdas nos componentes.

Componente	$R_{ja}$ ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )
IRF640N	74,3
MUR860G	55,6

Fonte: Autor

No próximo capítulo mostra-se as simulações realizadas para fins teóricos do conversor boost interleaved, considerando todos os dimensionamentos propostos.

#### 4 SIMULAÇÕES UTILIZANDO PSIM

A fim de conferir os cálculos teóricos e observar os resultados das formas de ondas do conversor foi utilizando o software PSIM que é um pacote de simulação de circuitos eletrônicos de potência. Ele é ideal para simulação de acionamentos elétricos com controle digital e conversão de energia renovável.

Pode-se observar na figura 18 os componentes do conversor boost interleaved. Os dados da simulação da tabela 14 são os projetados e apresentados nas seções anteriores

Tabela 14 – Dados utilizados na simulação

$V_i$	18V
$V_o$	45V
L	$415\mu F$
D	0,6
C	$680\mu F$
R	$13,5\Omega$
$F_s$	62,5kHz

Fonte: Autor

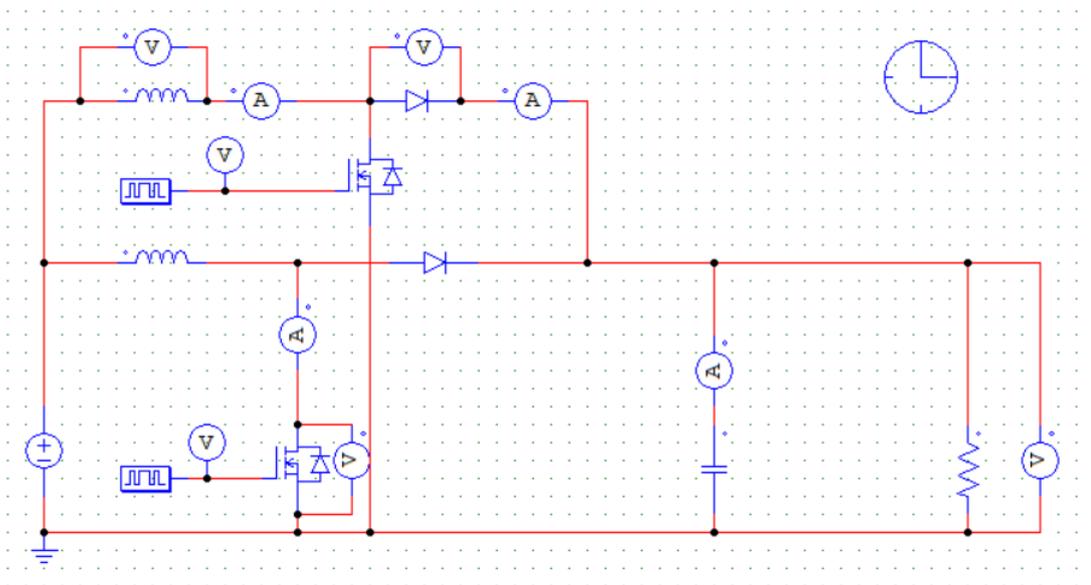


Figura 18 – Simulação PSIM do conversor boost interleaved

Fonte: Autor

As formas de ondas da figura 19 são os sinais PWM defasados em 180 graus, típica do conversor interleaved mantendo a razão cíclica  $D = 0,6$  do projeto.

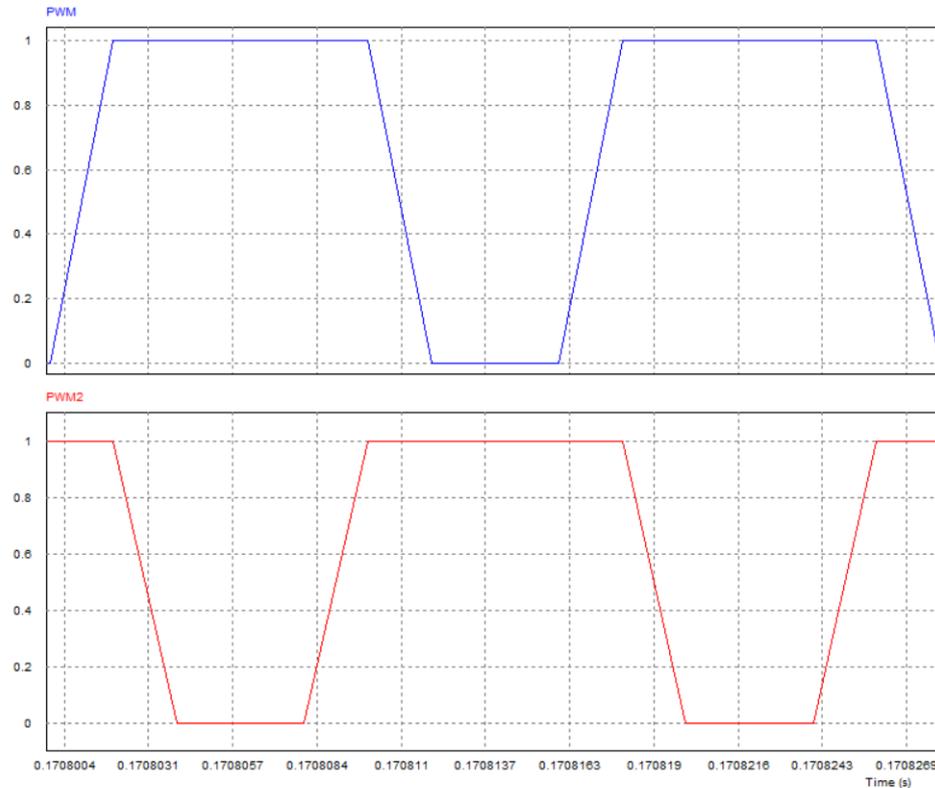


Figura 19 – Sinal PWM dos MOSFET's

Fonte: Autor

A ondulação de corrente dos indutores  $I_{L1}$  e a ondulação de tensão do capacitor  $V_o$ , pode ser observada na figura 20.

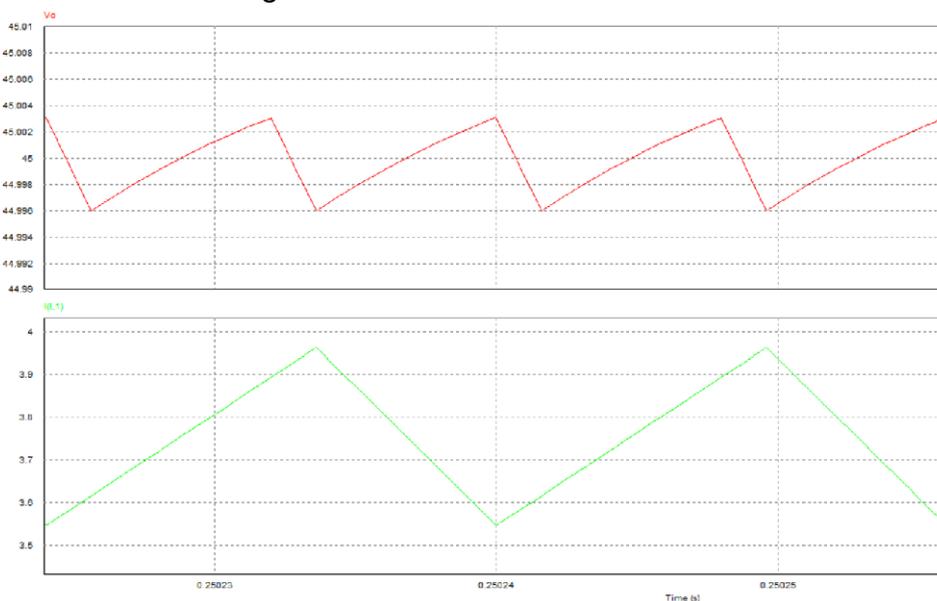


Figura 20 – Ondulações de corrente e ondulação de tensão

Fonte: Autor

Com as simulações realizadas a fins de validar os conceitos teóricos abordados, pode-se iniciar a construção do conversor boost interleaved, as próximas seções apresentam a construção e resultados obtidos do protótipo.

## 5 CONSTRUÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nessa seção será mostrado a construção do conversor, os resultados obtidos de ondulações nos semicondutores, tensão de saída, sinais PWM para acionamento dos MOSFET's e os equipamentos utilizados para medição.

### 5.1 PROTÓTIPO E EQUIPAMENTOS

O protótipo do conversor pode se visto na figura 21, com itens dimensionados nas seções anteriores.

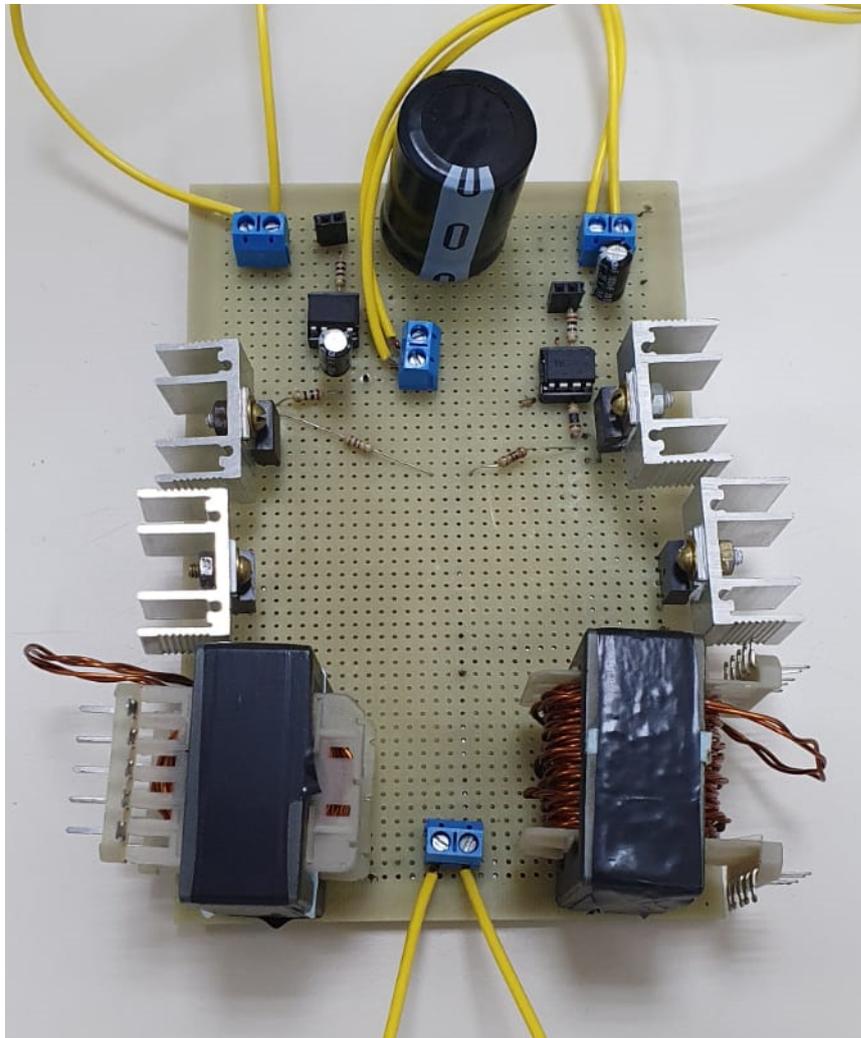


Figura 21 – Protótipo Conversor Boost Interleaved

Fonte: Autor

Os equipamentos utilizados para testes são mostrados na figura 22.

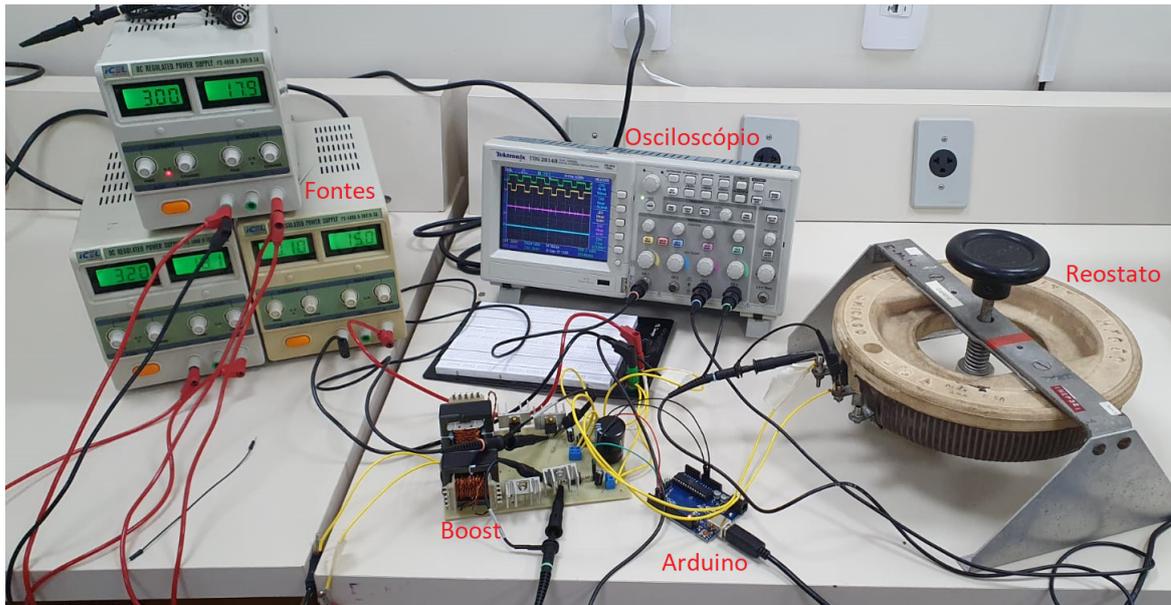


Figura 22 – Equipamentos utilizados para testes

Fonte: Autor

As fonte utilizadas tem limite de 30V e 3A totalizando no máximo 90W de potência, a carga resistiva varia de 0 a 20  $\Omega$ , para medição das ondulações na corrente foi utilizado uma ponteira de corrente com ganho 100mV/A.

## 5.2 TESTES REALIZADOS

Para verificar a tensão de saída do conversor, foi montado o setup de testes conforme tabela 15. Optou-se por utilizar fontes ao invés do painel solar, devido as condições climáticas e prazo reduzido. Para alcançar a potência necessária foi necessário colocar duas fontes em paralelo com o intuito de aumentar a potência fornecida pelas mesmas. Os valores obtidos foram com a carga resistiva variável com valor máximo de 20 $\Omega$ .

Tabela 15 – Dados dos testes de ondulações

Símbolos	Simulado	Teórico	Prático
$V_i$	18V	18V	18,1V
$V_o$	44,99V	45V	42,3V
$I_L$	6,26A	6A	6,73A
$I_o$	2,49A	2,4A	2,44A
$D$	0,6	0,6	0,6

Fonte: Autor

Na figura 23, observa-se uma tensão de saída  $V_o$ , em rosa, e uma corrente de

saída  $I_o$ , em azul, possibilitando o cálculo da potência de saída escrita pela equação 40

$$P_o = V_o I_o = 103,21W \quad (40)$$

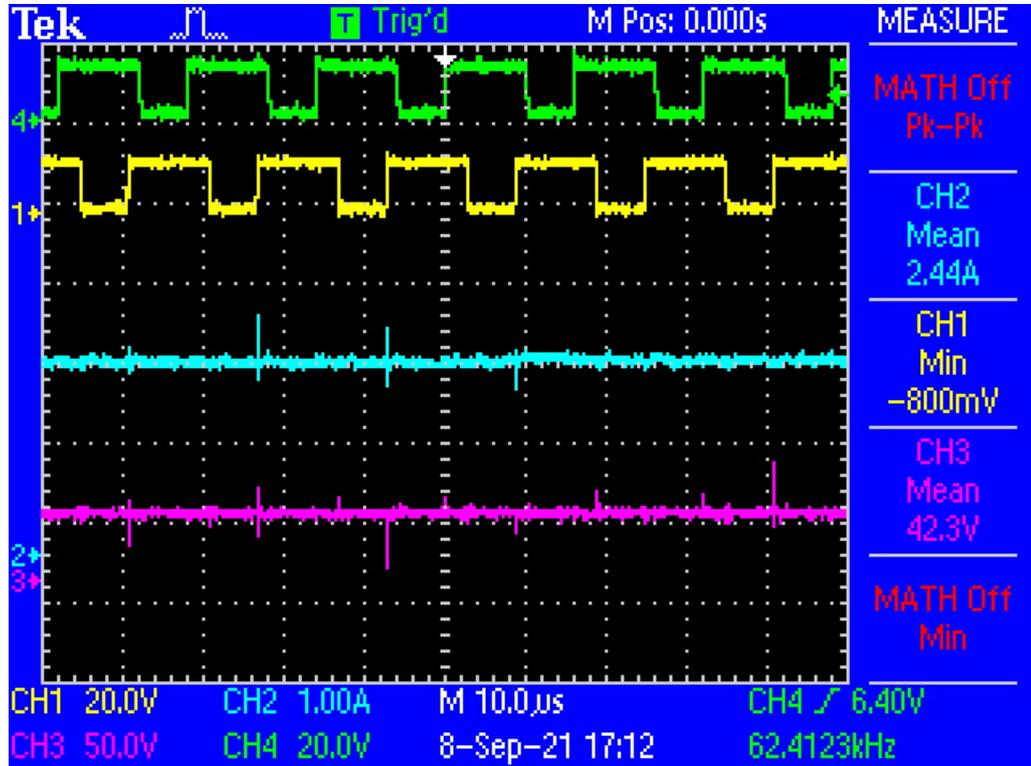


Figura 23 – Tensão e corrente de saída nos canais CH3 e CH2 e modulação das chaves nos canais CH1 e CH4

Fonte: Autor

As ondulações de correntes nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são observadas nas figuras 24 e 25. É possível ver que as ondulações não atendem o requisito de projeto estando superiores a 10%, porém o conversor não está operando em sua potência máxima projetada de 150W. Além disso, observa-se uma corrente de diferentes valores justificada pelas imperfeições construtivas de cada indutor. As ondulações podem ser calculadas pelas equações 41 e 42

$$\% \Delta I_{l1} = \frac{\Delta I_{l1}}{I_{l1}} = 14,44\% \quad (41)$$

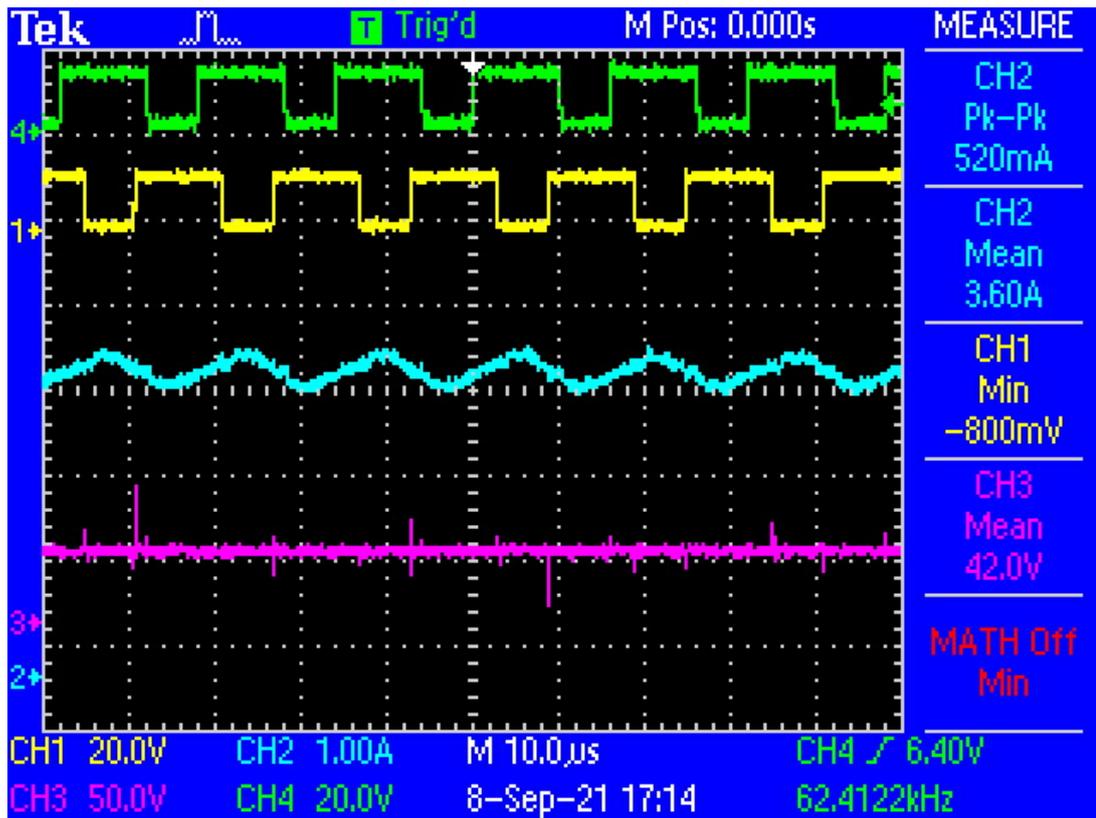
$$\% \Delta I_{l2} = \frac{\Delta I_{l2}}{I_{l1}} = 16,66\% \quad (42)$$

A tabela 16 mostra a ondulação de corrente teóricas calculadas com as ondulações práticas alcançadas pelo protótipo.

Tabela 16 – Ondulações teóricas e práticas

Símbolos	Teórico	Prático
$\% \Delta I_{L1}$	10%	14,44%
$\% \Delta I_{L2}$	10%	16,66%

Fonte: Autor

Figura 24 – Ondulação de corrente do indutor  $L_1$  no CH2, tensão de carga no CH3

Fonte: Autor

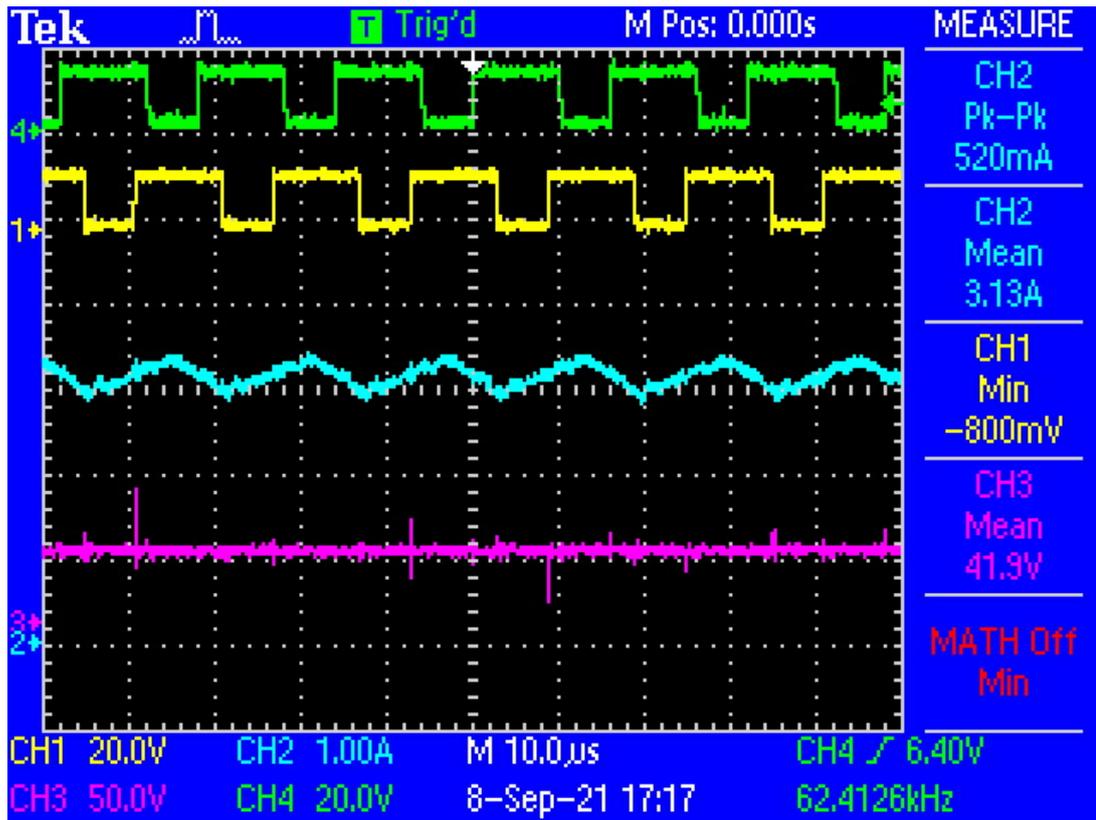


Figura 25 – Ondulação de corrente do indutor  $L_2$  no CH2, tensão de carga no CH3

Fonte: Autor

Conhecendo os valores de tensão e corrente de saída, é possível calcular o rendimento, ou seja, a eficiência do protótipo do conversor boost interleaved. Aplicando os valores práticos, chega-se na equação 43.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{103,21}{121,81} = 84,73\% \quad (43)$$

A eficiência prática é justificada pelas limitações construtivas do protótipo e o mesmo não poder ser testado em sua potência máxima, devido às limitações da resistência de carga disponível no laboratório. A tabela 17 mostra o rendimento teórico calculado e o rendimento prático alcançado.

Tabela 17 – Rendimento teórico e prático

Símbolo	Teórico	Prático
$\eta$	85,82%	84,73%

Fonte: Autor

## 6 CONCLUSÕES

O presente trabalho foi proposto com o intuito de projetar e construir o protótipo de um conversor boost interleaved para ser utilizado com um painel fotovoltaico. Houve algumas restrições de testes e construções devido às limitações do laboratório que foram mostradas no texto.

No capítulo 2, foi apresentado o cenário de geração de energia fotovoltaica, exemplificando todas as dificuldades em se manter um painel na sua máxima potência e o conceito de um conversor boost interleaved, mostrando matematicamente o seu funcionamento.

Nas seções de projeto, foram descritos todos os requisitos e cálculos necessários para a construção do protótipo, validados por simulações utilizando o PSIM. Em seguida, foram determinados todos os componentes do conversor com suas especificações técnicas. Foram calculados os esforços dos semicondutores, mostrando as perdas e dimensionamento térmico do protótipo.

No trabalho foram apresentados e discutidos os resultados obtidos, demonstrando o funcionamento do conversor boost interleaved, validando experimentalmente os dados de tensão, corrente de saída, ondulações nos componentes passivos, esforços nos semicondutores, potência e rendimento alcançado. Apesar dos testes realizados em uma potência menor que o projetado, devido a limitação da carga resistiva, o objetivo do trabalho foi alcançado retirando aprendizados práticos importantes conceitualizados teoricamente ao longo do curso da engenharia mecatrônica.

Como oportunidades futuras para continuação do trabalho pode-se citar: O desenvolvimento de uma placa impressa, com o intuito de melhorar a alocação dos componentes do protótipo, testes com cargas que tenham potência próxima a projetada, alimentação do conversor utilizando o painel fotovoltaico, execução das técnicas que garantem MPPT para os painéis e implementação da lógica de controle em malha fechada.

## REFERÊNCIAS

- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Instituto de Eletrônica de Potência — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2002.
- BRITO M. A. G. de et al. Avaliação das principais técnicas para obtenção de mppt de painéis fotovoltaicos. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 6, n. 1, p. 1–6, nov. 2014.
- HART, D. W. **Power Electronics**. 1. ed. Madrid: McGraw-Hill, 2010.
- MESSENGER, R. A.; VENTRE, J. **Photovoltaic Systems Engineering**. 2. ed. New York: CRC Press, 2003.
- PANGRATZ, G. A. **Análise e projeto de um conversor boost de três níveis intercalado**. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Mecatrônica) — Centro Tecnológico de Joinville, Universidade Federal de Santa Catarina, Joinville, 2018.
- RÜTHER, R. et al. Simulação e análise do processo de produção de uma indústria de confecção. **Revista de Engenharia e Tecnologia**, v. 6, n. 1, p. 18–19, 2014.
- SCHIMTZ, L. **Conversores CC-CC não isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor boost com célula de ganho**. Dissertação de pós-graduação em engenharia elétrica — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- SELVARAJ, J.; RAHIM, N. A. Multilevel inverter for grid-connected pv system employing digital pi controller. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 1, p. 149–158, jan. 2009.
- SILVA, J. C. da. **Conversor boost para módulo fotovoltaico: aplicação com MPPT e monitoramento remoto de desempenho pela web**. Dissertação de pós-graduação em engenharia elétrica — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.
- SILVA, L. S. **Projeto e execução de um microinversor isolado aplicado a módulo fotovoltaico**. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Mecatrônica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Joinville, 2021.
- THORTON. **Datasheet NEE-42/21/20**. Acessado em: 10 julho 2021 — Disponível em: <https://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>, 2021.

## APÊNDICE A - CÓDIGO FONTE ARDUÍNO UNO

```

1  #define  pwmOut    (1<<PD3) //OC2B pino 3
2  #define  pwmOut2  (1<<PD5) //OC0B pino 5
3
4  char duc = 0;
5  char duc2 = 0;
6  int incr = 0;
7  int incr2 = 0;
8
9  void setDuty_pin03(float valueD);
10 void setDuty_pin05(float valueD);
11
12 void setup() {
13
14     cli();                //desliga interrupção global
15     DDRD |=  pwmOut | pwmOut2;    //configura saída para o PWM
16     GTCCR = (1<<TSM) | (1<<PSRASY) | (0<<PSRSYNC); //psrsyn timer 0 e 1;
17                                           //psrrasy timer 2;
18     TCCR2A = 0xA3;        //Configura operação em fast PWM,
19                           //utilizando registradores OCR2x para comparação
20     TCCR2B = (1<<WGM20);   //seleciona frequencia 62,5khz
21     TCCR0A = 0xA3;        //Configura operação em fast PWM,
22                           //utilizando registradores OCR0x para comparação
23     TCCR0B = (1<<WGM20);   //seleciona frequencia 62,5khz
24
25     sei();                //liga interrupção global
26 }
27
28 void loop() {
29
30     uint16_t inicio;
31     uint16_t fim;
32     while(1) {
33         inicio = micros();
34         incr2++;
35         if (incr2>50){
36             GTCCR = 0;
37             break;

```

```
38     }
39     delayMicroseconds(16 - (micros() - inicio));
40 }
41
42 while(1) {
43     incr++;
44
45     if (incr == 1000) {
46         incr = 0;
47         duc++;
48     }
49
50     if (duc > 60){
51         duc = 60;
52     }
53     else {
54         setDuty_pin05(duc);
55         setDuty_pin03(duc);
56     }
57 }
58 }
59
60 void setDuty_pin03(float valueD)
61 {
62     int duty;
63     valueD = valueD/100;
64     duty = (valueD * 256) - 1;
65     OCR2B = duty;
66 }
67
68 void setDuty_pin05(float valueD)
69 {
70     int duty;
71     valueD = valueD/100;
72     duty = (valueD * 256) - 1;
73     OCROB = duty;
74 }
```