



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANTÔNIO ALISSON ALENCAR FREITAS**

**CONVERSOR CC/CC DE ALTO GANHO SEM CAPACITOR**  
**ELETROLÍTICO APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO**

**FORTALEZA**

**2012**



ANTÔNIO ALISSON ALENCAR FREITAS

CONVERSOR CC/CC DE ALTO GANHO SEM CAPACITOR  
ELETROLÍTICO APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Atuação: Eletrônica de Potência e Automação.

Orientador: Prof. PhD. Fernando L. M. Antunes.

Co-Orientador: Prof. Dr. Edilson M. Sá Jr.

FORTALEZA

2012

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

- 
- F936c Freitas, Antônio Alisson Alencar.  
Conversor CC-CC de alto ganho sem capacitor eletrolítico aplicado a um sistema fotovoltaico /  
Antônio Alisson Alencar Freitas. – 2012.  
82 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento  
de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2012.  
Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Automação  
Orientação: Prof. Dr. Fernando L.M. Antunes.  
Coorientação: Prof. Dr. Edilson M. Sá Jr.
1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Energia – Fontes alternativas. I. Título.

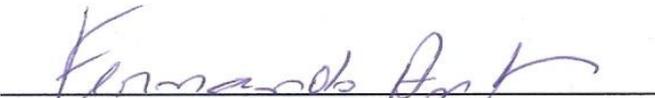
**Antônio Alisson Alencar Freitas**

**Conversor CC-CC de Alto Ganho sem Capacitor Eletrolítico Aplicado a um Sistema Fotovoltaico**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Automação, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

  
\_\_\_\_\_  
Antônio Alisson Alencar Freitas

**Orientador:**

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, Dr.

**Co-Orientador:**

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Edilson Mineiro Sá Júnior, Dr.

**Banca Examinadora:**

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Sérgio Daher, Dr.-Ing.

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.

Fortaleza, 14 de dezembro de 2012

A Deus,  
Aos meu pais Erbene e Hipólito†,  
Aos meus irmãos,  
A minha irmã Águida,  
A minha prima-irmã Ana,  
A minha namorada Fernanda,  
eu dedico esse trabalho.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pai de todos nós, por ter me dado sabedoria e calma para vencer todos os obstáculos encontrados nesse trabalho e na vida.

Agradeço a meu pai Hipólito pelo exemplo que me deu durante sua jornada na terra e por está sempre ao meu lado independente de onde ele estiver.

Agradeço a minha mãe Erbene por todo amor, carinho, paciência e incentivo dados a mim durante a trajetória desse trabalho, por ter sido a mulher mais extraordinária que eu tive a honra de conhecer e por ter sido uma mãe maravilhosa.

Agradeço aos meus irmãos: Hipólito, Rômulo e Águida, pelo apoio e motivação dado ao longo do trabalho.

Agradeço as minhas cunhadas: Sueli e Mariana, pela a atenção e carinho demonstrados no decorrer desse trabalho.

Agradeço a minha avó Maria pela alegria e excentricidade de toda uma vida.

Agradeço a minha prima-irmã Ana por todo apoio, carinho e motivação dado no decorrer da minha graduação e pós-graduação.

Agradeço aos meus amigos Fernando, Robson, Saylo e Wanrley por toda amizade, carinho e incentivo demonstrados durante todos os momentos desse trabalho.

Agradeço a todos os meus professores do departamento de engenharia elétrica pelo incentivo e exemplo demonstrados em sala de aula.

Agradeço aos meus professores e ídolos Fernando, Edilson e Sergio por toda compreensão, incentivo, paciência e exemplo de profissionalismo dados a mim durante a minha graduação e pós-graduação.

Agradeço aos meus bolsistas André e Gualter pela ajuda e amizades dadas a mim durante todo o meu mestrado.

Agradeço a Fernando, Socorro e Victor pelo carinho, amor e incentivo que me deram durante toda a jornada da minha graduação e pós-graduação.

Agradeço ao meu amor Fernanda por toda compreensão, carinho, amor e incentivo dados a mim nesse trabalho e por ser a luz da minha vida.

Agradeço a meu psicólogo André por toda dedicação, paciência e incentivo dados a mim durante a trajetória desse trabalho.

Agradeço a CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro dado para a realização desse trabalho e pelo incentivo a pesquisa em todo o país.

Agradeço a todos meus amigos do GPEC e aqueles que contribuíram indiretamente com a realização do meu trabalho.

“A vida é uma peça de teatro que não permite ensaios. Por isso, cante, chore, dance, ria e viva intensamente, antes que a cortina se feche e a peça termine sem aplausos.”

(Charles Chaplin)

## RESUMO

O setor fotovoltaico, devido ao seu grande crescimento nos últimos anos, vem destacando-se significativamente diante de todas as outras fontes de energia renováveis e, por isso, tornou-se a terceira maior fonte limpa de geração de energia elétrica do mundo. No Brasil, esse setor ainda não possui uma relevância na matriz energética devido à tecnologia de conversores e de painéis ser, na maioria das vezes, toda importada. Considerando a necessidade do desenvolvimento dessa tecnologia, este trabalho vem propor a pesquisa e a implementação de um conversor CC/CC de alto ganho aplicado a sistemas fotovoltaicos, que tem como objetivo principal retirar a energia de um módulo fotovoltaico e injetá-la em um barramento constante de corrente contínua. Um módulo fotovoltaico é conectado na entrada do conversor de alto ganho com tensão de saída igual a 17 Vcc. Esse conversor eleva a sua tensão de entrada e injeta sua corrente de saída em um barramento constante de 311 Vcc, utilizando a busca do ponto de máxima potência (MPPT). O protótipo implementado em laboratório foi desenvolvido para uma potência nominal de 100 W e não possui capacitores eletrolíticos, aumentando assim o tempo de vida útil do conversor e permitindo incorporar o conversor ao módulo fotovoltaico. O protótipo se mostrou robusto e de baixo custo, características necessárias para um conversor aplicado a fontes renováveis de energia. O desempenho do protótipo, na busca do ponto de máxima potência, superou as expectativas do autor, mostrando que um algoritmo bastante simples pode ser extremamente confiável quando se opta pela configuração de um conversor por módulo.

Palavras-chave: Sistema fotovoltaico; capacitor eletrolítico; conversor CC/CC de alto ganho.

## ABSTRACT

The photovoltaic sector has been distinguishing itself from all other renewable energy sources, due to its large growth through the last years. For this reason, it has become the third major clean source of power generation worldwide. In Brazil, this sector still doesn't have great pertinence in the energy matrix, given the imported technology of converters and panels. Considering the demand to develop this technology, this paper propounds the research and implementation of a high gain DC/ DC converter applied to photovoltaic systems, which aims mainly to remove energy from a photovoltaic module and inject it into a DC constant bus. A photovoltaic module is connected to the input of the high gain converter, with an output voltage equals to 17 Vdc. This converter raises its input voltage and injects its output current at a constant 311 Vdc bus, using the maximum power point tracking (MPPT). The laboratory implemented prototype was designed for a rated power of 100W and it doesn't have electrolytic capacitors, thereby increasing the lifetime of the converter and also allowing the incorporation the converter to the photovoltaic module. The prototype had a strong and low cost performance, necessary characteristics for a converter applied to renewable energy sources. The prototype performance exceeded the author's expectations, in relation to the maximum power point tracking. Thus, a quite simple algorithm can be extremely reliable when choosing to configure a converter through a module.

Keywords: Photovoltaic system; electrolytic capacitor; high gain DC / DC converter.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Sistema fotovoltaico instalado no seringal Dois Irmãos em Xapuri no Brasil. ....	4
Figura 1.2 – Sistema de geração Hidro/Fotovoltaica em Yushu na China.....	4
Figura 1.3 – Sistemas fotovoltaico e térmico, combinado em uma casa da Suíça. ....	5
Figura 1.4 – Parque fotovoltaico na Califórnia nos Estados Unidos.....	6
Figura 1.5 – Evolução da capacidade instalada global acumulado entre 2000 a 2011.....	7
Figura 1.6 – Evolução da capacidade instalada global anual entre 2000 a 2011. ....	7
Figura 1.7 – Variação da radiação solar no Brasil.....	8
Figura 1.8 – SFVCR com inversor centralizado.....	10
Figura 1.9 – SFVCR com conversores CC/CC em paralelo.....	10
Figura 1.10 – SFVCR com inversores em paralelo. ....	11
Figura 1.11 – SFVCR com inversores integrados. ....	11
Figura 1.12 – Sistema híbrido proposto. ....	13
Figura 1.13 – Módulo fotovoltaico conectado a um conversor CC/CC. ....	14
Figura 1.14 – Módulo fotovoltaico sombreado conectado a um conversor CC/CC.....	15
Figura 1.15 – Módulo fotovoltaico com seu próprio conversor CC/CC .....	16
Figura 1.16 – Nova configuração com módulo sombreados. ....	16
Figura 2.1 – Sistema proposto. ....	19
Figura 2.2 – Conversor <i>Boost</i> em cascata de três níveis. ....	21
Figura 2.3 – Conversor de alto ganho com capacitores chaveados. ....	22
Figura 2.4 – Conversor de alto ganho com célula multinível.....	22
Figura 2.5 – Conversor <i>Cuk</i> de alto ganho. ....	23
Figura 2.6 – Conversor de alto ganho com chaveamento simples .....	24
Figura 2.7 – <i>Boost</i> de alto ganho baseado em célula de comutação de três estados. ....	25
Figura 2.8 – Conversor de alto ganho com indutores acoplados.....	26
Figura 2.9 – Conversor de alto ganho com novo bloco.....	28
Figura 3.1 – Conversor <i>Boost</i> de alto ganho com indutor acoplado.....	30
Figura 3.2 – Forma de ondas teóricas do conversor estudado.....	31
Figura 3.3 – Conversor equivalente da primeira etapa. ....	32
Figura 3.4 – Conversor equivalente segunda etapa. ....	34
Figura 3.5 – Circuito equivalente da terceira etapa. ....	35
Figura 3.6 – Conversor <i>Boost</i> de alto ganho com indutor acoplado.....	36

Figura 3.7 – (a) Circuito equivalente do conversor com o interruptor em condução e (b) circuito equivalente do conversor com o interruptor em bloqueio. ....	39
Figura 3.8 – Circuito equivalente após a transferência de energia de $L_1$ para $L_2$ . ....	40
Figura 3.9 – Comportamento das correntes nas indutâncias $L_1$ e $L_2$ em um ciclo. ....	43
Figura 3.10 – Comportamento das correntes nas indutâncias $L_1$ e $L_2$ em MCD. ....	46
Figura 3.11 – Esquemático do conversor utilizado na simulação. ....	51
Figura 3.12 – Tensão sobre o interruptor. ....	53
Figura 3.13 – Tensão sobre o interruptor, tensão de entrada e tensão no capacitor de grampeamento. ....	54
Figura 3.14 – Corrente através do indutor $L_1$ e corrente através do indutor $L_2$ . ....	55
Figura 3.15 – Tensão sobre o diodo $D_1$ . ....	55
Figura 3.16 – Circuito final com o novo bloco. ....	56
Figura 4.1 – Esquemático do conversor utilizado na simulação. ....	58
Figura 4.2 – Bloco do módulo fotovoltaico utilizado na simulação. ....	59
Figura 4.3 – Bloco do transformador real com os valores utilizados na simulação. ....	60
Figura 4.4 – Tensão sobre o interruptor de potência. ....	61
Figura 4.5 – Corrente através do indutor do primário. ....	62
Figura 4.6 – Corrente através do indutor do secundário. ....	62
Figura 4.7 – Tensão sobre o diodo $D_3$ . ....	63
Figura 4.8 – Corrente injetada no barramento. ....	63
Figura 4.9 – Circuito simulado com a fonte degrau. ....	64
Figura 4.10 – Potência calculada para valores decrescentes de radiação nos terminais do módulo (azul) e nos terminais do bloco de simulação MPPT. ....	64
Figura 4.11 - Potência calculada para valores crescentes de radiação nos terminais do módulo (azul) e nos terminais do bloco de simulação MPPT. ....	65
Figura 5.1 – Diagrama de bloco do sistema completo. ....	66
Figura 5.2 – Protótipo do conversor CC/CC. ....	67
Figura 5.3 – Diagrama de bloco do sistema que simula o barramento de 311 V. ....	68
Figura 5.4 – Sistema utilizado para o teste de injeção de corrente no barramento. ....	69
Figura 5.5 – Tensão de entrada (Ch1 – 5 V/div), corrente de entrada (Ch2 – 1 A /div) e potência de entrada (M1 – 8 W/div). ....	69
Figura 5.6 – Forma de onda do capacitor de entrada (Ch1 – 10 V/div). ....	70
Figura 5.7 – Forma de onda da corrente através de $L_1$ (Ch2 – 10 A/div) e da corrente através de $L_2$ (Ch3 – 1 A/div) ....	71

Figura 5.8 - Forma de onda da corrente através de L1 (Ch2 – 5 A/div) e da corrente através de L2 (Ch3 – 500m A/div) com <i>zoom</i> .....	72
Figura 5.9 – Forma de onda da tensão sobre o interruptor de potência (Ch1 – 20 V/div) .....	72
Figura 5.10 – Forma de onda do rendimento do conversor estudado utilizando a chave de potência IRF3205 .....	73
Figura 5.11 – Forma de onda do rendimento do conversor estudado utilizando a chave de potência IRF3207. ....	74
Figura 5.12 – Forma de onda da tensão sobre os terminais do diodo D <sub>3</sub> (Ch1 – 100 V/div)...	75
Figura 5.13 – Forma de onda da tensão de saída (Ch1 – 100 V/div) e corrente de saída (Ch2 – 100m A/div).....	75
Figura 5.14 – Forma de onda da tensão de saída (Ch1 – 5 V/div) e corrente de saída (Ch2 – 100m A/div).....	76

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Valores adotados para o dimensionamento da relação de transformação.

Tabela 3.2 – Valores adotados para a determinação da indutância  $L_1$ .

Tabela 3.3 – Valores adotados para a determinação dos resultados em MCD.

Tabela 3.4 – Valores adotados para a determinação do capacitor.

Tabela 3.5 – Valores utilizados na simulação.

**LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	Digital Signal Processor
DSPIC	Digital Signal Programmable Intelligent Computer
EPIA	European Photovoltaic Industry Association
IEA	International Energy Agency
IEI	International Energy Initiative
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCrit	Modo de Condução Crítico
MDC	Modo de Condução Descontínuo
MPPT	Maximum Power Point Tracking
SFV	Sistema Fotovoltaico
SFVCR	Sistema Fotovoltaico Conectado a Rede Elétrica
SIGFI	Sistema Individual de Geração de energia Elétrica com Fonte Intermitente

## SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>1</b>
<b>1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .....</b>	<b>3</b>
<b>1.1 Sistemas fotovoltaicos.....</b>	<b>3</b>
1.1.1 Sistemas fotovoltaicos no mundo .....	6
1.1.2 Sistemas fotovoltaicos no Brasil.....	8
<b>1.2 Sistemas fotovoltaicos em CA e CC .....</b>	<b>9</b>
<b>1.3 Conversor CC/CC por módulo.....</b>	<b>14</b>
<b>1.4 Capacitores eletrolíticos.....</b>	<b>17</b>
<b>1.5 Considerações Finais .....</b>	<b>18</b>
<b>2 CONVERSORES CC / CC DE ALTO GANHO APLICADO A FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA.....</b>	<b>19</b>
<b>2.1 Projeto proposto .....</b>	<b>19</b>
<b>2.2 Escolha da topologia do conversor elevador .....</b>	<b>20</b>
<b>2.3 Análise da topologia escolhida.....</b>	<b>27</b>
<b>2.4 Considerações finais .....</b>	<b>29</b>
<b>3 CONVERSORE CC / CC DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO.....</b>	<b>30</b>
<b>3.1 Formas de onda teóricas do conversor .....</b>	<b>31</b>
<b>3.2 Etapas de operação.....</b>	<b>32</b>
3.2.1 Primeira etapa [t0, t1] .....	32
3.2.2 Segunda etapa [t1, t2] .....	34
3.2.3 Terceira etapa [t2, t3].....	35
<b>3.3 Equacionamento do conversor proposto .....</b>	<b>36</b>
3.3.1 Dimensionamento das indutâncias em MCCrit .....	36
3.3.2 Equacionamento do conversor em MCD.....	46
3.3.3 Solução do equacionamento do conversor em MCD.....	48
<b>3.4 Validação do equacionamento.....</b>	<b>50</b>

3.5	Considerações finais .....	57
4	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CC / CC EM MALHA FECHADA.....	58
4.1	Metodologia usada na simulação .....	58
4.2	Resultados da simulação .....	61
4.3	Considerações finais .....	65
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	66
5.1	Formas de onda.....	69
5.2	Considerações finais .....	77
6	CONCLUSÃO .....	78
	REFERÊNCIAS .....	80

## INTRODUÇÃO GERAL

No século VII a.C, o físico e filósofo grego Tales de Mileto observou um fenômeno bastante interessante: quando um pedaço de âmbar (um tipo de resina vegetal) entrava em atrito com um pedaço de lã, ele passava a atrair leves objetos. Esse fenômeno ficou conhecido, dois mil anos depois, como *elektron*, palavra grega que significa âmbar.

Depois dessa descoberta, vários cientistas dedicaram seus estudos e suas vidas para a criação de um sistema de geração de energia elétrica. Em 1839, um cientista chamado Edmond Becquerel observou que placas metálicas de platina ou de prata, se mergulhadas em um eletrólito, produziam uma pequena diferença de potencial quando expostas à luz (VALLÊRA; BRITO, 2012).

Essa observação de Becquerel foi responsável pela criação das células fotovoltaicas que conhecemos atualmente. Abaixo segue um breve histórico que mostra o caminho que a tecnologia fotovoltaica percorreu até os dias atuais (VALLÊRA; BRITO, 2012):

- 1839 – Descobrimto do efeito fotovoltaico em um eletrólito por Becquerel;
- 1877 – Observação do efeito fotovoltaico no selênio por Adams e Day;
- 1883 – Surgimento da primeira célula fotovoltaica de selênio (eficiência de 0.5%);
- 1905 – Explicação do efeito fotoelétrico por Albert Einstein;
- 1953 – Desenvolvimento da dopagem em cristais de silício por Calvin Fuller;
- 1954 – Desenvolvimento da segunda célula solar (eficiência de 6%) por Fuller, Pearson e Chapin;
- 1958 – Utilização, pela NASA, do primeiro módulo fotovoltaico de 100 cm<sup>2</sup> para alimentar um satélite;
- Início da década de 70 – Aplicações espaciais da tecnologia fotovoltaica;
- Final da década de 70 – Superação das aplicações da tecnologia fotovoltaica terrestre em relação às aplicações espaciais;
- Década de 80 – Instalação de centrais fotovoltaicas de médio porte na Europa e nos EUA;
- Década de 90 – Utilização da tecnologia fotovoltaica para a eletrificação rural;
- Final de 2011 – Instalação de aproximadamente 69 GW de potência em todo mundo.

Todo esse processo de desenvolvimento tornou possível a criação de um setor que, hoje, é considerado o terceiro maior gerador de energia elétrica renovável do mundo, perdendo apenas para o hidráulico e o eólico.

Considerando o elevado crescimento do setor fotovoltaico nos últimos anos, este trabalho vem compartilhar com o incentivo para o desenvolvimento do setor no Brasil. O projeto consiste no estudo teórico e prático de um conversor CC/CC de alto ganho aplicado a fontes renováveis de energia. Esse conversor será conectado a um módulo fotovoltaico e terá como objetivo injetar corrente em um barramento de tensão constante.

No capítulo 1, será realizado um breve levantamento da situação do setor fotovoltaico no Brasil e no mundo, mostrando suas principais tendências, incentivos fiscais e aplicações, além de apresentar o projeto proposto neste trabalho.

No capítulo 2, será dado início aos estudos teóricos sobre os conversores CC/CC aplicados a fontes renováveis de energia, com o intuito de se determinar a topologia que mais se adequa às necessidades do projeto. Serão ainda analisadas, neste capítulo, as principais características da topologia escolhida, mostrando seus problemas e como serão resolvidos.

No capítulo 3, será realizado um estudo aprofundado da topologia escolhida, mostrando suas etapas de operação e dimensionamento em modo de condução descontínuo. Também será mostrada a validação desse dimensionamento através de um programa de simulação.

No capítulo 4, será desenvolvida uma simulação em malha fechada com o intuito de testar o conversor por simulação e determinar se o equacionamento foi realizado com êxito.

No capítulo 5, serão mostrados os resultados experimentais retirados do protótipo montado em laboratório. Nesse capítulo, será verificada a eficácia dos estudos teóricos realizados nos capítulos anteriores.

No capítulo 6, por fim, será feita a conclusão geral acerca de todo estudo, juntamente com sugestões para trabalhos futuros.

## 1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Neste capítulo, será realizado um breve estudo sobre o panorama dos sistemas fotovoltaicos no mundo, mostrando suas principais características e tendências. Será estudada também a situação atual da geração fotovoltaica no Brasil, apresentado um breve histórico das iniciativas realizadas e perspectivas para o futuro.

Também será realizada uma comparação entre sistemas fotovoltaicos em corrente alternada e em corrente contínua, evidenciando suas principais diferenças e aplicabilidades.

### 1.1 Sistemas fotovoltaicos

O crescimento do mercado de sistemas fotovoltaicos (SFV), nos últimos anos, vem se tornando bastante notável. Atualmente no mundo, os sistemas de geração fotovoltaica interligados à rede elétrica ocupam a terceira posição das fontes renováveis mais utilizadas, ficando atrás apenas da geração hidroelétrica e da geração eólica (EPIA, 2012).

Os incentivos fiscais com vários casos de sucesso, a competitividade econômica da tecnologia, o elevado número de pesquisas na área e a grande necessidade pela diversificação da matriz energética mundial formam os principais fatores que influenciaram o crescimento do mercado fotovoltaico.

Hoje, é possível encontrar, em qualquer país do mundo, inúmeros tipos de aplicações para sistemas de geração fotovoltaica. De acordo com Agência Internacional de Energia (IEA, 2012), esses sistemas são classificados da seguinte forma: a) não conectado à rede elétrica do tipo doméstico; b) não conectado a rede elétrica do tipo não doméstico; c) conectado à rede elétrica do tipo descentralizado e d) conectado à rede elétrica do tipo centralizado.

Sobre os sistemas de geração fotovoltaicos não conectados à rede elétrica do tipo doméstico, podemos afirmar que são utilizados, principalmente, em vilas rurais onde a rede de distribuição convencional de energia elétrica é economicamente inviável de chegar. Esses sistemas são utilizados para o abastecimento de refrigeradores e cargas de baixo consumo como, por exemplo, lâmpadas. A Figura 1.1 mostra um exemplo desse sistema.

Figura 1.1 – Sistema fotovoltaico instalado no seringual Dois Irmãos em Xapuri no Brasil.



Fonte: (ELETROBRÁS, 2008)

Já no tocante ao sistema de geração fotovoltaica não conectado à rede elétrica do tipo não doméstico, dizemos que foi a primeira aplicação comercial para sistemas fotovoltaicos terrestres, pois, anteriormente, a geração pela luz do sol era utilizada apenas no campo espacial. Os sistemas do tipo não doméstico fornecem energia elétrica para uma ampla gama de aplicações, tais como, telecomunicações, bombeamento de água, refrigeração de vacinas e auxílio à navegação.

Esse modelo de sistema é usado quando uma pequena quantidade de energia elétrica possui um elevado valor econômico, tornando o SFV comercialmente competitivo em relação a outras fontes geradoras de pequeno porte. A Figura 1.2 mostra um exemplo desse sistema.

Figura 1.2 – Sistema de geração Hidro/Fotovoltaica em Yushu na China.



Fonte: (IEA, 2012)

Já no que diz respeito aos sistemas conectados à rede elétrica do tipo descentralizado, afirmamos que são instalados para fornecer energia elétrica a um cliente específico ou diretamente a uma rede de distribuição convencional. Dependendo dos programas fiscais utilizados na região, o cliente pode optar por usar uma parte da energia produzida pelos painéis fotovoltaicos em benefício próprio e injetar o restante na rede elétrica convencional.

Esses sistemas normalmente podem ser integrados, desde que seja economicamente viável, em qualquer construção que suporte seu peso. Alguns países utilizam os SFV até como barreiras de som em autoestradas. A Figura 1.3 mostra um exemplo do referido sistema.

Figura 1.3 – Sistemas fotovoltaico e térmico, combinado em uma casa da Suíça.



Fonte: (IEA, 2012)

Já os sistemas conectados à rede elétrica do tipo centralizado desempenham a função de uma grande estação de geração de energia elétrica. Esses sistemas normalmente não fornecem energia especificamente para um cliente, mas para uma região ou até um país. No Brasil, esses sistemas de geração fotovoltaica foram, recentemente, regularizados.

Geralmente, os SFV do tipo centralizado são instalados em localidades afastadas dos grandes centros urbanos e são autossustentáveis, isto é, funcionam de forma independente da estrutura tecnológica da região onde está instalado, visto que trazem consigo todos os elementos necessários para seu perfeito funcionamento. A Figura 1.4 mostra um exemplo desse sistema.

Figura 1.4 – Parque fotovoltaico na Califórnia nos Estados Unidos.



Fonte: (IEA, 2012)

Toda essa variedade de possibilidade de aplicações e a farta disponibilidade da matéria-prima para a geração, tornou os SFV um dos mais importantes sistemas de geração do mundo nesses últimos anos. A seguir, será mostrada a situação atual dos sistemas de geração fotovoltaica no mundo e no Brasil.

### ***1.1.1 Sistemas fotovoltaicos no mundo***

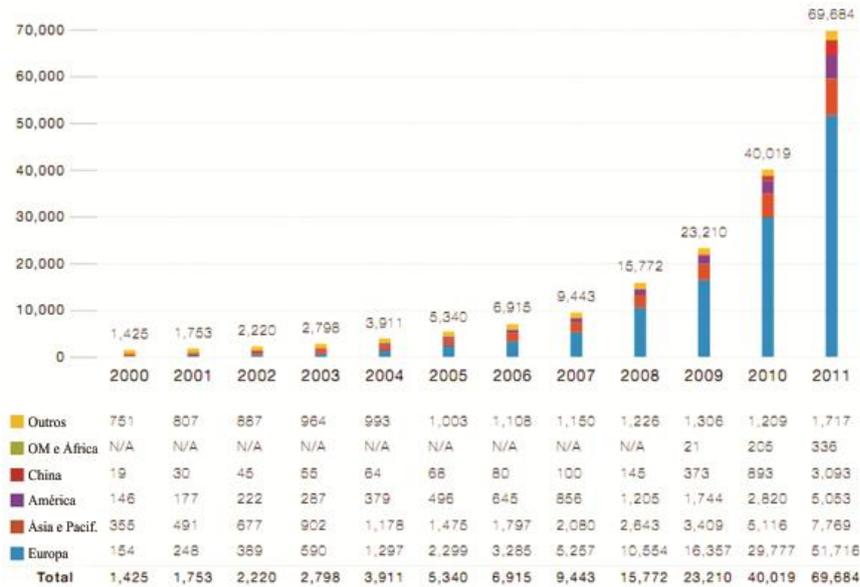
Na década de 90, houve um aumento significativo na aplicação de sistemas fotovoltaicos no mundo. Com a ajuda de políticas públicas, como subsídios e isenção de impostos, os custos para implantação de sistemas fotovoltaicos caíram de forma que a geração de energia fotovoltaica tornou-se competitiva. Atualmente, os países que possuem a maior capacidade fotovoltaica instalada no mundo são: Itália, Alemanha, França, China, Japão e Estados Unidos (EPIA, 2012).

Inicialmente, a aplicação de SFV se restringia a instalações isoladas da rede, dada a pouca acessibilidade da tecnologia fotovoltaica, visto que tinha custos elevados. Segundo a Associação da Indústria Fotovoltaica Europeia (EPIA, 2012), a quantidade de sistemas fotovoltaicos instalados no mundo em 2011 era de aproximadamente 29,7 GW de energia, sendo 16,8 GW desse total, exclusivos para aplicações conectadas à rede elétrica.

No final de 2011, foram registrados um total de aproximadamente 69 GW de capacidade instalada acumulada, que podem produzir, anualmente, até 85 TW/h de energia elétrica. Esse volume de energia pode alimentar, por exemplo, durante um ano, 20 milhões de

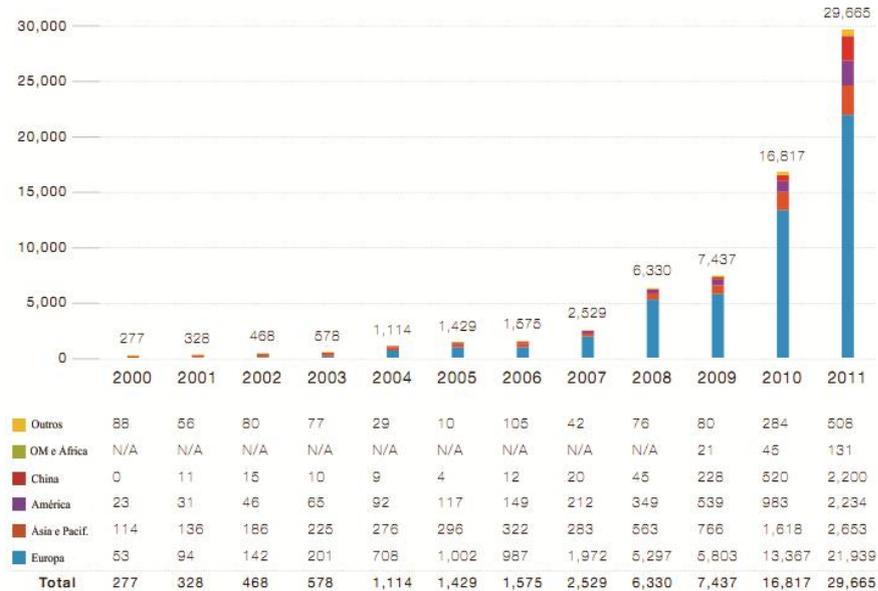
casas residenciais (EPIA, 2012). As Figuras 1.5 e 1.6 mostram a energia acumulada no mundo de 2000 até 2011 e a energia instalada por ano de 2000 a 2011, respectivamente.

Figura 1.5 – Evolução da capacidade instalada global acumulada entre 2000 a 2011.



Fonte: (EPIA,2012)

Figura 1.6 – Evolução da capacidade instalada global anual entre 2000 a 2011.



Fonte: (EPIA,2012)

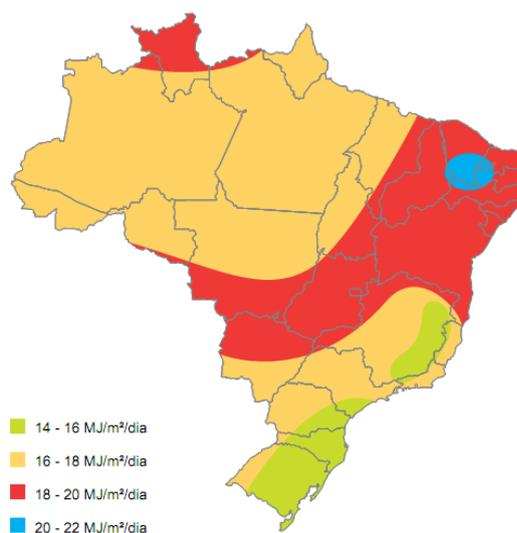
Nas Figuras 1.5 e 1.6, podemos notar que a Europa domina amplamente o mercado de instalação de sistemas fotovoltaicos. A China e os Estados Unidos também possuem uma influência significativa.

### 1.1.2 Sistemas fotovoltaicos no Brasil

No Brasil, apesar de existir um imenso potencial energético solar, o desenvolvimento e a aplicação da tecnologia de energia solar ainda andam na contramão do progresso se comparados à desenvoltura de países com potencial solar muito menor que o do Brasil.

Atualmente, o País possui cerca de 30 MW de capacidade instalada, onde 5% dessa capacidade é para aplicações conectadas à rede elétrica. A maioria das aplicações em energia fotovoltaica no Brasil é de sistemas isolados da rede elétrica visando o abastecimento energético de regiões distantes (EPIA, 2012). A Figura 1.7 mostra a variação da radiação solar no território brasileiro em *megajoules*.

Figura 1.7 – Variação da radiação solar no Brasil.



Fonte: (ANEEL, 2008)

O desenvolvimento do mercado fotovoltaico no Brasil, até o ano de 2009, foi fruto das iniciativas das concessionárias de energia, instituições de ensino, centros de pesquisa e governo federal, estadual e municipal. Podemos citar, como principais iniciativas, o Programa Luz Solar, desenvolvido em Minas Gerais; o Programa Luz do Sol, na região nordeste; e o Programa Luz no Campo, de dimensão nacional (IEI, 2009).

Todos esses programas foram pautados na Resolução Normativa nº 83, de 20 de setembro de 2004 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), que estabelece as normas para os sistemas de geração descentralizados individuais (ANEEL, 2004).

Esses sistemas são nomeados de Sistemas Individuais de Geração de Energia Elétrica com Fontes Intermitentes (SIGFI). Nas condições gerais da Resolução, são colocadas, como características obrigatórias aos SIGFI, o fornecimento da energia elétrica em corrente alternada senoidal, e o mesmo valor de tensão e de frequência predominantes nos municípios onde o sistema estiver instalado.

No ano de 2007, a ANEEL, por meio da Resolução Autorizativa de 29 de maio, autorizou a Eletrobrás a instalar um sistema em corrente contínua no município de Xapurí, no sudeste do estado do Acre. Essa configuração de sistema foi a primeira do tipo no Brasil (ANEEL, 2007).

Já nos anos de 2011 e 2012, as políticas públicas para o desenvolvimento do setor de energia solar, obtiveram um crescimento bastante animador. Em junho de 2011, foi inaugurada a primeira usina fotovoltaica conectada ao sistema elétrico nacional na cidade de Tauá, no estado do Ceará.

No Rio de Janeiro, houve a iniciativa da Carta do Sol, que trata de um documento que propõe medidas para estimular o aproveitamento da energia solar no país. A Carta do Sol apresenta medidas para a concessão de estímulos financeiros e tributários, desenvolvimento tecnológico e fomento da cadeia produtiva de equipamentos fotovoltaicos, como células e geradores (MINC, 2012).

Em abril de 2012, a ANEEL aprovou uma nova Resolução Normativa responsável por criar a regulamentação necessária para que os consumidores de energia elétrica pudessem ser também geradores de energia. Iniciou-se assim, a era da micro e minigeração distribuída no Brasil. Aos consumidores de eletricidade, é permitido gerar parte ou todo o potencial elétrico que consomem, utilizando geradores que trabalham junto com a rede de distribuição, em regime de troca de energia.

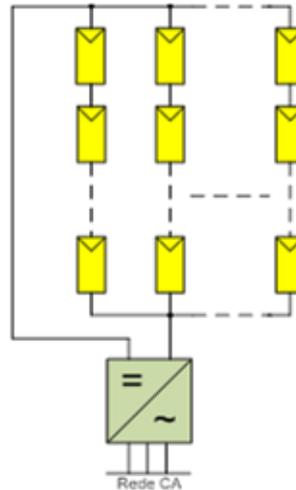
Foi estipulado o tipo e a potência máxima dos geradores, que podem ser hidráulicos (microhidrelétricas), eólicos (microaerogeradores) e solares (fotovoltaicos). A potência máxima é de acordo com a classificação do sistema de geração: para microgeração os geradores terão potência de até 100 kWp (quilowatts pico) e para minigeração serão os sistemas com potência superior a 100 kWp, mas inferior a 1 MWp (ANEEL, 2012).

## **1.2 Sistemas fotovoltaicos em CA e CC**

Como já citado anteriormente, no mundo, a maior parcela de sistemas fotovoltaicos é interligado à rede elétrica. Esse tipo de aplicação é o mais utilizado devido à relação custo-

benefício. A Figura 1.8 mostra um sistema fotovoltaico interligado à rede elétrica (SFVCR) com inversor centralizado.

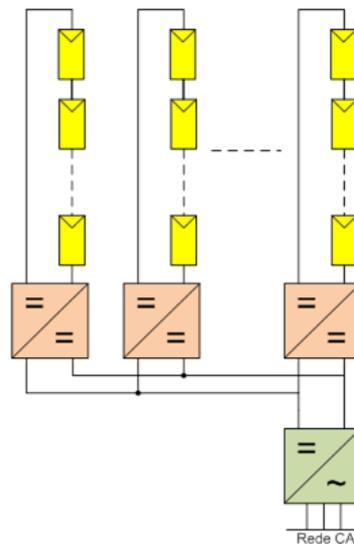
Figura 1.8 – SFVCR com inversor centralizado.



Fonte: (CASARO; MARTINS, 2010)

Na Figura 1.8, podemos ver que os módulos fotovoltaicos são ligados em série e em paralelo, formando um arranjo fotovoltaico que fornece energia elétrica ao barramento CC de um inversor (CASARO; MARTINS, 2010). A Figura 1.9 mostra a configuração de SFVCR com conversores CC/CC em paralelo.

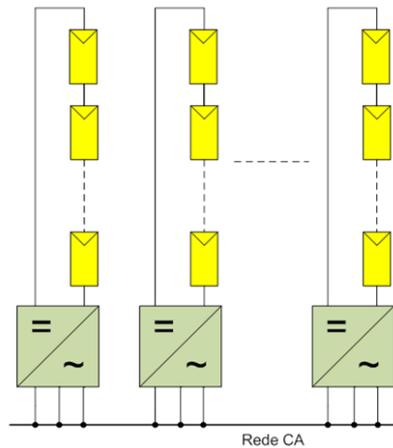
Figura 1.9 – SFVCR com conversores CC/CC em paralelo.



Fonte: (CASARO; MARTINS, 2010)

Na Figura 1.9, podemos notar que o arranjo série-paralelo, nesse caso, está conectado a conversores CC/CC. Esses conversores injetam corrente em um único barramento CC que alimenta um conversor CC/CA (CASARO; MARTINS, 2010). A Figura 1.10 mostra a configuração de SFVCR com inversores em paralelo.

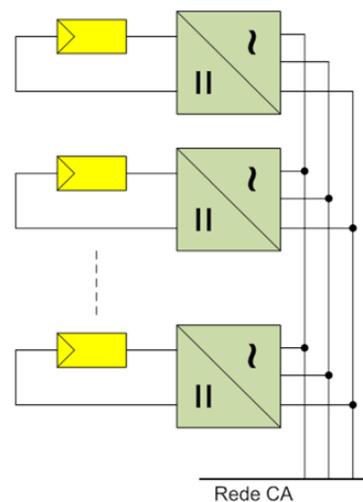
Figura 1.10 – SFVCR com inversores em paralelo.



Fonte: (CASARO; MARTINS, 2010)

Na Figura 1.10, está representado um arranjo de módulos em série conectados individualmente a inversores. As saídas dos inversores são ligadas internamente em paralelo do lado CA para injetar corrente na rede elétrica (CASARO; MARTINS, 2010). A Figura 1.11 mostra SFVCR com inversores integrados.

Figura 1.11 – SFVCR com inversores integrados.



Fonte: (CASARO; MARTINS, 2010)

Na Figura 1.11, podemos observar que cada módulo fotovoltaico possui um pequeno inversor. As saídas desses inversores são ligadas em paralelo realizando-se a conexão com a rede elétrica.

Todas as configurações, apresentadas nas Figuras 1.8 a 1.11, são aplicadas de acordo com a necessidade do projeto. Os SFV em corrente alternada também são bastante utilizados para a alimentação em sistemas isolados. Essa alimentação pode ser em um local específico, como por exemplo, em uma residência ou em um prédio comercial, mas também pode ser usada para alimentar uma rede elétrica privada de um condomínio de casas ou de até um vilarejo.

Inicialmente, os sistemas fotovoltaicos em corrente contínua eram utilizados para a alimentação de cargas com consumo baixo e com tensão igual a  $12 V_{cc}$ . Esses sistemas priorizavam a iluminação e normalmente eram instalados em localidades bastante afastadas da rede elétrica convencional.

Com o avanço da eletrônica, começaram-se a fabricar produtos com alto rendimento, que podem operar em corrente contínua (CC). Esse funcionamento em CC é realizado por uma ponte de diodos na entrada do equipamento que retifica a corrente de entrada e que repassa, para o circuito de potência, apenas a corrente contínua.

O grande número de fabricantes, que optou por essa nova tecnologia, fez com que o custo desses produtos diminuísse e, conseqüentemente, que o acesso a esses produtos tenha ficado mais fácil. Abaixo é mostrada uma lista de alguns produtos que operam em corrente contínua (SILVA, 2010).

- Televisão de LCD ou LED;
- Lâmpadas PL ou a LED;
- Computadores portáteis;
- Celulares;
- Aparelhos de som;
- Câmeras de segurança;
- DVD;
- Chuveiro elétrico.

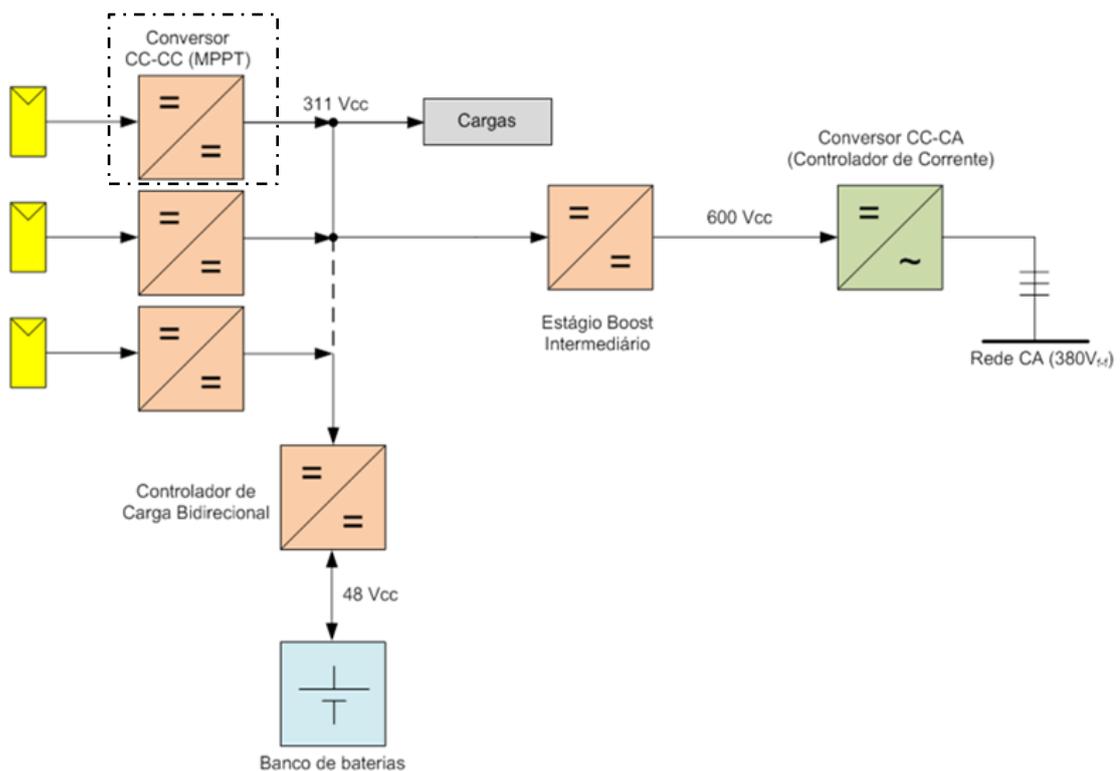
Com a facilidade de acesso a esses produtos, as pesquisas em geração fotovoltaica por CC começaram a crescer no mundo e no Brasil. Atualmente, uma das configurações mais

utilizadas para esse tipo de sistema é a injeção de corrente em um barramento constante e na rede elétrica.

A tensão no barramento depende da aplicação do sistema, mas normalmente varia entre 300 a 600 V<sub>cc</sub>. Geralmente o barramento é conectado a um banco de baterias que tem como função armazenar a energia excedente e manter o valor da tensão no barramento constante.

O sistema proposto nesse trabalho funcionará de acordo com essa configuração híbrida. O sistema híbrido pode, ao mesmo tempo em que a energia provinda do módulo está sendo injetado na rede elétrica convencional, alimentar um banco de baterias, que, no turno da noite, servirá para alimentar cargas em corrente contínua em uma casa ou vilarejo, por exemplo. A Figura 1.12 mostra o projeto proposto.

Figura 1.12 – Sistema híbrido proposto.



Fonte: Autor..

O conversor proposto nesse trabalho terá a função de retirar a energia fornecida pelos painéis fotovoltaicos e injetá-la no barramento constante. Esse conversor CC/CC pode ser visto dentro do quadrado pontilhado mostrado na Figura 1.12.

O conversor CC/CC possui basicamente duas ideias centrais. A primeira consiste na utilização de um conversor por módulo fotovoltaico, ou seja, cada módulo terá seu conversor elevador próprio que trabalhará individualmente injetando corrente no barramento.

A segunda ideia consiste na não utilização de capacitores eletrolíticos no conversor elevador, pois, assim, seria possível o aumento do tempo de vida útil do sistema. Cada ideia será mais bem detalhada nos tópicos a seguir.

### 1.3 Conversor CC/CC por módulo

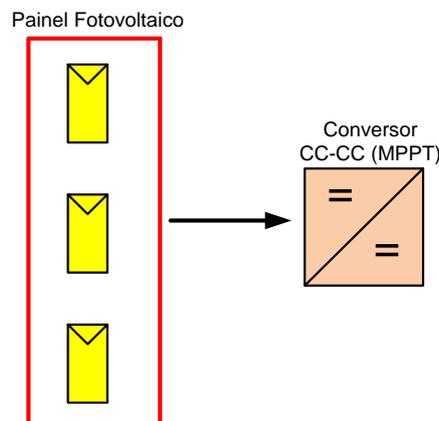
Normalmente, sistemas de geração fotovoltaicos utilizam um conversor para cada painel. Com isso, além de diminuir o tamanho do sistema, considerando que o número de conversores é menor, podemos trabalhar com tensões de entrada relativamente elevadas, facilitando a escolha da topologia do conversor elevador.

O problema desse tipo de configuração é a busca do ponto de máxima potência (MPPT), que é um dos procedimentos obrigatórios para que os sistemas fotovoltaicos obtenham elevado rendimento. Essa busca deve ser realizada com a maior precisão possível, pois é necessário que se garanta que a maior parte da energia produzida nos painéis esteja sendo aproveitada.

Configurações que possuem um conversor CC/CC para cada painel, considerando que um painel fotovoltaico tem no mínimo dois módulos, utilizam controles, bastante complexos e de difícil implementação, que realizam a busca pelo ponto de máxima potência.

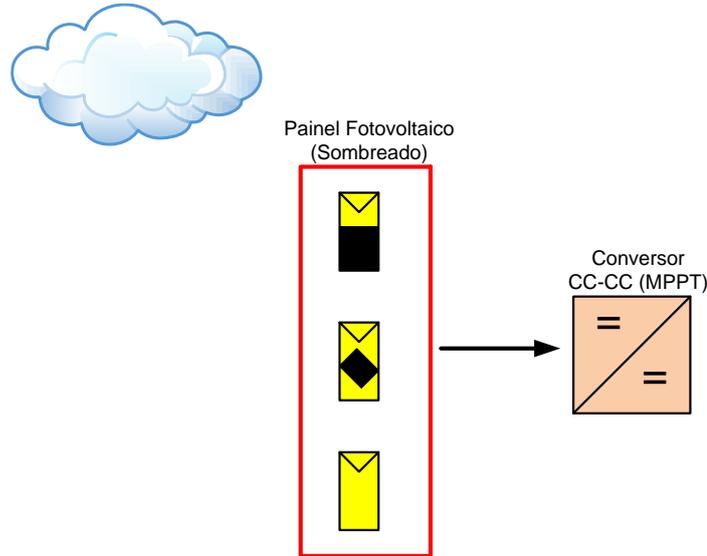
Vamos considerar o exemplo mostrado na Figura 1.13. Nesse exemplo, temos um módulo, com três painéis fotovoltaicos, conectado a um conversor de corrente contínua. A conexão em série ou em paralela entre os painéis não é relevante para esse exemplo.

Figura 1.13 – Painel Fotovoltaico conectado a um conversor CC/CC.



O MPPT realizado pelo conversor da Figura 1.13 deve ser feito utilizando algum método matemático que calcule basicamente a média dos pontos máximos de potência no conjunto dos três painéis. Agora vamos supor que dois dos três painéis estão parcialmente sombreados por uma nuvem, por exemplo. A Figura 1.14 mostra como ficaria o sistema.

Figura 1.14 – Painel fotovoltaico sombreado conectado a um conversor CC/CC.



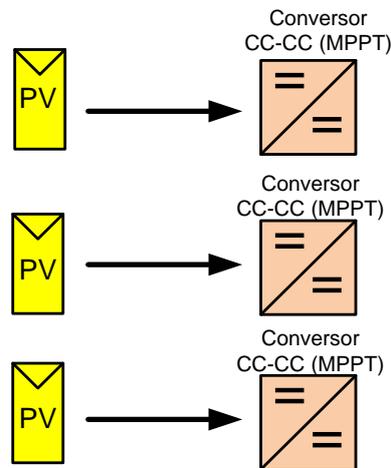
Fonte: Autor..

O MPPT realizado pelo conversor CC/CC na Figura 1.14 é bastante complexo, considerando que, dessa vez, os pontos de potência máxima dos painéis sombreados estão totalmente deslocados da curva de potência real para aquela radiação. O modelo matemático utilizado no algoritmo deve ser capaz de solucionar essa variação repentina de radiação.

Devido a essa complexidade, os MPPTs para módulos fotovoltaicos normalmente utilizam microcontroladores mais complexos como DSPIC ou DSP. Esses microcontroladores além possuírem uma maior complexidade na sua implementação, aumentam o custo do sistema.

Tendo em vista as características apresentadas nesse tópico, a equipe de trabalho desse projeto optou pela utilização de um conversor por módulo. Essa configuração traz como vantagem a facilidade da implementação do circuito e do algoritmo, a diminuição do tamanho do conversor utilizado e a redução do custo para a montagem do conversor. A Figura 1.15 mostra a configuração escolhida no projeto.

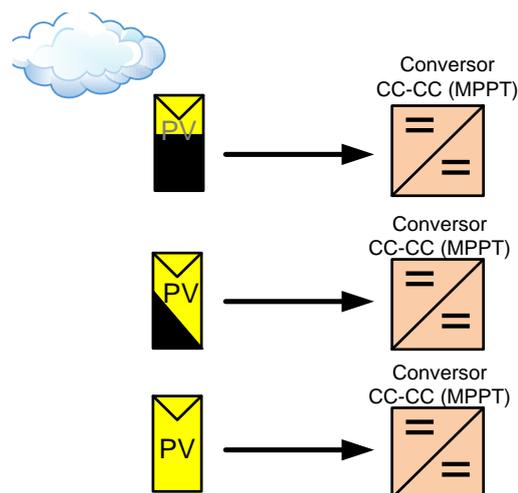
Figura 1.15 –Módulo fotovoltaico com seu próprio conversor CC/CC



Fonte: Autor..

Na configuração mostrada na Figura 1.15, a utilização de um conversor por módulo faz com que a busca do ponto de máxima potência seja realizado com bastante facilidade, pois o modelo matemático aplicado a esse controle consiste basicamente na comparação entre a potência de entrada atual do módulo com a potência de entrada anterior. A Figura 1.16 mostra a situação de sombreamento dos painéis na nova configuração.

Figura 1.16 – Nova configuração com módulos sombreados.



Fonte: Autor.

No caso mostrado na Figura 1.6, os painéis sombreados terão seu ponto de potência máxima deslocado do valor original para a radiação daquele momento, mas esse

deslocamento não influenciará nos painéis que não estiverem sombreados. Isso significa que o rendimento do sistema será prejudicado o mínimo possível, pois todos os painéis são independentes.

Foi decidida também a construção do conversor CC/CC com uma potência de saída relativamente baixa, pois o conversor só precisará processar a energia de apenas um módulo. A potência escolhida para o conversor foi de 100 W utilizando para os testes um módulo de 65 W de potência nominal.

A potência do módulo fotovoltaico foi escolhida tendo em vista que, para se conseguir o melhor rendimento do conversor, ele deve ser submetido à, aproximadamente, metade de sua potência nominal. Esse tipo de comportamento é bastante difundido na literatura técnica.

#### **1.4 Capacitores eletrolíticos**

A grande maioria de conversores construídos para sistemas renováveis de energia utilizam capacitores eletrolíticos. Essa utilização é uma prática comum tanto nos laboratórios de pesquisa, como na indústria. Sua importância nos circuitos eletrônicos deve-se pelo fato de apresentarem valores elevados de capacitância em volume reduzido e por um custo razoável.

Outra característica que diferencia essa tecnologia de capacitores é a existência de uma polaridade definida. Essa polaridade existe devido à forma de encapsulamento na fabricação. O dielétrico de óxido de alumínio é posto entre duas armaduras. A primeira armadura (polo positivo) é constituída por uma folha de alumínio bastante fina e a segunda armadura (polo negativo), por um líquido condutor de corrente elétrica, que entra em contato com a superfície oxidada da primeira armadura (MEHL, 2012).

No entanto, os capacitores eletrolíticos são, certamente, os componentes de um circuito eletrônico com menor tempo de vida útil. Enquanto que, para os semicondutores, resistores e capacitores não eletrolíticos, é estimado um tempo de operação de aproximadamente cinquenta anos; para os capacitores eletrolíticos, esse tempo pode ser reduzido para, no máximo, cinco anos (MEHL, 2012).

Isso ocorre porque essa tecnologia, quando armazenada sem tensão, tende a sofrer uma diminuição da espessura da camada de óxido na placa do anodo e do catodo. Isso significa que os capacitores eletrolíticos se deterioram em um tempo relativamente curto quando são armazenados por longos períodos, prejudicando o circuito eletrônico onde estão instalados, tornando-os, muitas vezes, impróprios para o uso (MEHL, 2012).

Esse tempo curto de vida torna necessário que circuitos eletrônicos, que possuam capacitores eletrolíticos, tenham manutenções com bastante frequência. Essa manutenção frequente torna-se mais evidente para sistemas de geração por fontes renováveis de energia. Uma das principais características desse sistema é a elevada confiabilidade e duração dos equipamentos utilizados, por exemplo, um módulo fotovoltaico, segundo os fabricantes, pode durar por aproximadamente vinte anos.

Considerando essas necessidades e características expostas anteriormente, optamos pela construção do conversor elevador utilizando capacitores de polipropileno.

### **1.5 Considerações Finais**

No primeiro capítulo desse trabalho, foi realizado o estudo sobre sistemas fotovoltaicos isolados e interligados à rede elétrica. Foram apresentadas as classificações desses sistemas e onde eles podem ser aplicados. Foi mostrada a situação dos SFV no mundo e no Brasil, atualizando os valores sobre capacidade de geração existente no ano de 2011.

Nesse capítulo também, foi discutido o avanço gradual, porém notável, das políticas públicas no Brasil para o investimento em geração elétrica por fontes renováveis de energia. A Carta do Sol e a Resolução Normativa de Abril de 2012 exemplificam muito bem as iniciativas de crescimento do mercado fotovoltaico.

Por fim, o projeto proposto foi apresentado e analisado, mostrando suas características e aplicabilidades. Foram discutidas as duas principais ideias tecnológicas desse trabalho, demonstrando que o conversor tem, como objetivo, uma fácil implementação e um tempo de vida útil relativamente longo.

## 2 CONVERSORES CC / CC DE ALTO GANHO APLICADO A FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA

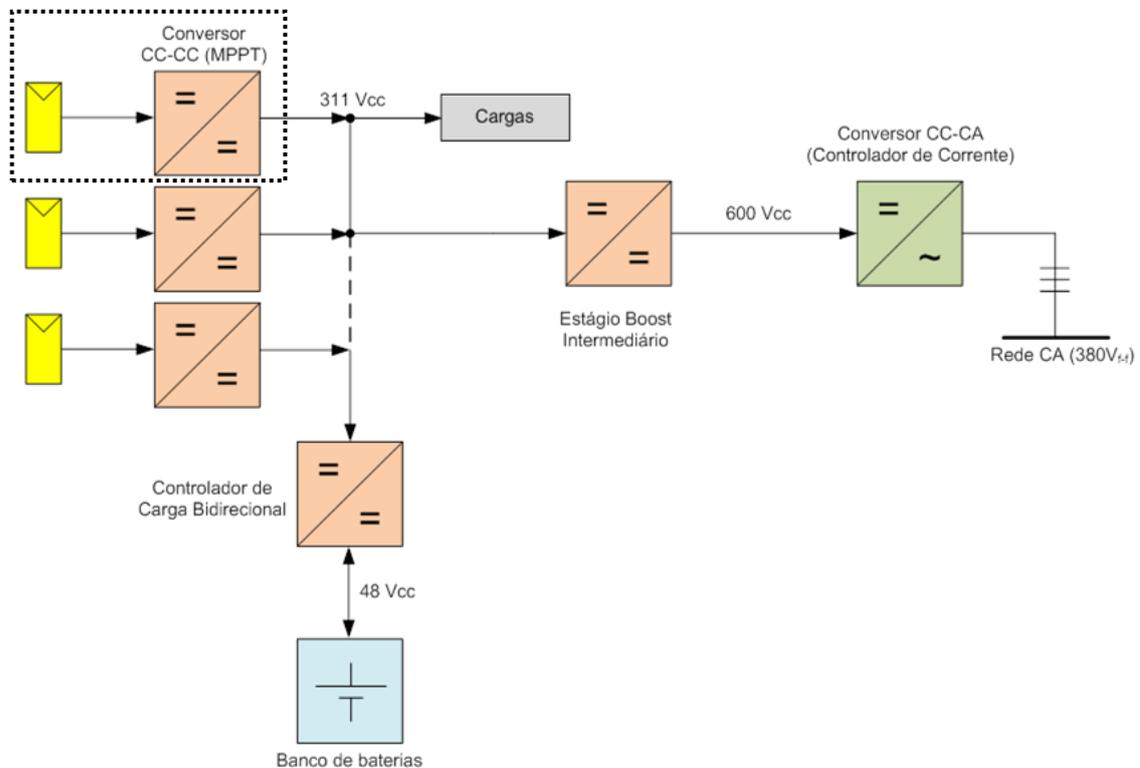
O presente capítulo apresenta uma breve revisão sobre algumas topologias de conversores CC/CC de alto ganho não isolado que podem ser aplicados a fontes renováveis de energia.

Após essa revisão, será feita a escolha da topologia que melhor atender às necessidades do trabalho, realizando uma análise sobre as principais características do conversor para adaptá-lo ao projeto.

### 2.1 Projeto proposto

A Figura 2.1 mostra a localização do conversor estudado nesse trabalho dentro do sistema completo proposto. Esse sistema tem o objetivo de injetar corrente elétrica na rede de distribuição a partir de um sistema de geração fotovoltaica de energia elétrica.

Figura 2.1 – Sistema proposto.



Cada módulo fotovoltaico é ligado exclusivamente a um conversor CC/CC que tem como propósito injetar corrente no barramento constante de  $311 V_{cc}$ . A função principal do barramento é o armazenamento de energia elétrica provinda dos painéis fotovoltaicos.

Para que o barramento seja constante, foi proposta a implementação de um conversor CC/CC bidirecional, que tem como função o armazenamento de energia em um banco de baterias de  $48 V_{cc}$  para controlar a tensão desse barramento.

Entre o barramento e o conversor CC/CA de frequência, existe um estágio de elevação intermediário que tem como objetivo elevar a tensão do barramento de  $311 V_{cc}$  para  $600 V_{cc}$ , auxiliando o conversor CC/CA a injetar corrente elétrica na rede de distribuição.

Nesse projeto, foi escolhida a utilização de um módulo fotovoltaico com tensão nominal de saída igual a  $17 V_{cc}$ . Logo, a topologia escolhida nesse capítulo deve permitir um ganho estático de aproximadamente 18 vezes ( $17 V_{cc} / 311 V_{cc}$ ), além de ser confiável e robusta e de ter um bom rendimento e um custo baixo.

## 2.2 Escolha da topologia do conversor elevador

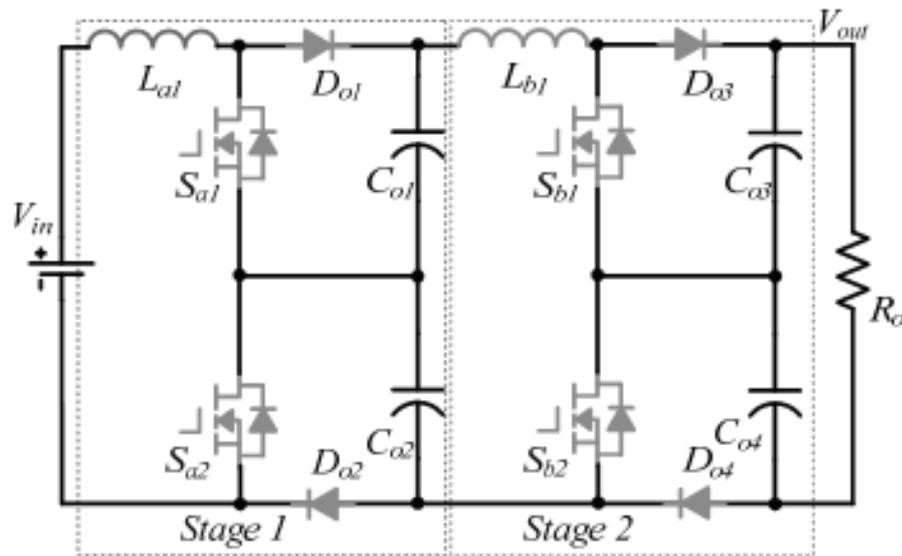
A literatura divide os conversores CC/CC em dois grandes grupos: conversores isolados e conversores não isolados. Nesse trabalho, daremos um foco aos conversores do tipo não isolados.

Existem várias topologias básicas de conversores elevadores não isolados como: *Boost* clássico, *Boost* modificado, *Boost* de alto ganho, *Boost* em cascata, *Boost* intercalado, *Boost* intercalado de alto ganho, *Buck-Boost* clássico, *Buck-Boost* modificado, *Buck-Boost* de alto ganho, *Cuk*, *Sepic*, *Zeta*, entre outras (MARTINS, 2006; SKVARENINA, 2002).

As topologias *Boost* convencionais, além de não conseguirem fornecer uma grande elevação de tensão, têm o seu funcionamento prejudicado devido a elevadas ondulações de corrente no interruptor de potência e no diodo de saída; a elevada sobre-tensão sobre o interruptor de potência, que normalmente são iguais à tensão de saída do conversor e às perdas por chaveamento, pois geralmente a frequência utilizada para chavear os interruptores é bastante alta (WUHUA LI, 2009).

Uma possibilidade de solucionar essas limitações da topologia *Boost* convencional é, por exemplo, a utilização de um conversor *Boost* em cascata de três níveis. A Figura 2.2 mostra um exemplo de um conversor *Boost* em cascata.

Figura 2.2 – Conversor *Boost* em cascata de três níveis.



Fonte: (HUBER, 2000).

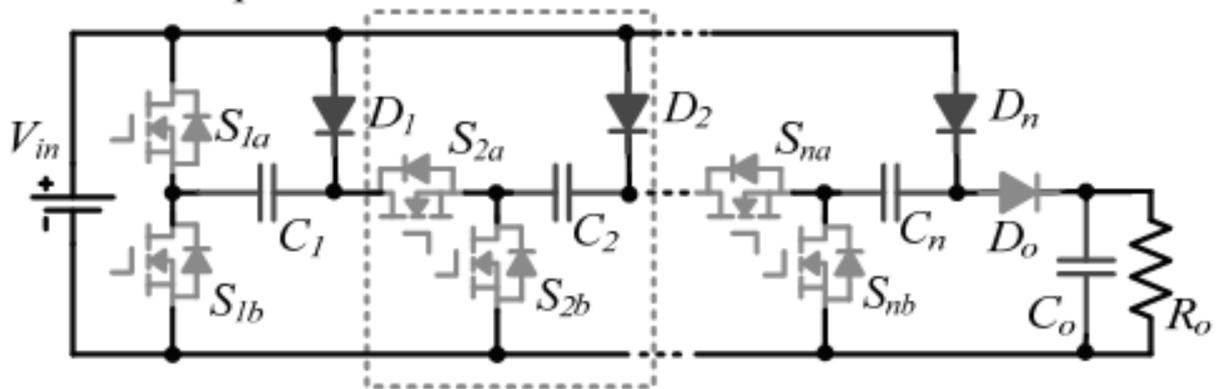
Com a estrutura em cascata, as ondulações de corrente são reduzidas e a faixa para o ganho de tensão aumenta. A sobretensão no interruptor de potência, no primeiro estágio, é baixa, permitindo assim o seu funcionamento em alta frequência. No segundo estágio, o interruptor de potência pode funcionar com uma frequência de comutação mais baixa, reduzindo assim as perdas por chaveamento (HUBER, 2000).

Entretanto, mesmo com os benefícios dessa topologia, a necessidade da utilização de quatro interruptores de potência, dois magnéticos e um circuito de controle bastante complexo faz com que essa solução tenha um custo relativamente alto e seja difícil de ser implementada.

O circuito de controle das topologias em cascata devem ser feitos cuidadosamente, pois a estabilidade do sistema é um grande problema dessa estrutura (FENG, 2002). Essa topologia possui uma elevada eficiência, mas apresenta uma grande sensibilidade a interferências eletromagnéticas.

Devido às características não favoráveis dos conversores *Boost* clássicos para aplicações em fonte renováveis de energia, onde existe a necessidade de um elevado ganho de tensão, hoje é de senso comum a utilização de conversores de alto ganho. A Figura 2.3 mostra um conversor de alto ganho com capacitores chaveados de  $N$  estágios.

Figura 2.3 – Conversor de alto ganho com capacitores chaveados.

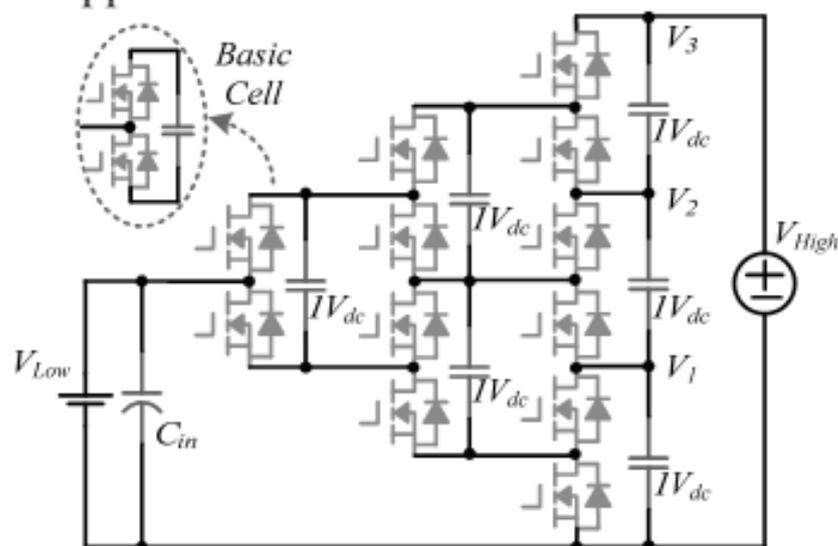


Fonte: (WUHUA LI, 2009).

Cada célula desse conversor é composta por um capacitor, um diodo e dois interruptores de potência, como destacado na Figura 2.3. Um capacitor pode ser considerado uma fonte de tensão, assim, cada fonte dessas é chaveada e recombinada pelos interruptores de potência, sendo a passagem de corrente, quando os interruptores de potência estão fechados, permitida pelos diodos (CHUNG, 2003).

Esse conversor possui um alto ganho estático e uma variada faixa de tensão que podem ser obtidos a partir do acoplamento de N células de capacitores chaveados em série. Um exemplo de conversor com capacitores chaveados é mostrado na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Conversor de alto ganho com célula multinível.



Fonte: (WUHUA LI, 2009).

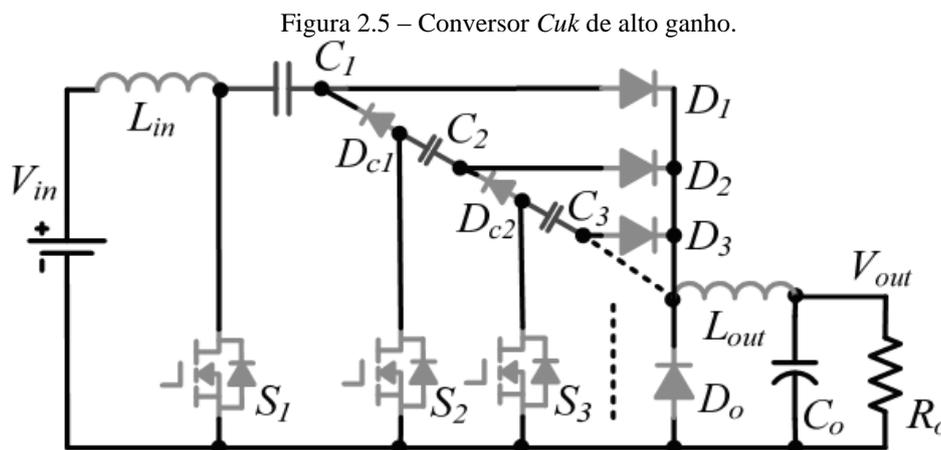
Cada célula básica é composta por um capacitor e dois interruptores que trabalham de forma complementar. O elevado ganho estático de tensão pode ser obtido por estruturas em

série ou em paralelo dessas células básicas. Nessa configuração, os componentes magnéticos, como indutores e transformadores, são dispensados, existindo então uma redução do tamanho do circuito. A frequência de chaveamento pode chegar até MHz para melhorar a densidade de potência (PENG, 2003).

Apesar desses benefícios, a necessidade de se utilizar uma grande quantidade de interruptores de potência, para se conseguir um elevado ganho estático, torna o circuito relativamente complexo e com um custo alto. Outra característica é a necessidade de se utilizar um ciclo de trabalho próximo ao valor unitário, limitando as aplicações desse conversor.

Outra característica desfavorável é a quantidade de capacitores utilizados na estrutura, pois um dos objetivos desse trabalho é a não utilização de capacitores eletrolíticos na topologia, com o intuito de aumentar o tempo de vida útil do circuito. Com isso, se no circuito mostrado na Figura 2.4 fossem utilizados capacitores de polipropileno o custo do protótipo se tornaria inviável quando juntado com o custo dos vários interruptores de potência necessários na topologia.

A topologia do conversor de alto ganho com indutor e capacitor chaveado ou conversor *Cuk* de alto ganho, mostrado na Figura 2.5, pode também ser aplicada a fontes renováveis de energia.



Fonte: (WUHUA LI, 2009).

O conversor mostrado na Figura 2.5 é a união de um conversor com capacitor chaveado e um conversor *Boost* que, quando integrados, podem fornecer um elevado ganho estático de tensão em um circuito menos complexo (WUHUA LI, 2009).

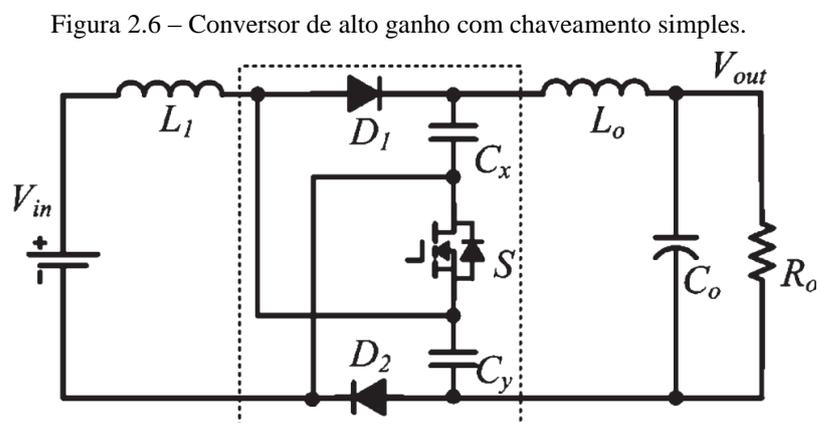
O conversor tem dois indutores, um no lado da entrada e um no lado da saída, que podem minimizar as oscilações nas correntes de entrada e de saída. O ganho de tensão é diretamente proporcional ao número de células capacitivas chaveadas no conversor, pois se utiliza os capacitores, ao invés do indutor, para transferência de energia à carga. Essa característica permite o uso do conversor como divisor de tensão capacitivo.

O ciclo de chaveamento se divide em basicamente dois intervalos. No primeiro, os interruptores estão bloqueados e os capacitores são carregados em série pelo indutor de entrada  $L_{in}$ . Já no segundo, os interruptores estão em condução e os capacitores são descarregados em paralelo através do indutor de saída  $L_{out}$  (WUHUA LI, 2009).

Uma limitação dessa estrutura é a elevada tensão que os diodos  $D_0$ ,  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_3$  são submetidos durante o funcionamento do conversor, aumentando assim as perdas por condução.

Outra característica é a necessidade da utilização de várias células para se atingir o ganho estático proposto nesse trabalho, ou seja, a quantidade de interruptores de potência e o tamanho dos magnéticos tornariam o projeto inviável.

A Figura 2.6 mostra outro exemplo da topologia de conversor de alto ganho com indutor e capacitor chaveado utilizando apenas um interruptor de potência.



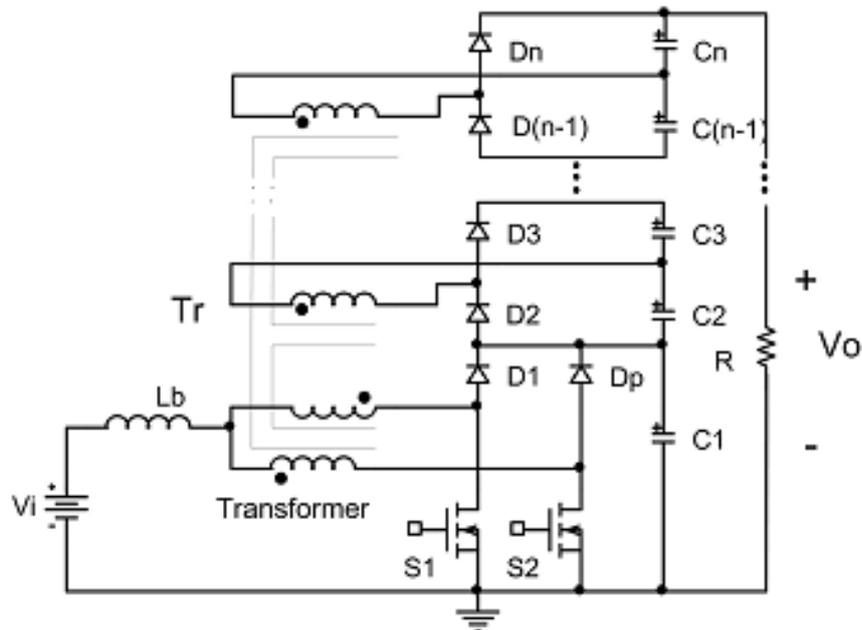
Fonte: (ISMAL, 2008).

O conversor apresentado na Figura 2.6 possui uma célula de alto ganho chaveada – vide o retângulo tracejado – composta por dois diodos, dois capacitores e um interruptor de potência. Essa célula proporciona um aumento no ganho de tensão do conversor e uma redução da sobretensão nos terminais do interruptor. Apesar de a sobretensão do interruptor sofrer redução, essa topologia possui grandes perdas em operações que necessitem de uma

elevada frequência de chaveamento, além da grande quantidade de magnéticos (WUHUA LI, 2011).

A Figura 2.7 mostra o conversor *Boost* de alto ganho baseado em célula de comutação de três estados proposto por (BASCOPE, 2000).

Figura 2.7 – *Boost* de alto ganho baseado em célula de comutação de três estados.



Fonte: (BASCOPE, 2000).

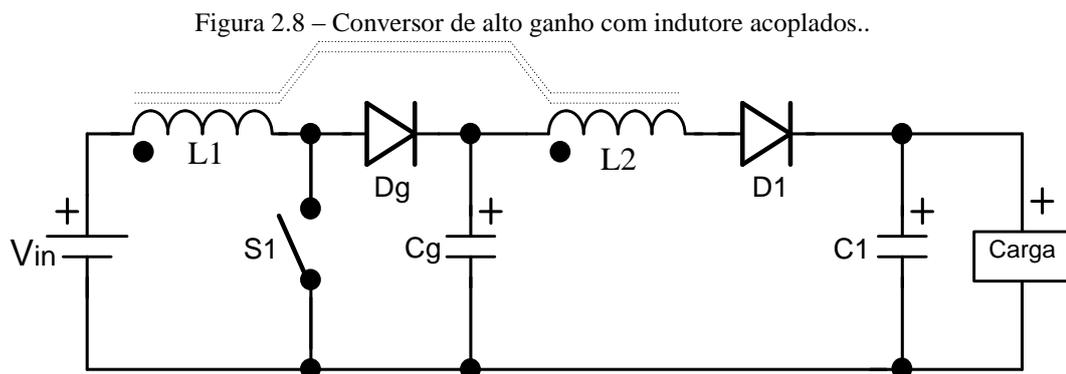
Segundo Bascope (2000), o conversor mostrado na Figura 2.7 tem basicamente quatro etapas. Na primeira, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução e toda energia é armazenada no indutor  $L_b$ . No tocante à segunda etapa, o interruptor  $S_2$  permanece ligado e a energia armazenada em  $L_b$ , juntamente com a energia da fonte de tensão, é transferida para os capacitores de filtro. Já no que tange à terceira, podemos dizer que é semelhante à primeira etapa. Finalmente, na quarta etapa, o interruptor  $S_1$  permanece ligado e toda a energia armazenada em  $L_b$ , juntamente com a energia da fonte de tensão, é transferida para os capacitores de filtro.

As principais vantagens que podem ser enfatizadas desse conversor são: o indutor de entrada trabalha com o dobro da frequência de chaveamento, permitindo redução de peso e de volume; o esforço de tensão sobre os interruptores é menor que a metade da tensão de saída e é naturalmente grampeada pelo capacitor de filtro de saída; a tensão de saída pode ser elevada pelo incremento da relação de transformação sem comprometer o esforço de tensão sobre os

interruptores; e a baixa tensão sobre as chaves permite que sejam utilizados interruptores de potência com baixa resistência, melhorando assim, a eficiência.

Como desvantagens, tem-se que o conversor não pode funcionar apropriadamente para razões cíclicas menores que 0,5 devido aos problemas de indução magnética do transformador (BASCOPE, 2000).

A Figura 2.8 mostra a topologia de um conversor de alto ganho com indutores acoplados.



Fonte: (ZHAO, 2003).

No conversor de alto ganho mostrado na Figura 2.8, o indutor acoplado funciona como um transformador, auxiliando na elevação do ganho estático. O ganho de tensão pode ser estendido de acordo com a configuração das espiras do indutor (ZHAO, 2003).

A energia dissipada pelas indutâncias parasitas do circuito e a sobretensão sobre a interruptor de potência é absorvida pelo diodo  $D_g$  e pelo capacitor  $C_g$ , que agem como um snubber regenerativo, entregando toda essa energia armazenada para a saída.

O conversor de alto ganho com indutores acoplados possui basicamente duas etapas de operação. No instante em que  $S_1$  está fechada, o indutor  $L_1$  é carregado e a tensão de saída é mantida pela energia armazenada em  $C_1$ . No instante que a interruptor abre, toda a energia armazenada em  $L_1$  é refletida para  $L_2$  que, por sua vez, envia essa energia para saída, carregando o capacitor  $C_1$  e alimentando a carga (SILVA, 2010; TSENG et al, 2004).

Pode-se ver com isso que, além da energia refletida em  $L_2$ , a fonte de tensão  $V_{in}$  e a energia absorvida pelo *snubber* regenerativo também contribuem, em menor escala, para o carregamento de  $C_1$  e para a alimentação da saída.

Esse conversor possui basicamente duas características desfavoráveis. A primeira é o elevado pico de tensão que o diodo  $D_1$  é submetido, forçando, em alguns casos, a utilização de diodos de potência mais robustos. A segunda característica desfavorável é a necessidade da

utilização de um *snubber* para proteção do interruptor de potência, pois as ondulações sobre ela são bastante elevadas em alguns casos.

Assim, realizada a análise de todos os conversores estudados nesse capítulo, decidiu-se pela utilização do conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado proposto por (ZHAO, 2003). Essa topologia foi a escolhida devido a não necessidade de uma razão cíclica integral para se obter um elevado ganho estático, pela possibilidade da utilização de capacitores de polipropileno substituindo os capacitores eletrolíticos, por precisar apenas de um interruptor de potência para o seu funcionamento e pela experiência do autor desse trabalho nessa estrutura de conversor.

### 2.3 Análise da topologia escolhida

A topologia escolhida mostrada na Figura 2.8, apesar de ser bastante próxima das necessidades do projeto, ainda apresenta duas características desfavoráveis que precisam ser analisadas.

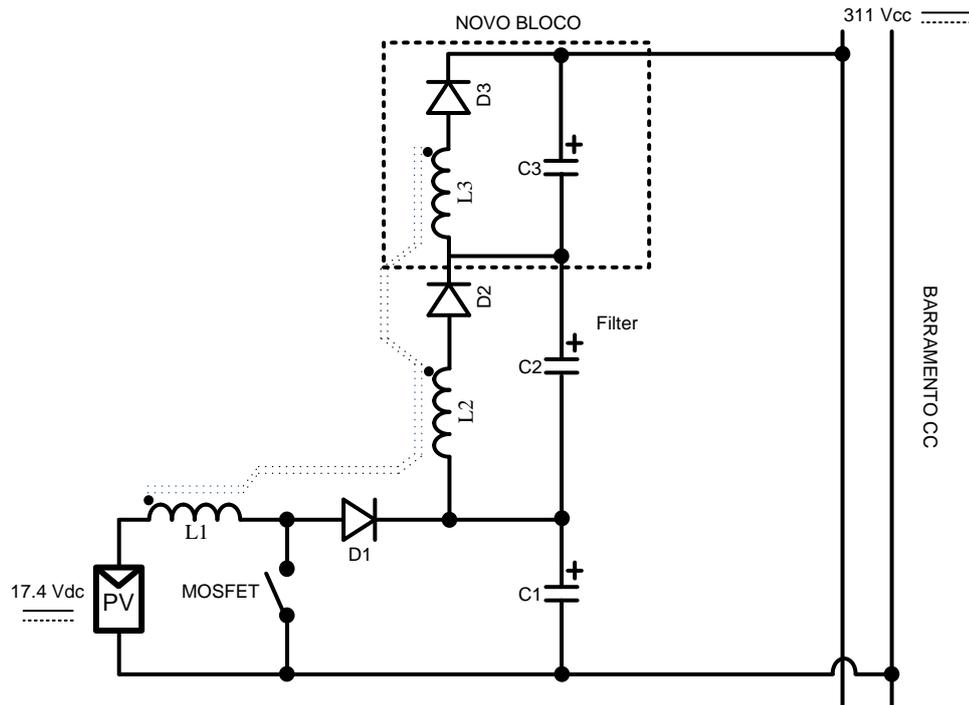
A primeira característica é o elevado valor de tensão que o diodo  $D_1$ , vide Figura 2.8, é submetido quando a tensão de entrada possui um valor baixo.

Esse elevado valor de tensão força a utilização de um diodo que suporte picos de tensão acima de  $1000 V_{cc}$  que, por característica intrínseca, possui uma elevada queda de tensão e uma baixa velocidade de comutação.

Para solucionar esse problema, foi realizada uma modificação na estrutura da topologia original. Resolveu-se dividir a tensão submetida sobre os terminais do diodo pela metade, ou seja, o conjunto indutor de saída, diodos de saída e capacitor de saída ( $L_2$ ,  $D_1$  e  $C_1$  respectivamente) foi dobrado, permitindo assim a utilização de diodos rápidos e com baixa queda de tensão.

A Figura 2.9 mostra a nova estrutura do conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado. O novo bloco pode ser visto em destaque.

Figura 2.9 – Conversor de alto ganho com novo bloco.



Fonte: Autor..

A outra característica desfavorável da topologia escolhida é proveniente da sua utilização em modo de condução contínuo (MCC). Quando testado em MCC, o conversor apresentou uma instabilidade bastante elevada devido a uma ressonância entre a indutância parasita do magnético com a capacitância intrínseca do interruptor. Isso ocorria porque a energia armazenada na indutância do primário não era descarregada totalmente, característica do MCC, durante a transferência de energia entre o indutor do primário e do secundário, gerando a instabilidade e tornando a implementação do circuito bastante difícil.

Para solucionar esse problema, foi decidido que o funcionamento do conversor deveria ser em modo de condução descontínuo (MCD), pois assim seria garantida a descarga total da energia armazenada na indutância e, por sua vez, a estabilidade do sistema.

Verificou-se, assim, que a utilização do modo de condução descontínua fez com que o magnético aumentasse consideravelmente de tamanho devido aos elevados picos de corrente nos indutores, com isso, foi necessário o aumento da frequência de comutação do conversor, que originalmente era de 30 kHz, para 50 kHz com o intuito de diminuir o tamanho do magnético e consequentemente o tamanho da placa.

## 2.4 Considerações finais

Depois do estudo de vários conversores que podem ser aplicados a fontes renováveis de energia, a topologia *Boost* de alto ganho com indutor acoplado foi considerada a estrutura mais próxima, considerando as necessidades do projeto.

Feita uma análise mais profunda da topologia escolhida, descobriram-se duas características desfavoráveis à implementação do conversor na prática.

A primeira característica era a respeito da sobretensão que o diodo de saída estava submetido. Essa situação foi solucionada dobrando o número de componentes do bloco de saída, vide Figura 2.8, e assim dividindo pela metade essa sobretensão.

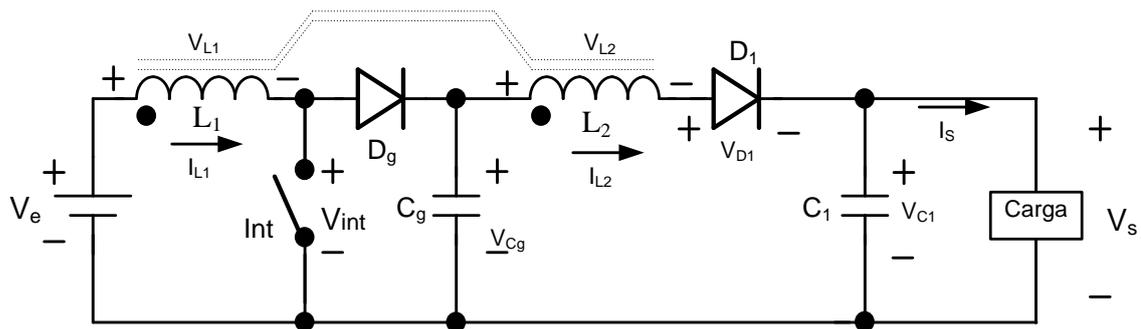
A segunda característica desfavorável foi o funcionamento do conversor em modo de condução contínuo, pois, nesse modo, o conversor apresentava uma elevada ressonância entre a indutância parasita do magnético com a capacitância intrínseca do interruptor, gerando uma instabilidade no sistema. Esse problema foi resolvido trabalhando, dessa vez, com o conversor em modo de condução descontínuo para garantir o descarregamento total da energia armazenada em  $L_1$ , vide Figura 2.8, eliminando a ressonância e garantindo a estabilidade do sistema.

### 3 CONVERSORE CC / CC DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO

O presente capítulo dedica-se ao estudo aprofundado do conversor CC / CC de alto ganho com indutor acoplado brevemente descrito no capítulo anterior. Serão apresentados seus estágios de operação, seu equacionamento completo em modo de condução descontínuo (MCD) e a validação desse equacionamento por simulação.

O conversor analisado nesse capítulo possui a função de injetar corrente elétrica, retirada de um módulo fotovoltaico, em um barramento constante de  $311 V_{cc}$ . Lembrando que foi decidido a não utilização de capacitores eletrolíticos no protótipo, com o objetivo de aumentar o tempo de vida útil do mesmo. A Figura 3.1 mostra o conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado.

Figura 3.1 – Conversor *Boost* de alto ganho com indutor acoplado.



Fonte: Autor.

Para obtermos as formas de onda ideais do conversor e suas principais equações foi considerada a utilização de apenas um indutor na saída,  $L_2$ , pois dessa forma os cálculos e por consequência a análise aprofundada do conversor ficariam mais fáceis.

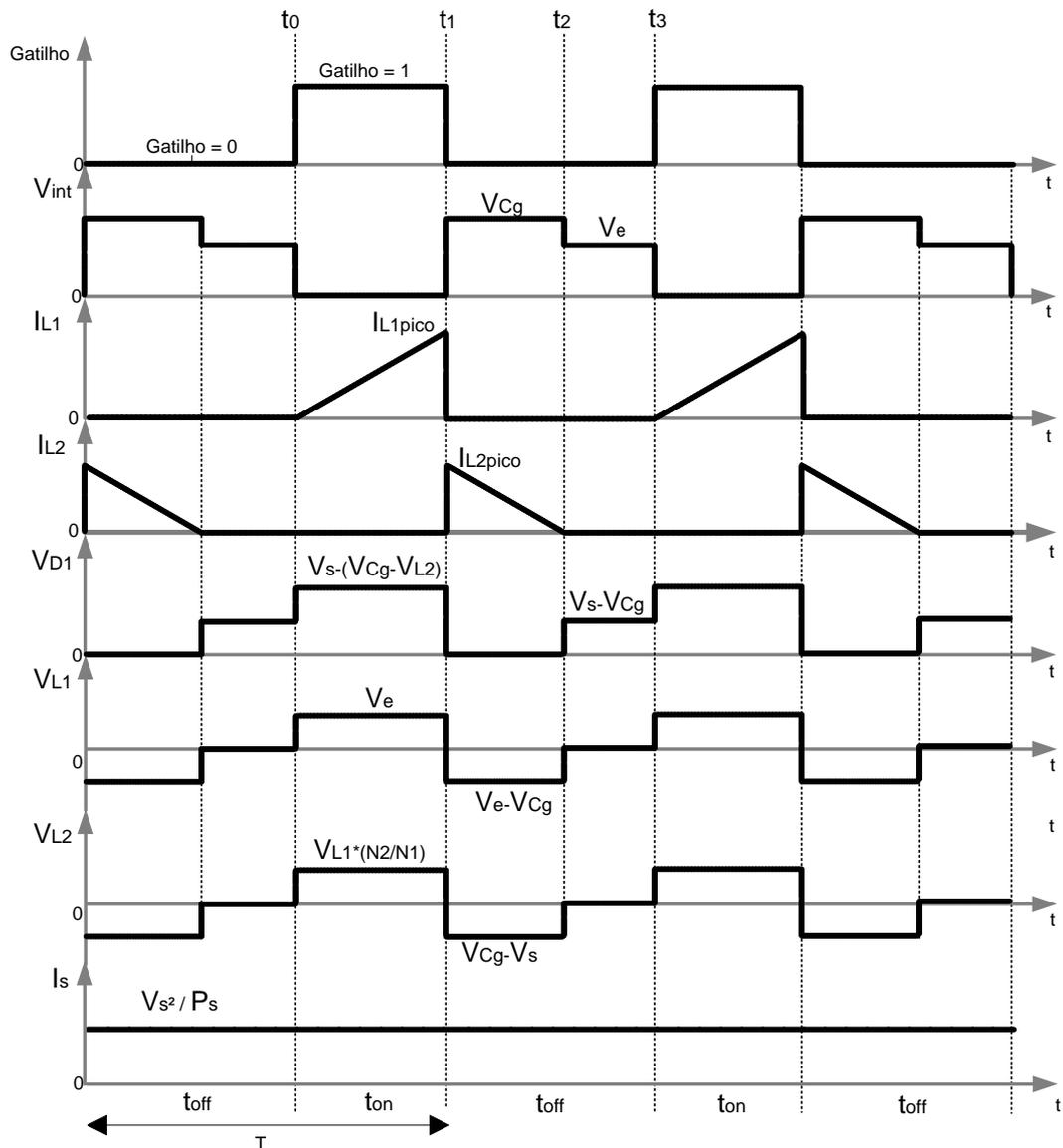
Todas as etapas de operação, as formas de onda teóricas e o dimensionamento em MCD foram realizados seguindo as considerações abaixo:

- Todas as indutâncias parasitas e resistências séries equivalentes foram desconsideradas;
- Os capacitores possuem valores de capacitâncias elevada o bastante para manter as tensões em seus terminais constantes;
- Todas as ondulações nas correntes foram desconsideradas;
- O acoplamento magnético foi considerado unitário.

### 3.1 Formas de onda teóricas do conversor

A Figura 3.2 mostra as principais formas de onda teórica do conversor funcionando em modo de condução descontínuo. São apresentadas as formas de onda do gatilho do interruptor, a tensão sobre os terminais do interruptor ( $V_{int}$ ), tensão e corrente do indutor  $L_1$  ( $V_{L1}$  e  $I_{L1}$ ), tensão e corrente do indutor  $L_2$  ( $V_{L2}$  e  $I_{L2}$ ), tensão sobre o diodo  $D_1$  ( $V_{D1}$ ) e corrente de saída do conversor ( $I_S$ ).

Figura 3.2 – Forma de ondas teóricas do conversor estudado.



Fonte: Autor.

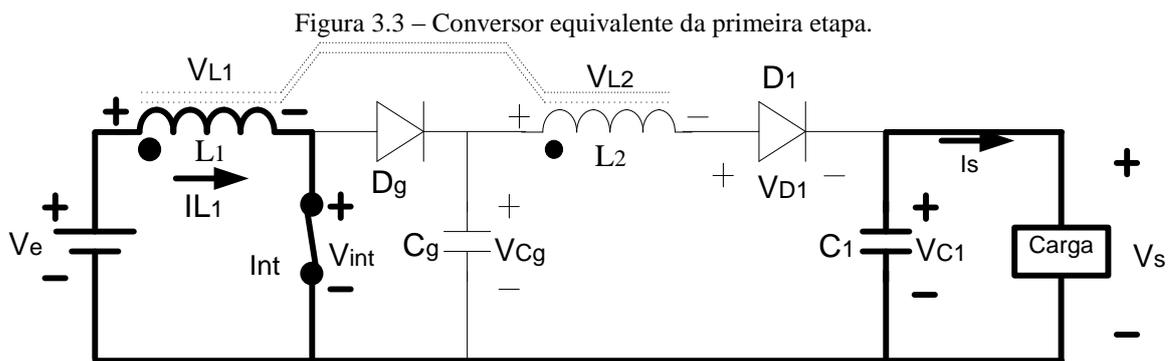
Podemos observar na Figura 3.2 que todas as formas de ondas possuem em seus valores máximos ou mínimos as equações básicas para a determinação dos valores algébricos. No próximo tópico o equacionamento básico do conversor será discutido com mais detalhes.

### 3.2 Etapas de operação

O conversor apresenta três etapas de operação. Em cada etapa será realizada uma análise teórica do comportamento do conversor, mostrando o estado momentâneo do mesmo e equacionando os seus principais valores. Os valores de tensão sobre os terminais do diodo  $D_g$  não serão mostrados, pois seu comportamento é semelhante ao comportamento do diodo  $D_1$ .

#### 3.2.1 Primeira etapa $[t_0, t_1]$

Nessa etapa, o interruptor entra em condução e por consequência o indutor  $L_1$  é carregado. A tensão de saída,  $V_s$ , é mantida pelo capacitor  $C_1$  como podemos ver na Figura 3.3 que mostra o circuito momentâneo da primeira etapa.



Fonte: Autor.

Os setores do circuito que estão em negrito mostram os locais por onde existe circulação de corrente. Nessa etapa, a corrente  $I_{L1}$ , originada da fonte de entrada, carrega o indutor  $L_1$  e a corrente  $I_s$ , originada do capacitor  $C_1$ , alimenta a carga da saída.

As equações (3.1), (3.2) e (3.3) mostram os valores da tensão sobre os terminais do indutor  $L_1$ , do capacitor  $C_1$  e do indutor  $L_2$  respectivamente.

$$V_{L_1} = V_e \quad (3.1)$$

$$V_{C_1} = V_s \quad (3.2)$$

$$V_{L_2} = V_{L_1} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (3.3)$$

Onde,

- $V_e$  – Tensão de entrada do conversor;
- $V_s$  – Tensão de saída do conversor;
- $V_{L2}$  – Tensão sobre os terminais do indutor  $L_2$ ;
- $N_1$  – Número de espira do primário;
- $N_2$  – Número de espiras do secundário.

As equações (3.1), (3.2) e (3.3) podem ser facilmente entendidas analisando o circuito equivalente mostrado na Figura 3.3. A tensão sobre o diodo  $D_1$  pode ser encontrada seguindo a equação (3.4).

$$V_{D_1} = V_s - (V_{C_g} - V_{L_2}) \quad (3.4)$$

Onde,

$V_{C_g}$  – Tensão sobre o capacitor de grampeamento  $C_g$ .

O equacionamento mostrado em (3.4) pode ser analisado da seguinte forma: A tensão sobre o diodo  $D_1$  é dada pela diferença de potencial entre  $V_s$  e a soma das tensões de  $V_{C_g}$  e  $V_{L_2}$ . Nessa etapa, as tensões de  $V_{C_g}$  e  $V_{L_2}$  se subtraem devido a inversão de polarização que o indutor  $L_2$  tem em relação ao capacitor  $C_g$ . Essa inversão é uma característica própria dos conversores do tipo *Flyback* (BARBI, 2007).

Tendo em vista que para o projeto proposto os valores de  $V_s$  e  $V_{L_2}$  são elevados podemos considerar que o diodo  $D_1$  está submetido a um elevado valor de tensão. Assim, a equação (3.4) nos mostra a necessidade da utilização de diodos específicos para elevados valores de tensão.

A tensão sobre o capacitor de grampeamento pode ser determinada considerando que  $C_g$  seria o capacitor de saída da topologia do *Boost* clássico, ou seja, seu valor é determinado pelo ganho estático dessa topologia em modo de condução descontínuo. A equação (3.5) mostra esse ganho estático.

$$V_{C_g} = V_{Boost} = \frac{V_e}{1-D} \quad (3.5)$$

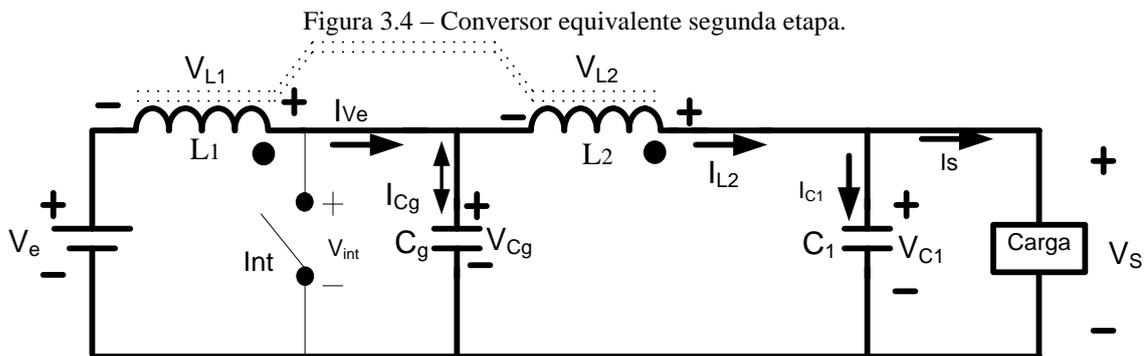
Onde,

$D$  – Ciclo de trabalho do conversor.

### 3.2.2 Segunda etapa [t1, t2]

Nessa etapa, o interruptor de potência é bloqueado e o indutor  $L_1$  transfere a sua energia armazenada para o indutor  $L_2$  que por consequência se carrega. A manutenção da tensão de saída  $V_S$  e o carregamento do capacitor  $C_1$  são realizados pela corrente fornecida pelo indutor  $L_2$  e pela fonte de entrada.

O capacitor de grampeamento  $C_g$  é carregado, principalmente, pela corrente provinda da fonte de entrada, mas também recebe uma componente adicional, que é referente à energia armazenada na indutância parasita de  $L_1$ . Devido a essa energia adicional e ao seu rápido carregamento, o capacitor  $C_g$  também contribui no valor total da corrente de saída. A Figura 3.4 mostra o circuito momentâneo da segunda etapa.



Fonte: Autor.

Os setores do circuito que estão em **negrito** mostram os locais por onde existe circulação de corrente. Nessa etapa, a corrente  $I_{L2}$ , originada do descarregamento do indutor  $L_2$ , a corrente  $I_{V_e}$ , originada da fonte de entrada e a corrente  $I_{C_g}$ , originada do capacitor de grampeamento, são enviadas para a saída com o propósito de manter o valor de sua tensão constante além de carregar o capacitor  $C_1$ .

As equações (3.6) e (3.7) mostram os valores da tensão sobre os terminais do indutor  $L_1$  e do interruptor de potência respectivamente.

$$V_{L_1} = V_e - V_{C_g} \quad (3.6)$$

$$V_{int} = V_{C_g} \quad (3.7)$$

A equação (3.6) mostra que o valor da tensão sobre  $L_1$  é negativo tendo em vista que o valor de  $V_{C_g}$  é maior que o de  $V_e$ . Isso ocorre porque ao transferir a energia armazenada para

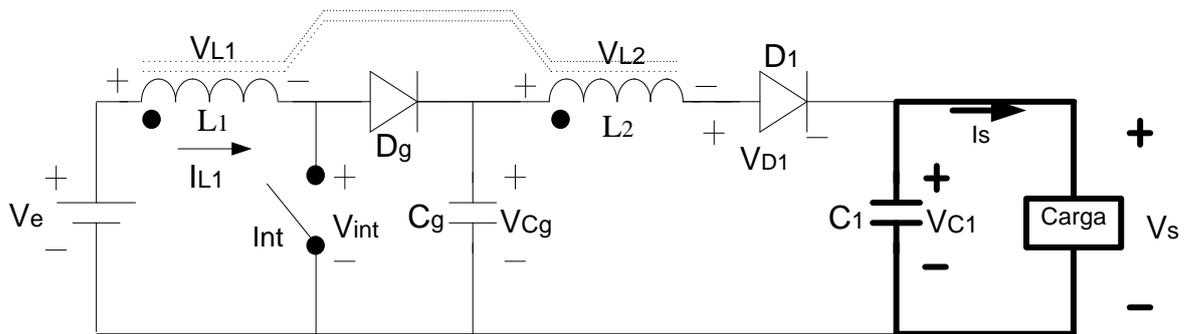
$L_2$ , o indutor  $L_1$  se polariza inversamente para que a corrente em  $L_2$  seja positiva. Essa inversão de polaridade é bastante comum nos conversores do tipo *Flyback* (HART, 2012).

A equação (3.7) pode ser facilmente entendida analisando o circuito equivalente mostrado na Figura 3.4. O valor da tensão sobre os terminais do indutor  $L_2$  e sobre os terminais do capacitor de grampeamento podem ser encontrados utilizando o mesmo raciocínio da equação (3.3) e (3.5) respectivamente.

### 3.2.3 Terceira etapa [t2, t3]

Nessa etapa o interruptor ainda encontra-se bloqueado e os indutores  $L_1$  e  $L_2$  estão totalmente descarregados com suas tensões iguais a zero. A manutenção da tensão de saída  $V_s$  é realizada apenas pela corrente provinda do capacitor  $C_1$ , pois os diodos  $D_g$  e  $D_1$  estão bloqueados novamente, ou seja, a corrente provinda da fonte de entrada não interfere no valor final da corrente de saída. A Figura 3.5 mostra o circuito momentâneo da terceira etapa.

Figura 3.5 – Circuito equivalente da terceira etapa.



Fonte: Autor.

Os setores do circuito que estão em negrito mostram os locais por onde existe circulação de corrente. As tensões sobre o interruptor de potência e o diodo  $D_1$  são mostradas nas equações (3.8) e (3.9) respectivamente.

$$V_{C_g} = V_e \quad (3.8)$$

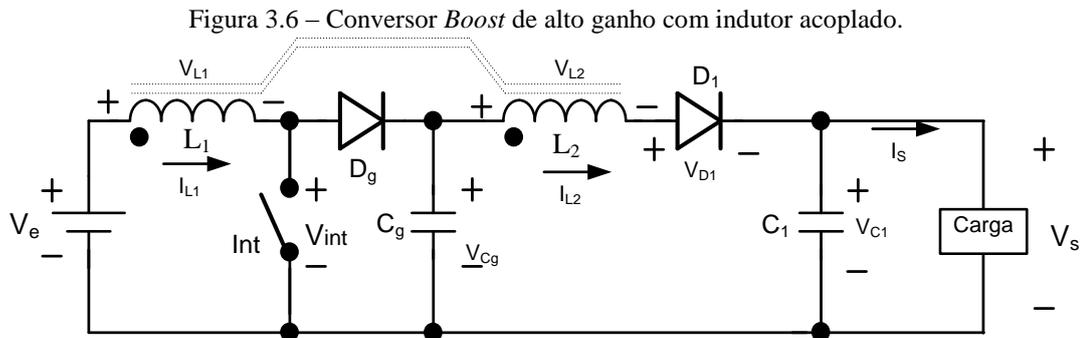
$$V_{D_1} = V_s - V_{C_g} \quad (3.9)$$

As equações (3.8) e (3.9) podem ser facilmente entendidas observando o circuito equivalente mostrado na Figura 3.5. Após o terceiro estágio, o conversor inicia o seu ciclo repetindo-se todos os processos já descritos.

A seguir mostraremos os equacionamentos gerais do indutor utilizando o modo de condução descontínuo.

### 3.3 Equacionamento do conversor proposto

Nesse tópico mostraremos todo o procedimento realizado para determinar os valores dos componentes principais do circuito. A Figura 3.6 apresenta novamente o conversor *Boost* com indutor acoplado.



Fonte: Autor.

#### 3.3.1 Dimensionamento das indutâncias em MCCrit

Para o cálculo dos valores das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  foi considerado que o conversor estaria funcionando em modo de condução crítico (MCCrit). Essa consideração foi necessária tendo em vista que as indutâncias calculadas precisavam suportar situações desfavoráveis de funcionamento, ou seja, o cálculo em MCCrit garantia a robustez necessária para o conversor.

Observando a Figura 3.6 é possível retirar que a equação geral para a tensão de saída do conversor é dada pela equação (3.10).

$$V_s = V_{Boost} - VL_2 \quad (3.10)$$

Onde,

$$V_{Boost} = V_e \cdot \frac{1}{1-D} \quad (3.11)$$

$$VL_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot VL_1 \quad (3.12)$$

Substituindo as equações (3.11) e (3.12) na equação (3.10) tem-se:

$$V_s = \frac{V_e}{1-D} + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{L_1} \quad (3.13)$$

A tensão sobre os terminais do indutor  $L_1$  pode ser expressa pela equação (3.14).

$$V_{L_1} = V_{Boost} - V_e \quad (3.14)$$

Substituindo a equação (3.11) na equação (3.14) tem-se:

$$V_{L_1} = \frac{V_e}{1-D} - V_e \quad (3.15)$$

Substituindo a equação (3.15) na equação (3.13) encontraremos a equação final da tensão de saída em função dos valores conhecidos de projeto. A equação (3.16) descreve a fórmula final.

$$V_s = \frac{V_e}{1-D} + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_e \left( \frac{1}{1-D} - 1 \right) \quad (3.16)$$

Para descobrirmos o valor das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  precisamos determinar a relação entre o número de espira do primário e do secundário (relação de transformação). Com isso, rearranjando o equacionamento de (3.16) é possível chegar à equação (3.17).

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{V_s - \left(\frac{V_e}{1-D}\right)}{V_e \left(\frac{1}{1-D} - 1\right)} \quad (3.17)$$

Para determinar o valor algébrico da relação de transformação foi considerado o pior caso para o funcionamento do conversor, pois assim garantiríamos a robustez do protótipo. A Tabela 3.1 mostra os valores de projeto adotados considerando o pior caso (sombreamento do módulo).

Tabela 3.1 – Valores adotados para o dimensionamento da relação de transformação.

Variável	Valor	Descrição
D = Dmax	0,5	Ciclo de trabalho máximo
Vs	311 Vcc	Tensão de saída nominal
Ve = Vemin	10 Vcc	Tensão de entrada mínima

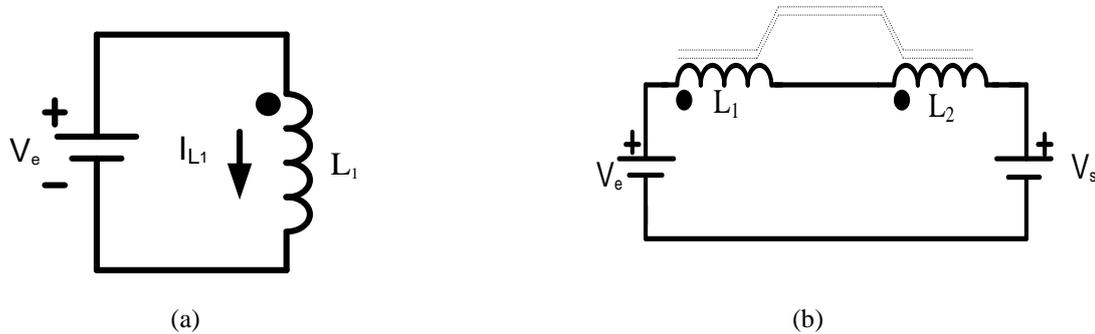
Fonte: Autor.

Com os valores descritos acima pode-se calcular a relação de transformação obtida na equação (3.17). A equação (3.18) mostra esse cálculo.

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{311 - \left(\frac{10}{1-0,5}\right)}{10 \cdot \left(\frac{1}{1-0,5} - 1\right)} \cong 29 \rightarrow N_2 = 29 \cdot N_1 \quad (3.18)$$

Após a determinação da relação de transformação, temos que obter a equação que descreve o valor da indutância do primário. Para isso foram analisados os circuitos da Figura 3.7 (a) e (b) que mostram os circuitos equivalentes no momento que o interruptor de potência entre em condução e bloqueia, respectivamente.

Figura 3.7 – (a) Circuito equivalente do conversor com o interruptor em condução e (b) circuito equivalente do conversor com o interruptor em bloqueio.



Fonte: Autor.

A Figura 3.7 (a) mostra que no momento que o interruptor entre em condução, toda a potência gerada na fonte de entrada é transferida para o indutor do primário e conseqüentemente o carregando. A equação (3.19) descreve matematicamente a corrente de pico que passa através do indutor  $L_1$ .

$$I_{L_1 \text{ pico}} = \frac{V_e \cdot ton}{L_1} \quad (3.19)$$

Onde,

$ton$  - Tempo de permanência do interruptor em condução.

A Figura 3.7 (b) demonstra que no momento que o interruptor é bloqueado, a energia fornecida para a saída é proveniente da energia transferida do indutor  $L_1$  para o indutor  $L_2$  e da energia vinda da fonte de tensão da entrada. A equação (3.20) descreve matematicamente esse fornecimento de energia.

$$E_{saída} = E_{L_1} + E_{V_e} \quad (3.20)$$

Onde,

$E_{saída}$  - Energia total fornecida para a saída;

$E_{L_1}$  - Energia proveniente da transferência entre  $L_1$  e  $L_2$ ;

$E_{V_e}$  - Energia proveniente da tensão de entrada.

Analisando a equação (3.19) e a Figura 3.7 (a) facilmente chega-se na equação (3.21) que descreve matematicamente a energia armazenada no indutor do primário.

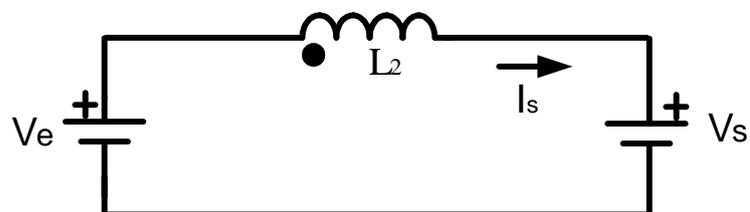
$$E_{L_1} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{L_1\text{ pico}}^2 \quad (3.21)$$

Substituindo a equação (3.19) na equação (3.21) teremos a equação (3.22) que mostra a representação final da energia transferida do indutor  $L_1$  para o indutor  $L_2$ .

$$E_{L_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_e^2 \cdot ton^2}{L_1} \quad (3.22)$$

A energia proveniente da tensão de entrada requer uma análise mais aprofundada do circuito. Para descobrirmos esse valor é necessária a análise da Figura 3.8 que mostra o circuito equivalente após a transferência de energia entre as indutâncias.

Figura 3.8 – Circuito equivalente após a transferência de energia de  $L_1$  para  $L_2$ .



Fonte: Autor.

No momento que toda a energia armazenada em  $L_1$  é transferida para  $L_2$  e consequentemente acontece a descarga de  $L_1$ , o circuito possuirá apenas a indutância  $L_2$  que descarregará sua corrente para a saída juntamente com a fonte de tensão da entrada.

Devido a necessidade de mantermos o cálculo em função do valor da indutância do primário, precisamos determinar a relação entre as indutância do primário e secundário. Para determinarmos essa relação utilizamos o seguinte raciocínio.

Considerando a relação de impedâncias entre duas indutâncias em um transformador ideal teremos a equação (3.23) e (3.24).

$$L_1 = N_1^2 \cdot \frac{L_2}{N_2^2} \quad (3.23)$$

$$L_2 = N_2^2 \cdot \frac{L_1}{N_1^2} \quad (3.24)$$

Tanto a equação (3.23) quanto a (3.24) mostram que a relação entre as impedâncias, nesse caso apenas as indutâncias, podem ser expressas usando uma constante que chamaremos de constante de reflexão.

A constante de reflexão é um valor baseado nas características gerais do transformador ideal, como a permeabilidade do magnético, o entreferro utilizado, a área da seção por onde o fluxo magnético passa, entre outras. Essas características, quando simplificadas, tornam-se as constantes  $\frac{L_2}{N_2^2}$  ou  $\frac{L_1}{N_1^2}$  que normalmente aparecem na literatura. Todo o equacionamento realizado para chegarmos à equação (3.23) e (3.24) pode ser visto em (MCLYMAN, 2004).

A equação (3.25) e (3.26) mostram a relação entre as impedâncias em função da constante de reflexão.

$$L_1 = N_1^2 \cdot \boxed{\frac{L_2}{N_2^2}} \rightarrow L_1 = N_1^2 \cdot Cr_2 \quad (3.25)$$

$$L_2 = N_2^2 \cdot \boxed{\frac{L_1}{N_1^2}} \rightarrow L_2 = N_2^2 \cdot Cr_1 \quad (3.26)$$

Onde,

$Cr_1$  - Constante de reflexão do secundário;

$Cr_2$  - Constante de reflexão do primário.

As equações (3.23) a (3.26) mostram a relação de transformação entre duas indutâncias em um transformador ideal, ou seja, não existe um armazenamento de energia nos terminais dessas indutâncias, portanto, o indutor do primário simplesmente repassa a corrente que está fluindo através de seus terminais para o secundário, respeitando sempre a relação de espiras.

Para dois indutores acoplados essa relação de transformação possui uma alteração, pois, nesse caso, existe o armazenamento de energia suas indutâncias. Esse armazenamento

proporciona um elevado ganho de energia quando é realizada a transferência da energia entre os indutores acoplados. Essa alteração é mostrada nas equações (3.27) e (3.28).

$$L_1 = (N_1 + N_2)^2 \cdot Cr_2 \quad (3.27)$$

$$L_2 = (N_1 + N_2)^2 \cdot Cr_1 \quad (3.28)$$

Onde  $(N_1 + N_2)^2$  nada mais é do que a representação matemática do ganho proporcionado pelo armazenamento de energia entre as indutâncias acopladas. Considerando que precisamos deixar todas as equações em função da indutância do primário foi escolhido a utilização da equação (3.28) para os cálculos.

Substituindo o valor da constante de reflexão  $Cr_1$  na equação (3.28) obtemos a equação (3.29) que mostra a indutância  $L_2$  em função da indutância  $L_1$ .

$$L_2 = (N_1 + N_2)^2 \cdot Cr_1 \rightarrow L_2 = (N_1 + N_2)^2 \cdot \frac{L_1}{N_1^2} \quad (3.29)$$

Descoberto o valor da relação de transformação entre  $L_1$  e  $L_2$ , precisamos analisar novamente a Figura 3.8. A energia proveniente da fonte de tensão de entrada pode ser expressa segundo a equação (3.30).

$$E_{Ve} = V_e \cdot I_s \cdot toff \quad (3.30)$$

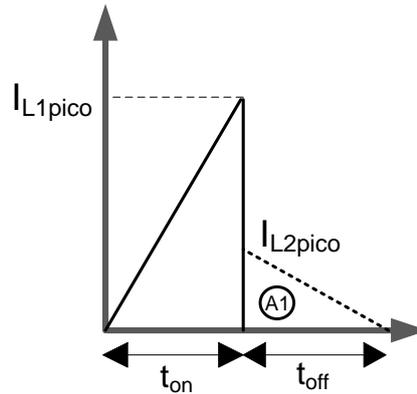
Onde,

*toff* - Tempo de permanência do interruptor bloqueado;

$I_s$  - Corrente total média da saída;

A equação (3.30) pode ser facilmente adquirida aplicando as leis de circuito básico na Figura 3.8. Para descobrirmos o valor de  $I_s$  precisamos observar a Figura 3.9 que mostra o comportamento das correntes do primário e secundário em um ciclo de funcionamento do conversor. Lembrando que todo o equacionamento realizado até o momento está considerando que o conversor está em MCCrit.

Figura 3.9 – Comportamento das corrente nas indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  em um ciclo.



Fonte: Autor.

A Figura 3.9 mostra o comportamento de carga e descarga das indutâncias do circuito. Observando o circuito da Figura 3.8 e as formas de onda da Figura 3.9 podemos determinar que a corrente total média da saída pode ser expressa pela a área ( $A_1$ ) do gráfico da corrente que flui através de  $L_2$  dividido pelo tempo. A equação (3.31) mostra essa corrente em função da área do gráfico.

$$I_s = \frac{A_1}{t_{off}} = \frac{I_{L2\text{pico}} \cdot t_{off}}{2 \cdot t_{off}} = \frac{I_{L2\text{pico}}}{2} \quad (3.31)$$

Onde,

$I_{L2\text{pico}}$  - Corrente de pico do indutor  $L_2$ .

$I_s$  - Corrente total média da saída

Substituindo a equação (3.31) na equação (3.30) obtêm-se a equação (3.32) que mostra a componente da energia fornecida pela fonte de tensão da entrada para a saída em função da corrente de pico do indutor  $L_2$ .

$$E_{V_e} = V_e \cdot \frac{I_{L2\text{pico}}}{2} \cdot t_{off} \quad (3.32)$$

Utilizando a equação geral da corrente em uma indutância chegamos à equação (3.33) que mostra o valor de pico da corrente do secundário em função dos valores conhecidos de projeto.

$$I_{L2_{pico}} = \frac{(V_s - V_e) \cdot t_{off}}{L_2} \quad (3.33)$$

Substituindo a equação (3.33) na equação (3.32) teremos a equação (3.34)

$$E_{V_e} = V_e \cdot \frac{(V_s - V_e) \cdot t_{off}}{2 \cdot L_2} \cdot t_{off} \quad (3.34)$$

Utilizando a equação (3.29) na equação (3.34) obtemos a equação (3.35) que representa o equacionamento final, para modo de condução crítico, da energia provida da fonte de tensão da entrada.

$$E_{V_e} = \frac{V_e \cdot t_{off}^2}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{N_1^2}{(N_1 + N_2)^2} \cdot (V_s - V_e) \quad (3.35)$$

Substituindo a equação (3.22) e (3.35) na equação (3.20) teremos a fórmula geral da energia total fornecida para a saída. A equação (3.36) mostra esse cálculo.

$$E_{saída} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_e^2 \cdot t_{on}^2}{L_1} + \frac{V_e \cdot t_{off}^2}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{N_1^2}{(N_1 + N_2)^2} \cdot (V_s - V_e) \quad (3.36)$$

Considerando que,

$$E_{saída} = Pot_s \cdot T \quad (3.37)$$

$$t_{on} = D \cdot T \quad (3.38)$$

$$t_{off} = (1 - D) \cdot T \quad (3.39)$$

Onde,

$Pot_s$  – Potência de saída do conversor;

$T$  – Período de comutação.

Substituindo as equações (3.37), (3.38) e (3.39) na equação (3.36), realizando algumas simplificações e isolando a variável  $L_1$ , obtemos a equação (3.40) que mostra a fórmula final para encontrar o valor da indutância do primário.

$$L_1 = \frac{V_e \cdot T}{2 \cdot Pot_s} \cdot \left[ V_e \cdot D^2 + \frac{N_1^2 \cdot (1-D)^2}{(N_1 + N_2)^2} \cdot (V_s - V_e) \right] \quad (3.40)$$

Para determinarmos o valor da indutância do primário os valores das variáveis serão substituídos levando em consideração o pior caso, pois assim será garantindo a robustez do conversor. A Tabela 3.2 mostra esses valores.

Tabela 3.2 – Valores adotados para a determinação da indutância  $L_1$ .

Variável	Valor	Descrição
$D = D_{max}$	0,5	Ciclo de trabalho máximo
$V_s$	311 Vcc	Tensão de saída nominal
$V_e = V_{emin}$	10 Vcc	Tensão de entrada mínima
$N_2$	$29 \times N_1$	Relação de transformação
$T$	20 $\mu$ s	Período de comutação
$Pot_s$	100 W	Potência de saída nominal

Fonte: Autor.

Substituindo os valores da Tabela 3.2 na equação (3.40) tem-se o valor da indutância do primário para o pior caso. A equação (3.41) mostra esse valor.

$$L_1 = \frac{10 \cdot 20 \mu}{2 \cdot 100} \cdot \left[ 10 \cdot (0.5)^2 + \frac{(1-0.5)^2}{(30)^2} \cdot (311-10) \right] = 2.583 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (3.41)$$

Para encontrar o valor da indutância do secundário foi utilizada a equação (3.22) considerando a relação de transformação definida na Tabela 3.2. A equação (3.42) mostra esse valor

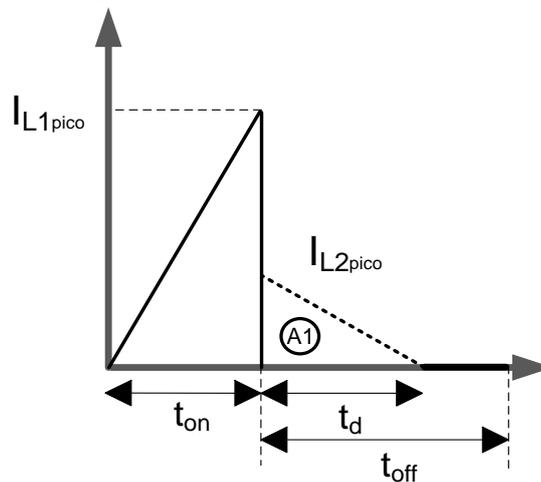
$$L_2 = \left( \frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2 \cdot L_1 = \left( \frac{30 \cdot N_1}{N_1} \right)^2 \cdot L_1 = 2.34 \times 10^{-3} \text{ H} \quad (3.42)$$

No próximo tópico será mostrado o equacionamento do conversor em modo de condução descontínuo (MCD) levando em consideração as indutâncias calculadas. O projeto completo do magnético utilizado no protótipo de teste está mostrado no Apêndice A desse trabalho.

### 3.3.2 Equacionamento do conversor em MCD

A Figura 3.10 mostra as correntes que atravessam os indutores  $L_1$  e  $L_2$  para o modo de condução descontínuo.

Figura 3.10 – Comportamento das corrente nas idutâncias  $L_1$  e  $L_2$  em MCD.



Fonte: Autor.

Podemos observar na Figura 3.10 que em modo de condução descontínuo o tempo de descarga do indutor  $L_2$  ( $t_d$ ) não coincide com o tempo de permanência do interruptor bloqueado ( $t_{off}$ ). Devido a isso, as equações descritas no tópico anterior devem ser atualizadas para essa nova situação. Todo o equacionamento está baseado nas Figuras 3.7 e 3.8 que permanecem inalteradas.

O primeiro passo para as atualizações dos valores das equações descritas no modo de condução crítico deve ser a determinação do tempo de descarga de  $L_2$  ( $t_d$ ), pois esse valor é imprescindível para o restante do cálculo.

Para determinarmos o tempo de descarga de  $L_2$ , a equação (3.33) deve ser rescrita como mostrado na equação (3.43).

$$I_{L2_{picoMCD}} = \frac{(V_s - V_e) \cdot td}{L_2} \quad (3.43)$$

Rearranjando a equação (3.43) para isolar a variável  $td$  obtemos a equação (3.44).

$$t_d = \frac{L_{equ} \cdot I_{L2_{picoMCD}}}{(V_s - V_e)} \quad (3.44)$$

A equação (3.44) mostra o tempo de descarga de  $L_2$  em função da corrente de pico do secundário. Como não se tem o valor de  $I_{L2_{picoMCD}}$ , é necessário que encontremos uma relação entre a corrente de pico do primário, corrente essa que matem sua equação inalterada, com a corrente de pico do secundário. A equação (3.45) mostra essa relação.

$$I_{L2_{picoMCD}} = \frac{I_{L1_{pico}} \cdot N_1}{(N_1 + N_2)} \quad (3.45)$$

Essa relação pode ser retirada seguindo o mesmo raciocínio utilizado no equacionamento da relação de transformação para duas indutâncias acoplados no mesmo magnético.

Com a relação descrita, substitui-se a equação (3.45) na equação (3.44) com o intuito de encontrar a relação entre a variável de descarga com a corrente de pico do primário. A equação (3.46) descreve essa relação.

$$td = \frac{L_2 \times I_{L1_{pico}} \cdot N_1}{(V_s - V_e) \cdot (N_1 + N_2)} \quad (3.46)$$

Substituindo a equação (3.19) na equação (3.46) tem-se a equação (3.47).

$$t_d = \frac{L_2 \cdot V_e \cdot N_1 \cdot D_{MCD} \cdot T}{(V_s - V_e) \cdot L_1 \cdot (N_1 + N_2)} \quad (3.47)$$

Substituindo a equação (3.29), equação que descreve a relação entre a indutância equivalente e o indutor do primário, na equação (3.47) e simplificando o resultado, obtém-se a equação (3.48).

$$t_d = \frac{V_e \cdot D_{MCD} \cdot T \cdot (N_1 + N_2)}{(V_s - V_e) \cdot N_1} \quad (3.48)$$

Com a equação da variável  $td$  descrita, Podemos calcular então a equação geral da energia fornecida para a saída no modo de condução descontínuo. A equação (3.49) mostra a fórmula.

$$E_{saída_{mcd}} = E_{L1_{mcd}} + E_{V_{e_{mcd}}} \quad (3.49)$$

A equação (3.49) é bastante semelhante com a equação (3.20), fórmula que descreve a energia fornecida para a saída em modo de condução crítico, a única diferença entre as duas está localizada na segunda componente da equação ( $E_{V_{Emcd}}$ ), pois como já descrito anteriormente, o tempo  $t_{off}$  é substituído por  $t_d$ .

Atualizando a equação (3.35) para o modo de condução descontínuo chegamos a equação (3.50) que descreve a segunda componente para MCD.

$$E_{V_e} = \frac{V_e \cdot td^2}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{N_1^2}{(N_1 + N_2)^2} \cdot (V_s - V_e) \quad (3.50)$$

Todo o cálculo foi realizado seguindo o mesmo raciocínio utilizado para o modo de condução crítico. Logo, substituindo as equações (3.22), (3.37), (3.38), (3.48) e (3.50) na equação (3.49) e realizando algumas simplificações, chega-se a fórmula geral da energia total fornecida para saída em MCD. A equação (3.51) descreve essa fórmula.

$$Pot_s = \frac{V_e^2 \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_1} \cdot \left[ 1 + \frac{V_e}{(V_s - V_e)} \right] \quad (3.51)$$

No tópico a seguir, serão calculados os principais valores do equacionamento do conversor em modo de condução descontínuo.

### 3.3.3 Solução do equacionamento do conversor em MCD

O primeiro valor a ser calculado será o ciclo de trabalho nominal. Para determinar o valor do ciclo de trabalho, basta isolarmos ele na equação (3.51) e substituir os valores das variáveis mostrado na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Valores adotados para a determinação dos resultados em MCD.

Variável	Valor	Descrição
$V_s$	311 Vcc	Tensão de saída nominal
$V_e$	17 Vcc	Tensão de entrada nominal
$Pot_s$	100 W	Potência de saída nominal
$T$	20 $\mu$ s	Período de comutação
$L_1$	2,583 $\mu$ H	Indutância do primário
$L_2$	2,34m H	Indutância do secundário
$N_2$	29x $N_1$	Relação de transformação

Fonte: Autor.

A equação (3.52) mostra o valor encontrado para o ciclo de trabalho nominal do conversor funcionando em modo de condução descontínuo.

$$D_{\text{nominal}} = \sqrt{\frac{Pot_s \cdot 2 \cdot L_1}{V_e^2 \cdot T \cdot \left[1 + \frac{V_e}{(V_s - V_e)}\right]}} = \sqrt{\frac{100 \cdot 2 \cdot 2,583\mu}{17^2 \cdot 20\mu \cdot \left[1 + \frac{17}{(311 - 17)}\right]}} = 0,29 \quad (3.52)$$

Com a determinação do ciclo de trabalho nominal do conversor proposto é possível, agora, determinar os valores das correntes de pico nominais que passam através das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ .

Substituindo os valores da Tabela 3.3 e o resultado da equação (3.53) obtêm-se a equação (3.53) que descreve o valor da corrente de pico do primário em MCD.

$$I_{L1_{\text{pico}}MCD} = \frac{V_e \cdot D_{\text{nominal}} \cdot T}{L_1} = \frac{17 \cdot 0,29 \cdot 20\mu}{2,583\mu} = 38,26 \text{ A} \quad (3.53)$$

Para obtermos o valor da corrente de pico do secundário é necessário determinarmos o valor da variável  $t_d$ . Portanto, o valor encontrado na equação (3.52) mais os valores estabelecidos na Tabela 3.3 foram substituídos na equação (3.48) com o objetivo de encontrarmos o valor do tempo de descarga no MCD. A equação (3.54) mostra esse valor.

$$t_d = \frac{V_e \cdot D_{MCD} \cdot T \cdot (N_1 + N_2)}{(V_s - V_e) \cdot N_1} = \frac{17 \cdot 0,29 \cdot 20\mu \cdot (30)}{(311 - 17)} = 10,12\mu \text{ s} \quad (3.54)$$

Substituindo os valores da equação (3.54) e da Tabela 3.3 na equação (3.44) obtêm-se a equação (3.55) que descreve o valor da corrente de pico do secundário em MCD.

$$I_{L2_{\text{picoMCD}}} = \frac{(V_s - V_e) \cdot td}{L_2} = \frac{(311 - 17) \cdot 10,12 \mu}{2,34 \cdot 10^{-3}} = 1,27 \text{ A} \quad (3.55)$$

As fórmulas (3.56) e (3.57) mostram as equações da reta utilizadas no cálculo das corrente eficazes das indutâncias do conversor.

$$I_{L1_{\text{picoMCD}}}(t) = \frac{V_e \cdot t}{L_1} \quad (3.56)$$

$$I_{L2_{\text{picoMCD}}}(t) = \frac{(V_s - V_e) \cdot t \cdot N_1^2}{(N_1 + N_2)^2 L_1} \quad (3.57)$$

As equações (3.58) e (3.59) mostram as expressões matemáticas que descrevem como podemos encontrar os valores eficazes das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ .

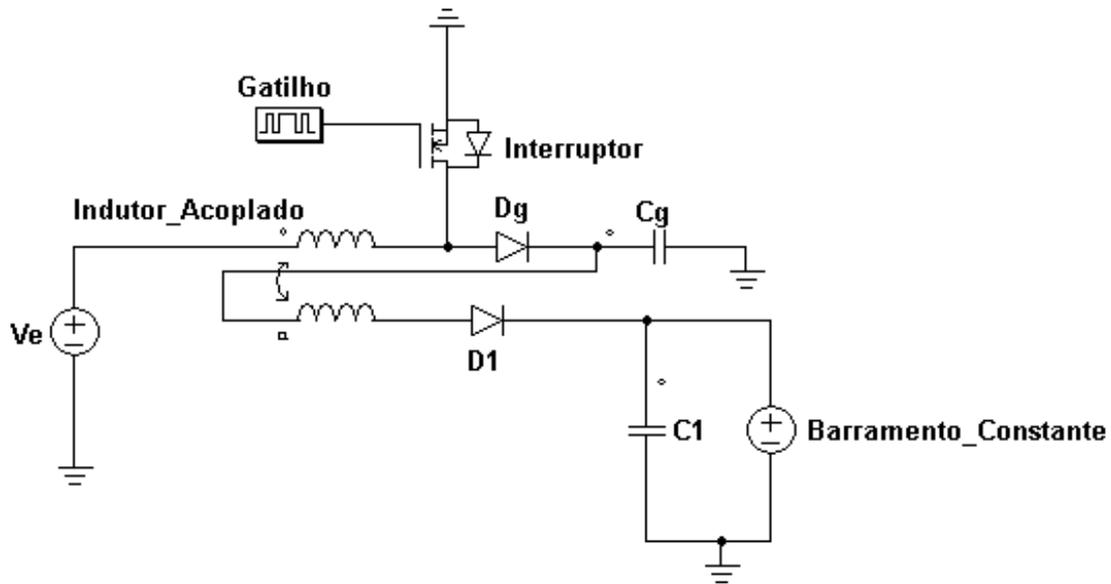
$$I_{L1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D_{\text{MCD}} \cdot T} I_{L1_{\text{picoMCD}}}^2(t) \cdot dt} = 11,9 \text{ A} \quad (3.58)$$

$$I_{L2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{td} I_{L2_{\text{picoMCD}}}^2(t) \cdot dt} = 0,52 \text{ A} \quad (3.59)$$

### 3.4 Validação do equacionamento

Nesse tópico iremos aplicar todos os valores encontrados no equacionamento com o objetivo de validar esses resultados. Para isso, o conversor proposto na Figura 3.1 foi desenhado em um programa de simulação. A Figura 3.11 mostra o esquemático desse conversor.

Figura 3.11 – Esquemático do conversor utilizado na simulação.



Fonte: Autor.

Devido a necessidade da utilização de dois indutores acoplados, o programa de simulação requer que seja calculado a indutância mútua entre as duas indutâncias. A equação (3.60) demonstra como podemos calcular a indutância mútua entre dois indutores acoplados no mesmo magnético.

$$M_{12} = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (3.60)$$

Onde,

$M_{12}$  - Indutância mútua entre os indutores  $L_1$  e  $L_2$ ;

$k$  - Fator de acoplamento.

O fator de acoplamento, nada mais é, do que a representação matemática da energia armazenada pelos dois indutores acoplados. Substituindo os valores das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  na equação (3.60) e considerando que, para um caso ideal, o fator de acoplamento é unitário, teremos a equação (3.61) que mostra o valor da indutância mútua a ser utilizado na simulação.

$$M_{12} = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = 1 \cdot \sqrt{2,58\mu \cdot 2,34m} = 77\mu \quad (3.61)$$

O valor de  $M_{12}$  deve ser inserido na simulação exatamente como foi calculado, pois, quando isso não é feito, o programa normalmente falha no momento das interações numéricas e, conseqüentemente, não simula.

O valor do capacitor  $C_1$  também é necessário para a realização da simulação. Como já foi dito nesse capítulo, a topologia do conversor proposto é bastante semelhante com a topologia *Flyback*, sendo assim, o valor do capacitor  $C_1$  foi calculado utilizando a fórmula geral de um filtro capacitivo de um *Flyback* em MCD que pode ser visto em (BARBI, 2007). A equação (3.62) mostra como pode ser expressa essa fórmula.

$$C_1 = \frac{I_s \cdot D_{\max}}{f_c \cdot \Delta V_{c1}} \quad (3.61)$$

Onde,

$D_{\max}$  - Razão cíclica máxima;

$f_c$  - Frequência de comutação;

$\Delta V_{c1}$  - Ondulação de tensão no capacitor  $C_1$

A Tabela 3.4 mostra os valores utilizados para o cálculo do valor do capacitor.

Tabela 3.4 – Valores adotados para a determinação do capacitor.

Variável	Valor	Descrição
$D_{\max}$	0,5	Razão cíclica máxima
$I_s = I_{L2\text{pico}}/2$	0,64 A	Corrente média da saída
$f_c$	50k Hz	Frequência de comutação
$\Delta V_c$	1% de $V_s$	Ondulação de tensão na saída*

Fonte: Autor.

\* A ondulação de saída é um valor definido pelo projetista.

Substituindo os valores da Tabela 3.4 na equação (3.61) obtemos o valor da capacitância  $C_1$ . A equação (3.62) mostra esse cálculo.

$$C_1 = \frac{I_s \cdot D_{\max}}{f_c \cdot \Delta V_{c1}} = \frac{0.64 \cdot 0.5}{50000 \cdot (0.01 \cdot 311)} = 2,2 \mu \text{ F} \quad (3.62)$$

Para facilitar a simulação o valor do capacitor  $C_g$  foi considerado igual ao valor do capacitor  $C_1$ . Vale ressaltar que para a validação do equacionamento do conversor os capacitores foram considerados ideais, ou seja, que seus valores de capacitâncias são grandes o bastante para manter a tensão sobre seus terminais constante.

Com isso, o valor obtido na equação (3.62) é apenas um valor de referência que pode ser modificado se necessário. Os valores reais dos capacitores  $C_g$  e  $C_1$  utilizado no protótipo de teste estão descritos nos projetos de filtro de entrada e saída, que estão localizados no Apêndice B desse trabalho. A Tabela 3.5 mostra todos os valores utilizados no circuito simulado, vide Figura 3.11.

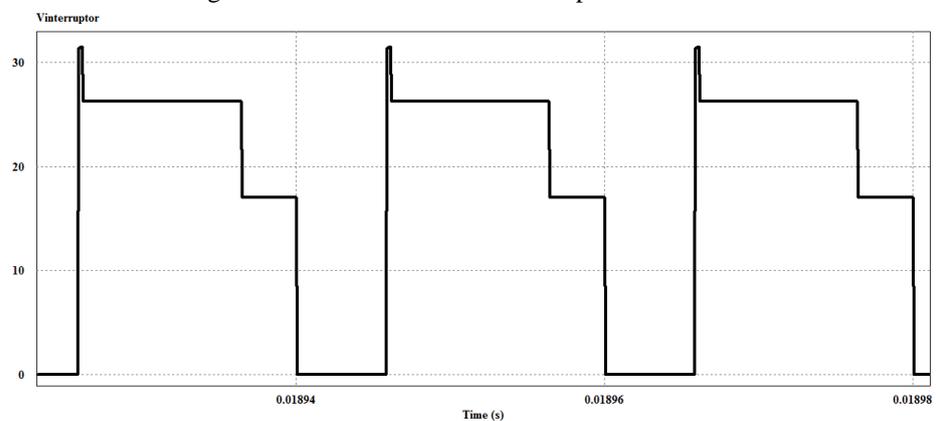
Tabela 3.5 – Valores utilizados na simulação.

Variável		Valor	Descrição
$V_e$		17 Vcc	Tensão de entrada nominal
Barramento_Constante		311 Vcc	Tensão de saída nominal
$L_1$		2,583 $\mu$ H	Indutância do primário
$L_2$		2,34m H	Indutância do secundário
$M_{12}$		77 $\mu$ H	Indutância Mútua
$C_g$		2,2u	Capacitor de grampeamento
$C_1$		2,2u	Capacitor da saída
Gatilho	$f_c$	50k Hz	Frequência de comutação
	$D_{nominal}$	0,29	Ciclo de trabalho nominal

Fonte: Autor.

A Figura 3.12 mostra a tensão sobre os terminais do interruptor de potência.

Figura 3.12 – Tensão sobre o interruptor.

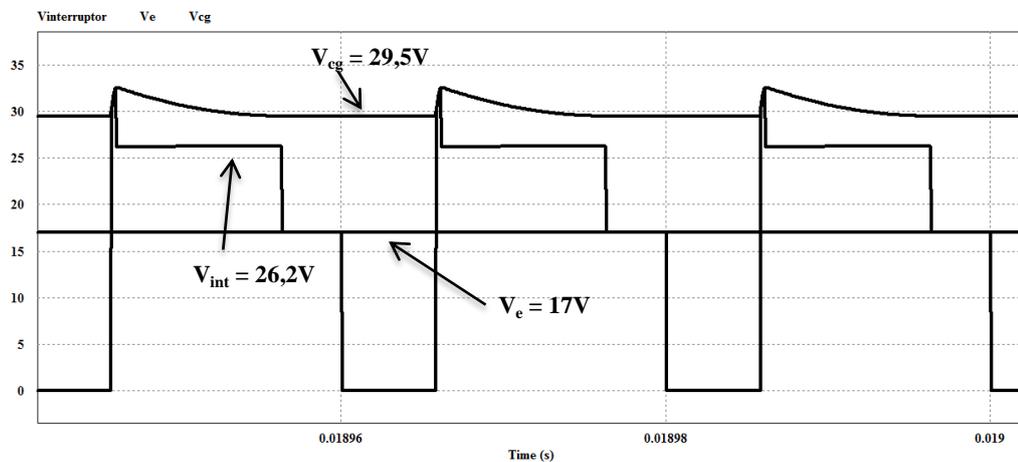


Fonte: Autor.

Como podemos ver na Figura 3.12 a tensão sobre o interruptor possui um comportamento bastante semelhante a tensão ideal sobre o mesmo mostrada na Figura 3.2. Os picos de tensão que podem ser visto na Figura 3.12 são ocasionados pela indutância mútua calculada anteriormente, lembrando que o cálculo da indutância mútua é obrigatório para que a simulação funcione.

A Figura 3.13 compara os valores da tensão sobre o interruptor de potência, tensão de entrada e capacitor de grampeamento.

Figura 3.13 – Tensão sobre o interruptor, tensão de entrada e tensão no capacitor de grampeamento.

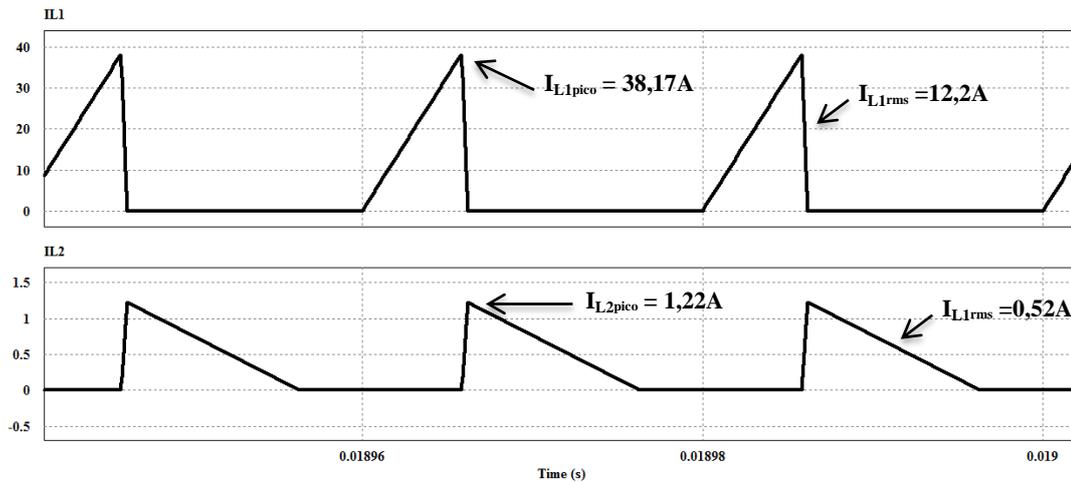


Fonte: Autor.

A Figura 3.13 mostra a relação da tensão sobre o interruptor com a tensão de entrada e tensão de grampeamento. Notamos que no momento que o interruptor bloqueia existe uma sobretensão que é grampeada pelo capacitor  $C_g$ . Considerando uma simulação ideal, ou seja, sem indutância mútua, o valor  $V_{C_g}$  seria igual ao valor do interruptor no momento do bloqueio. Quando o indutor  $L_1$  descarrega, ou seja, fica com tensão igual a zero, a tensão sobre o interruptor torna-se igual a tensão da fonte de entrada.

O comportamento de  $V_{\text{int}}$  assemelha-se bastante com o comportamento do mesmo já previsto na Figura 3.2. A Figura 3.14 mostra as correntes que passam através das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ .

Figura 3.14 – Corrente através do indutor  $L_1$  e corrente através do indutor  $L_2$ .

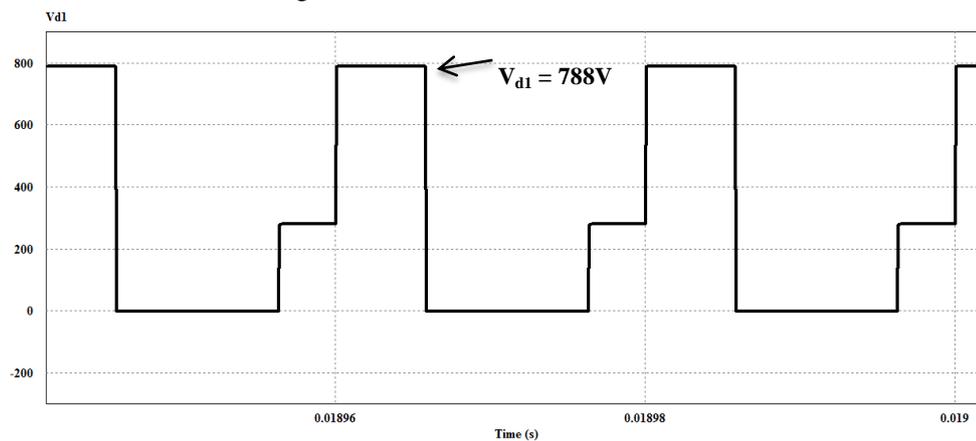


Fonte: Autor.

A Figura 3.14 mostra as correntes através das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ . Podemos notar que as correntes estão em modo de condução descontinuo e que valores de picos se assemelham bastante quando comparados aos valores calculados nas equações (3.53) e (3.55).

A Figura 3.14 também mostra que os valores eficazes obtidos por simulação são praticamente os mesmos obtidos matematicamente. Os valores teóricos podem ser visto nas equações (3.58) e (3.59). A Figura 3.15 mostra a tensão sobre os terminais do diodo de saída  $D_1$ .

Figura 3.15 – Tensão sobre o diodo  $D_1$ .



Fonte: Autor.

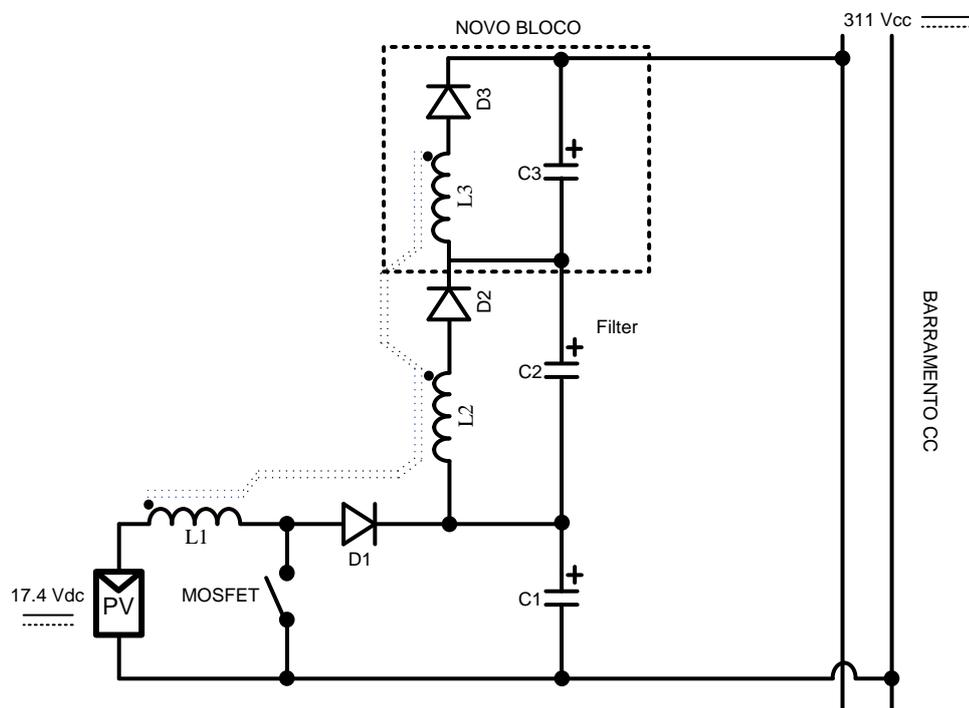
Podemos notar na Figura 3.15 que o valor de tensão sobre o diodo é bastante elevado, confirmando a hipótese levantada no capítulo anterior. O elevado valor da tensão, força que a

implementação do circuito em laboratório utilize diodo de alta potência, prejudicando assim, a eficiência do sistema e seu preço.

Para isso, como já mencionado anteriormente, decidiu-se a utilização de um novo bloco (indutor, capacitor e diodo) na saída do circuito para, literalmente, dividir esse elevado valor de tensão no diodo pela metade.

A Figura 3.16 mostra o circuito, agora com 3 indutores acoplados:  $L_1$  (primário),  $L_3$  e  $L_4$  (secundário). O valor de  $L_3$  e  $L_4$  será igual a metade do valor já calculado de  $L_2$ .

Figura 3.16 – Circuito final com o novo bloco.



Fonte: Autor.

O termo  $L_4$  foi utilizado para que não houvesse confusão com o valor de  $L_2$  já descrito em várias fórmulas anteriores desse capítulo. A equação (3.63) mostra os valores das novas indutâncias do secundário.

$$L_3 = L_4 = \frac{L_2}{2} = \frac{2,34m}{2} = 1,17m \text{ H} \quad (3.63)$$

### 3.5 Considerações finais

Nesse capítulo foi realizado o estudo aprofundado da topologia Boost de alto ganho com indutor acoplado no modo de condução descontínuo. Todo o equacionamento tomou como base as leis básicas da energia e potência, pois a topologia escolhida só havia sido equacionada em modo de condução contínuo como mostra (ZHAO, 2003).

A simulação do protótipo usando os valores encontrados nesse capítulo mostrou que todo o equacionamento realizado e todas as formas de onda ideais estavam corretos. Um detalhe que deve ser estudado com bastante cuidado antes da realização da simulação é o cálculo da indutância mútua entre os dois indutores, pois foi visto pelo autor desse trabalho, que um erro mínimo nesse cálculo pode atrasar bastante o andamento dos testes.

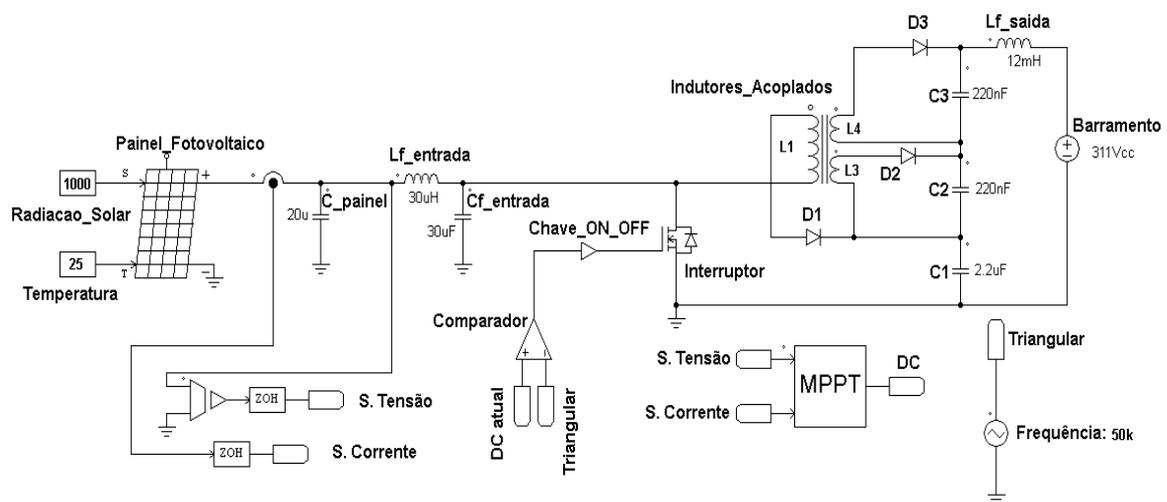
Nesse capítulo foi comprovada a real necessidade da criação de um novo bloco no circuito, pois a sobretensão no diodo de saída, se não reduzida, pode acarretar problemas sérios no circuito.

## 4 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CC / CC EM MALHA FECHADA

Após o estudo aprofundado do conversor proposto, detalharemos, nesse novo capítulo, os procedimentos realizados para a obtenção da simulação do conversor em malha fechada.

O controle desse conversor foi realizado digitalmente, usando a linguagem C como ferramenta para o fechamento da malha. A Figura 4.1 mostra o esquemático do circuito usado na simulação.

Figura 4.1 – Esquemático do conversor utilizado na simulação.



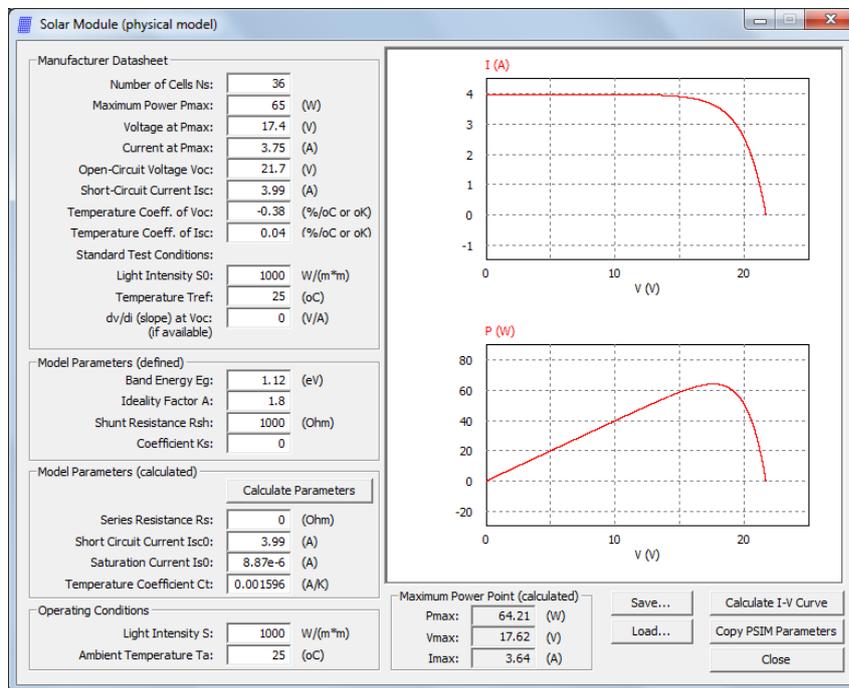
Fonte: Autor.

### 4.1 Metodologia usada na simulação

A Figura 4.1 mostra o esquemático do conversor proposto com os três indutores acoplados. Podemos ver que a fonte de tensão da entrada foi substituída pelo modelo real de um painel fotovoltaico. Essa substituição agregou bastante valor à simulação, pois, assim, poderíamos garantir a eficácia do conversor quando esse fosse alimentado por um módulo real nos testes de campo.

O bloco de simulação do módulo fotovoltaico foi preenchido com alguns valores que podem ser encontrados no *datasheet* do módulo utilizado (KYOCERA, 2012). Em PSIM TUTORIAL (2012) pode ser encontrado todo o procedimento realizado para a determinação da curva característica do módulo fotovoltaico. A Figura 4.2 mostra o bloco do módulo fotovoltaico com os valores utilizados na simulação.

Figura 4.2 – Bloco do módulo fotovoltaico utilizado na simulação.



Fonte: Autor.

Na Figura 4.1, podemos notar que foram adicionados dois filtros ao circuito padrão do conversor proposto: um de entrada e outro de saída. O filtro de entrada é responsável por amortizar o ruído proveniente da indutância do primário que tende a ir para o circuito de controle. Foi visto que essa amortização era crucial para o funcionamento correto da simulação. E o filtro de saída é responsável por transformar a saída do conversor, que tem como característica ser uma fonte de tensão, em uma fonte de corrente, pois o objetivo do conversor é a injeção de corrente no barramento constante de 311 V<sub>cc</sub>.

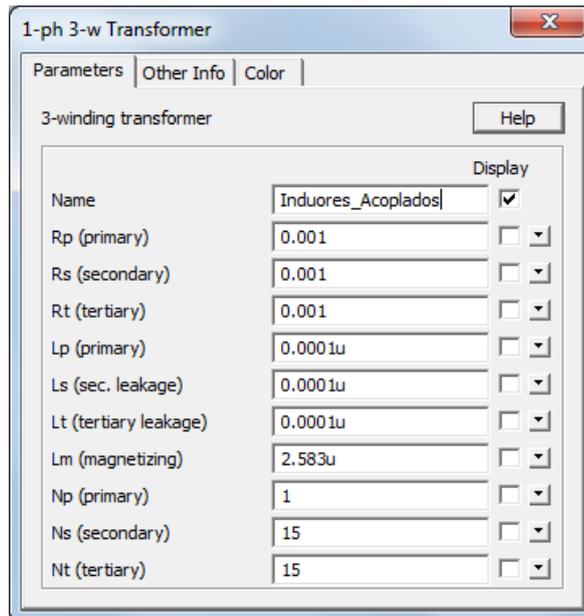
O bloco de simulação MPPT, vide Figura 4.1, possui a mesma função de um microcontrolador. Nesse bloco, é possível escrever todo o controle digital que será utilizado na prática. O código usado na simulação pode ser visto no Apêndice III desse trabalho.

Nos testes em laboratório, foi visto que o controle escrito para a busca do ponto de máxima potência no bloco de simulação MPPT foi aproveitado exatamente igual como estava no arquivo de simulação, mostrando, assim, a eficácia do circuito simulado.

Diferentemente da Figura 3.11, onde foi utilizado o bloco de simulação com dois indutores acoplados, o circuito da Figura 4.1 utiliza um bloco de simulação de um transformador real para representar os três indutores acoplados.

Essa escolha da utilização do transformador real se deu pela elevada dificuldade encontrada pelo autor desse trabalho em acoplar três indutores no programa de simulação usado. A Figura 4.3 mostra o bloco do transformador real com 3 indutores acoplados utilizados na simulação.

Figura 4.3 – Bloco do transformador real com os valores utilizados na simulação.



Fonte: Autor.

Na Figura 4.3, podemos notar que o bloco do transformador possui uma variável  $L_m$ . Essa variável corresponde à indutância de magnetização do transformador. Com isso, esse bloco pode ser considerado um transformador *Flyback* com três indutores magneticamente acoplados.

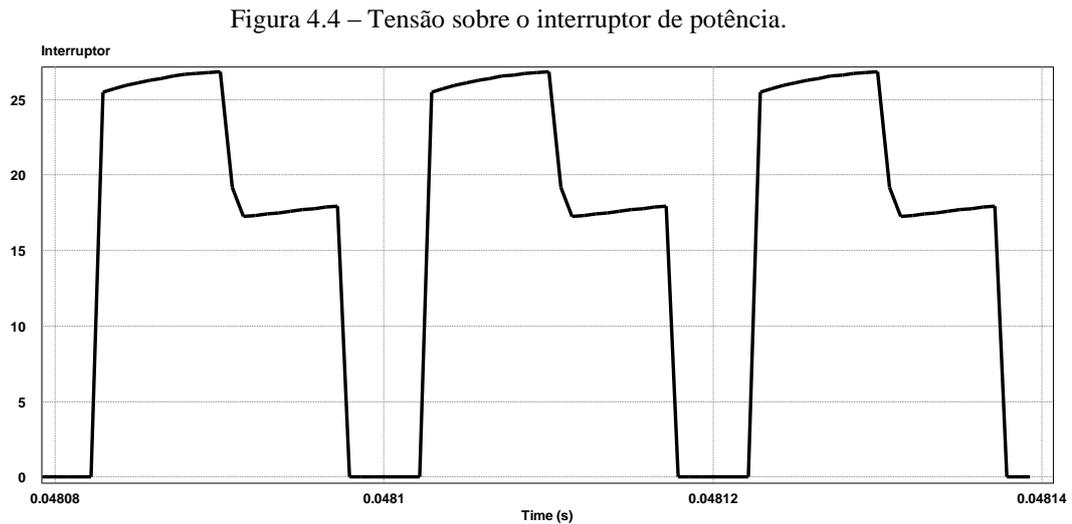
Além da indutância de magnetização, o bloco possui várias variáveis que são preenchidas para deixá-lo o mais próximo possível da realidade encontrada no laboratório. Como o intuito desse capítulo é a simulação do conversor utilizando a menor influência possível de variáveis externas, todos os valores de resistências e indutâncias parasitas foram reduzidas ao menor valor possível para que a simulação funcionasse corretamente.

O número de espiras das indutâncias do secundário e do terciário foi colocado igual à metade do valor arredondado do número da relação de espiras entre o primário e secundário encontrado no capítulo três.

A descrição detalhada de todos os blocos e dos valores utilizados na simulação do conversor proposto pode ser vista no Apêndice IV desse trabalho.

## 4.2 Resultados da simulação

Neste tópic, serão mostradas as principais formas de onda obtidas através do programa de simulação. A Figura 4.4 mostra a tensão sobre os terminais do interruptor de potência.



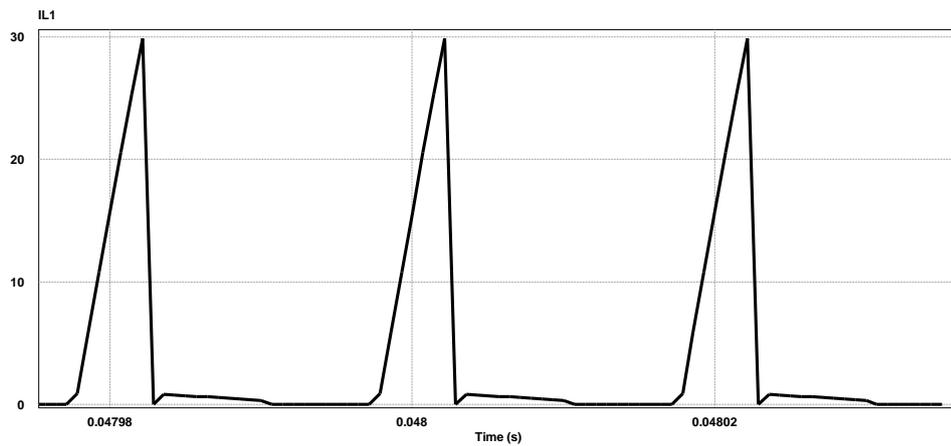
Fonte: Autor.

Na Figura 4.4, podemos ver que a tensão sobre o interruptor de potência possui uma pequena inclinação. Essa inclinação é provocada pela não idealidade do bloco de simulação do módulo fotovoltaico. Como, no circuito simulado, temos, ao mesmo tempo, componentes ideais e não ideais; as imperfeições nas formas de onda são justificáveis.

A forma de onda da tensão sobre o interruptor de potência, para três indutores acoplados, possui o mesmo comportamento da forma de onda da tensão sobre o interruptor para dois indutores acoplados.

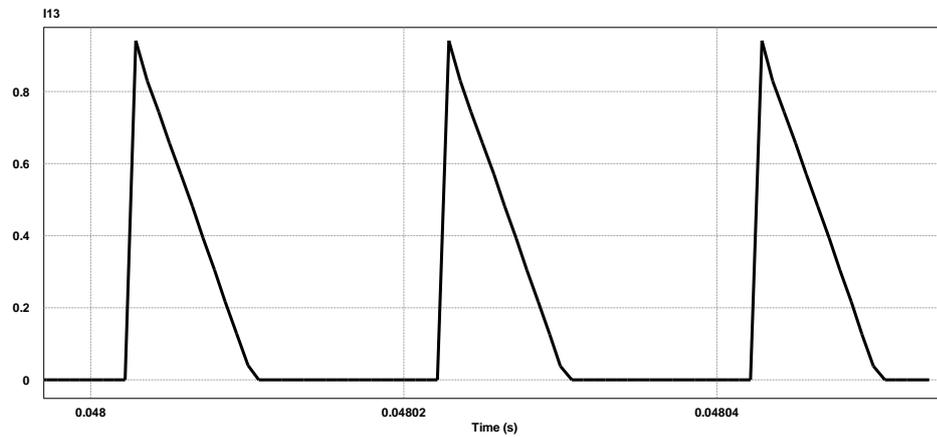
A Figura 4.5 e 4.6 mostram as correntes que passam através das indutâncias  $L_1$  e  $L_4$  respectivamente.

Figura 4.5 – Corrente através do indutor do primário.



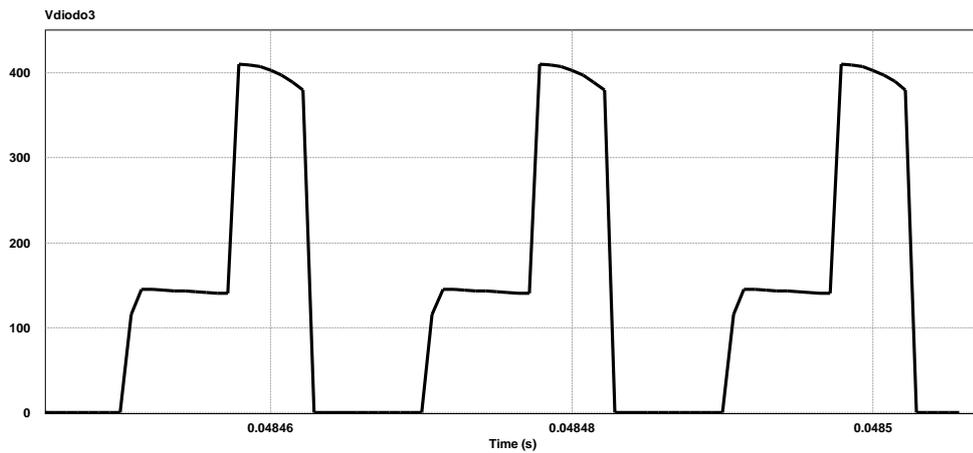
Fonte: Autor.

Figura 4.6 – Corrente através de um dos indutores do secundário.



Fonte: Autor.

Nas Figuras 4.5 e 4.6, podemos ver que as correntes que atravessam as indutâncias do primário e do secundário possuem um comportamento bastante semelhante ao das formas de onda ideais mostradas no capítulo anterior. Vale ressaltar que a corrente que passa através do indutor  $L_3$  possui o mesmo comportamento da corrente que passa através do indutor  $L_4$ . A Figura 4.7 mostra a tensão sobre os terminais do diodo  $D_3$ .

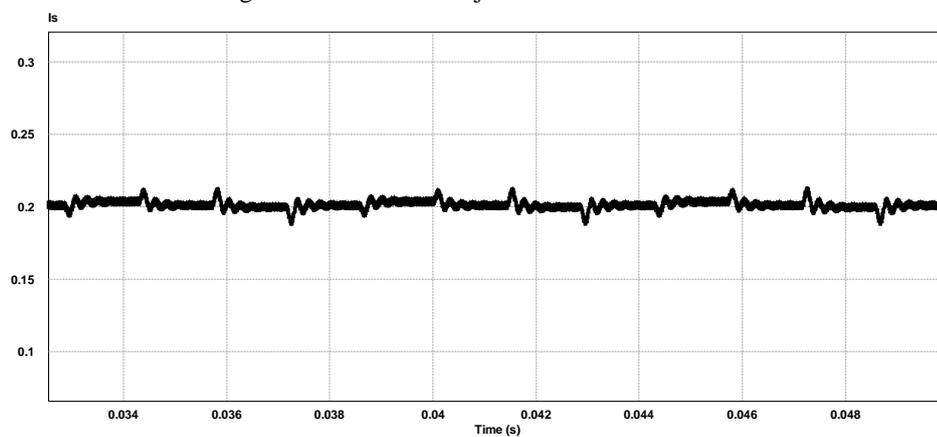
Figura 4.7 – Tensão sobre o diodo D<sub>3</sub>.

Fonte: Autor.

Na Figura 4.7, podemos notar que o valor máximo da tensão sobre o diodo de saída é aproximadamente  $400 V_{cc}$ . Esse resultado foi conseguido devido à duplicação do bloco da saída, já comentada nos capítulos anteriores. Esse valor de tensão mais baixo contribui para utilização de diodos mais eficientes e rápidos no protótipo montado no laboratório.

A Figura 4.8 mostra a corrente injetada no barramento de corrente contínua.

Figura 4.8 – Corrente injetada no barramento.

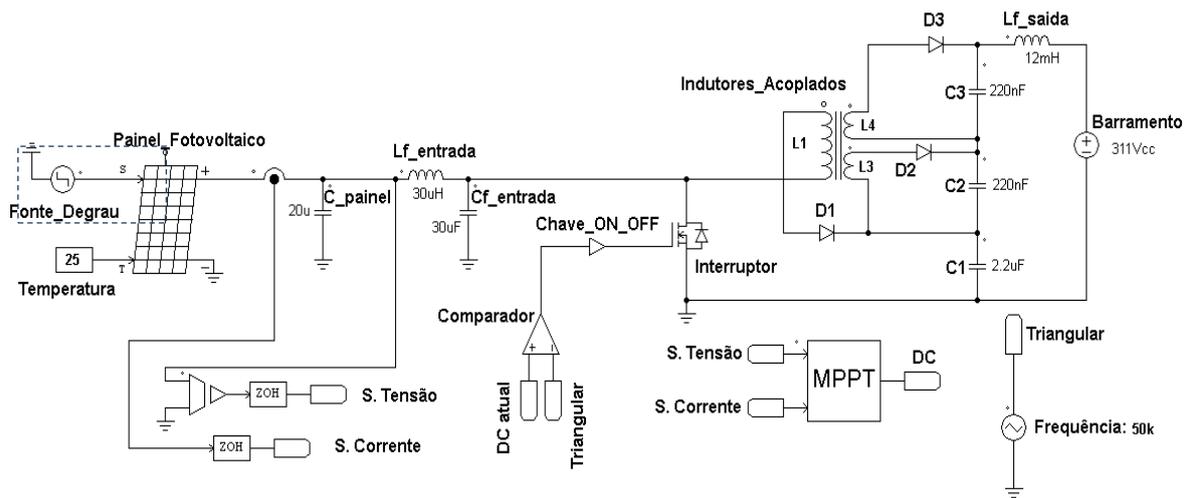


Fonte: Autor.

Na Figura 4.8, podemos ver que a corrente injetada no barramento de 311 Vcc não possui praticamente nenhuma oscilação. Esse resultado foi obtido devido ao indutor de filtro da saída de valor igual a 12m H, que se comporta semelhante à fonte de corrente. Além disso, o filtro também diminui a oscilação da corrente injetada.

Para testarmos a busca do ponto de máxima potência (MPPT) na simulação, foi utilizado, no lugar da radiação padrão de  $1000 \text{ W/m}^2$ , uma fonte que simula dois degraus de radiação. A Figura 4.9 mostra o conversor com essa nova fonte.

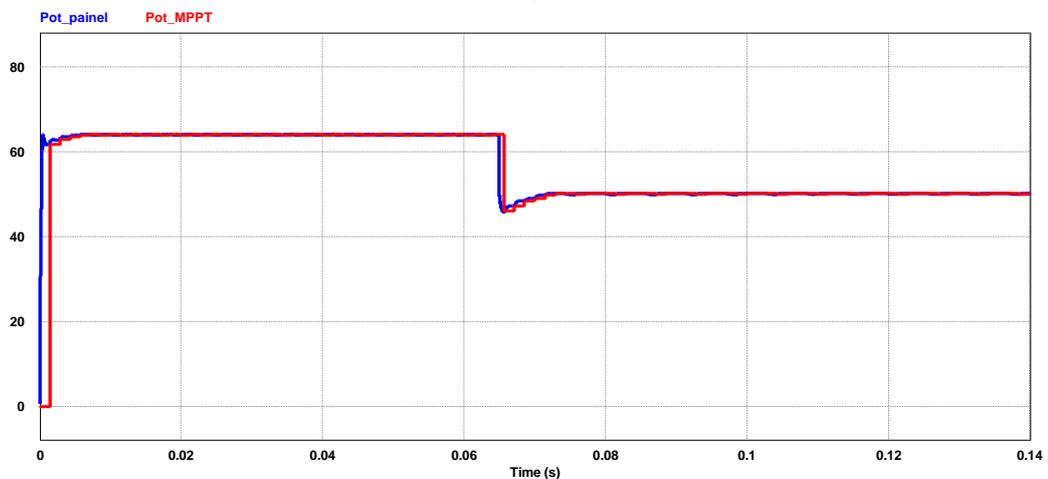
Figura 4.9 – Circuito simulado com a fonte degrau.



Fonte: Autor.

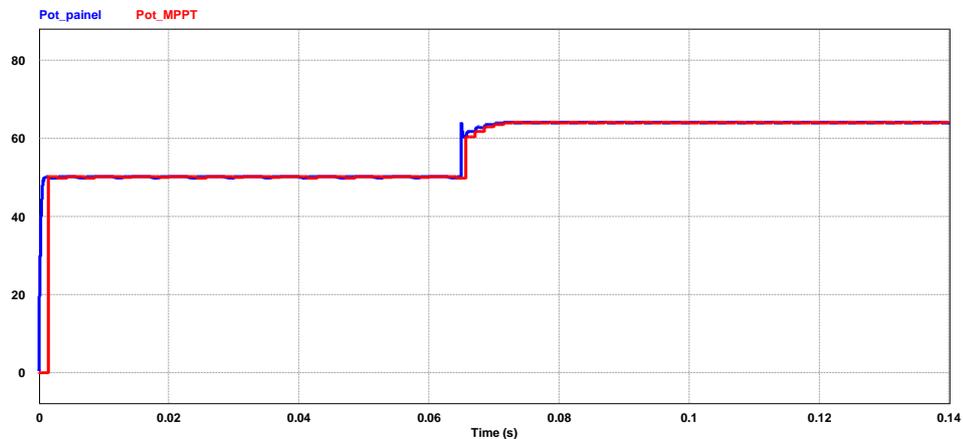
Para a validação do MPPT na simulação, foram realizados dois testes: o primeiro, quando a radiação decresce de  $1000 \text{ W/m}^2$  para  $800 \text{ W/m}^2$ ; e o segundo, quando a radiação cresce de  $800 \text{ W/m}^2$  para  $1000 \text{ W/m}^2$ . As Figuras 4.10 e 4.11 mostram o primeiro e o segundo teste respectivamente.

Figura 4.10 – Potência calculada para valores decrescentes de radiação nos terminais do módulo (azul) e nos terminais do bloco de simulação MPPT (vermelho).



Fonte: Autor.

Figura 4.11 - Potência calculada para valores crescentes de radiação nos terminais do módulo (azul) e nos terminais do bloco de simulação MPPT (vermelho).



Fonte: Autor.

Podemos notar que, tanto para valores crescentes como para decrescentes, o controle consegue buscar rapidamente o ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico, indicando, assim, que a busca do ponto de máxima potência foi realizado como o esperado.

### 4.3 Considerações finais

Nesse capítulo, foi realizada a simulação completa do conversor CC / CC de alto ganho proposto nesse trabalho. Todos os valores utilizados na simulação foram implementados em laboratório e obtiveram um excelente resultado.

Foi visto, na simulação, que a utilização de um filtro capacitivo e indutivo na entrada do conversor era extremamente necessária devido à elevada quantidade de ruído oriundo da indutância do primário. O filtro de saída foi utilizado para que o conversor pudesse injetar corrente no barramento constante de  $311V_{cc}$ .

A utilização de um transformador real com três indutores, em vez do bloco de três indutores acoplados, mostrou-se uma excelente alternativa, tendo em vista a grande dificuldade encontrada pelo autor do trabalho para deixar a simulação funcionando corretamente.

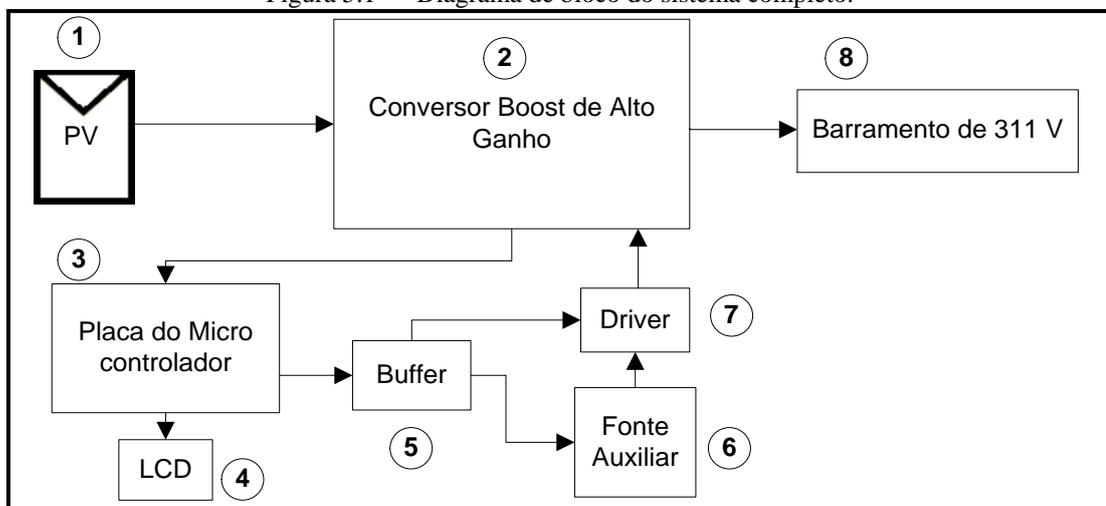
O bloco de controle digital MPPT mostrou-se bastante confiável e eficiente. Esse controle digital, juntamente com o bloco real do módulo fotovoltaico, trouxe bastante confiança nos resultados de simulação, pois, assim, realizamos os testes do conversor de forma que se aproximasse bastante da realidade.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a escolha da topologia do conversor de alto ganho e do desenvolvimento das suas principais equações, serão mostrados nesse capítulo os resultados experimentais obtidos em laboratório.

O diagrama de blocos da Figura 5.1 mostra o esquemático do conversor implementado em laboratório.

Figura 5.1 – Diagrama de bloco do sistema completo.



Fonte: Autor.

A Figura 5.1 mostra a organização do conversor de alto ganho e seus circuitos complementares. Pode-se notar que o protótipo possui duas entradas (1 e 7) e duas saídas (3 e 8). A entrada 1 simboliza a conexão do conversor com a placa fotovoltaica que foi posicionada no teto do laboratório e a entrada 7 simboliza a conexão da placa de driver com interruptor de potência.

A saída 3 simboliza a retirada das amostras da tensão de entrada, tensão de saída e corrente de entrada. Para a aquisição dessas amostras foram usados dois divisores de tensão resistivos, um para cada amostra de tensão e um sensor de corrente ACS713ELCTR 20A que pode ser estudado em (ALLEGRO, 2007). As amostras são enviadas ao microcontrolador para a realização do cálculo do MPPT e proteção contra sobretensão na saída do conversor.

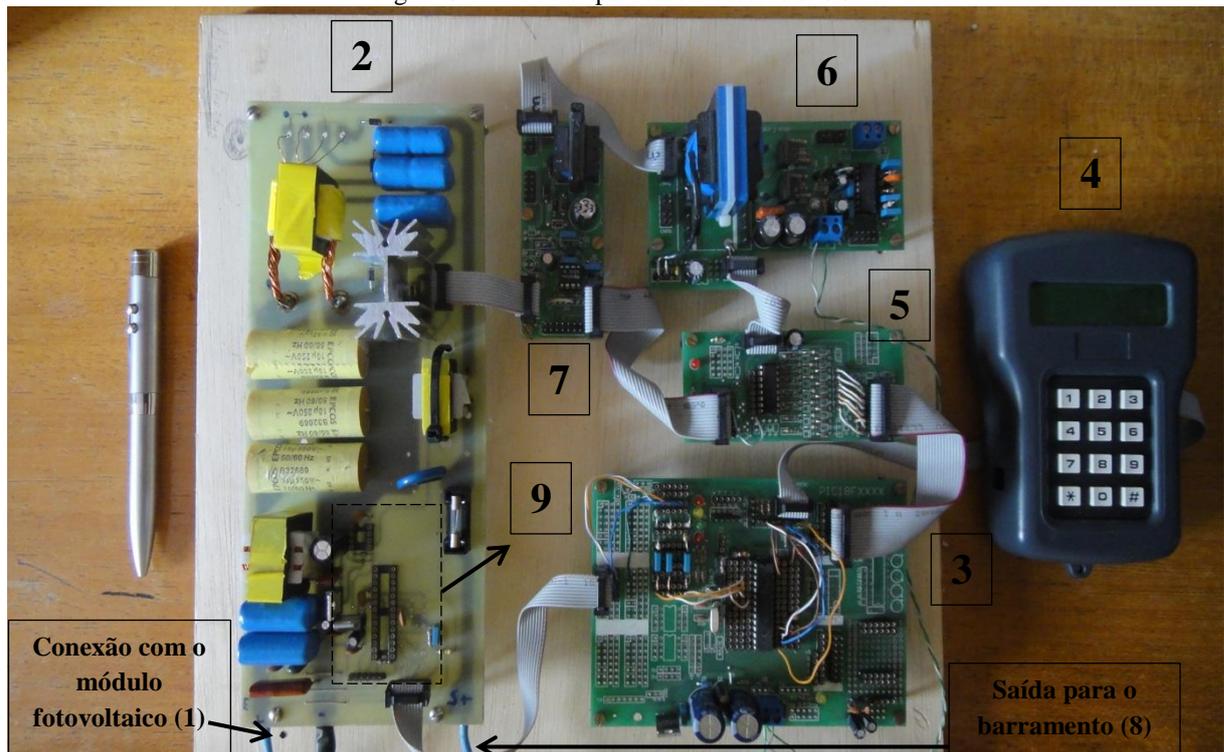
A saída 8 mostra a conexão do protótipo com o barramento constante utilizado nos testes em laboratório. Esse barramento será melhor discutido mais a seguir.

O bloco 5, bloco do buffer, foi utilizado com o propósito de diminuir a atenuação do sinal e o ruído que nele poderia existir. Esse método é mais comumente usado em sistemas

que possuem várias chaves de potência, pois ajuda na não saturação de corrente do microcontrolador e diminui o ruído enviado para a placa de driver. Apesar de o conversor proposto possuir apenas um interruptor de potência, a placa foi utilizada devido a sua facilidade de acesso, deixando o conversor com uma proteção redundante.

A Figura 5.2 mostra o protótipo do conversor CC/CC de alto ganho, onde é possível identificar alguns componentes do circuito previamente descritos na Figura 5.1.

Figura 5.2 – Protótipo do conversor CC/CC.



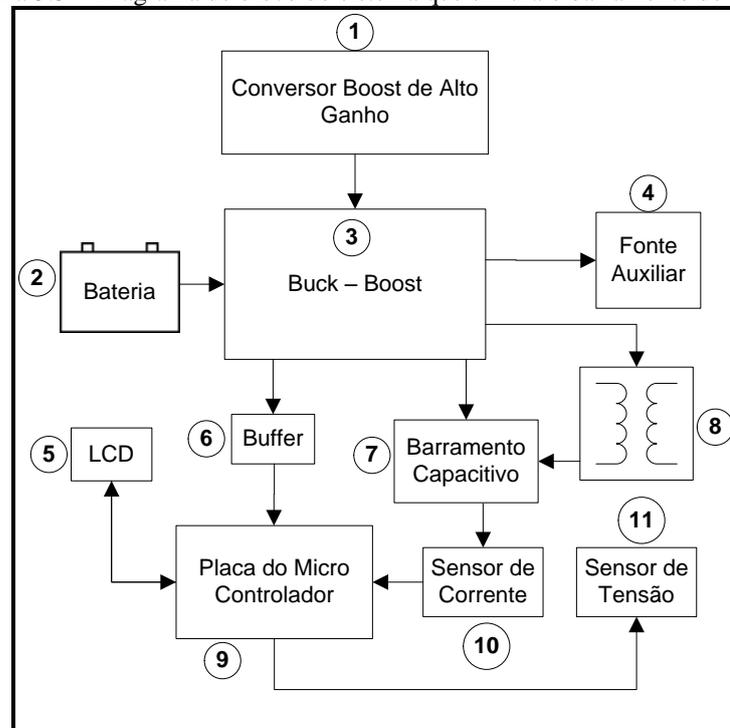
Fonte: Autor.

O quadrado com numeração nove, vide Figura 5.2, representa o circuito de controle acoplado com o circuito de potência na mesma placa. Assim, para o teste em campo, só será utilizada a placa de número dois, pois essa contém o circuito de potência e de controle integrados, sendo desnecessária a utilização das outras placas.

Vale salientar que os capacitores de polipropileno, que podem ser vistos no circuito de potência do protótipo, podem ser substituídos por capacitores cerâmicos de multicamadas. Esses capacitores suportam elevada corrente aparente e possuem valores de capacitância na ordem de dezenas de  $\mu\text{F}$ .

A Figura 5.3 mostra o diagrama de blocos completo do sistema utilizado para a simulação do barramento constante de 311Vcc.

Figura 5.3 – Diagrama de bloco do sistema que simula o barramento de 311V.



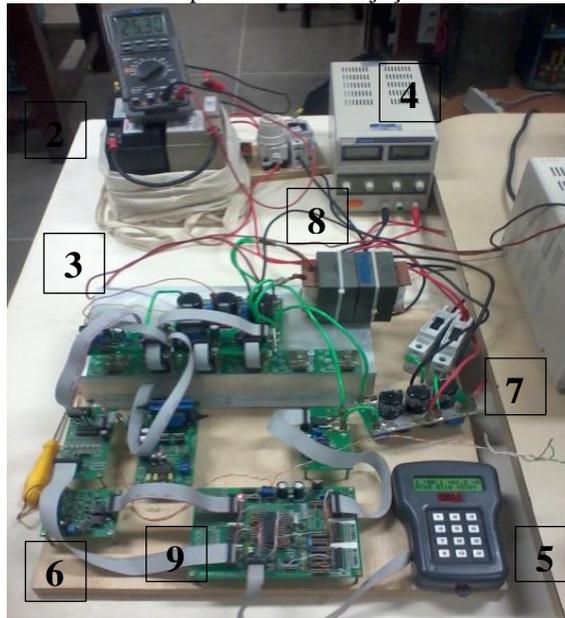
Fonte: Autor.

A Figura 5.3 mostra a organização dos circuitos que formam o barramento constante de corrente contínua. O elemento principal desse barramento é o conversor *Buck-Boost* (bloco 3) e seu transformador (bloco 8), que possuem a finalidade o controle da tensão em 311 Vcc e o carregamento do banco de bateria (bloco 2) utilizando a corrente injetada pelo conversor de alto ganho (bloco 1).

Os blocos 6 e 9 possuem a mesma função descrita no diagrama de bloco do conversor proposto. Os blocos 10 e 11 são amostras da corrente e tensão de entrada do barramento respectivamente que auxiliam o conversor *Buck-Boost* no controle da tensão do barramento e da corrente injetada nele.

A Figura 5.4 mostra o protótipo do sistema utilizado para simular o barramento constante de 311Vcc, onde é possível identificar os principais componentes previamente descritos na Figura 5.3.

Figura 5.4 – Sistema utilizado para o teste de injeção de corrente no barramento.



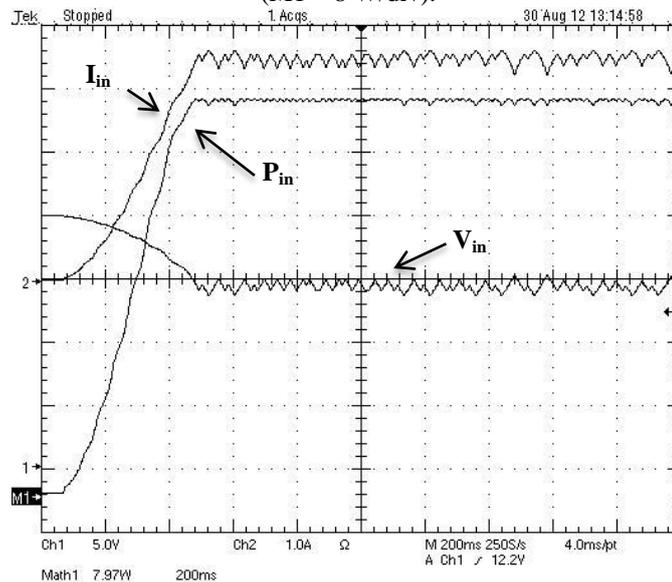
Fonte: Autor.

## 5.1 Formas de onda

A seguir serão mostradas as principais formas de ondas do conversor CC/CC de alto ganho. Todas as formas de onda foram retiradas durante o meio dia até três horas da tarde com o conversor injetando a corrente no barramento constante.

A Figura 5.5 mostra a tensão de entrada, a corrente de entrada e a potência de entrada do conversor estudado.

Figura 5.5 – Tensão de entrada (Ch1 – 5 V/div), corrente de entrada (Ch2 – 1 A /div) e potência de entrada (M1 – 8 W/div).

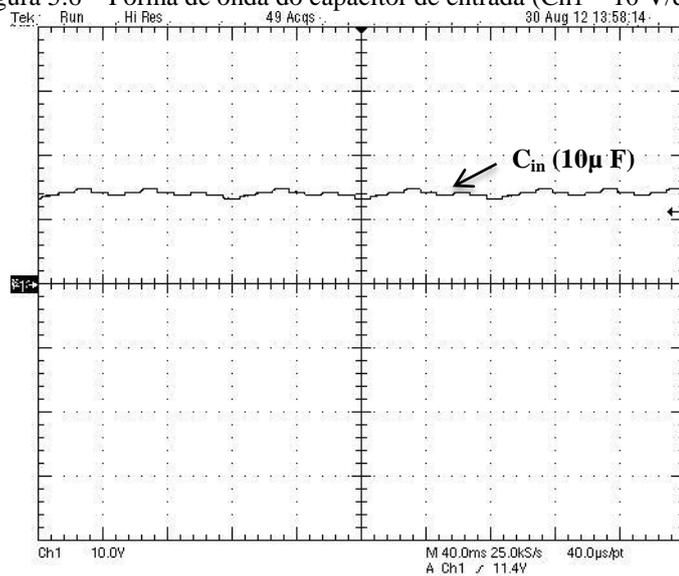


Fonte: Autor.

A Figura 5.5 foi retirada no momento em que o MPPT começa a entrar em funcionamento. Podemos notar que as formas de onda da corrente de entrada e da tensão de entrada estão com seus valores próximos aos nominais. O valor da potência de entrada foi encontrado multiplicando-se os valores da tensão e corrente de entrada no próprio osciloscópio. Na Figura 5.5 notamos também que o MPPT foi realizado pelo circuito de controle com bastante rapidez, atingindo um resultado acima do esperado pelo grupo de trabalho.

A Figura 5.6 mostra a tensão do capacitor de polipropileno da entrada.

Figura 5.6 – Forma de onda do capacitor de entrada (Ch1 – 10 V/div).

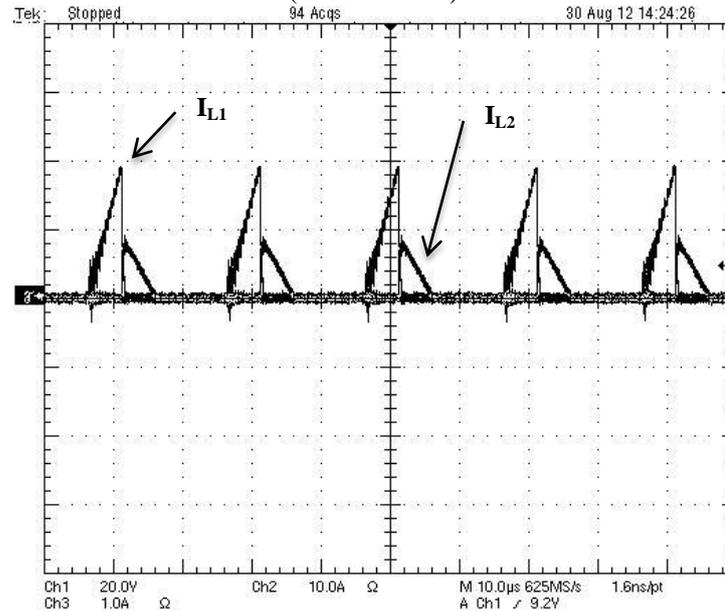


Fonte: Autor.

A Figura 5.6 mostra a ondulação de tensão na entrada, a qual apresentou um valor de ondulação de aproximadamente 0,5 V. Este baixo valor valida a utilização dos capacitores de polipropileno e a não utilização de capacitores do tipo eletrolítico, o que possibilita elevar a vida útil do sistema proposto.

A Figura 5.7 mostra a forma de onda da corrente que passa através do indutor L1 (IL1) e da corrente que passa através do indutor L2 (IL2).

Figura 5.7 – Forma de onda da corrente através de  $L_1$  (Ch2 – 10 A/div) e da corrente através de  $L_2$  (Ch3 – 1 A/div).



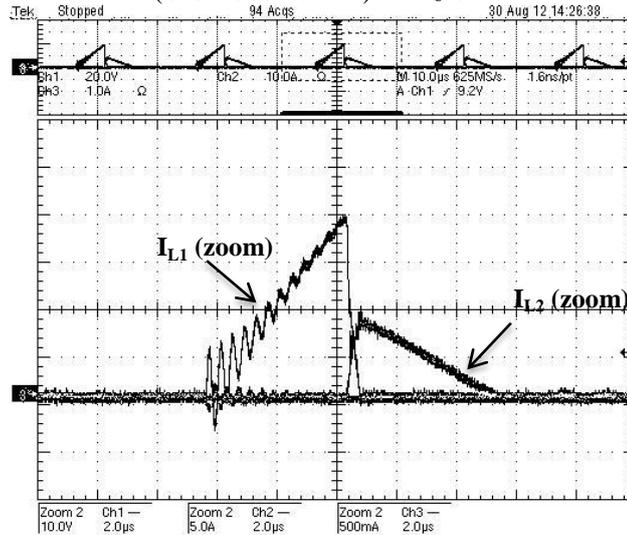
Fonte: Autor.

As formas de onda da corrente através de  $L_1$  e  $L_2$  mostram com clareza a completa descarga dos indutores, caracterizando o modo de condução descontínuo (MCD) proposto nesse trabalho.

Podemos notar que quando o valor da corrente que passa através de  $L_1$  está em processo de crescimento, existe uma grande ondulação, que é amortecida, quando esse valor atinge valores mais altos. Essa ondulação é causada pela alta dispersão do núcleo do tipo “EE” utilizado na construção do protótipo.

A Figura 5.8 mostra as formas de onda da corrente através de  $L_1$  e  $L_2$  com mais detalhes.

Figura 5.8 – Forma de onda da corrente através de L1 (Ch2 – 5 A/div) e da corrente através de L2 (Ch3 – 500m A/div) com *zoom*.

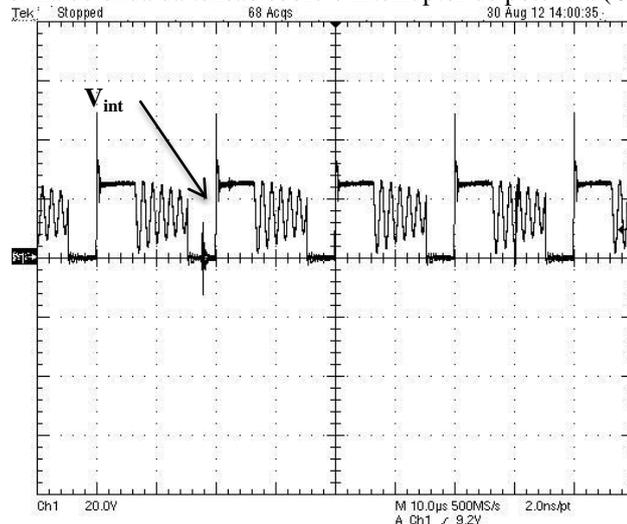


Fonte: Autor.

Notamos que, diferentemente da forma de onda ideal, as correntes  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  possuem um cruzamento entre a descarga do indutor  $L_1$  e o carregamento do indutor  $L_2$ . Provavelmente esse cruzamento ocorreu devido a dispersão que os dois indutores estão submetidos.

A Figura 5.9 mostra a forma de onda da tensão sobre o interruptor de potência.

Figura 5.9 – Forma de onda da tensão sobre o interruptor de potência (Ch1 – 20 V/div).



Fonte: Autor.

A Figura 5.9 mostra uma grande ondulação no interruptor de potência. Semelhante as correntes dos indutores, as ondulações são ocasionadas pela grande dispersão do núcleo utilizado. Essa dispersão é relativamente normal para topologias *Flyback* de alto ganho que utilizam núcleos magnéticos do tipo “EE”.

Para solucionarmos esse desafio houve algumas tentativas de aperfeiçoamento na construção do núcleo do tipo “EE”. Esses núcleos não trouxeram melhora nenhuma ao

conversor, com isso, percebemos que a melhor alternativa era a utilização de um núcleo do tipo toroidal, pois assim poderíamos garantir que as dispersões magnéticas oriundas do núcleo seriam amortecidas.

A implementação com o núcleo toroidal não foi realizada nesse trabalho devido ao pouco tempo que o autor tinha para a conclusão da dissertação, mas é citada na conclusão como uma possível melhora para trabalhos futuros. Além das dispersões encontradas no núcleo foi constatado um elevado valor de temperatura no interruptor de potência.

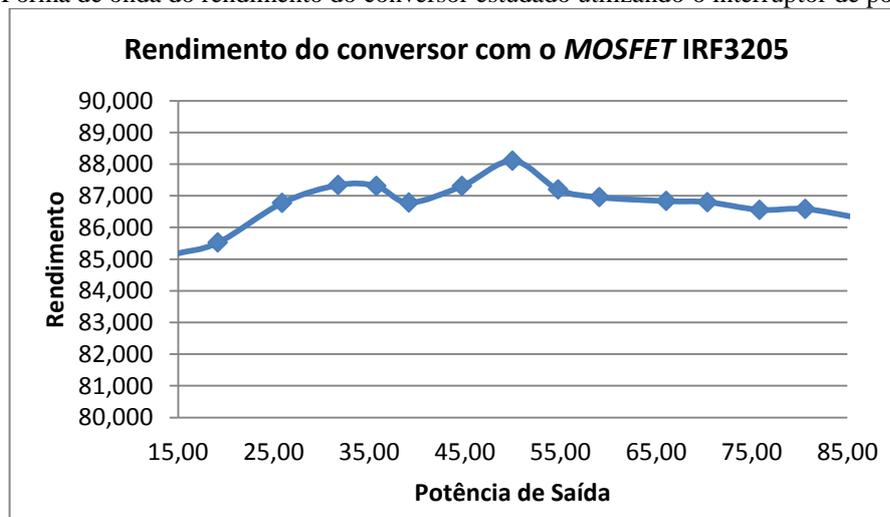
Essa elevada temperatura era constatada após alguns minutos de funcionamento do conversor com carga nominal. Para resolver esse problema propomos a troca do interruptor de potência por uma tecnologia mais nova a fim de analisarmos o seu desempenho no circuito.

O objetivo dessa troca era analisar se o elevado valor de temperatura no interruptor era ocasionado por perdas de condução ou por perdas de chaveamento. Seguindo esse pensamento, substituímos *MOSFET* IRF3205, interruptor originalmente usado no protótipo montado em laboratório, pelo *MOSFET* IRF3207, pois sua resistência de condução máxima ( $4,1\text{m}\Omega$ ) e sua velocidade de chaveamento superavam o *MOSFET* originalmente utilizado.

Para analisarmos o desempenho dos dois interruptores medimos a eficiência do conversor com os dois *MOSFETs* para averiguar o seu efeito no protótipo estudado. As formas de onda 5.10 e 5.11 mostram as curvas de rendimento do conversor retiradas com o interruptor de potência IRF3205 e IRF3207 respectivamente.

Realizamos o teste a partir de um valor de potência de saída igual a 15 W e finalizamos em um valor de potência de saída igual a 80 W.

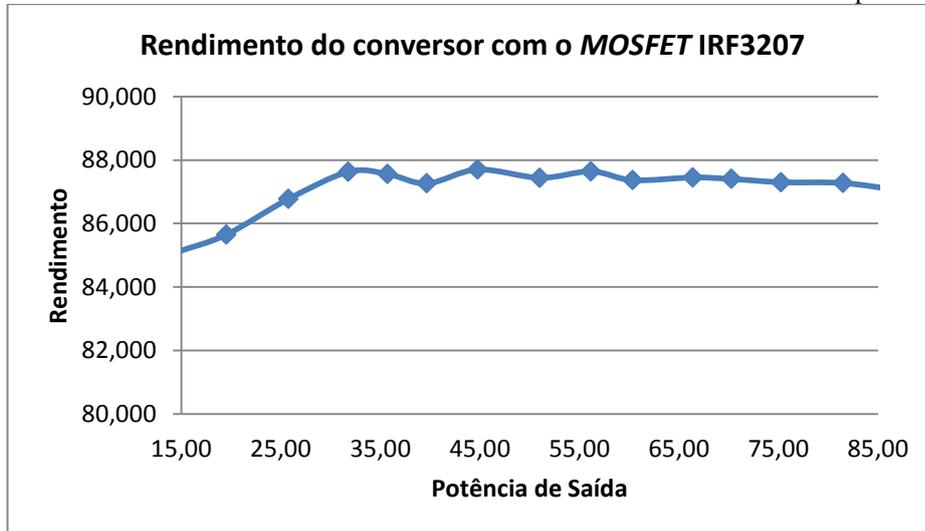
Figura 5.10 – Forma de onda do rendimento do conversor estudado utilizando o interruptor de potência IRF3205.



Fonte: Autor.

Na Figura 5.10 podemos observar que o valor médio do rendimento do conversor utilizando interruptor de potência IRF3205 foi aproximadamente igual a 86,76%.

Figura 5.11 – Forma de onda do rendimento do conversor estudado utilizando a chave de potência IRF3207.



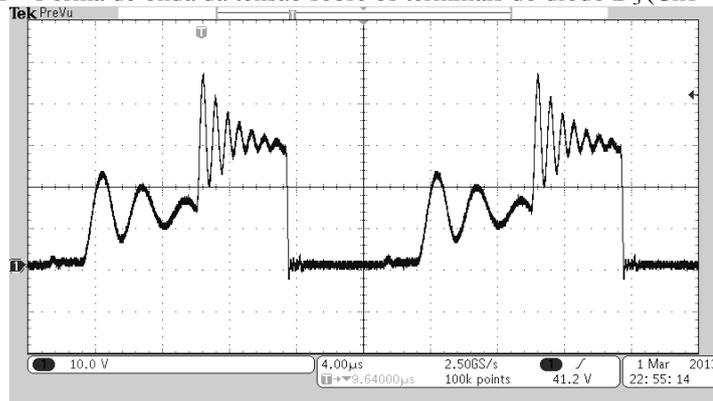
Fonte: Autor.

Na Figura 5.11 podemos observar que o valor médio do rendimento do conversor utilizando o interruptor de potência IRF3207 foi aproximadamente igual a 87,10%.

Após a substituição concluímos que, mesmo com as melhorias tecnológicas inseridas pelo novo interruptor no sistema, o elevado valor de temperatura no *MOSFET* e a eficiência do sistema não obtiveram uma melhora significativa.

Com isso concluímos que o aquecimento do interruptor de potência estava relacionado com o elevado valor da frequência de comutação utilizada no circuito (50k Hz) e com os elevados valores de pico de corrente no interruptor, sendo esses dois valores características próprias do funcionamento do conversor dimensionado. Portanto, decidimos pela permanência do interruptor utilizado inicialmente (IRF3205).

Figura 5.12 – Forma de onda da tensão sobre os terminais do diodo  $D_3$  (Ch1 – 100 V/div).

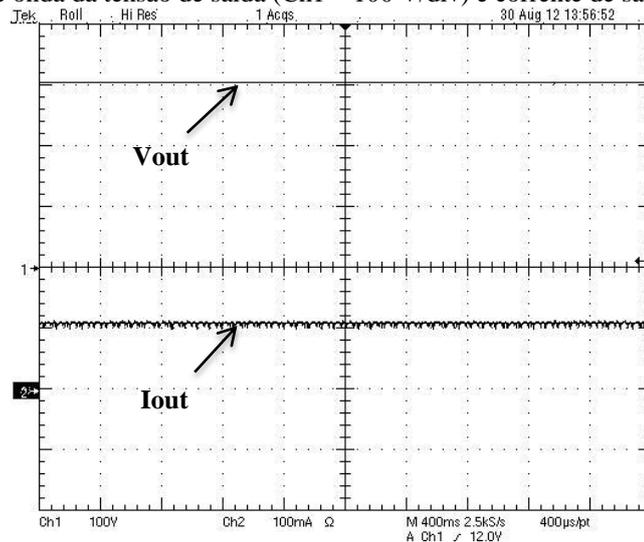


Fonte: Autor.

Na Figura 5.12, podemos notar que o valor da tensão sobre os terminais do diodo de saída  $D_3$  é aproximadamente igual a  $400 V_{cc}$ . Esse resultado indica que a inserção de um novo bloco na topologia estudada nesse trabalho foi realizada com sucesso, pois conseguimos dividir o elevado valor de tensão de saída entre os dois diodos.

Apesar do sucesso com a inserção do novo bloco, podemos ver que a forma de onda da tensão possui elevadas oscilações. Essas oscilações foram causadas pela dispersão magnética oriunda do núcleo utilizado. A Figura 5.13 mostra a forma de onda da tensão de saída e corrente de saída do conversor.

Figura 5.13 – Forma de onda da tensão de saída (Ch1 – 100 V/div) e corrente de saída (Ch2 – 100m A/div).



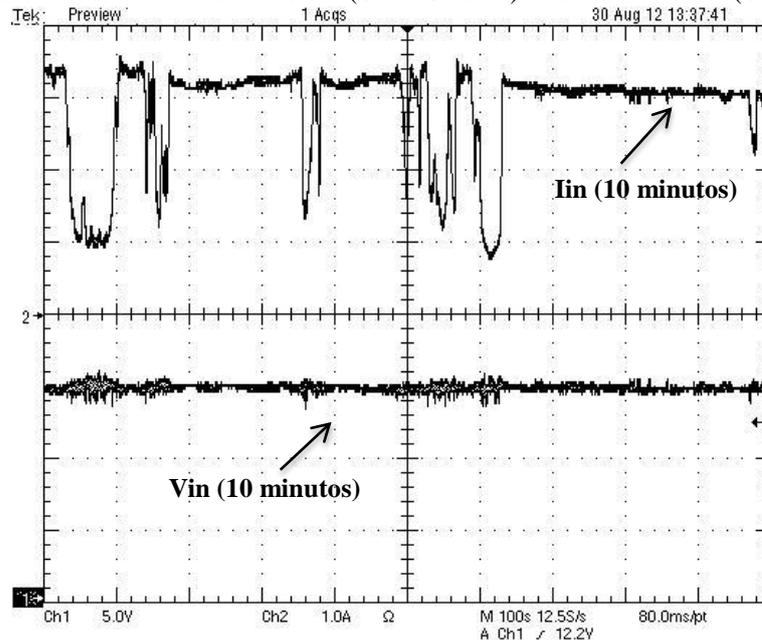
Fonte: Autor.

Podemos notar que as ondulações nas formas de onda da corrente e tensão de saída são praticamente nulas, demonstrando que o filtro de saída obteve o resultado esperado. Vale

ressaltar que o filtro de 6 mH foi construído para tornar a saída do conversor de alto ganho em uma saída com características de fonte de corrente.

Após os estudos de todos os testes para análise do protótipo montado em laboratório, realizamos uma aquisição no osciloscópio com duração de 10 minutos submetendo o conversor a variações aleatórias de radiação. Esse teste tinha o objetivo de validar o algoritmo do MPPT inserido no conversor testado. A Figura 5.14 mostra o resultado obtido.

Figura 5.14 – Forma de onda da tensão de saída (Ch1 – 5 V/div) e corrente de saída (Ch2 – 100m A/div).



Fonte: Autor.

Na Figura 5.14 podemos perceber uma elevada variação na corrente de entrada. Isso ocorre porque essa corrente é proporcional a variação da radiação solar. No momento do teste algumas nuvens sombrearam parcialmente o módulo fotovoltaico, ocasionando assim, uma elevada variação na corrente de entrada.

Esse teste foi um excelente exemplo, pois podemos perceber a variação bastante rápida da corrente em relação a variação do sol. Isso indicou que o controle da busca do ponto de máxima potência teve um funcionamento acima do esperado.

## 5.2 Considerações finais

Nesse capítulo foram apresentadas as formas de onda retiradas do protótipo. Vimos que essas formas de onda se assemelharam bastante com as formas de onda ideais do conversor, validando o equacionamento realizado no capítulo três.

Durante os testes do protótipo houve inúmeros desafios intrínsecos a prática de montagem no laboratório, mas os dois principais foram as elevadas ondulações e a elevada temperatura na chave de potência.

Como já dito anteriormente, percebemos que essas ondulações eram oriundas da elevada dispersão do magnético utilizado. Mesmo utilizando técnicas da literatura para atenuar esse efeito os resultados não foram satisfatórios, prejudicando o rendimento do conversor.

Para solucionar esse problema sugerimos que o núcleo do tipo “EE” seja substituído por um núcleo toroidal, pois assim a dispersão provavelmente terá seu valor bastante reduzido. Sobre a elevada temperatura no interruptor, concluímos que essa era oriunda das próprias características de funcionamento do conversor.

## 6 CONCLUSÃO

Este projeto teve como interesse a pesquisa e o desenvolvimento de uma nova concepção de configuração para sistemas fotovoltaicos interligados à rede elétrica. Essa nova concepção, à qual nos referimos, poderá contribuir ainda mais com o crescimento do mercado SFVCR no Brasil. Sobre o mercado fotovoltaico no Brasil (e no mundo), vimos que há um crescimento considerável. Isso está ocorrendo devido a uma maior frequência de práticas de incentivos públicos neste setor.

Esta dissertação objetivou desenvolver um conversor CC/CC de alto ganho aplicado a um sistema fotovoltaico. O conversor proposto tinha, como principais características, o funcionamento em modo de condução descontínua, a não utilização de capacitores eletrolíticos e a busca do ponto de máxima potência em apenas um módulo fotovoltaico.

Durante a concepção teórica do projeto, analisamos alguns conversores que poderiam ser aplicados a fontes renováveis de energia, tendo como foco o seu modo de operação e suas características favoráveis às necessidades do projeto. A topologia *Boost* de alto ganho com indutor acoplado foi considerada a estrutura mais próxima para a realização dos objetivos desse trabalho.

Ainda que a topologia escolhida atendesse a maioria dos requisitos estabelecidos no projeto (tais como: a possibilidade da utilização de capacitores de polipropileno, um elevado ganho de tensão e o uso de poucos componentes na placa, por exemplo), percebemos que apresentou duas características não favoráveis à implementação do conversor na prática. A primeira característica foi a elevada sobretensão a que o diodo de saída estava submetido. A segunda ocorreu devido à alta ressonância entre a indutância parasita do magnético com a capacitância intrínseca do interruptor, gerando uma instabilidade no sistema. Esses problemas foram solucionados dobrando a saída do conversor e utilizando o modo de condução descontínuo, respectivamente.

Outro item importante analisado no trabalho foi o razoável valor da eficiência do conversor (aproximadamente 87%). Mesmo testando o protótipo com dois interruptores de potência com características elétrica diferente (IRF3205 e IRF3207), não conseguimos um aumento significativo na eficiência, o que implica que esse valor estava relacionado à topologia escolhida.

O protótipo se mostrou robusto e de baixo custo, características necessárias para um conversor aplicado a fontes renováveis de energia. O desempenho do protótipo na busca do ponto de máxima potência superou as expectativas do autor, mostrando que um algoritmo

bastante simples pode ser extremamente confiável quando se opta pela configuração de um conversor por módulo.

Por fim, podemos sugerir, para trabalhos futuros, o desenvolvimento de um estudo em que a implementação do protótipo se desse através do uso de núcleos toroidais. Desse modo, a oscilação causada pelas dispersões magnéticas de núcleo do tipo EE seria amortecida, aumentando o rendimento do conversor.

## REFERÊNCIAS

- ALLEGRO, Datasheet. *Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2,1k VRMS Voltage Isolation and Low-Resistance Current Conductor*. ACS713-Ds. 4 Rev.
- ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica. *Resolução Autorizativa N° 927, de 29 de Maio de 2007 - Autoriza a ELETROACRE a Implantar o Projeto Piloto de 100 (cem) Sistemas Fotovoltaicos no Município de Xapuri*. Brasília. Vol 1, 2007.
- ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica. *Resolução Normativa N° 482, de 17 de Abril de 2012 - Condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuído aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica e dá outras providências*. Brasília. Vol 1, 2012.
- ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica. *Resolução Normativa N° 83, de 20 de Setembro de 2004 - Procedimentos e condições de fornecimento por intermédio de Sistemas Individuais de Geração de Energia Elétrica com Fontes Intermitentes (SIGFI)*. Brasília. Vol 1, 2004.
- BARBI, I. *Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas*. 2 ed. 334 p. Florianópolis, ed do autor 2007.
- BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. Generation of a Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cells. In *IEEE Power Electronic Specialists Conference; PESC'00*; vol.2; 18-23; pp. 858-863; Jun. 2000.
- CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Processamento Eletrônico da Energia Solar Fotovoltaica em Sistemas Conectados à Rede Elétrica. In: *Revista Controle & Automação*. Vol. 21, 2010.
- CHUNG, H. S. et al. Generalized structure of bi-directional switched-capacitor DC/DC converters. In: *IEEE Trans. Circuits and Syst. I*. Vol. 50, no.6, pp. 743-753, Junho. 2003.
- ELETROBRÁS et al. *Ações para disseminação de fontes renováveis de energia - Projeto Piloto de Xapuri*. Acré, p.48. 2008.
- EPIA, European Photovoltaic Industry Association. *Global Market Outlook for Photovoltaics Until 2016*. 2012.
- FENG, X. G. et al. Impedance specifications for stable DC distributed power systems. In: *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 17, no.2, pp. 157-162, Março. 2002.
- HART, D. W. *Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos*. Tradução: Romeu Abdo. 420 p. 2012.
- HUBER, L.; JOVANOVIC, M. M. A design approach for server power supplies for networking. In: *Proc. IEEE INTELEC'00 2000*, p. 1163-1169.
- IEA, International Energy Agency. *Trends in Photovoltaic Applications: Survey Report of Selected IEA Countries Between 1992 and 2011*. 2012.

IEI, International Energy Initiative. *Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação*. 2009.

ISMAIL, E. H.; AL-SAFFAR, M. A.; and SABZALI, A. J. High Conversion Ratio DC-DC Converters with Reduced Switch Stress, *In: IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Vol. 55, N° 7, pp. 2139–2151, Agosto 2008.

KYOCERA. DataSheet. *KC65T – High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module*.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Conversores CC-CC Básicos não Isolados*. Segunda edição revisada. Florianópolis, Edição do Autor, 2006.

MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. 3 ed. Kg magnetics, Inc. Idyllwild, California, USA. 2004.

MEHL, E. L. M. *Capacitores Eletrolíticos de Alumínio: Alguns cuidados e considerações práticas. Artigo explicativo*. Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Curitiba. 2012.

MINC, C. Governo Estadual do Rio de Janeiro. *Carta do Sol*. Rio de Janeiro. Vol 1, 2011.

PENG, F. et al. A magnetic-less DC-DC converter for dual voltage automotive systems. *In: IEE Trans. Indust. Applic.* Vol. 39, no.2, pp. 511-518, Março-Abril. 2003.

PSIM. Tutorial. *How to Use Solar Module Physical Model*. 12 p. acessado em maio de 2011.

QUN, Z.; FENGFENG, T.; LEE, F. C. A Front-End DC/DC Converter for Network Server Applications. *In: Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, 2001*. 2001. p.1535-1539 , Vol. 3.

SILVA, F. S. F. E. *Sistema Fotovoltaico para Iluminação e Alimentação de Pequenos Equipamentos em Corrente Contínua*. 2010. 106 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.

SKVARENINA, T. L. The Power Electronics Handbook, CRC Press LLC, Boca, ISBN 0849-733-0, Raton " Florida, 2002. *In: Transactions on Power Electronics*; Vol. 18; N° 1; pp. 65-73; Janeiro 2003.

TSENG, K. C.; LIANG, T. J. Novel High-Efficiency Step-Up Converter. *In: Electric Power Applications, IEE Proceedings*. Vol. 151, Issue: 2. 182 – 190 p. 2004.

VALLÊRA, A. M.; BRITO, M. C. *Meio Século de História Fotovoltaica*. Departamento de Física e Centro de Física da Matéria Condensada (CFMC). Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa. Gazeta de Física. Acessado em Setembro de 2012.

WUHUA, L. et al. A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications. *In: Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. XXIV IEEE, 2009, 2009*. p. 364-369.

WUHUA, L.; XIANGNINGA, H. Review of Nonisolated High Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications. *In: IEEE Transactions on Industrial Eletronics*, Vol. 58, N° 4, Abril 2011.

XIMENES, S. C. et al. Conversor CC-CA para Aplicação em um Nova Concepção de Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica. *In: Publicado nos anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012.*

ZHAO, Q.; LEE, F.C. High Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters. *In: IEEE Transactions on Power Eletronics, Vol. 18, N° 1, Janeiro 2003.*

**APÊNDICE A – PLANILHA DE DIMENSIONAMENTO DO MAGNÉTICO  
UTILIZADO NO TRABALHO.**

# Dimensionamento do Magnético para Potência de 100 W.

Essa planilha foi desenvolvida pelo professor Edilson Mineiro em conjunto com o professor René Bascopé.

## 1 - Especificações:

$L1 := 2.583 \cdot 10^{-6}$ [H]	[Valor do Indutor do primário]
$L2 := 2.34 \cdot 10^{-3}$ [H]	[Valor do Indutor do secundário]
$IL_{p_{rms}} := 15.8$ [A]	[Corrente eficaz do primário]
$IL_{p_{peak}} := 38.714$ [A]	[Corrente de pico do primário]
$IL_{s_{rms}} := 0.525$ [A]	[Corrente eficaz do secundário]
$IL_{s_{peak}} := 1.286$ [A]	[Corrente de pico do secundário]
$J := 410$ [A/cm <sup>2</sup> ]	[Densidade de corrente]
$K_w := 0.45$	
$B_{max} := 0.24$ [T]	[Densidade de fluxo máximo]
$f := 50000$ [Hz]	[Frequencia de operação]
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$l_e := 8$ [cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$T := 50$ [C]	[Temperatura de operação]
$D_{max} := 0.5$	[Cilco de Trabalho Máximo]
$n_2 := 30$	[Número de Espiras do Secundário]

## 2 - Escolha do fio:

---

Converção do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro\_fio}) := \left\{ \begin{array}{l} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diametro\_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{array} \right.$$

---

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$\text{Diametro\_máximo} := 2 \cdot P \quad \text{Diametro\_máximo} = 0.067 \quad [\text{cm}^2]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor. Logo o seu valor será:

$$\text{Diametro\_otimo} := 2 \cdot P \cdot 0.37$$

$$\text{Diametro\_otimo} = 0.025 \quad [\text{cm}^2]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro\_otimo}) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG\_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro\_otimo})$$

$$\text{AWG\_utilizado} = 30 \quad [\text{AWG}] \quad \text{Valor de fio mais grosso que pode ser utilizado}$$

---

### 2.1 - Cálculo do AWG do primário

$$\text{AWG\_utilizado} := 22 \quad \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO PRIMÁRIO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG\_utilizado}}{20}} \quad D_p = 0.064$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio\_pelicular}} := \pi \cdot \left( \frac{D_p}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio\_pelicular}} = 0.003239$$

Escolha dos fio para os enrolamentos :

$$A_{p_{Cu}} := \frac{I_{L_{rms}}}{J} \quad A_{p_{Cu}} = 0.039 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_{s_{Cu}} := \frac{I_{L_{rms}}}{J} \quad A_{s_{Cu}} = 1.28 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos nos enrolamentos:

$$No\_fiosParalelo_p := \text{ceil} \left( \frac{A_{p_{Cu}}}{S_{\text{fio\_pelicular}}} \right) \quad No\_fiosParalelo_p = 12$$

$$A_{pr_{Cu}} := \frac{A_{p_{Cu}}}{No\_fiosParalelo_p} \quad A_{pr_{Cu}} = 3.211 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

---

## 2.2 - Cálculo do AWG do secundário

$$AWG\_utilizado_s := 27 \quad \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO SECUNDÁRIO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_{ps} := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{- AWG\_utilizado_s}{20}} \quad D_{ps} = 0.036$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio\_peliculars}} := \pi \cdot \left( \frac{D_{ps}}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio\_peliculars}} = 0.001024$$

$$No\_fiosParalelo_s := \text{ceil} \left( \frac{A_{s_{Cu}}}{S_{\text{fio\_peliculars}}} \right) \quad No\_fiosParalelo_s = 2$$

$$No\_fiosParalelo_s := 1 \quad \llll \text{REDEFINE O NÚMERO DE FIOS EM PARALELO A SER UTILIZADO (SE NECESSÁRIO)}$$

$$Asr_{Cu} := \frac{As_{Cu}}{No\_fiosParalelo_s} \quad Asr_{Cu} = 1.28 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

---

### **RESUMO DOS FIOS UTILIZADOS**

$$AWG\_utilizado = 22 \quad No\_fiosParalelo_p = 12$$

$$AWG\_utilizado_s = 27 \quad No\_fiosParalelo_s = 1$$


---

## **2.3 - CÁLCULO DA SEÇÃO DO FIO COM O ISOLAMENTO**

### **CÁLCULO PRIMÁRIO**

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$Dx := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{- AWG\_utilizado}{20}} \quad Dx = 0.064$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio := \pi \cdot \left( \frac{Dx}{2} \right)^2 \quad Sfio = 0.003239$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx\_iso := Dx + 0.028 \cdot \sqrt{Dx} \quad Dx\_iso = 0.071$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio\_iso := \pi \cdot \left( \frac{Dx\_iso}{2} \right)^2 \quad Sfio\_iso = 3.995 \times 10^{-3}$$

### **CÁLCULO SECUNDÁRIO**

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$Dxs := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{- AWG\_utilizado_s}{20}} \quad Dx = 0.064$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfios := \pi \cdot \left( \frac{Dxs}{2} \right)^2 \quad Sfios = 0.001024$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx\_isos := Dx_s + 0.028 \cdot \sqrt{Dx_s} \quad Dx\_isos = 0.041$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio\_isos := \pi \cdot \left( \frac{Dx\_isos}{2} \right)^2 \quad Sfio\_isos = 1.348 \times 10^{-3}$$

---

## 2.4 - CÁLCULO DA DENSIDADE DE CORRENTE FINAL

$$Jp\_final := \frac{Ip_{rms}}{Sfio \cdot No\_fiosParalelo_p} \quad Jp\_final = 406.46 \quad [A/cm^2]$$

$$Js\_final := \frac{Is_{rms}}{Sfios \cdot No\_fiosParalelo_s} \quad Js\_final = 512.509 \quad [A/cm^2]$$

---

## 3 - Escolha do núcleo:

$$Po := 100$$

$$kv := 0.4$$

$$ku := 0.5$$

$$\eta := 0.95$$

$$AeAw := \sqrt{\frac{\frac{4}{3} \cdot Dmax \cdot \frac{Po}{\eta} \cdot 10^4}{kv \cdot ku \cdot J \cdot f \cdot B_{max}}}$$

*Essa equação (para um Flyback) foi retirada do livro de fontes chaveadas do Prof. Ivo Barbi, ela é apenas um valor inicial para a determinação do núcleo.*

$$AeAw = 0.873 \quad [cm^4]$$

---

## ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

$$nucleo := "EE30/14"$$

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.161 \\ 0.3381 \\ 0.493 \\ 0.0544 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE13/6"} \\
 \begin{pmatrix} 0.276 \\ 0.479 \\ 1.341 \\ 0.132 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE20"} \\
 \begin{pmatrix} 0.3929 \\ 0.8547 \\ 1.9354 \\ 0.3358 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE25"} \\
 \begin{pmatrix} 0.8597 \\ 0.6993 \\ 4.2382 \\ 0.6012 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE28"} \\
 \begin{pmatrix} 0.526 \\ 1.193 \\ 3.876 \\ 0.627 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE30/07"} \\
 \begin{pmatrix} 1.051 \\ 1.193 \\ 7.753 \\ 1.254 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE30/14"} \\
 \begin{pmatrix} 1.81 \\ 1.57 \\ 16.233 \\ 2.969 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE42/15"} \\
 \begin{pmatrix} 2.44 \\ 2.56 \\ 20.946 \\ 6.247 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE42/20"} \\
 \begin{pmatrix} 3.612 \\ 3.756 \\ 40.516 \\ 13.565 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE55"} \\
 \begin{pmatrix} 2.644 \\ 5.478 \\ 36.475 \\ 14.484 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE65/13"}$$

$$A_e = 1.051 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_w = 1.193 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_e A_w = 1.254 \quad [\text{cm}^4]$$

$$V_e = 7.753 \quad [\text{cm}^3]$$

---

### 3.1 - CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS

O número de espiras do primário deve ser:

$$N_{Lp} := \text{ceil} \left( \frac{L_1 \cdot I_{Lp\text{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\text{max}}} \right) = 4$$

$$N_{Lp} = 4 \quad [\text{espiras}]$$

O número de espiras do secundário deve ser:

$$N_{Ls} := N_{Lp} \cdot n_2 = 120 \quad [\text{espiras}]$$

$n_2$  é a relação de transformação calculada considerando que  $n_1$  é igual a 1.

---

### 3.2 - CÁLCULO DO ENTREFERRO

O entreferro do transformador deve ser ajustado no valor de  $l_g$ .

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot N_{Lp}^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_1}$$

$$l_g = 0.082 \quad [\text{cm}]$$

---

## 4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{P_{Cu\_isol}} := S_{fio\_iso} \cdot N_{Lp} \cdot N_{o\_fiosParalelo\_p}$$

$$A_{P_{Cu\_isol}} = 0.192 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_{Cu\_isol}^{s} := S_{fio\_isos} \cdot N_{Ls} \cdot No\_fiosParalelo_s$$

$$A_{Cu\_isol}^{s} = 0.162 \quad [cm^2]$$

$$A_{Cu\_isol.total} := A_{P_{Cu\_isol}} + |A_{Cu\_isol}^{s}|$$

$$ku := \frac{A_{Cu\_isol.total}}{A_w} \quad ku = 0.296$$

$$Possibilidade := \begin{cases} "OK" & \text{if } ku < 0.4 \\ "Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!" & \text{if } ku \geq 0.4 \end{cases}$$

**APÊNDICE B – PLANILHA DE DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS DE  
ENTRADA E SAÍDA DO PROTÓTIPO.**

# DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE ENTRADA E SAÍDA PARA UMA POTÊNCIA DE 100 W

Essa planilha foi desenvolvida pelo professor Edilson Mineiro tomando como base o livro: *Richard Lee Ozenbaugh, EMI Filter Design, Second Edition, p. 249, 2001.*

---

## Dimensionamento do Filtro de Entrada

### 1 - Especificações

$V_{dc} := 17.4$ [V]	Tensão de entrada
$P_{out} := 100$ [W]	Potência na saída
$\eta := 0.95$	Eficiência do circuito
$f_s := 50000$ [Hz]	Frequencia de comutação

---

### 2 - Cálculo da Indutância e Capacitância de Filtro

A potência na entrada será:

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta} \quad P_{in} = 105.263 \text{ [W]}$$

A resistência equivalente será:

$$R_{eq} := \frac{V_{dc}^2}{P_{in}} \quad R_{eq} = 2.876 \quad [\Omega]$$

O valor da capacitância ( polipropileno) do filtro pode ser determinada por:

$$C_f := \frac{10}{R_{eq} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad C_f = 11.067 \times 10^{-6} \text{ [F]}$$

$$C_f := 30 \cdot 10^{-6} \text{ [F]} \quad \text{<---- Fixa um valor comercial}$$

O indutor de filtro é obtido por:

$$L_f := \frac{R_{eq} \cdot 10}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad L_f = 91.553 \times 10^{-6} \quad [H]$$

O valor 10 é usado para deixar o indutor uma década abaixo da frequência de comutação

$$L_f := 30 \cdot 10^{-6}$$

<---- Valor Fixado

O valor do indutor foi fixado, pois o objetivo desse dimensionamento é deixar a frequência de corte do filtro em uma década abaixo da frequência de comutação, ou seja, 5 kHz

Considerando que a componente de alta frequência da corrente circula exclusivamente pelo capacitor de filtro, pois o indutor é visto como alta impedância para componentes de alta frequência. Portanto, podemos considerar que a corrente eficaz que passará no indutor de filtro pode ser aproximada para a corrente média e seu valor de pico pode ser aproximada para 10% dessa corrente média. Todos os valores calculados são para o pior caso.

$$V_{in\_min} := 10$$

$$I_{in\_rms} := \frac{P_{in}}{V_{in\_min}} = 10.526 \quad [A]$$

A corrente de pico da entrada será:

$$I_{in\_pk} := 1.1 \cdot I_{in\_rms} = 11.579 \quad [A]$$

Considerando a ondulação máxima de 10%

A impedância do filtro será:

$$X_{LC} := \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$$

$$X_{LC} = 1$$

A frequência de corte será:

$$f_c := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}}$$

$$f_c = 5.305 \times 10^3$$

# Dimensionamento do Indutor do Filtro de Entrada

## 1 - Especificações:

$$L_f = 3 \times 10^{-5} \quad [\text{H}] \quad [\text{Valor do Indutor}]$$

$$I_{\text{in\_rms}} = 10.526 \quad [\text{A}] \quad [\text{Corrente eficaz}]$$

$$I_{\text{in\_pk}} = 11.579 \quad [\text{A}] \quad [\text{Corrente de pico (ou fixe um valor)}]$$

$$J := 450 \quad [\text{A/cm}^2] \quad [\text{Densidade de corrente}]$$

$$K_w := 0.45$$

$$B_{\text{max}} := 0.3 \quad [\text{T}] \quad [\text{Densidade de fluxo máximo}]$$

$$f := 1 \quad [\text{Hz}] \quad [\text{Frequência de operação}]$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad [\text{Tm/A}] \quad [\text{Permeabilidade do ar}]$$

$$l_e := 8 \quad [\text{cm}] \quad [\text{Comprimento médio de uma espira}]$$

$$T := 50 \quad [\text{C}] \quad [\text{Temperatura de operação}]$$

*A frequência de operação tem seu valor igual a 1, pois a ondulação da corrente de entrada é muito baixa, ou seja, pode ser aproximada a uma corrente contínua*

---

## 2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro\_fio}) := \left| \begin{array}{l} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diametro\_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{array} \right.$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f}} = 7.5$$

Profundidade de penetração

$$\text{Diametro\_m\u00e1ximo} := 2 \cdot P$$

$$\text{Diametro\_m\u00e1ximo} = 15$$

[cm<sup>2</sup>]

Otimizando o valor do di\u00e2metro m\u00e1ximo para minimizar as perdas, \u00e9 utilizado somente 37% deste valor. Logo o seu valor ser\u00e1:

$$\text{Diametro\_otimo} := 2 \cdot P \cdot 0.37$$

$$\text{Diametro\_otimo} = 5.55 \quad [\text{cm}^2]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro\_otimo}) = -17 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG\_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro\_otimo})$$

$$\text{AWG\_utilizado} = -17 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG\_utilizado} := 22 \quad \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Di\u00e2metro m\u00e1ximo do fio sem isolamento em cent\u00edmetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG\_utilizado}}{20}} \quad D_p = 0.064$$

Sec\u00e7\u00e3o do fio sem isolamento em cent\u00edmetros quadrados

$$S_{\text{fio\_pelicular}} := \pi \cdot \left( \frac{D_p}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio\_pelicular}} = 0.003239$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{in\_rms}}}{J} \quad A_{\text{Cu}} = 0.023 \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\text{No\_fiosParalelo} := \text{ceil} \left( \frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio\_pelicular}}} \right) \quad \text{No\_fiosParalelo} = 8$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{\text{No\_fiosParalelo}} \quad A_{\text{PCu}} = 2.924 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

### 3 - Fio a ser utilizado

$$\text{AWG\_utilizado} = 22 \quad \text{No\_fiosParalelo} = 8$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG\_utilizado}}{20}} \quad D_x = 0.064$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio}} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2}\right)^2 \quad S_{\text{fio}} = 0.003239$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{x\_iso} := D_x + 0.028 \cdot \sqrt{D_x} \quad D_{x\_iso} = 0.071$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio\_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{x\_iso}}{2}\right)^2 \quad S_{\text{fio\_iso}} = 3.995 \times 10^{-3}$$

Densidade de corrente final será:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{in\_rms}}}{S_{\text{fio}} \cdot \text{No\_fiosParalelo}} \quad J_{\text{final}} = 406.19 \quad [\text{A}/\text{cm}^2]$$

---

### 4 - Escolha do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_f \cdot I_{\text{in\_rms}} \cdot I_{\text{in\_pk}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{\text{max}}}$$

$$A_e A_w = 0.602 \quad [\text{cm}^4]$$

---

### ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

$$\text{nucleo} := \text{"EE30/14"}$$

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \text{~~~~~} \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.161 \\ 0.3381 \\ 0.493 \\ 0.0544 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE13"} \\
 \begin{pmatrix} 0.276 \\ 0.479 \\ 1.341 \\ 0.132 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE20"} \\
 \begin{pmatrix} 0.3929 \\ 0.8547 \\ 1.9354 \\ 0.3358 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE25"} \\
 \begin{pmatrix} 0.8597 \\ 0.6993 \\ 4.2382 \\ 0.6012 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE28"} \\
 \begin{pmatrix} 0.526 \\ 1.193 \\ 3.876 \\ 0.627 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE30/07"} \\
 \begin{pmatrix} 1.22 \\ 0.85 \\ 7.753 \\ 1.037 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE30/14"} \\
 \begin{pmatrix} 1.891 \\ 1.57 \\ 16.233 \\ 2.841 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE42/15"} \\
 \begin{pmatrix} 2.44 \\ 2.56 \\ 20.946 \\ 6.247 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE42/20"} \\
 \begin{pmatrix} 3.612 \\ 3.756 \\ 40.516 \\ 13.565 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE55"} \\
 \begin{pmatrix} 2.644 \\ 5.478 \\ 36.475 \\ 14.484 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE65/13"}$$

$$A_e = 1.22 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_w = 0.85 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_e A_w = 1.037 \quad [\text{cm}^4]$$

$$V_e = 7.753 \quad [\text{cm}^3]$$

---

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L_f \cdot I_{in\_pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} = 9.491$$

$$NL = 9.491 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL := \text{ceil}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 10 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_f}$$

$$lg = 0.051 \quad [\text{cm}]$$

---

## 5 - Possibilidade de Execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu\_isol} := S_{fio\_iso} \cdot NL \cdot N_{o\_fiosParalelo}$$

$$A_{Cu\_isol} = 0.32 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu\_isol}}{A_w} \quad k_u = 0.376$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator  $k_u$  é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

---

# Dimensionamento do Filtro de Saída

## 1 - Especificações

$V_{\text{dcs}} := 311 \text{ [V]}$	Tensão de saída
$P_{\text{out}} = 100 \text{ [W]}$	Potência na saída
$\eta = 0.95$	Eficiência do circuito
$f_s = 5 \times 10^4 \text{ [Hz]}$	Frequencia de comutação

---

## 2 - Cálculo da Indutância e Capacitância de Filtro

A potência na entrada será:

$$P_{\text{in}} := \frac{P_{\text{out}}}{\eta} \quad P_{\text{in}} = 105.263 \text{ [W]}$$

A resistência equivalente de saída será:

$$R_{\text{eqs}} := \frac{V_{\text{dcs}}^2}{P_{\text{out}}} \quad R_{\text{eqs}} = 967.21 \quad [\Omega]$$

O valor da capacitância ( polipropileno) do filtro de saída pode ser determinada por:

$$C_{\text{fs}} := \frac{10}{R_{\text{eqs}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad C_{\text{fs}} = 3.291 \times 10^{-8} \text{ [F]}$$

$$C_{\text{fs}} := 100 \cdot 10^{-9} \text{ [F]} \quad \leftarrow \text{Fixa um valor comercial}$$

O indutor de filtro é obtido por:

$$L_{\text{fs}} := \frac{R_{\text{eqs}} \cdot 4}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad L_{\text{fs}} = 0.012 \quad [\text{H}]$$

$$I_{\text{out\_rms}} := \frac{P_{\text{out}}}{V_{\text{dcs}}} \quad I_{\text{out\_rms}} = 0.322 \quad [\text{A}]$$

A corrente de pico da entrada será:

$$I_{\text{out\_pk}} := 1.1 \cdot I_{\text{out\_rms}} \quad I_{\text{out\_pk}} = 0.354 \quad [\text{A}] \quad \text{Considerando ondulação máxima de 10\%}$$

A impedância do filtro será:

$$X_{LCs} := \sqrt{\frac{L_{fs}}{C_{fs}}}$$

$$X_{LCs} = 350.926$$

A frequência de corte será:

$$f_{cs} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{fs} \cdot C_{fs}}}$$

$$f_{cs} = 4.535 \times 10^3$$

---

## Dimensionamento do Indutor de Filtro de Saída

### 1 - Especificações:

$L_{fs} = 0.012$	[H]	[Valor do Indutor]
$I_{out\_rms} = 0.322$	[A]	[Corrente eficaz]
$I_{out\_pk} = 0.354$	[A]	[Corrente de pico (ou fixe um valor)]
$J := 400$	[A/cm <sup>2</sup> ]	[Densidade de corrente]
$K_w := 0.45$		
$B_{max} := 0.3$	[T]	[Densidade de fluxo máximo]
$f := 1$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$l_e := 8$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$T := 50$	[C]	[Temperatura de operação]

### 2 - Escolha do fio:

---

Converção do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro\_fio}) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diametro\_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f}} = 7.5$$

Profundidade de penetração

$$\text{Diametro\_m\u00e1ximo} := 2 \cdot P$$

$$\text{Diametro\_m\u00e1ximo} = 15$$

[cm<sup>2</sup>]

Otimizando o valor do di\u00e2metro m\u00e1ximo para minimizar as perdas, \u00e9 utilizado somente 37% deste valor. Logo o seu valor ser\u00e1:

$$\text{Diametro\_otimo} := 2 \cdot P \cdot 0.37$$

$$\text{Diametro\_otimo} = 5.55 \quad [\text{cm}^2]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro\_otimo}) = -17 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG\_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro\_otimo})$$

$$\text{AWG\_utilizado} = -17 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG\_utilizado} := 27 \quad \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Di\u00e2metro m\u00e1ximo do fio sem isolamento em cent\u00edmetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG\_utilizado}}{20}} \quad D_p = 0.036$$

Sec\u00e7\u00e3o do fio sem isolamento em cent\u00edmetros quadrados

$$S_{\text{fio\_pelicular}} := \pi \cdot \left( \frac{D_p}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio\_pelicular}} = 0.001024$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{\text{out\_rms}}}{J}$$

$$A_{Cu} = 8.039 \times 10^{-4}$$

[cm<sup>2</sup>]

Fios paralelos no enrolamento:

$$\text{No\_fiosParalelo} := \text{ceil}\left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio\_pelicular}}}\right) \quad \text{No\_fiosParalelo} = 1$$

$$A_{\text{pCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{\text{No\_fiosParalelo}} \quad A_{\text{pCu}} = 8.039 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

---

### 3 - Fio Utilizado

$$\text{AWG\_utilizado} = 27 \quad (\text{No\_fiosParalelo}) = 1$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_{\text{x}} := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG\_utilizado}}{20}} \quad D_{\text{x}} = 0.036$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{\text{x}}}{2}\right)^2 \quad S_{\text{fio}} = 0.001024$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{\text{x\_iso}} := D_{\text{x}} + 0.028 \cdot \sqrt{D_{\text{x}}} \quad D_{\text{x\_iso}} = 0.041$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio\_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{\text{x\_iso}}}{2}\right)^2 \quad S_{\text{fio\_iso}} = 1.348 \times 10^{-3}$$

Densidade de corrente final será:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{out\_rms}}}{S_{\text{fio}} \cdot \text{No\_fiosParalelo}} \quad J_{\text{final}} = 313.893 \quad [\text{A}/\text{cm}^2]$$

---

### 4 - Escolha do Núcleo:

$$A_{\text{eAw}} := \frac{L_{\text{fs}} \cdot I_{\text{out\_rms}} \cdot I_{\text{out\_pk}} \cdot 10^4}{K_{\text{w}} \cdot J \cdot B_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{eAw}} = 0.259 \quad [\text{cm}^4]$$

**ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO**

nucleo := "EE28"

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.161 \\ 0.3381 \\ 0.493 \\ 0.0544 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE13"} \\ \begin{pmatrix} 0.276 \\ 0.479 \\ 1.341 \\ 0.132 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE20"} \\ \begin{pmatrix} 0.3929 \\ 0.8547 \\ 1.9354 \\ 0.3358 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE25"} \\ \begin{pmatrix} 0.8597 \\ 0.6993 \\ 4.2382 \\ 0.6012 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE28"} \\ \begin{pmatrix} 0.526 \\ 1.193 \\ 3.876 \\ 0.627 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE30/07"} \\ \begin{pmatrix} 1.22 \\ 0.85 \\ 7.753 \\ 1.037 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE30/14"} \\ \begin{pmatrix} 1.891 \\ 1.57 \\ 16.233 \\ 2.841 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE42/15"} \\ \begin{pmatrix} 2.44 \\ 2.56 \\ 20.946 \\ 6.247 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE42/20"} \\ \begin{pmatrix} 3.612 \\ 3.756 \\ 40.516 \\ 13.565 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE55"} \\ \begin{pmatrix} 2.644 \\ 5.478 \\ 36.475 \\ 14.484 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE65/13"}$$

$$A_e = 0.86 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_w = 0.699 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_e A_w = 0.601 \quad [\text{cm}^4]$$

$$V_e = 4.238 \quad [\text{cm}^3]$$

---

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L_{fs} \cdot I_{out\_pk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} = 168.887$$

$$NL = 168.887 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 168 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_{fs}}$$

$$lg = 0.025 \quad [\text{cm}]$$

---

## 4 - Possibilidade de Execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu\_isol} := S_{fio\_iso} \cdot NL \cdot N_{o\_fiosParalelo}$$

$$A_{Cu\_isol} = 0.227 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu\_isol}}{A_w} \quad k_u = 0.324$$

$$Possibilidade := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator  $k_u$  é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

**APÊNDICE C – ALGORITMO UTILIZADO PARA A BUSCA DO PONTO DE  
MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT).**

Abaixo segue o algoritmo utilizado no teste da busca de máxima potência do protótipo montado em laboratório. Esse código foi desenvolvido pelo autor desse trabalho.

```
#define DUTY_INI  0
#define VOUT_MAX  320
#define VPAN_MIN  115
#define VPAN_MAX  170
#define MAXDUTY   49
#define MINDUTY   1

unsigned char incrementou=1;
int step=1;
int destrava=0;
unsigned int Ppv;
int dc1=DUTY_INI;

void MPPT_Ali(unsigned int Ppv)
{
    if (Ppv!=Ppva)
    {
        destrava=0;
        if(Ppv>Ppva)
        {
            if(incrementou==1)
            {
                dc1=dc1+step;
                incrementou=1;
            }

            else
            {
                dc1=dc1-step;
                incrementou=0;
            }
        }
    }
}
```

```

    }
    if(Ppv<Ppva)
    {
        if(incrementou==1)
        {
            dc1=dc1-step;
            incrementou=0;
        }
        else
        {
            dc1=dc1+step;
            incrementou=1;
        }
    }
}
else
{
    destrava++;
    if (destrava>400)
    {
        destrava=0;
        Ppv=Ppv+10;
        dc1=DUTY_INI;
    }
    incrementou=0;
}
if(VOUT_VOLTS>VOUT_MAX)dc1=0;
if(VPAN_VOLTS>=VPAN_MAX){
    if(dc1<MAXDUTY)dc1++;
}
else
if(VPAN_VOLTS<=VPAN_MIN){
    if(dc1>MINDUTY)dc1--;
}

```

```
if(dc1>MAXDUTY)
{
    dc1=MAXDUTY;
}
```

```
if(dc1<MINDUTY)dc1=MINDUTY;
```

```
ccpr2l = dc1;
```

```
Ppva=Ppv;
```

```
}
```

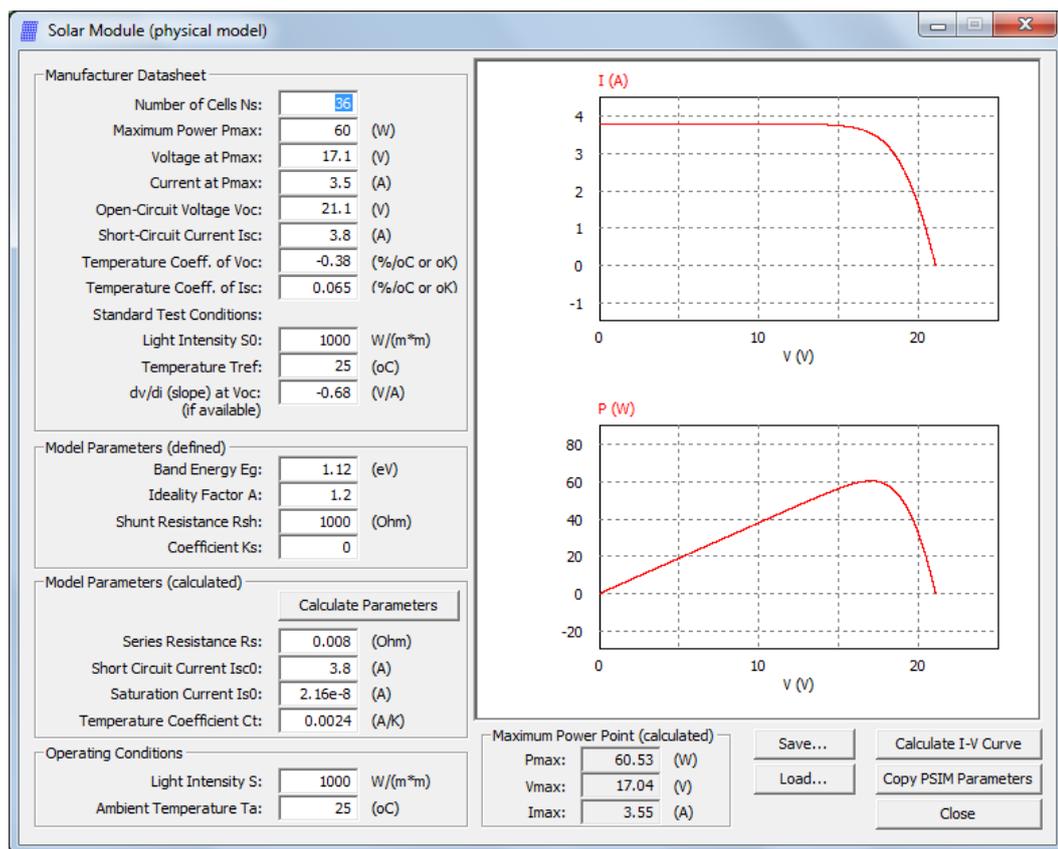
**APÊNDICE D – DETALHAMENTO DOS BLOCOS UTILIZADOS NA  
SIMULAÇÃO.**

Esse apêndice apresenta os principais blocos utilizados na simulação em malha fechada do conversor e os seus respectivos valores utilizados para a obtenção dos resultados de simulação. Todos esses blocos podem ser visto na Figura 4.9 que mostra o circuito simulado completo.

## 1 MÓDULO SOLAR (MODELO REAL)

Os valores utilizados para a simulação desse bloco foram de um módulo fotovoltaico da marca *KYOCERA* com potência nominal de 65 W. Utilizamos esse painel para a simulação e para os testes em campo devido a facilidade de acesso ao material. A Figura D.1 mostra o bloco com os valores utilizados na simulação.

Figura D.1 – Bloco do módulo solar fotovoltaico com os valores reais do material.



Fonte: (PSIM, 2012)

Todos os valores da aba dados do fabricante (*manufacturer datasheet*) podem ser obtidos no manual do material. Os valores da aba parâmetros do modelo (*model parameters*)

Eg, A, Rsh e Ks normalmente não são fornecidos pelo fabricante, mas necessitam de um valor inicial.

Um valor inicial considerado bom para a banda de energia “Eg” é em torno de 1,12 V, se o módulo utilizado for de silício cristalino, ou 2 V, se o módulo utilizado for de silício amorfo. Para o fator de idealidade “A” um valor considerado bom para módulos de silício cristalino é igual a 2 V e para módulos de silício amorfo deve ser menor que 2 V (PSIM TUTORIAL, 2012).

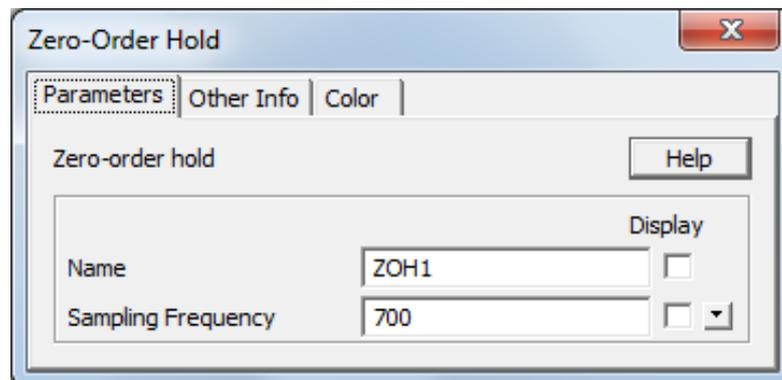
Para a resistência *shunt* “Rsh” o seu valor inicial deve ser bastante alto, podendo chegar até a milhares de ohms. Para o coeficiente “Ks” o valor inicial pode ser considerado igual a zero (PSIM TUTORIAL, 2012).

O segredo desse bloco é ficar variando os valores das variáveis citadas anteriormente até encontrar um valor de potência máxima, que pode ser vista na aba ponto de máxima potência calculado (maximum power point calculated), adequado para sua simulação.

## 2 ZERO-ORDER HOLD (ZOH)

Esse bloco pode ser comparado ao pino analógico/digital (A/D) de um microprocessador. Sua função é determinar quantas amostras serão adquiridas por segundo antes de enviá-las para o bloco de MPPT. A Figura D.2 mostra esse bloco com os valores de amostras utilizados na simulação.

Figura D.2 – Bloco ZoH do usado na simulação.



Fonte: (PSIM, 2012).

A simulação de um circuito com controle digital necessita de uma bloco de ZoH por sensor. Nesse trabalho como foram usados um sensor de tensão e um sensor de corrente na entrada tivemos apenas dos blocos de ZoH. O valor escolhido para ser utilizados na caixa

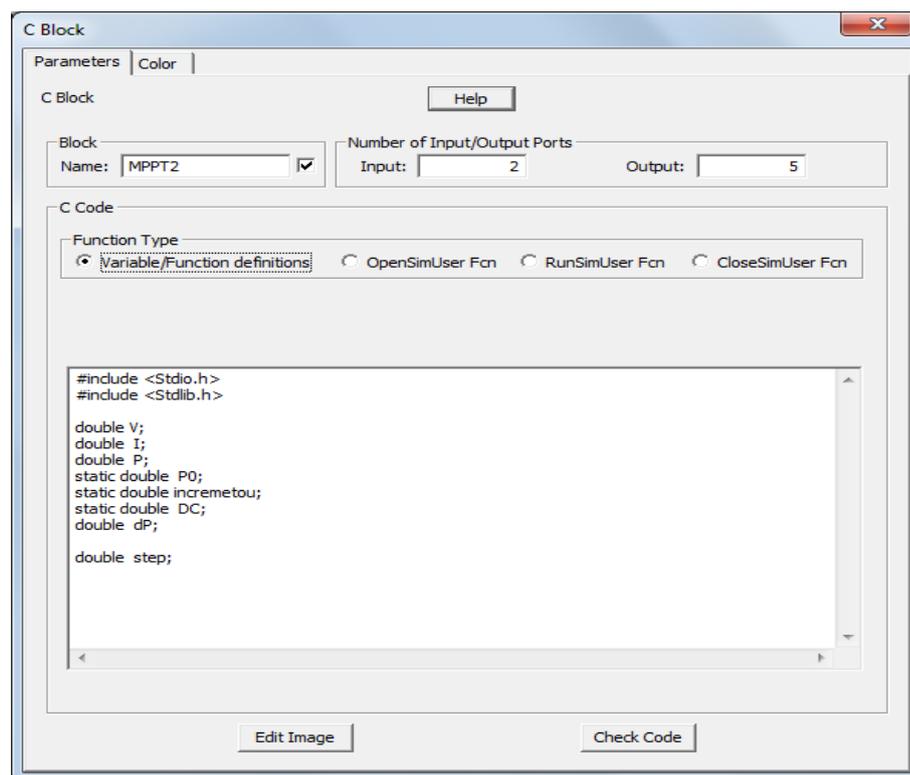
amostragem da frequência (*sampling frequency*) seguiu a seguinte regra: vimos que para um bom funcionamento do circuito de controle o valor da amostragem de frequência deveria ser uma década abaixo do valor de frequência do filtro de entrada.

Essa medida tomou como base a regra para o cálculo dos filtros de entrada e saída. Como podemos ver no Apêndice B, os indutores e capacitores de filtro foram calculados para uma década abaixo da frequência de comutação. Essa medida foi bastante crucial para o bom funcionamento da simulação.

### 3 BLOCO C

Esse bloco tem a função de simular o microcontrolador utilizado no protótipo. A Figura D.3 mostra o bloco C com os valores utilizados nesse trabalho.

Figura D.3 – Bloco C utilizado na simulação.



Fonte: (PSIM, 2012).

O bloco C tem bastante importância para o controle digital, pois com esse bloco podemos simular exatamente o algoritmo principal que será utilizado no conversor montado em laboratório. Basicamente para trabalharmos com esse bloco precisamos seguir 4 passos.

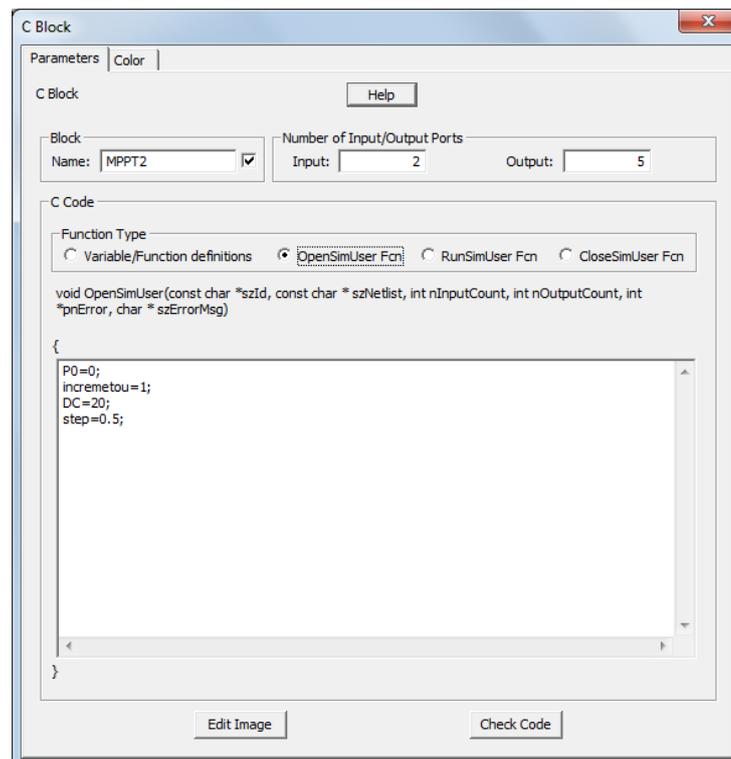
O primeiro passo é a escolha de quantas portas de entradas e saídas o bloco terá, pois assim poderemos definir os nomes e números das variáveis principais. Esse valor pode ser inserido no campo número de portas de entrada e saída (*number of input/output ports*) que está localizado no canto superior direito da Figura D.3.

O segundo passo é definir os tipos e as variáveis globais que serão utilizados no código. Esse passo é bastante semelhante com a declaração de variáveis globais utilizadas nos microcontroladores reais. As bibliotecas “Stdio.h” e “Stdlib.h” são bibliotecas padrão que já inseridas no momento da criação do bloco e que devem permanecer inalteradas, pois já contem todas as funções básicas para o funcionamento do bloco.

A definição das variáveis pode ser realizada na aba tipo de funções (*function type*) na aba definições de variáveis e funções (*variable/function definitions*). Os tipos escolhidos para as variáveis levam em consideração o mesmo raciocínio da escolha realizada em um microcontrolador real. Vale ressaltar que variáveis que necessitam manter o seu valor mesmo após o fim de um ciclo de código devem ser definidas como variáveis estáticas (*static*).

O terceiro passo é a inicialização das variáveis que por escolha do projetista necessitam começar com um valor inicial. As variáveis e os valores utilizados na simulação desse trabalho podem ser vistas na Figura D.4.

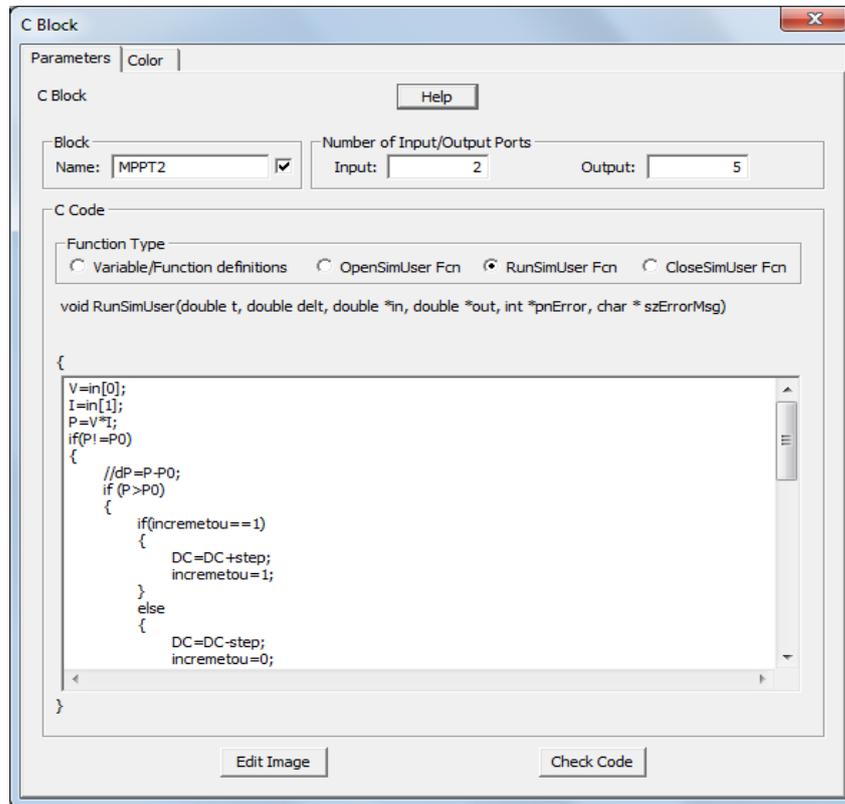
Figura D.4 – Variáveis inicializadas na simulação.



Fonte: (PSIM, 2012).

O quarto e último passo é a inserção do algoritmo que será utilizado para realizar o controle digital. Na Figura D.5 podemos ver uma parte do algoritmo usado na simulação do conversor proposto nesse trabalho.

Figura D.5 – Algoritmo utilizado para a busca do ponto de máxima potência.



Fonte: (PSIM, 2012).

Nesse passo devemos ter o cuidado de nomear as variáveis de entrada e saída de acordo com as ligações realizadas no esquemático da simulação, pois um erro nesse momento fará com que o circuito funcione de maneira totalmente equivocada. O código pode ser inserido no campo função inicial de simulação do usuário (*RunSimUser Fcn*).

O campo função final de simulação do usuário (*CloseSimUser Fcn*) não foi utilizado na simulação do circuito.