

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA



GUSTAVO PELIGRINI CHAGAS

PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC PARA
PROCESSAMENTO PARCIAL DA ENERGIA DE PAINÉIS
FOTOVOLTAICOS ALIMENTANDO UMA CARGA
RESISTIVA

VITÓRIA – ES
DEZEMBRO/2018

GUSTAVO PELIGRINI CHAGAS

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC PARA PROCESSAMENTO
PARCIAL DA ENERGIA DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS
ALIMENTANDO UMA CARGA RESISTIVA**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do
aluno **Gustavo Peligrini Chagas**,
apresentado ao Departamento de Engenharia
Elétrica do Centro Tecnológico da
Universidade Federal do Espírito Santo,
como requisito para obtenção do grau de
Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Walbermark Marques
dos Santos

VITÓRIA – ES
DEZEMBRO/2018

GUSTAVO PELGRINI CHAGAS

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC PARA
PROCESSAMENTO PARCIAL DA ENERGIA DE PAINÉIS
FOTOVOLTAICOS ALIMENTANDO UMA CARGA RESISTIVA**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno Gustavo Peligrini Chagas, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovado em 12/12/2018

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos
Orientador

Prof. Dr. Hélio Marcos André Antunes
Examinador

Ms. Tatiana Saviato Macedo
Examinadora

Ms. Vinícius Secchin de Melo
Examinador

VITÓRIA – ES
DEZEMBRO/2018

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter sido minha rocha firme e inabalável, estando sempre presente nos momentos bons e ruins que tive ao longo da minha graduação. Agradeço à minha família e aos meus amigos, que estiveram junto comigo me motivando e me dando pequenos motivos para que eu sempre me alegrasse em meio a rotina, muitas vezes pesada. Agradeço ao professor Walbermark pela paciência e dedicação em ter me orientado e feito de tudo para que eu pudesse ter um conhecimento mais profundo sobre todos os temas descritos neste trabalho. Por último, agradeço a todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFES que têm se dedicado para transformar o ensino das matérias em algo mais prazeroso e humano para os alunos.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo estudar uma topologia de um conversor CC-CC que processe parcialmente a energia proveniente de um painel fotovoltaico, bem como desenvolver todo o conjunto de equações necessário para que se projete um conversor que atenda às especificações da folha de dados de um painel fotovoltaico real. Após os elementos do conversor terem sido devidamente projetados, foi criado um código em linguagem C para que o microcontrolador mantivesse o painel operando sempre no seu ponto de máxima potência. Por fim, foram feitas simulações computacionais no software PSIM que mostraram valores de corrente e tensão muito próximos aos valores calculados com o equacionamento previamente deduzido, validando a metodologia de projeto proposta. Concluiu-se ainda que, analisando a energia não-ativa processada no conversor parcial, esta topologia pode ser considerada mais eficiente do que a topologia dos conversores *boost* e *buck-boost*.

Palavras-chave: conversores CC-CC. processamento parcial de energia. sistemas fotovoltaicos. PSIM. energia solar.

ABSTRACT

This work's purpose is to study a DC-DC converter topology which partially processes the energy coming from a photovoltaic panel, as well as to develop the set of equations necessary to design a converter that meets the specifications of a real photovoltaic panel's datasheet. After properly designing the converter elements, a code was created for the microcontroller to keep the panel operating at its maximum power point. Lastly, computational simulations were performed in PSIM software showing values of current and voltage very close to the values calculated with the equations previously deduced, thus validating the proposed project methodology. Furthermore, it was concluded that by analyzing the nonactive energy processed in the partial converter, this topology can be considered more efficient than boost and buck-boost converters.

Keywords: DC-DC converters. partial power processing. photovoltaic systems. PSIM. solar energy.

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dados do painel fotovoltaico utilizado	47
Tabela 2 - Tamanhos de núcleos padronizados	53
Tabela 3 - Valores de corrente no indutor para uma carga de 150Ω	79
Tabela 4 - Valores de tensão e corrente no capacitor	80
Tabela 5 - Valores de tensão e corrente no diodo	81
Tabela 6 - Valores de tensão e corrente na chave	82
Tabela 7 - Energia não-ativa processada nos conversores parcial, <i>boost</i> e <i>buck-boost</i>	87

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Pannel fotovoltaico.....	12
Figura 2 - Curva característica I x V típica de uma célula de silício	13
Figura 3 - Curva típica de potência x tensão para a célula de silício	14
Figura 4 – Curvas de corrente x tensão com (a) radiação constante e (b) tensão constante. .	15
Figura 5 - Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica	16
Figura 6 – Conversor <i>Buck</i>	18
Figura 7 - Conversor <i>boost</i> ou elevador.....	19
Figura 8 – Conversor <i>buck-boost</i>	19
Figura 9 - Conversor CC-CC operando como Rastreador de Máxima Potência.	21
Figura 10 - Arranjo fotovoltaico conectado diretamente a uma carga resistiva.	22
Figura 11 - Curvas de geração fotovoltaica e de carga	23
Figura 12 - Módulo fotovoltaico interligado à carga resistiva por meio de um conversor CC-CC.....	23
Figura 13 - Resistência efetiva vista dos terminais do pannel fotovoltaico.....	24
Figura 14 – Controle MPPT do tipo Perturba e Observa: (a) Desempenho dinâmico do método para passo ΔD ; (b) Comparação entre o rastreamento de máxima potência para diferentes tamanhos de passo ΔD	25
Figura 15 – MPPT baseado em tensão constante: (a) temperatura constante; (b) temperatura variável.....	26
Figura 16 - Conversores CC-CC: (a) <i>boost</i> ; (b) <i>buck-boost</i>	27
Figura 17 - Conversor simulado pelo autor	27
Figura 18 - Construção passo a passo do conversor a partir da topologia <i>buck-boost</i>	28
Figura 19 - Conversor redesenhado de outra forma.....	29
Figura 20 - Circuito do conversor com os medidores.....	31
Figura 21- Correntes no circuito para as etapas do conversor: (a) chave em condução; (b) chave em aberto	32
Figura 22 - Gráficos das correntes do circuito e do comando da chave	33
Figura 23 - Gráficos das tensões do circuito e do comando da chave	34
Figura 24 – Tensão e corrente no indutor e comando na chave.....	36
Figura 25 - Tensão sobre a chave e sobre o diodo e comando na chave	39
Figura 26 - Corrente no indutor com valor máximo, médio e mínimo.....	40

Figura 27 - Núcleo de ferrite tipo E	51
Figura 28 - Ocupação dos enrolamentos na janela	52
Figura 29 - Capacitor escolhido para o conversor	56
Figura 30 - Características dos diferentes tipos de chaves.....	58
Figura 31 - Ilustração da chave escolhida e seus valores característicos.....	59
Figura 32 - Diodo UF54XX e suas características primárias.....	61
Figura 33 - Filtro passa-baixas conectado ao painel.....	62
Figura 34 - Resposta do sistema para módulo e fase no domínio da frequência	64
Figura 35 - Diagrama de um sistema em malha fechada	66
Figura 36 – Sistema de controle em malha fechada no domínio do tempo	67
Figura 37 - Sistema fotovoltaico com controle em malha fechada no software PSIM.....	68
Figura 38 - Resposta do sistema em malha fechada com controle PI.....	69
Figura 39 – Microcontrolador atuando como controlador do sistema em malha fechada no software PSIM.....	70
Figura 40 - Onda quadrada com ciclo de trabalho D	71
Figura 41 - Tensão nos terminais do painel fotovoltaico para $P = \pm 0,0075$, tolerância de $\pm 0,5V$ e (a) $\Delta t = 0,5ms$, (b) $\Delta t = 1ms$ e (c) $\Delta t = 3ms$;	74
Figura 42 - Tensão nos terminais do painel fotovoltaico para $\Delta t = 1ms$, tolerância de $\pm 0,5V$ e (a) $P = \pm 0,015$, (b) $P = \pm 0,0075$ e (c) $P = \pm 0,003$	75
Figura 43 - Tensão nos terminais do painel fotovoltaico para $\Delta t = 1ms$, $P = 0,0075$ e tolerância de (a) $\pm 0,25V$, (b) $\pm 0,5V$ e (c) $\pm 1V$	76
Figura 44 - Corrente no indutor em regime permanente para uma carga de 150Ω	78
Figura 45 - Tensão no capacitor em regime permanente para uma carga de 150Ω	79
Figura 46 - Corrente no capacitor em regime permanente para uma carga de 75Ω	79
Figura 47 - Corrente na chave em regime permanente para uma carga de 150Ω	80
Figura 48 - Corrente no diodo em regime permanente para uma carga de 75Ω	80
Figura 49 – Tensão na chave em regime permanente para uma carga de 150Ω	81
Figura 50 - Tensão no diodo em regime permanente para uma carga de 150Ω	81
Figura 51 - Tensão nos terminais do painel fotovoltaico com e sem filtro passa-baixas	82
Figura 52 - Ciclo de trabalho, tensão nos terminais do painel e potência na carga	84
Figura 53 - Corrente no indutor do conversor parcial para uma carga de 150Ω	85
Figura 54 - Tensão no capacitor do conversor parcial para uma carga de 150Ω	85
Figura 55 - Corrente no indutor do conversor <i>buck-boost</i> para uma carga de 150Ω	86

Figura 56 - Tensão no capacitor do conversor <i>buck-boost</i> para uma carga de 150Ω	86
Figura 57 - Corrente no indutor do conversor <i>boost</i> para uma carga de 150Ω	86
Figura 58 - Tensão no capacitor do conversor <i>boost</i> para uma carga de 150Ω	87
Figura 59 - Função genérica semelhante ao gráfico da corrente no indutor	93

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	10
1.1 Justificativa	11
1.2 Objetivos	11
1.2.1 Objetivo Geral.....	11
1.2.2 Objetivos específicos	11
2 ELEMENTOS DO SISTEMA FOTOVOLTAICO	12
2.1 Painéis fotovoltaicos	12
2.1.1 Células fotovoltaicas.....	12
2.1.2 Modelo matemático das células/painéis fotovoltaicos.....	15
2.2 Conversores CC-CC	16
2.2.1 Conversores não-isolados	17
2.2.1.1 Conversor <i>buck</i> ou abaixador	18
2.2.1.2 Conversor <i>boost</i> ou elevador	18
2.2.1.2 Conversor <i>buck-boost</i> ou abaixador-elevador	19
2.2.2 Conversores isolados	20
2.3 Conclusões	20
3 SISTEMAS RASTREADORES DE MÁXIMA POTÊNCIA	21
3.1 Estágio de potência	21
3.2 Painel fotovoltaico alimentando uma carga resistiva	22
3.3 Técnicas de rastreamento de máxima potência.....	25
3.3.1 Perturba e Observa.....	25
3.3.2 Tensão constante.....	25
3.4 Conclusões	26
4 ESCOLHA DO CONVERSOR	27
4.1 Conclusões	29
5 OPERAÇÃO DO CONVERSOR NO MODO CONTÍNUO	31
5.1 Conclusões	34
6 EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR	35
6.1 Ganho Estático	35
6.2 Indutor e capacitor	36
6.3 Tensões máximas sobre a chave e diodo	38

6.4 Correntes sobre o indutor, capacitor, chave e diodo.....	39
6.5 Conclusões.....	46
7 PROJETO DO CONVERSOR PARA UM PAINEL FOTOVOLTAICO REAL	47
7.1 Limitação do valor mínimo e máximo de carga para funcionamento no ponto de máxima potência.....	47
7.2 Projeto do Indutor	49
7.3 Projeto do capacitor	54
7.4 Projeto da chave.....	56
7.5 Projeto do diodo.....	59
7.6 Projeto do filtro passa-baixas.....	61
7.7 Projeto do controlador	64
7.8 Conclusões.....	77
8 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS.....	78
8.1 Conclusões.....	87
9 CONCLUSÕES.....	88
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	89
APÊNDICE A – CÓDIGO UTILIZADO NO MICROPROCESSADOR.....	91
APÊNDICE B – EMBASAMENTO MATEMÁTICO DAS APROXIMAÇÕES.....	93

1 INTRODUÇÃO

Cada vez mais a sociedade tem demonstrado preocupações em relação à forma com que a energia elétrica é gerada e com a possível poluição que surge junto à essa geração. Algumas das fontes de energia tradicionalmente utilizadas, como os combustíveis fósseis e a energia nuclear, possuem o problema de serem limitadas e caminharem para o seu esgotamento (fontes não-renováveis), além do fato da segunda gerar resíduos radioativos altamente perigosos para o bem-estar humano e para a vida em geral.

Neste cenário, fontes alternativas de energia renováveis, que geralmente são menos poluentes do que as fontes tradicionais, têm sido buscadas pela sociedade, ganhando cada vez mais destaque na produção internacional de energia (DEUTSCHE WELLE, 2016). A energia solar é uma das que mais vem obtendo destaque, principalmente em países mais desenvolvidos: a Alemanha, por exemplo, em 2016 era detentora de 13,6% do total mundial deste tipo de energia (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2017).

Por se tratar de uma fonte de energia totalmente limpa e renovável, a energia solar tem sido considerada uma alternativa viável e relevante. Esta pode ser aproveitada através de diversas técnicas, dentre elas: concentração dos raios solares num único ponto (energia heliotérmica), coletores solares (energia térmica) ou utilizando painéis solares fotovoltaicos (energia fotovoltaica). Contudo, os painéis fotovoltaicos são a única tecnologia capaz de transformar a energia solar diretamente em energia elétrica, sem a necessidade de uma transformação em uma forma de energia intermediária.

Um dos elementos fundamentais nos sistemas fotovoltaicos é o conversor CC-CC, que permite que o sistema sempre funcione em seu ponto de operação onde a potência máxima é obtida dos painéis fotovoltaicos. Tradicionalmente, os conversores CC-CC são utilizados de forma a processar toda a energia proveniente dos painéis fotovoltaicos, mas existem formas de se processar apenas uma parte desta energia, buscando assim um aumento da eficiência no processo de conversão.

Desta maneira, este trabalho tem como o principal enfoque o projeto e simulação de um conversor CC-CC que processe parcialmente a energia proveniente de um painel fotovoltaico. Além disso, será feita uma comparação entre a energia não-ativa processada no conversor com processamento parcial da energia e em um conversor onde é processada toda a energia advinda do painel fotovoltaico.

1.1 Justificativa

Conforme dito no subcapítulo anterior, o uso da energia fotovoltaica tem sido ampliado cada vez mais, e conforme seu crescimento, deve-se buscar novas tecnologias que permitam que tanto os componentes eletrônicos que compõem o sistema quanto as estratégias de engenharia aplicadas a este se tornem mais eficientes.

Assim, o propósito deste trabalho de conclusão de curso é encontrar novas soluções de engenharia no projeto de conversores, permitindo que estes operem de maneira mais eficiente e/ou possuam um menor custo de implementação. Para isso, será feito o estudo de um modelo de conversor CC-CC que processe parcialmente a energia proveniente dos painéis fotovoltaicos, em oposição à técnica tradicionalmente utilizada, onde é feito o processamento total da energia através dos conversores CC-CC.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral desta pesquisa é o estudo e simulação de um conversor CC-CC que processe parcialmente a energia proveniente de um painel fotovoltaico, bem como analisar se é possível que este mesmo conversor seja mais eficiente quando comparado a um outro que processe de forma total a energia obtida em um painel.

1.2.2 Objetivos específicos

Como objetivos específicos deste trabalho, pode-se listar:

- Estudar o processamento de energia solar;
- Avaliar um conversor para processamento parcial;
- Dimensionar e simular este conversor;

2 ELEMENTOS DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

2.1 Painéis fotovoltaicos

Os painéis fotovoltaicos são uma parte fundamental dos sistemas fotovoltaicos, sendo a unidade básica destes. Através dos painéis que a energia solar é captada e transformada em energia elétrica através do efeito fotovoltaico, onde a incidência dos raios solares sobre as placas de silício causa liberação de elétrons, que em um movimento ordenado formam uma corrente elétrica. Na Figura 1 é ilustrado um painel fotovoltaico.

Figura 1- Painel fotovoltaico



Fonte: Portal Solar¹

2.1.1 Células fotovoltaicas

Geralmente um painel fotovoltaico é dividido em vários pequenos fragmentos, que são chamados de células fotovoltaicas. Cada célula é responsável por fornecer uma pequena parcela de corrente e tensão para o sistema, sendo a tensão em torno de 0,5V no ponto de potência máxima e a densidade de corrente de 30 mA/cm² (CARDOSO e CARVALHO, 2012). Nota-se que as tensões e correntes fornecidas por cada uma das células possuem um valor muito pequeno para aplicações práticas, como a alimentação de um chuveiro elétrico em

¹ Disponível em: <https://www.portalsolar.com.br/folha-de-dados-do-painel-solar---o-que-voce-precisa-saber.html>. Acesso em 10 ago. 2018.

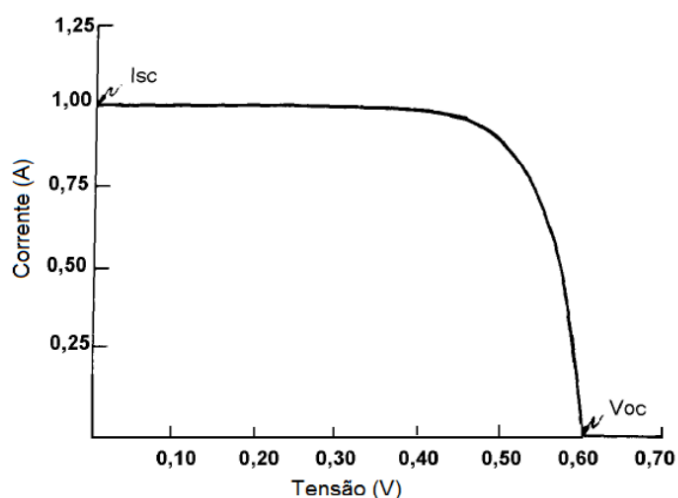
um apartamento, por exemplo.

Assim, é fundamental que as células sejam interligadas entre si com arranjos em paralelo e/ou em série, gerando um módulo com saída de tensão e corrente suficientes para a utilização na prática. Para que o módulo possua uma boa qualidade, as células empregadas no módulo devem ter as mesmas características elétricas. Quando as células possuem características diferentes, o módulo possui uma baixa qualidade, pois as células de maior corrente e tensão dissipam seu excesso de potência nas células de desempenho inferior. Consequentemente, a eficiência global do módulo fotovoltaico é reduzida (CARDOSO e CARVALHO, 2012).

A concepção mais comum de células fotovoltaicas utiliza dois tipos diferentes de silício, criando assim cargas negativas e positivas. Para criar uma carga negativa, o silício é combinado com boro, e para criar uma carga positiva, o silício é combinado com o fósforo. Esta combinação gera lacunas livres no silício carregado positivamente e elétrons livres no silício carregado negativamente. O silício carregado positivamente é intercalado em camadas com o silício carregado negativamente, permitindo a célula de silício a reagir com o sol e produzir energia elétrica.

De acordo com as mudanças de condições da carga, os valores de corrente e tensão medidos na saída da célula (ou módulo) podem ser representados através da curva característica $I \times V$, mostrada na Figura 2. Estas curvas variam de acordo com a intensidade da radiação e temperatura em que foram obtidas.

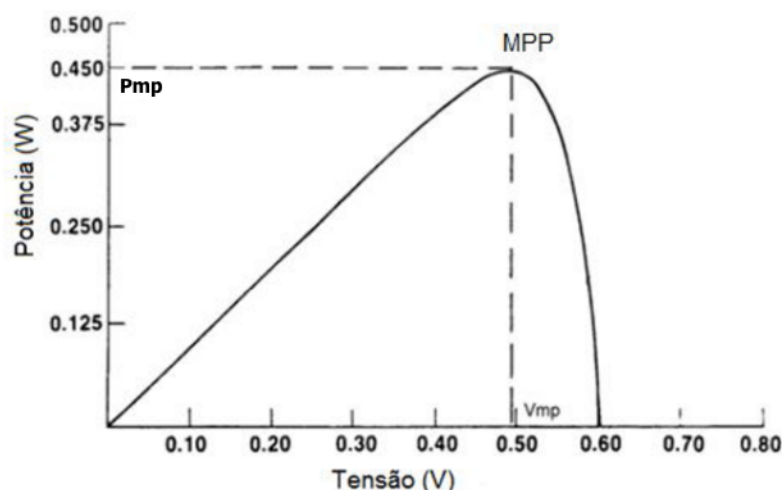
Figura 2 - Curva característica $I \times V$ típica de uma célula de silício



Fonte: CARDOSO e CARVALHO, 2012, p. 4.

Fazendo o produto da corrente pela tensão da célula (ou do módulo fotovoltaico) em cada ponto na curva $I \times V$ da Figura 2 é gerada a curva da potência em relação à tensão, mostrada na Figura 3. Existe somente um ponto da curva onde os valores da tensão, V_{mp} , e o da corrente, I_{mp} , correspondem à potência máxima que pode ser extraída de uma célula fotovoltaica, chamado ponto de máxima potência MPP (*Maximum Power Point*). A potência no MPP, P_{mp} , é dada pelo produto da tensão V_{mp} pela corrente I_{mp} . Os valores de MPP: V_{mp} e I_{mp} , V_{oc} (tensão de circuito aberto) e I_{sc} (corrente de curto-circuito) determinam as características da célula ou painel fotovoltaico para valores específicos de radiação, temperatura de operação e massa de ar (CARDOSO e CARVALHO, 2012).

Figura 3 - Curva típica de potência x tensão para a célula de silício



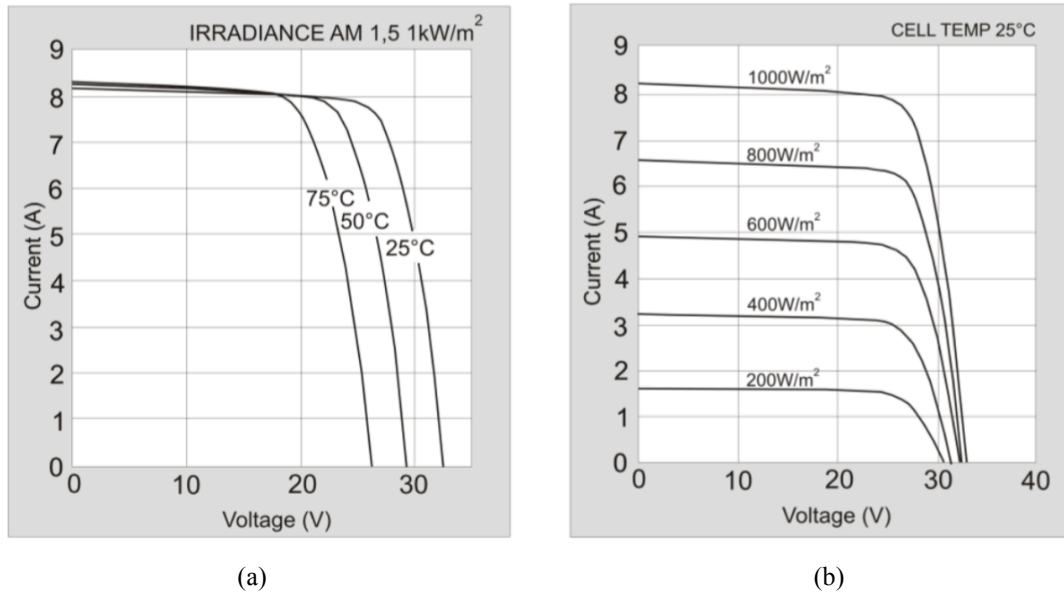
Fonte: CARDOSO e CARVALHO, 2012, p. 5.

Conforme é possível ver na Figura 4, mudanças na irradiância e temperatura podem gerar uma alteração nas curvas de corrente e tensão dos painéis fotovoltaicos, sendo a temperatura e a radiação solar fatores de grande relevância. No item (a) dessa Figura, tem-se um gráfico onde a radiação solar é constante e a temperatura varia, e no item (b) vê-se um gráfico em que a temperatura é mantida constante e a radiação varia. É possível notar que a variação da radiação para uma temperatura constante causa grandes variações na corrente que é gerada pelo painel fotovoltaico. No caso contrário, a variação da temperatura para uma radiação solar constante causa grandes variações na tensão gerada nos terminais do painel.

Então, surge outra observação: em casos onde a temperatura pode ser mantida constante, o ponto de máxima potência sempre terá valores próximos de tensão, independente da radiação que esteja sobre o painel. Já quando a radiação é mantida constante, o ponto de

máxima potência sempre terá valores de corrente semelhantes.

Figura 4 – Curvas de corrente x tensão com (a) radiação constante e (b) tensão constante.



Fonte: MARTINS et al., 2011, p. 7

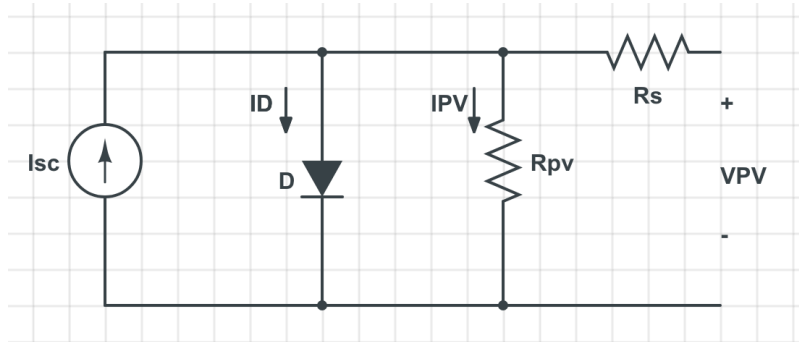
2.1.2 Modelo matemático das células/painéis fotovoltaicos

Para uma melhor compreensão e para que possa ser feita uma boa caracterização de um sistema fotovoltaico, é necessário que se crie um modelo elétrico do painel fotovoltaico, e assim o comportamento deste possa ser descrito através de equações matemáticas. Só assim é possível quantizar aspectos fundamentais do painel fotovoltaico, como: corrente e tensão de operação, eficiência, rendimento, entre outros.

O circuito equivalente de um painel fotoelétrico mais usado e que representa uma boa aproximação da realidade é constituído por três componentes fundamentais: uma fonte de corrente, um diodo e duas resistências. Neste modelo é necessário ter atenção nos principais parâmetros do painel fotovoltaico, que são a tensão em circuito aberto e a corrente de curto-circuito.

Na Figura 5 é possível observar o circuito equivalente definido pelas Equações de (1) a (4) (SILVA, 2012).

Figura 5 - Modelo elétrico de uma célula fotovoltaica



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (1)$$

$$I_D = I_0 \left[e^{\frac{V_{PV}}{\alpha V_T}} - 1 \right] \quad (2)$$

$$I_{PV} = I_{SC} - I_D \quad (3)$$

$$V_{PV} = \alpha V_T \ln \left[\frac{I_{SC} - I_{PV}}{I_0} \right] + 1 \quad (4)$$

Onde:

α - Fator de idealidade,

I_0 - Corrente de saturação,

I_D - Corrente no díodo,

I_{PV} - Corrente da célula fotovoltaica,

I_{SC} - Corrente de curto-circuito da célula fotovoltaica,

k - Constante de Boltzmann (J/K)(1.380×10^{-23}),

q - Carga do elétron (C) (-1.602×10^{-19}),

V_{PV} - Tensão da célula fotovoltaica,

V_T - Tensão correspondente à temperatura T em Kelvin.

Após a compreensão do funcionamento dos painéis solares, pode-se estudar um outro componente importante dos sistemas fotovoltaicos: os conversores CC-CC.

2.2 Conversores CC-CC

Um outro componente que possui relevância nos sistemas fotovoltaicos são os conversores CC-CC. Estes possuem duas funções no sistema:

- Adequar os níveis de tensão dos painéis fotovoltaicos aos níveis de tensão da rede,

para que assim seja feita uma conexão eficiente com a rede elétrica por meio de um inversor de frequência (ou conversor CC-CA);

- Permitir que, em conjunto com um sistema de controle, os painéis fotovoltaicos operem no seu ponto de máxima potência.

Por esses motivos, os conversores CC-CC são praticamente indispensáveis em todos os sistemas fotovoltaicos.

Existem dois grupos distintos de conversores, os isolados e os não isolados, sendo a principal diferença entre eles o fato de que a entrada e a saída do conversor são isoladas no primeiro grupo, reduzindo ruídos e interferências e possibilitando o uso de um terminal de terra/referência isolado. Este fato não é observado no segundo grupo, onde a entrada e a saída compartilham um terminal de terra comum (RS COMPONENTS, 2018). Distinguem-se assim as várias topologias de Conversores CC-CC:

Não isolados:

- *Buck*
- *Boost*
- *Buck-boost*

Isolados:

- *Flyback*
- *Forward*
- *Full-bridge*

Nos próximos subcapítulos será explicado brevemente o funcionamento de algumas topologias de conversores, bem como o ganho estático (G) destes. É importante frisar que será considerado o funcionamento no modo de condução contínua (MCC) para estes conversores.

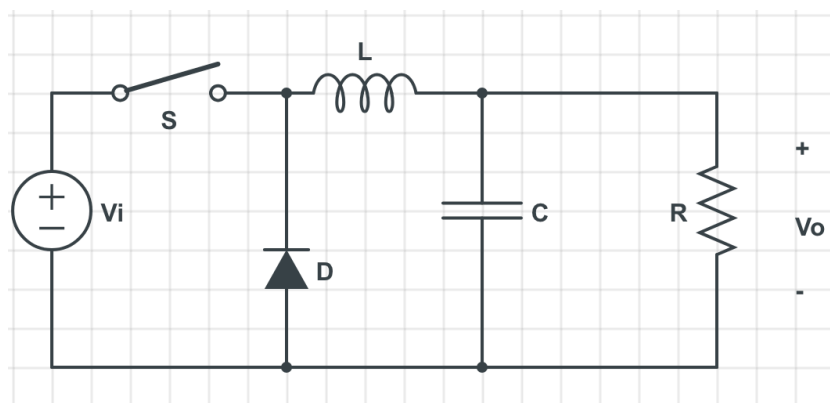
2.2.1 Conversores não-isolados

Como dito anteriormente, são chamados de não-isolados os conversores que não possuem isolamento galvânico entre a entrada e a saída.

2.2.1.1 Conversor *buck* ou abaixador

Neste conversor o valor de tensão de saída é sempre menor do que o valor de entrada. Quando o interruptor está fechado ocorre transferência de energia da fonte para a bobina, fazendo com que o indutor se carregue. Quando o interruptor abre, o diodo conduz, dando continuidade à corrente na bobina, e a energia armazenada na bobina é entregue ao capacitor e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente na bobina for maior do que a corrente na carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor o indutor descarrega, eliminando a diferença de modo a manter a corrente constante na carga. Se a corrente na bobina não se iguala a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo contínuo, caso contrário tem-se o modo descontínuo. Em qualquer caso, é sempre preferível operar no modo contínuo, pois existe uma relação mais estável entre a largura do pulso e a tensão média de saída (SILVA, 2012). É possível ver o circuito deste conversor na Figura 6, e sua relação entrada-saída na Equação (5) (SILVA, 2012).

Figura 6 – Conversor *Buck*



Fonte: Elaborado pelo autor.

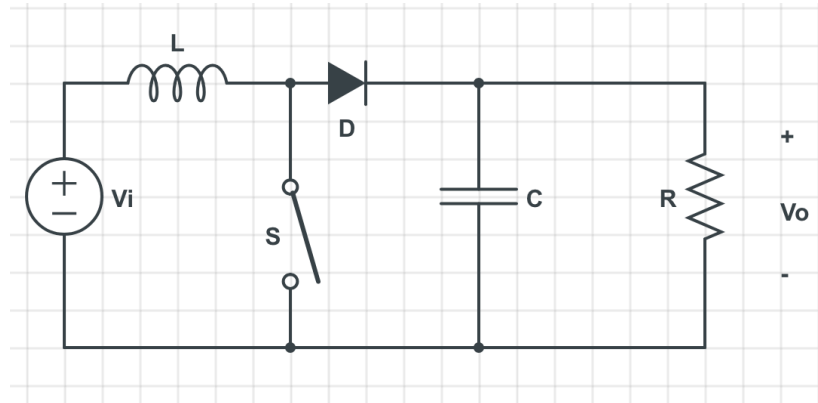
$$\frac{V_o}{V_i} = D \text{ (MCC)} \quad (5)$$

2.2.1.2 Conversor *boost* ou elevador

Nesta topologia a tensão de saída será sempre maior que a tensão de entrada. Quando o interruptor está fechado, a tensão de entrada é aplicada à bobina e o diodo fica polarizado reversamente. A energia é armazenada na bobina, e posteriormente enviada ao capacitor e à carga quando o interruptor abrir. É possível ver o circuito deste conversor na Figura 7, e sua

relação entrada-saída na Equação (6) (SILVA, 2012).

Figura 7 - Conversor *boost* ou elevador



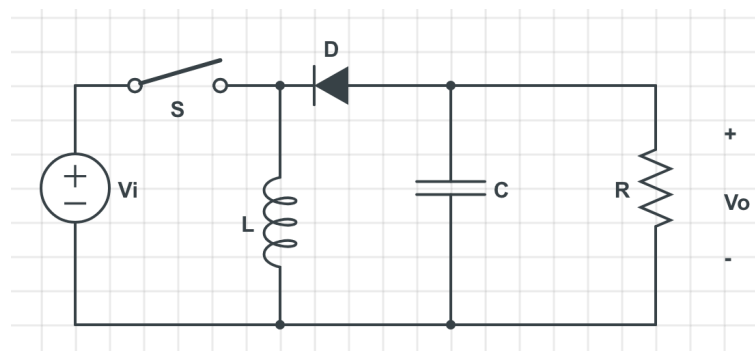
Fonte: Elaborado pelo autor.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \text{ (MCC)} \quad (6)$$

2.2.1.2 Conversor *buck-boost* ou abaixador-elevador

A tensão de saída desta topologia de conversores pode ser igual, maior ou menor que na entrada. Este tipo de conversor pode ser obtido juntando em cascata os dois conversores básicos: *buck* e *boost*. Estes dois conversores podem ser combinados em apenas um: um conversor *buck-boost*, como apresentado na Figura 8. Com o interruptor em condução, a fonte fornece energia à bobina e o diodo encontra-se inversamente polarizado. Quando o interruptor é aberto, o indutor tem sua tensão invertida e passa a fornecer corrente para a carga. Durante este intervalo a fonte não fornece energia à carga. A relação entrada-saída deste conversor é apresentada na Equação (7) (SILVA, 2012).

Figura 8 – Conversor *buck-boost*



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \text{ (MCC)} \quad (7)$$

2.2.2 Conversores isolados

Em muitas aplicações é necessário que a saída esteja eletricamente isolada da entrada, fazendo-se uso de transformadores. Em outros casos, o uso de transformadores é conveniente para evitar, dados os valores de tensões de entrada e de saída, o emprego de ciclos de trabalho muito estreitos ou muito largos. Em alguns casos o uso desta isolação implica na alteração do circuito para permitir um adequado funcionamento do transformador, ou seja, para evitar a saturação do núcleo magnético. É importante lembrar que não é possível interromper o fluxo magnético produzido pela força magnetomotriz aplicada aos enrolamentos.

Exemplo de conversores isolados:

- *Flyback*
- *Forward*
- *Full-bridge*

Devido ao foco principal deste trabalho não ser as diferentes topologias de conversores e sim o projeto e simulação de um conversor CC-CC que processe parcialmente a energia proveniente de um painel fotovoltaico, os tipos de conversores isolados foram apenas exemplificados, sem uma abordagem do princípio de funcionamento dos mesmos.

2.3 Conclusões

Neste capítulo foram descritos dois componentes importantes nos sistemas fotovoltaicos: os painéis solares e os conversores CC-CC, bem como foram explicadas algumas de suas características, como funcionam e seus modelos de circuito elétrico. Para os próximos capítulos, será apresentada a forma de conexão entre estes dois componentes, bem como seus comportamentos quando conectados a uma carga, formando assim um sistema fotovoltaico.

3 SISTEMAS RASTREADORES DE MÁXIMA POTÊNCIA

Como dito anteriormente, um módulo fotovoltaico opera em seu ponto de potência máxima com um certo valor de tensão e corrente, e esse ponto varia conforme a temperatura e radiação momentâneos. Qualquer ponto de funcionamento que não seja o ponto de máxima potência reduz a eficiência do sistema. Geralmente busca-se trabalhar neste ponto, permitindo que a maior potência possível seja fornecida independentemente da radiação e temperatura (MARTINS et al., 2011).

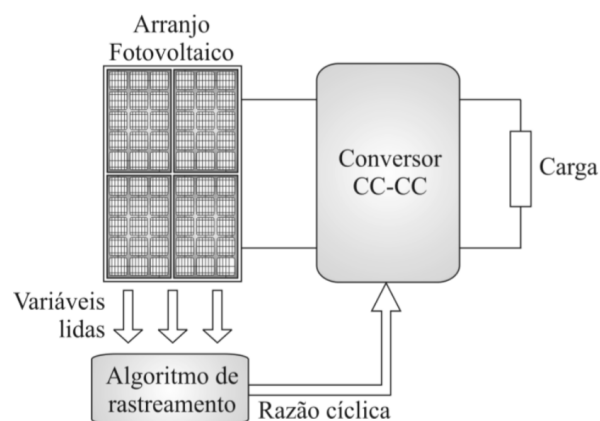
Tipicamente, um sistema de rastreamento pode ser dividido em duas partes: um algoritmo de rastreamento, que recebe os dados do painel fotovoltaico (tensão, corrente, temperatura, etc.), executa os cálculos e define o melhor ponto de operação; e um estágio de potência, responsável por fazer com que o painel opere no ponto definido pelo algoritmo. Na Figura 9 é ilustrado tal sistema.

Será explicado o funcionamento do estágio de potência, procurando-se definir suas limitações e influência no processo de rastreamento do ponto de máxima potência.

3.1 Estágio de potência

Conforme pode ser visto na Figura 9, o estágio de potência é posicionado entre o arranjo fotovoltaico e a carga, processando, portanto, toda a potência gerada. Na prática, este estágio é constituído por um conversor CC-CC, controlado através da razão cíclica D .

Figura 9 - Conversor CC-CC operando como Rastreador de Máxima Potência.

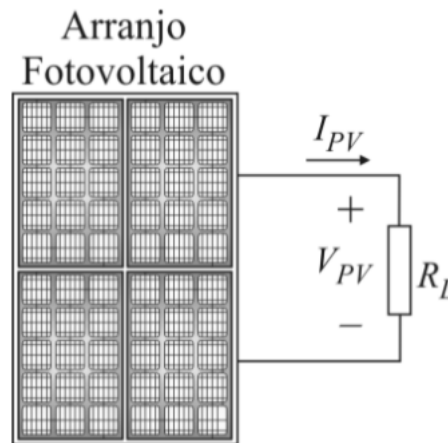


Quando operado por um rastreador do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracker*), o conversor CC-CC é controlado de maneira a extrair a máxima potência possível (para determinada radiação e temperatura) para entregar à carga.

3.2 Pannel fotovoltaico alimentando uma carga resistiva

Para entender a necessidade de inserção de um conversor CC-CC entre o pannel fotovoltaico e a carga, a fim de assegurar a máxima transferência de potência, considera-se o sistema proposto na Figura 10.

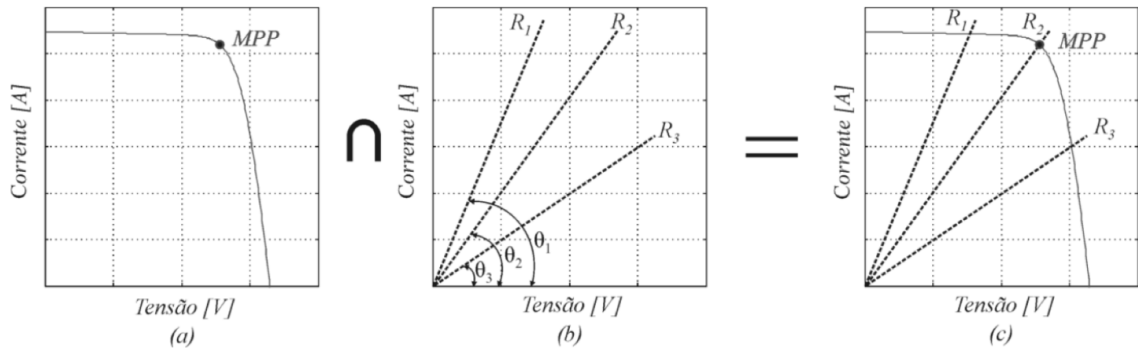
Figura 10 - Arranjo fotovoltaico conectado diretamente a uma carga resistiva.



Fonte: MARTINS et al., 2011, p. 23

Analisando o sistema, verifica-se que ambos, pannel e carga, compartilham a mesma corrente e estão submetidos à mesma tensão. Este fato permite concluir que o ponto de operação do conjunto é definido pela intersecção da curva de geração do pannel fotovoltaico com a curva de carga, referente à resistência, em acordo com a representação da Figura 11.

Figura 11 - Curvas de geração fotovoltaica e de carga

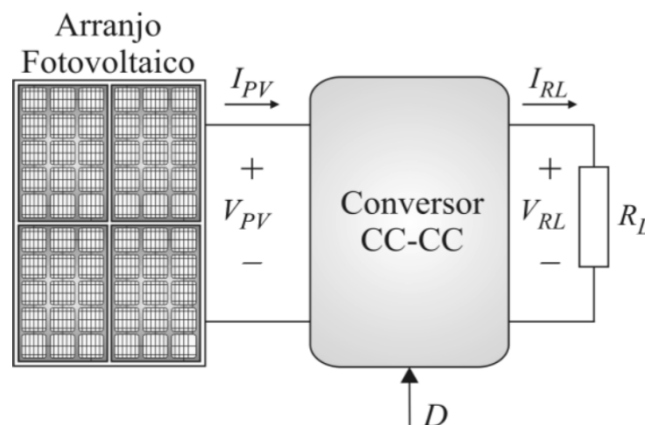


Fonte: MARTINS et al., 2011, p. 23.

Logicamente, se a resistência de carga fosse tal que a intersecção entre as curvas ocorresse sempre no ponto de máxima potência, o rastreamento seria desnecessário. Entretanto, sabendo-se que as curvas de geração variam em função da radiação e temperatura, o emprego de um método de rastreamento torna-se indispensável para a maximização da potência gerada. Também nota-se que uma alteração no valor da carga também faz com que o ponto de operação do painel fotovoltaico seja alterado, mesmo que as condições ambientais sejam mantidas constantes.

A inserção de um conversor CC-CC entre o arranjo e a carga, conforme a Figura 12, permite alterar o ângulo de inclinação da curva de carga, em função da razão cíclica, até que a máxima transferência de potência seja estabelecida.

Figura 12 - Módulo fotovoltaico interligado à carga resistiva por meio de um conversor CC-CC



Fonte: MARTINS et al., 2011, p. 24.

Para iniciar a análise, primeiramente, de forma independente do conversor CC-CC empregado, a tensão V_{RL} pode ser sempre calculada conforme a Equação (8).

$$V_{RL} = R_L \cdot I_{RL} \quad (8)$$

Por outro lado, as grandezas de entrada (V_{PV} e I_{PV}) e de saída (V_{RL} e I_{RL}) do conversor CC-CC relacionam-se através do ganho estático G , como expressam as Equações (9) e (10) (MARTINS et al., 2011).

$$V_{RL} = V_{PV} \cdot G \quad (9)$$

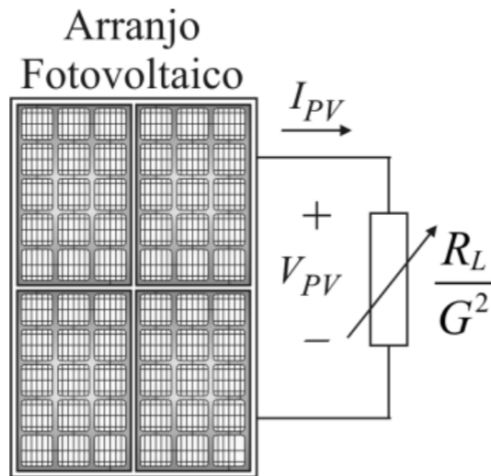
$$I_{RL} = \frac{I_{PV}}{G} \quad (10)$$

O ganho estático G varia para cada conversor, sendo apresentado como uma função exclusiva da razão cíclica D quando o conversor opera no modo de condução contínua (MCC). Substituindo-se (10) e (9) em (8) e manipulando-se o resultado obtido, tem-se:

$$\frac{V_{PV}}{I_{PV}} = \frac{R_L}{G^2} \quad (11)$$

Em (11) a relação V_{PV}/I_{PV} representa a resistência efetiva equivalente R_{ef} vista dos terminais do arranjo fotovoltaico. Portanto, esta resistência é uma função direta do ganho estático do conversor ou, de forma indireta, da razão cíclica. A partir do exposto, a Figura 12 pode ser simplificada, conforme demonstrado na Figura 13.

Figura 13 - Resistência efetiva vista dos terminais do painel fotovoltaico.



Fonte: MARTINS et al., 2011, p. 25.

3.3 Técnicas de rastreamento de máxima potência

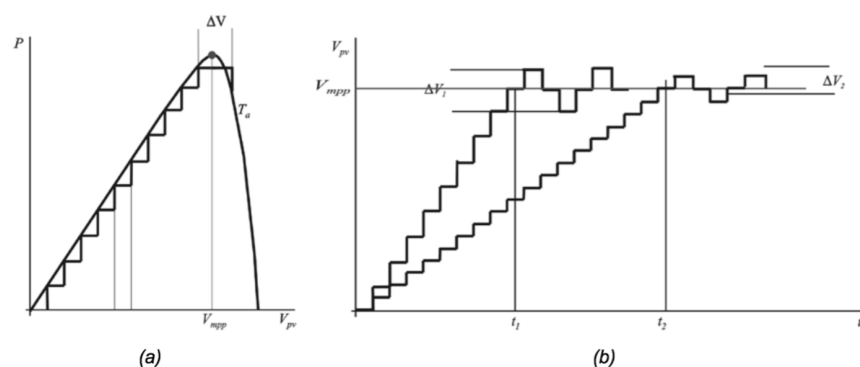
Existem diversas técnicas de controladores MPPT, e serão estudadas as seguintes neste trabalho:

- Perturba e Observa
- Tensão Constante

3.3.1 Perturba e Observa

A grande vantagem deste método é que a procura pelo ponto de potência máxima será feita independentemente das condições ambientais, no entanto esta abordagem requiere a medição de tensão e corrente. A potência de saída é calculada a partir do produto da tensão e corrente de saída adquirida por sensores, e em seguida é feita uma alteração no ciclo de trabalho D . Novamente a potência de saída é calculada e comparada com o valor anterior. Se a potência de saída for menor que o valor anterior a direção da perturbação é mantida, caso contrário a direção é invertida. Obviamente o passo da perturbação irá ditar a velocidade com que o ponto de potência máxima é atingido e a quantidade de oscilação à sua volta (SILVA, 2012), conforme visto na Figura 14.

Figura 14 – Controle MPPT do tipo Perturba e Observa: (a) Desempenho dinâmico do método para passo ΔD ; (b) Comparação entre o rastreamento de máxima potência para diferentes tamanhos de passo ΔD .



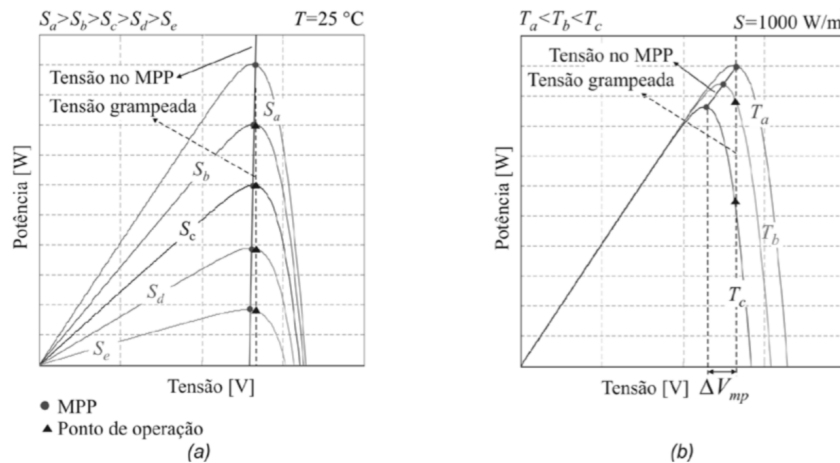
Fonte: MARTINS et al., 2011, p. 52.

3.3.2 Tensão constante

Neste método apenas um sensor é usado. A tensão é adquirida de modo a alterar a razão cíclica D do conversor para que este fixe uma tensão específica na saída do painel.

Sabe-se que a variação de radiação para temperatura constante resulta num MPP cuja tensão é sempre constante independentemente da radiação, como mostrado na Figura 15. Assim, é possível efetuar a pesquisa do MPP quando a temperatura é constante, porém quando esta varia a relação deixa de ser linear e para cada valor de radiação existe uma tensão diferente, fazendo com que este método não seja aplicável (SILVA, 2012).

Figura 15 – MPPT baseado em tensão constante: (a) temperatura constante; (b) temperatura variável



Fonte: MARTINS et al., 2011, p. 45.

A grande vantagem deste método é a de poder usar apenas um sensor e a sua fácil implementação. Contudo, um problema observável é a dependência da temperatura do painel fotovoltaico ser mantida constante (SILVA, 2012).

3.4 Conclusões

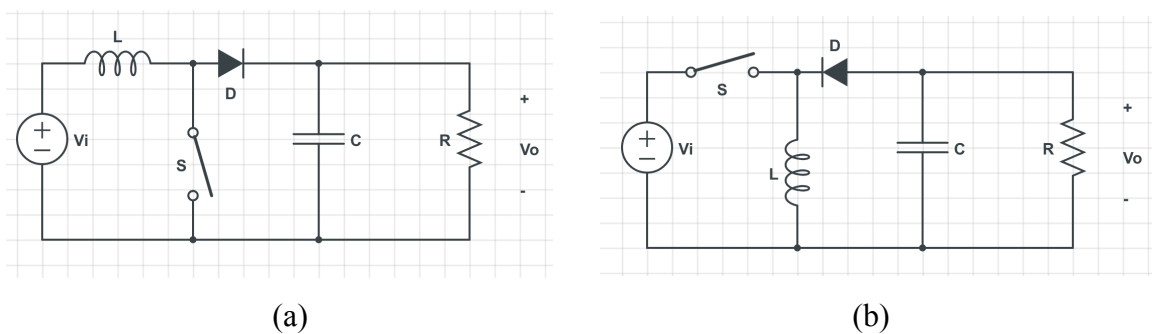
Neste capítulo foi ressaltada a importância do conversor CC-CC em um sistema fotovoltaico. Foi possível notar que um painel fotovoltaico não consegue fornecer sempre sua máxima potência, sendo necessária a inserção de um conversor entre o painel e a carga. Após isso, pode-se alterar o ângulo de inclinação da curva de carga em função da razão cíclica, até que a máxima transferência de potência seja estabelecida.

No próximo capítulo será feita a análise de uma topologia de conversor que pode ser utilizado para o processamento parcial da energia de um painel fotovoltaico, atuando como estágio de potência de um sistema rastreador de máxima potência.

4 ESCOLHA DO CONVERSOR

Após as etapas de estudo e revisão bibliográfica, foi escolhido da literatura (CALLAI et al., 2015) um conversor que pode ser considerado derivado do *boost* ou do *buck-boost*, dependendo de como o circuito é desenhado. Na Figura 16 pode-se ver os desenhos dos circuitos originais dos conversores *boost* e *buck-boost*.

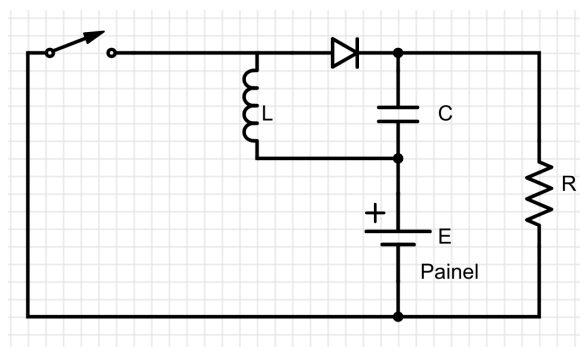
Figura 16 - Conversores CC-CC: (a) *boost*; (b) *buck-boost*



Fonte: Elaborado pelo autor.

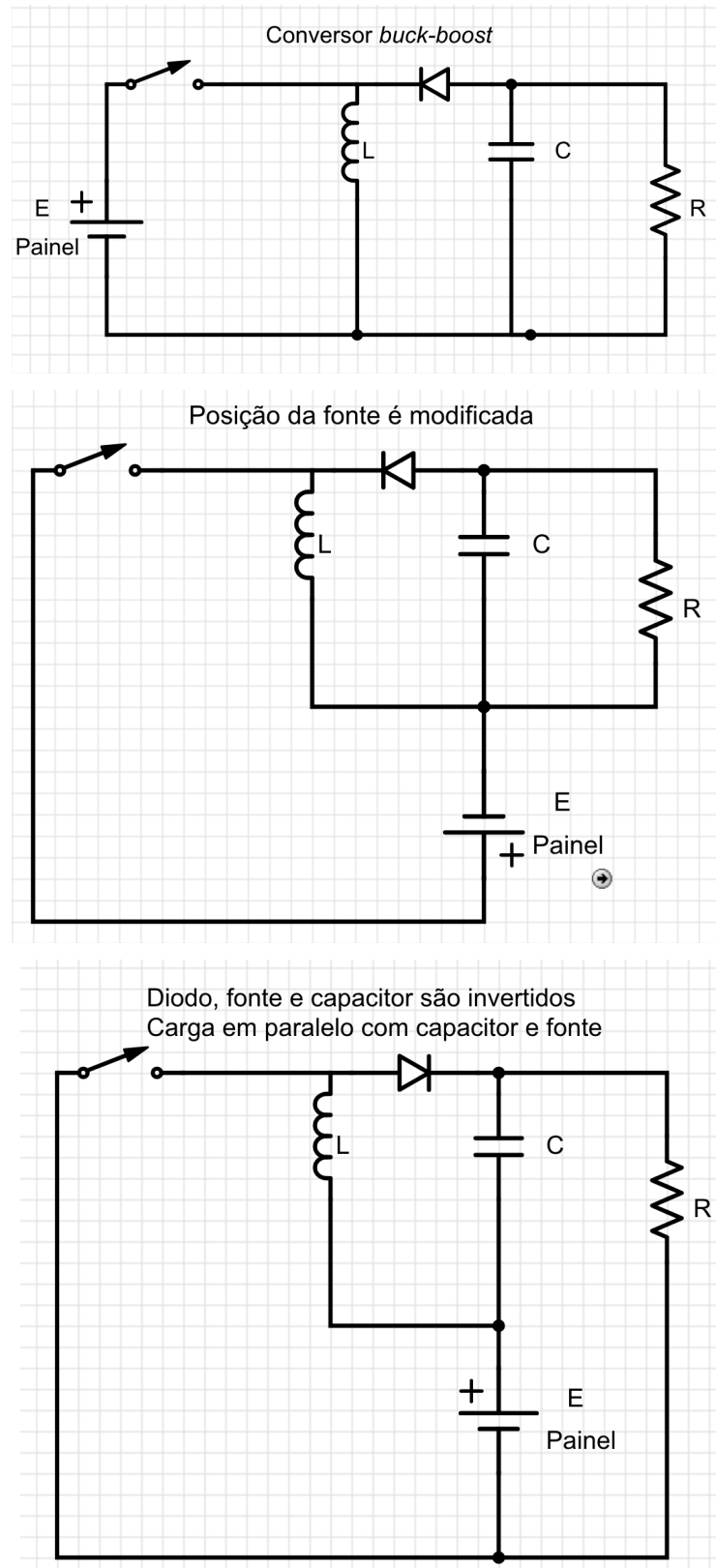
Já na Figura 17, é mostrado o conversor que foi utilizado pelo autor neste trabalho. É possível ver por esta figura que este conversor, utilizado para o processamento parcial da energia, é derivado do *buck-boost*, sendo as seguintes modificações feitas neste: primeiro a fonte de tensão ou o painel fotovoltaico e o capacitor tem sua polaridade invertida. Então, a carga é ligada em paralelo com o capacitor e a fonte, e não mais somente com o capacitor. Finalmente, a posição do diodo é invertida, resultando no conversor utilizado. Na Figura 18 é mostrado o passo a passo dessas modificações.

Figura 17 - Conversor simulado pelo autor



Fonte: Elaborado pelo autor.

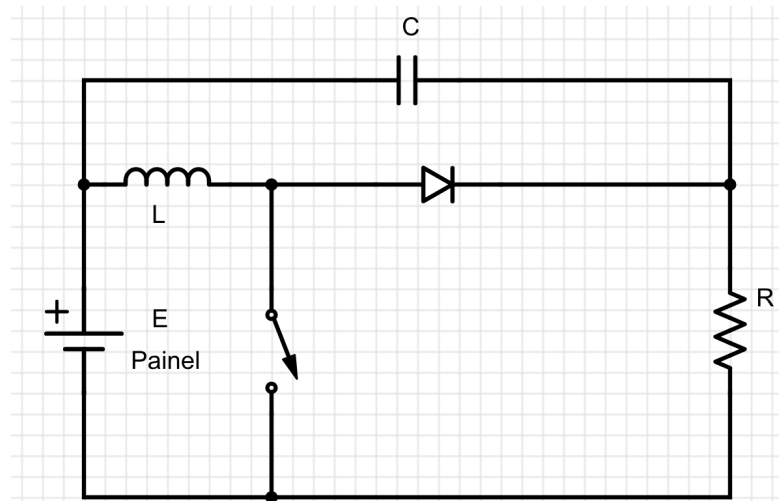
Figura 18 - Construção passo a passo do conversor a partir da topologia *buck-boost*



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observando a Figura 18, nota-se que o conversor demonstrado é equivalente ao circuito mostrado na Figura 17, apenas redesenhado de outra forma. Analisando de uma forma diferente, é possível perceber que este conversor também pode ser derivado da topologia *boost*, sendo que apenas a posição do capacitor no circuito foi alterada, como demonstrado na Figura 19.

Figura 19 - Conversor redesenhado de outra forma



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observando a Figura 16, nota-se que nas topologias *boost* e *buck-boost*, o valor da tensão no capacitor é o mesmo da carga, diferente do que ocorre no conversor proposto na Figura 17. Neste último, o capacitor está sujeito à diferença de tensão ΔV entre a tensão da carga e a tensão da fonte, possibilitando o uso de capacitores que trabalham em tensões mais baixas e possuem menor custo.

A topologia de conversor que foi proposta será amplamente estudada ao longo deste trabalho, onde serão feitas comparações entre esta e outras topologias clássicas de conversores CC-CC, como *boost* e *buck-boost*. Serão feitas análises buscando verificar se esta nova proposta de conversor pode oferecer outras vantagens quando comparada às topologias citadas.

4.1 Conclusões

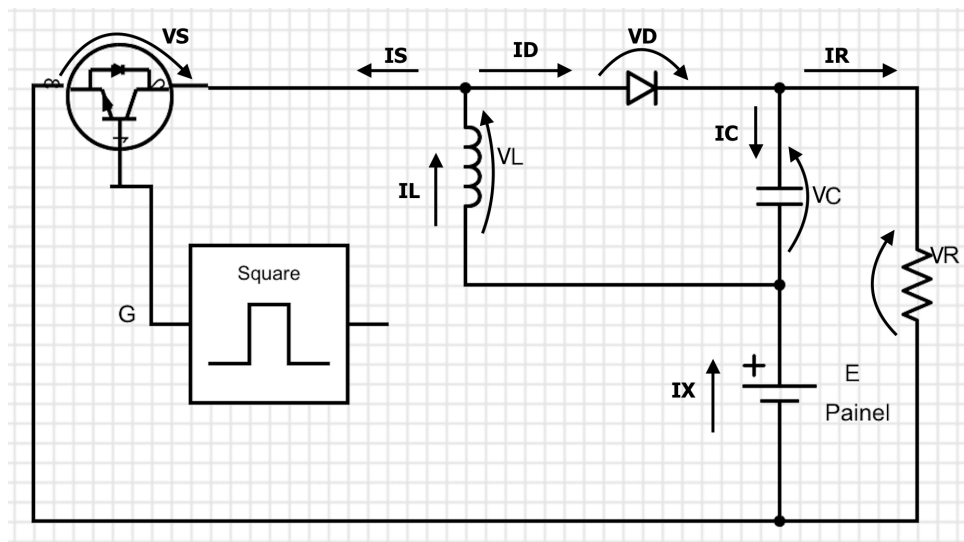
Neste capítulo foi mostrado o circuito do conversor parcial que será estudado e simulado neste trabalho. Foi possível notar que tal conversor pode ser considerado derivado do conversor *boost* ou *buck-boost* dependendo de como é feita a análise.

No próximo capítulo será feita a análise do funcionamento do conversor escolhido operando no modo de condução contínua, de modo que posteriormente seja possível formular as equações das tensões e correntes em seus elementos (diodo, capacitor, chave e indutor).

5 OPERAÇÃO DO CONVERSOR NO MODO CONTÍNUO

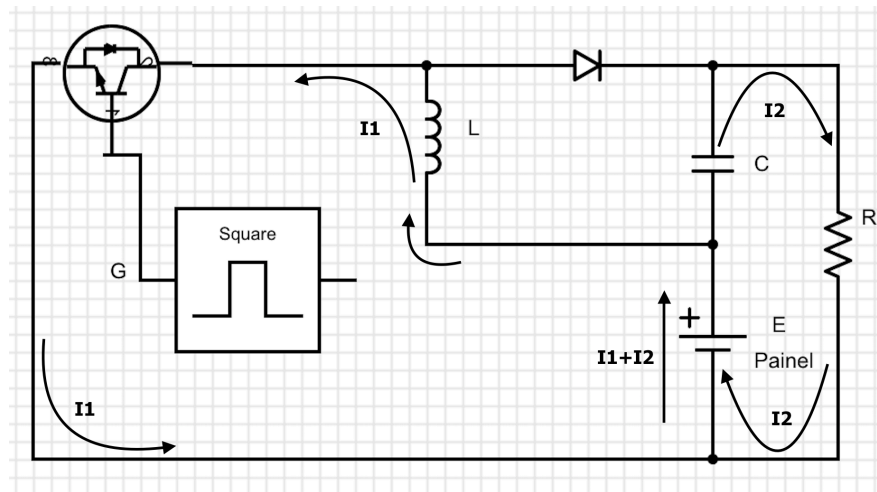
Após a compreensão de como o conversor utilizado foi obtido, torna-se possível então a análise de cada uma das etapas de operação deste, sendo consequentemente possível entender o funcionamento geral do mesmo na estratégia do processamento parcial da energia dos painéis fotovoltaicos. Para esta análise, foram observados os comportamentos dos seguintes valores em simulações: tensão e corrente na carga R , tensão e corrente no indutor L , tensão e corrente no capacitor C e tensão e corrente no diodo. Os gráficos foram analisados apenas no regime permanente, após o transitório do circuito já haver terminado, com o conversor funcionando no modo de condução contínua. Na Figura 20 pode-se ver o circuito simulado no software PSIM, com as medições relevantes. Já na Figura 21, são mostradas as correntes nas duas etapas de funcionamento do conversor: a primeira onde a chave conduz, e a segunda, onde a chave não conduz. Neste trabalho, a palavra “chave” sempre se refere ao elemento que possui um terminal de porta (ou *gate*).

Figura 20 - Circuito do conversor com os medidores

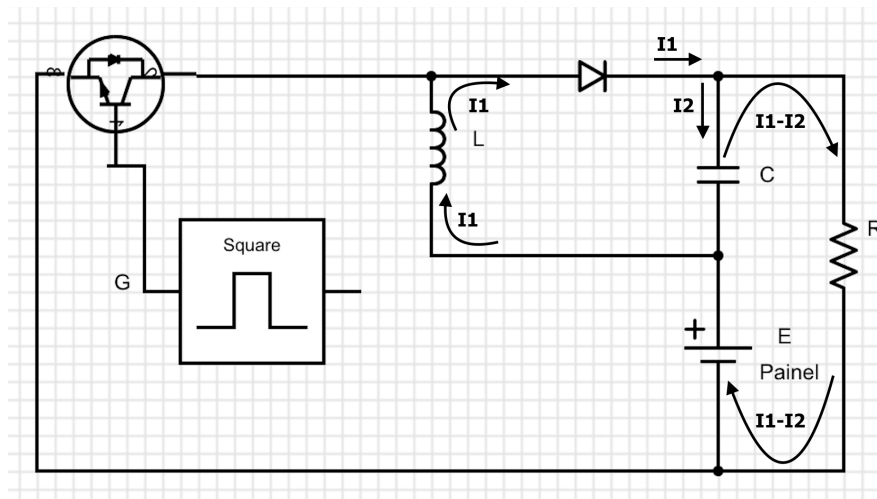


Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 21- Correntes no circuito para as etapas do conversor: (a) chave em condução; (b) chave em aberto



(a)

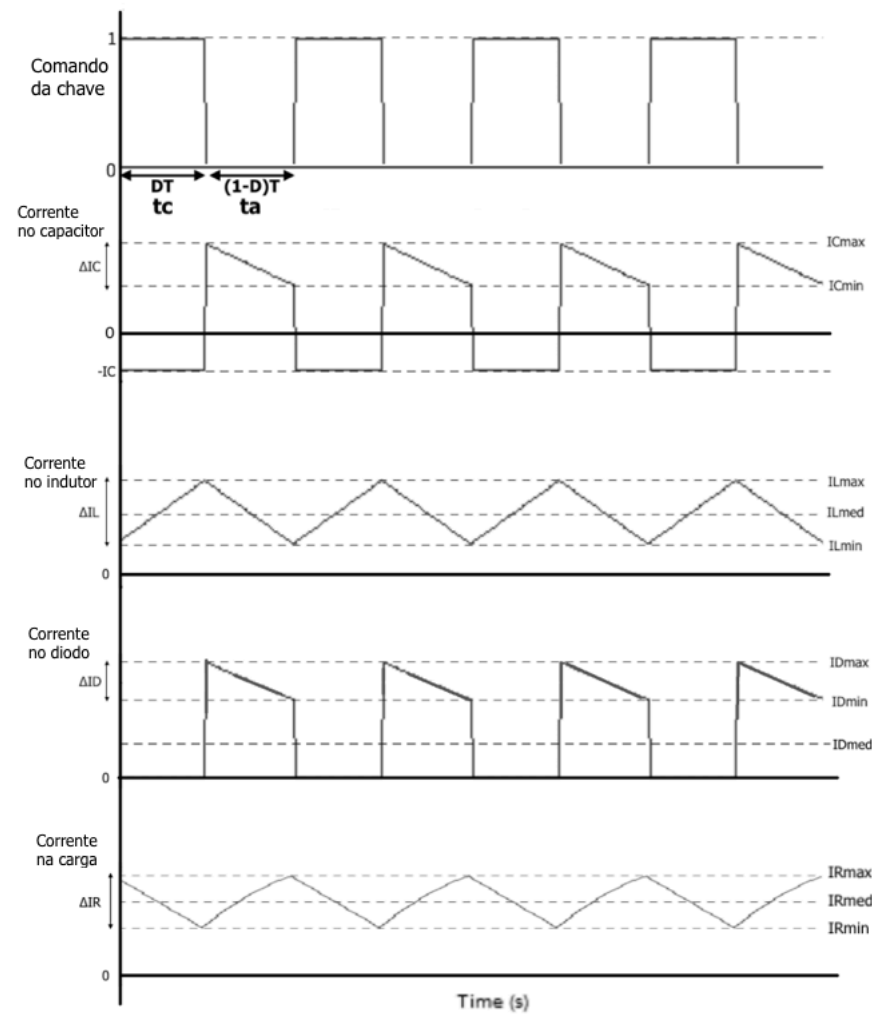


(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando o circuito da Figura 21 e os gráficos da Figura 22, pode-se perceber que quando a chave está conduzindo, a tensão da fonte carrega o indutor, aumentando o valor da corrente que passa por este. A tensão do capacitor decresce enquanto ele alimenta a carga, e o sentido da corrente que passa por ele se inverte. Neste momento o diodo está reversamente polarizado e por isso se encontra bloqueado. No instante em que a chave é aberta, o indutor tenta manter a corrente que circulava por ele anteriormente e a tensão sobre este é então invertida. O diodo passa a estar diretamente polarizado e o indutor fornece corrente para a carga e o capacitor. Nesta etapa, a tensão sobre o indutor é determinada pela tensão do capacitor, e pela Lei de Kirchhoff, a somatória das correntes no diodo e no capacitor é igual a corrente que passa pela carga, que irá oscilar em torno de um valor médio, como visto na Figura 22.

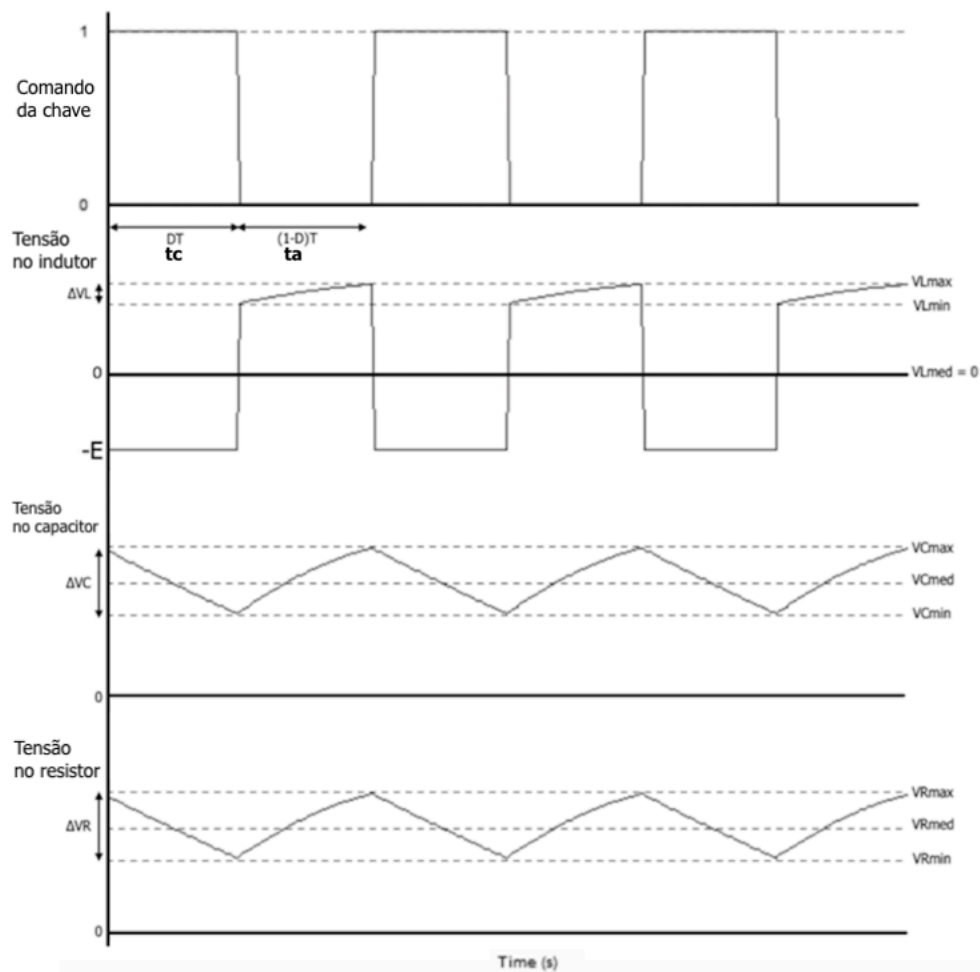
Figura 22 - Gráficos das correntes do circuito e do comando da chave



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 23, onde são mostradas as tensões do circuito elementos do conversor (indutor, capacitor e carga), nota-se que a tensão do capacitor diminui enquanto o indutor está sendo carregado pela fonte, já que neste momento o capacitor está alimentando a carga. Quando o indutor passa a fornecer corrente para a carga, carrega também o capacitor (parte da corrente do indutor entra pelo seu terminal positivo), aumentando a tensão nos terminais deste. Finalmente, a tensão na carga é dada pela soma da tensão do capacitor com a tensão fixa da fonte.

Figura 23 - Gráficos das tensões do circuito e do comando da chave



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.1 Conclusões

Neste capítulo foi estudado o funcionamento do conversor parcial no modo contínuo. Foi possível perceber como as correntes e tensões se comportam ao longo do tempo enquanto a chave varia entre o estado em que se encontra bloqueada ou conduzindo.

Com base no entendimento do funcionamento do conversor no modo contínuo, o próximo capítulo aborda a dedução das equações para as correntes e tensões nos elementos do conversor (capacitor, indutor, diodo e chave), bem como da equação do ganho estático.

6 EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR

6.1 Ganho Estático

Representado pela letra G, o ganho estático é dado pela razão entre a tensão na saída e a tensão de entrada do circuito. O ganho estático do conversor pode ser determinado a partir do balanço volt-segundo, o qual estabelece que, em regime permanente, a tensão média aplicada aos indutores deve ser nula (OLIVEIRA, 2017). Sendo assim, a integral da tensão no período de carga do indutor deve ser igual à integral da tensão no período de descarga do mesmo. O ganho pode ser encontrado a partir das Equações de (12) a (14). As variáveis t_a e t_c correspondem, respectivamente, ao período em que a chave se encontra aberta e ao período em que esta conduz.

$$\int_0^{t_c} V_L \cdot dt = \int_{t_c}^T V_L \cdot dt \quad (12)$$

$$E \cdot t_a = V_C \cdot t_c \quad (13)$$

$$E \cdot D \cdot T = V_C \cdot (1 - D) \cdot T \quad (14)$$

Mas, para este conversor sabe-se que:

$$V_C = V_o - E \quad (15)$$

Então, substituindo (15) em (14)

$$E \cdot D \cdot T = V_o \cdot T - V_o \cdot D \cdot T - E \cdot T + E \cdot D \cdot T \quad (16)$$

$$E \cdot T = V_o \cdot T - V_o \cdot D \cdot T \quad (17)$$

$$E = V_o \cdot (1 - D) \quad (18)$$

$$V_o = \frac{E}{(1-D)} \quad (19)$$

Assim, pode-se observar a partir de (19) que o ganho estático G será dado por:

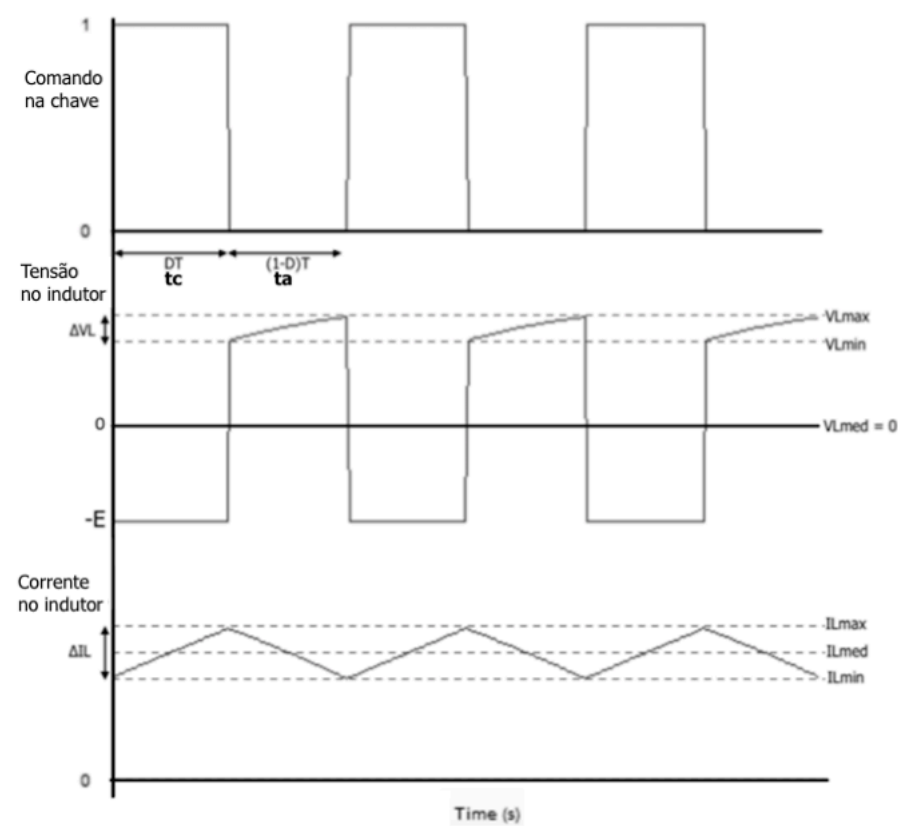
$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{1}{(1-D)} \quad (20)$$

6.2 Indutor e capacitor

Entendida a forma de operação do conversor, é necessário determinar os valores dos elementos que compõem o circuito, como a capacitância do capacitor e a indutância do indutor. Devido o indutor e o capacitor não possuírem valores infinitos, a corrente e a tensão na carga nunca serão perfeitamente contínuas, apresentando sempre um valor de *ripple* ou ondulação. Assim, fixa-se um valor aceitável para a ondulação de corrente e de tensão, de forma que se torne possível encontrar os valores de capacitância e indutância adequados para a operação do conversor.

Na Figura 24 são mostrados os gráficos da tensão e corrente no indutor e a tensão na chave. Quando o *gate* da chave se encontra em nível alto, a tensão sobre o indutor é igual à tensão da fonte (ou painel fotovoltaico), e a corrente no indutor cresce linearmente.

Figura 24 – Tensão e corrente no indutor e comando na chave



Fonte: Elaborado pelo autor.

A relação entre a corrente e a tensão do indutor é definida pela Equação (21) (KOERICH,

2011):

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (21)$$

Considerando que a frequência de chaveamento é muito alta quando se leva em conta as constantes de tempo do indutor e capacitor, a derivada da corrente no indutor pode ser calculada pela variação da corrente dividida pelo período de tempo em que a chave se encontra fechada. Considerando que o período em que a chave permanece fechada depende da frequência de chaveamento e da razão cíclica, e que o tempo de chaveamento é dada pelo inverso da frequência de chaveamento, tem-se as Equações de (22) a (25).

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (22)$$

$$E = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \cdot T} \quad (23)$$

$$E = L \cdot \frac{\Delta i_L \cdot f}{D} \quad (24)$$

$$L = \frac{E \cdot D}{f \cdot \Delta i_L} \quad (25)$$

Sendo assim, pode-se determinar o valor do indutor a ser utilizado no circuito, quando de posse da tensão da fonte (E), da razão cíclica (D), da frequência de chaveamento (f) e da variação de corrente tolerada no indutor (Δi_L).

Para o cálculo do valor do capacitor, deve-se notar que o valor médio da corrente de descarga do capacitor é igual ao valor médio da corrente na carga, já que enquanto a chave está fechada o capacitor é quem fornece energia à carga. Portanto, tem-se as Equações de (26) a (30):

$$\Delta V_C = \Delta V_o = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{t_c} I_o \cdot dt \quad (26)$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \cdot I_o \cdot t_c \quad (27)$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \cdot I_o \cdot D \cdot T \quad (28)$$

$$C = \frac{I_o \cdot D}{\Delta V_o \cdot f} \quad (29)$$

$$C = \frac{V_o \cdot D}{R_o \cdot \Delta V_o \cdot f} \quad (30)$$

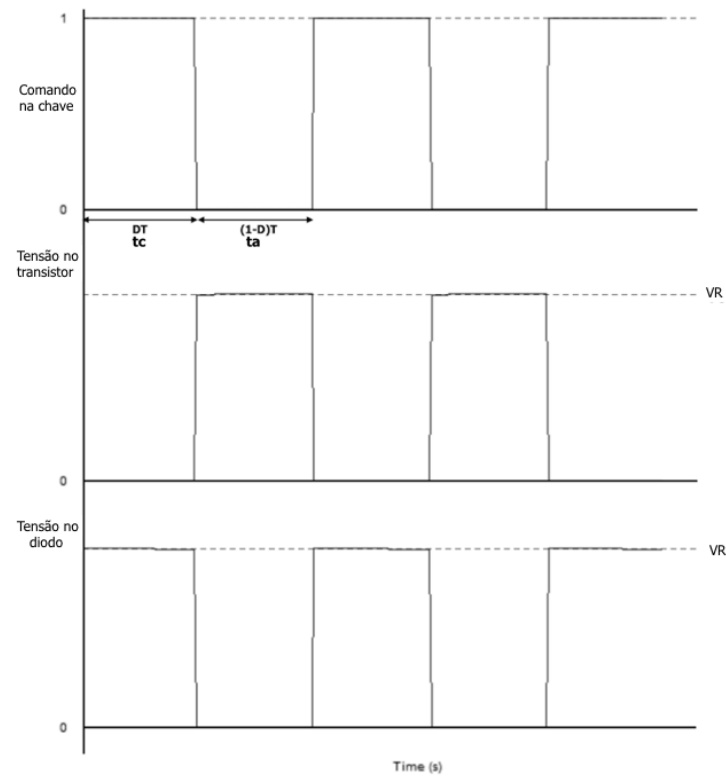
Logo, pode-se determinar o valor do capacitor a ser utilizado no circuito quando são conhecidos os valores da tensão da saída (V_o), da razão cíclica (D), da frequência de chaveamento (f), da variação de tensão tolerada na carga (ΔV_o) e da resistência da carga (R_o).

6.3 Tensões máximas sobre a chave e diodo

Outro dado importante a ser analisado é a tensão sobre a chave e sobre o diodo do conversor. Essa análise é importante já que a máxima tensão suportada por uma chave ou por um diodo influencia no custo destes elementos. Sendo assim, é importante saber qual a tensão será aplicada nos terminais do diodo e da chave, para que na etapa de projeto se escolham os componentes mais adequados para o conversor e com o menor custo possível.

Na Figura 25 são mostrados os gráficos do disparo da chave e a tensão sobre o diodo e sobre a chave ao longo do tempo. Inicialmente, a chave se encontra fechada e o indutor se carrega, estando o diodo inversamente polarizado. Sendo assim, a tensão sobre a chave é 0 e a tensão sobre o diodo é dada pela tensão da fonte (E) somada à tensão do capacitor (V_C), ou simplesmente pela tensão da carga (V_R). Quando a chave é aberta, o indutor se descarrega através do diodo que agora está conduzindo. Logo, a tensão sobre o diodo é 0 e a tensão sobre a chave é dada pela tensão da fonte (E) somada à tensão do capacitor (V_C), ou simplesmente pela tensão da carga (V_R).

Figura 25 - Tensão sobre a chave e sobre o diodo e comando na chave

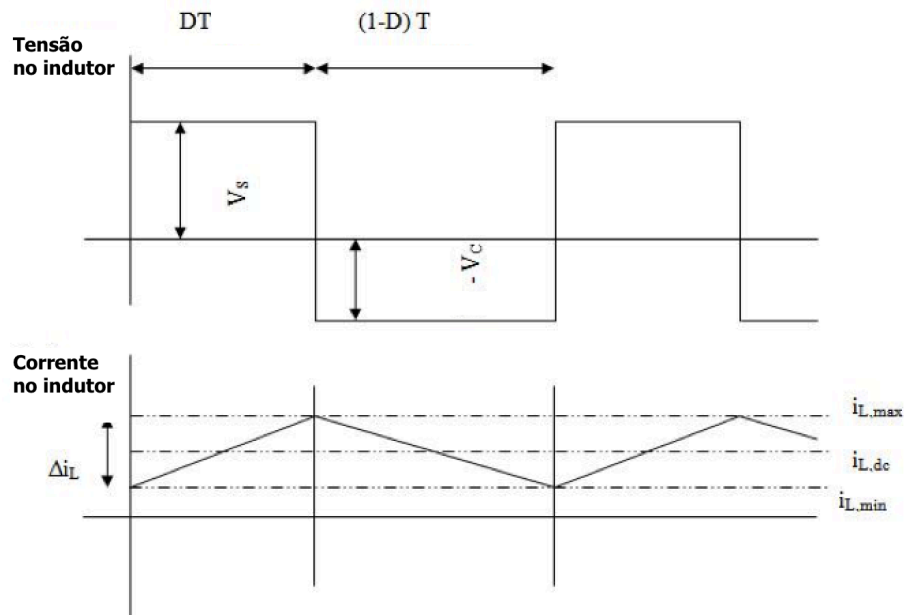


Fonte: Elaborado pelo autor.

6.4 Correntes sobre o indutor, capacitor, chave e diodo

Assim como a tensão, a corrente que passa pelos elementos do conversor também é importante e precisa ser determinada na etapa de projeto. Primeiro, será analisado o comportamento da corrente que passa pela chave. Considerando que um valor de Δi_L foi previamente escolhido na etapa de projeto e que é possível saber o valor da tensão de saída V_o em função da tensão de entrada E e da razão cíclica D , como se vê na Equação (19), torna-se possível encontrar o valor médio da corrente no indutor. Na Figura 26 são mostrados os gráficos da tensão e da corrente no mesmo.

Figura 26 - Corrente no indutor com valor máximo, médio e mínimo



Fonte: Adaptado de Universiti Tenaga Nasional²

Observando-se a Figura 21, nota-se que a corrente que passa pelo indutor sempre se divide entre o diodo e a chave, então:

$$i_L(t) = i_D(t) + i_S(t) \quad (31)$$

Integrando os dois lados da equação de 0 até o tempo T, tem-se o valor médio da corrente no indutor em função dos valores médios das correntes na chave e no diodo:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [i_D(t) + i_S(t)] dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_S(t) dt \quad (32)$$

Conclui-se então que o valor médio da corrente no indutor é dada pela soma do valor médio da corrente na chave e no diodo.

$$I_{L,med} = I_{D,med} + I_{S,med} \quad (33)$$

Aplicando-se a lei de Kirchoff para correntes para o ramo da fonte de tensão na Figura 15, tem-se:

² Disponível em: <http://www.powere.dynamictopway.com/dc7.htm>. Acesso em 15 out. 2018

$$I_{x,med} = I_{S,med} + I_{R,med} \quad (34)$$

$$I_{x,med} = I_{L,med} + I_{C,med} \quad (35)$$

Igualando (34) e (35), tem-se a Equação (36):

$$I_{S,med} + I_{R,med} = I_{L,med} + I_{C,med} \quad (36)$$

Como o valor médio da corrente no capacitor é zero, a Equação (36) é simplificada:

$$I_{L,med} = I_{S,med} + I_{R,med} \quad (37)$$

$$I_{R,med} = I_{L,med} - I_{S,med} \quad (38)$$

Substituindo (33) em (38):

$$I_{R,med} = I_{D,med} + I_{S,med} - I_{S,med} = I_{D,med} \quad (39)$$

Como a carga é resistiva, a corrente sobre esta pode ser calculada pelo valor da tensão de saída dividido pelo valor da resistência da carga:

$$I_{D,med} = I_{R,med} = \frac{V_o}{R} \quad (40)$$

Ou, substituindo (19) em (40):

$$I_{D,med} = \frac{E}{(1-D)R} \quad (41)$$

Observando-se a Figura 22, nota-se que a corrente no diodo forma um trapézio retângulo no período em que a chave se encontra aberta. Assim, a valor médio da corrente no diodo pode ser calculada pela área do trapézio dividida pelo tempo total de um ciclo:

$$I_{D,med} = \frac{\frac{(i_{L,max} + i_{L,min}) \cdot (1-D) \cdot T}{2}}{T} = \frac{(i_{L,max} + i_{L,min}) \cdot (1-D)}{2} \quad (42)$$

Sabe-se também que:

$$I_{L,max} = I_{L,min} + \Delta i_L \quad (43)$$

E o valor de Δi_L é determinado na etapa de projeto. Substituindo (40) e (43) em (42), finalmente tem-se:

$$\frac{V_o}{R} = \frac{(\Delta i_L + 2.i_{L,min}).(1-D)}{2} \quad (44)$$

Manipulando a Equação (44), tem-se:

$$i_{L,min} = \frac{V_o}{(1-D).R} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (45)$$

Ou, substituindo (19) em (45):

$$i_{L,min} = \frac{E}{(1-D)^2.R} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (46)$$

E substituindo (45) em (43), tem-se:

$$i_{L,max} = \frac{V_o}{(1-D).R} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (47)$$

Ou, substituindo (19) em (47):

$$i_{L,max} = \frac{E}{(1-D)^2.R} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (48)$$

A parcela $\frac{\Delta i_L}{2}$ corresponde à variação em torno do valor médio da corrente do indutor, sendo este valor calculado pela Equação (49):

$$I_{L,med} = \frac{V_o}{(1-D).R} \quad (49)$$

ou

$$I_{L,med} = \frac{E}{(1-D)^2.R} \quad (50)$$

Para o cálculo da corrente eficaz no diodo, deve-se partir da Equação (42). Porém, os valores de $i_{L,max}$ e $i_{L,min}$ agora devem ser elevados ao quadrado na equação. A área do gráfico ainda pode ser calculada como um trapézio retângulo, já que, novamente, a frequência de chaveamento é muito grande quando se leva em conta as constantes de tempo do indutor e do capacitor. Tal aproximação matemática é explicada no apêndice B. Sendo assim, para a corrente eficaz no diodo, tem-se a Equação (51):

$$I_{D,rms}^2 = \frac{\frac{(i_{L,max}^2 + i_{L,min}^2) \cdot (1-D) \cdot T}{2}}{T} = \frac{(i_{L,max}^2 + i_{L,min}^2) \cdot (1-D)}{2} \quad (51)$$

$$I_{D,rms}^2 = \frac{(2i_{L,med}^2 + \frac{\Delta i_L^2}{2}) \cdot (1-D)}{2} = (i_{L,med}^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4}) \cdot (1-D) \quad (52)$$

$$I_{D,rms} = \sqrt{(i_{L,med}^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4}) \cdot (1-D)} \quad (53)$$

Finalmente, substituindo-se a Equação (50) em (53):

$$I_{D,rms} = \sqrt{((\frac{E}{(1-D)^2.R})^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4}) \cdot (1-D)} \quad (54)$$

Já para o cálculo do valor médio da corrente na chave, manipulando-se a Equação (37), tem-se:

$$I_{S,med} = I_{L,med} - I_{R,med} \quad (55)$$

Substituindo (40) e (49) em (55):

$$I_{S,med} = \frac{V_o}{(1-D).R} - \frac{V_o}{R} \quad (56)$$

$$I_{S,med} = \frac{V_o.D}{(1-D).R} = \frac{E.D}{(1-D)^2.R} \quad (57)$$

E para o cálculo do valor eficaz da corrente na chave, deve-se seguir um procedimento semelhante ao seguido para o cálculo do valor eficaz na corrente do diodo, porém alterando-se alguns detalhes, devido ao intervalo de integração na chave ser diferente do intervalo de

integração do diodo. A Equação (58) pode ser usada para o cálculo deste valor:

$$I_{S,rms}^2 = \frac{\frac{(i_{L,max}^2 + i_{L,min}^2).DT}{2}}{T} = \frac{(i_{L,max}^2 + i_{L,min}^2).D}{2} \quad (58)$$

$$I_{S,rms}^2 = \frac{(2i_{L,med}^2 + \frac{\Delta i_L^2}{2}).D}{2} = (i_{L,med}^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4}).D \quad (59)$$

$$I_{S,rms} = \sqrt{(i_{L,med}^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4}).D} \quad (60)$$

Novamente, substituindo-se a Equação (50) em (60):

$$I_{S,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{E}{(1-D)^2.R}\right)^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4}\right).D} \quad (61)$$

Observando-se a Figura 21, nota-se que a corrente que passa pelo indutor sempre se divide entre o diodo e a chave, então:

$$i_L(t) = i_D(t) + i_S(t) \quad (62)$$

Integrando os dois lados da equação de 0 até o tempo T, tem-se o valor médio da corrente no indutor em função das correntes médias na chave e no diodo:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [i_D(t) + i_S(t)] dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_S(t) dt \quad (63)$$

Elevando-se os termos da Equação (63) ao quadrado, pode-se calcular o valor eficaz da corrente no indutor:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_L(t)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T [i_D(t) + i_S(t)]^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t)^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_S(t)^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T 2i_D i_S(t) dt \quad (64)$$

O último termo desta equação será sempre nulo, já que a corrente no diodo e na chave nunca possuem valores diferentes de zero simultaneamente. Assim, tem-se o valor da corrente eficaz no indutor:

$$I_{L,rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t)^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_S(t)^2 dt = I_{D,rms}^2 + I_{S,rms}^2 \quad (65)$$

Substituindo-se as Equações (54) e (61) na Equação (65), tem-se:

$$I_{L,rms}^2 = \left(\left(\frac{E}{(1-D)^2 \cdot R} \right)^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4} \right) \cdot (1-D) + \left(\left(\frac{E}{(1-D)^2 \cdot R} \right)^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4} \right) \cdot D \quad (66)$$

$$I_{L,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{E}{(1-D)^2 \cdot R} \right)^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4} \right)} \quad (67)$$

No capacitor, o valor médio da corrente deve ser zero. Caso contrário, o capacitor estaria se carregando e acumulando energia infinitamente, o que não é possível. Assim, deve ser calculada apenas a corrente eficaz que passa pelo capacitor. Aplicando-se a lei de Kirchoff para correntes para o circuito na Figura 21, tem-se no ramo do capacitor:

$$i_C(t) = i_D(t) - i_R(t) \quad (68)$$

A corrente na carga pode ser considerada como um valor DC igual a V_o/R . Sendo assim, o valor eficaz e médio da corrente na carga também será igual a este valor.

$$i_{R,rms} = i_{R,med} = i_{D,med} = \frac{V_o}{R} \quad (69)$$

Para o cálculo do valor eficaz da corrente no capacitor, deve-se partir da Equação (70):

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [i_D(t) - i_R(t)] dt \quad (70)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_C^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [i_D(t) - i_R(t)]^2 dt \quad (71)$$

$$i_{C,rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} i_D^2(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} 2 \cdot i_R(t) \cdot i_D(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_R^2(t) dt \quad (72)$$

$$i_{C,rms}^2 = i_{D,rms}^2 - 2 \cdot \frac{V_o}{R} \cdot i_{D,med} + i_{R,rms}^2 \quad (73)$$

Substituindo-se as Equações (54) e (69) na Equação (73), tem-se:

$$i_{C,rms}^2 = \left(\left(\frac{E}{(1-D)^2 \cdot R} \right)^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4} \right) \cdot (1-D) - 2 \cdot \frac{V_o^2}{R^2} + \frac{V_o^2}{R^2} \quad (74)$$

$$i_{C,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{E}{(1-D)^2 \cdot R} \right)^2 + \frac{\Delta i_L^2}{4} \right) \cdot (1-D) - \frac{V_o^2}{R^2}} \quad (75)$$

6.5 Conclusões

Neste capítulo foram deduzidas equações para que sejam encontradas variáveis importantes para o projeto dos elementos do conversor. São estas variáveis: valor médio de corrente no indutor, na chave e no diodo; máxima tensão sobre o diodo, a chave, e o capacitor; valor eficaz de corrente no diodo, na chave, no capacitor e no indutor. Além disso, foi visto que é possível fazer uma aproximação matemática para o cálculo dos valores eficaz da corrente nos elementos, desde que o valor de Δi_L seja pequeno quando comparado ao valor de i_L .

De posse das equações para os valores das correntes e tensões dos elementos do conversor (diodo, chave, capacitor e indutor), é possível projetar um conversor parcial para um painel fotovoltaico real, que será feito no próximo capítulo.

7 PROJETO DO CONVERSOR PARA UM PAINEL FOTOVOLTAICO REAL

Após a obtenção das equações para o cálculo das correntes e tensões de todos os elementos do conversor CC-CC, torna-se possível partir para a etapa do projeto e formar um sistema fotovoltaico que será ligado à uma carga resistiva. Na Tabela 1 são mostrados os dados de uma placa de um painel fotovoltaico, o qual foi usado como base para o conversor que foi projetado neste trabalho. Alguns destes dados são necessários a este projeto, como a corrente de curto-circuito, a corrente no ponto de máxima potência, a tensão de circuito aberto, a tensão no ponto de máxima potência e a potência máxima do painel, sendo que todos estes correspondem às condições ambientais onde a temperatura é de 25°C e a irradiância solar é de 1000W/m².

A intenção neste trabalho é que o painel sempre forneça a maior potência possível para a carga, ou seja, que o painel sempre esteja operando no ponto de máxima potência. Logo, a corrente e tensão do painel no ponto de máxima potência serão utilizados para o projeto dos elementos presentes no conversor.

Tabela 1 - Dados do painel fotovoltaico utilizado

Modelo	KM(P)30 Komaes
Potência máxima (W)	30W
Corrente de máxima potência	1,71A
Tensão de máxima potência	17,56V
Corrente de curto-circuito	1,84A
Tensão de circuito aberto	21,56V
Tolerância de potência	5%
Classe de aplicação	A
Peso	3,7kg
Dimensões	520x510x28 (mm)
Tensão máxima do sistema	750V

Fonte: Elaborado pelo autor.

7.1 Limitação do valor mínimo e máximo de carga para funcionamento no ponto de máxima potência

Na teoria, quando o ciclo de trabalho tende à unidade, a tensão de saída tende a

infinito. Na prática, isso não é possível, já que os elementos parasitas e não-ideais do circuito (como as resistências do indutor e do painel) impedem o crescimento da tensão acima de um certo limite, no qual as perdas se tornam maiores do que a energia transferida pelo indutor para a saída (POMÍLIO, 2017).

Supondo-se que a potência do painel seja totalmente entregue a carga, será válida a seguinte equação:

$$P_{max,pv} = 30W = \frac{V_o^2}{R} \quad (76)$$

Nota-se que quando a potência do painel é constante, um aumento na resistência de saída ocasiona também um aumento na tensão de saída. Para este trabalho, foi limitada a tensão de saída em quatro vezes a tensão de entrada, limitando as perdas nos elementos do circuito, de modo que a Equação (77) determina o valor máximo da resistência de saída:

$$P_{max,pv} = 30W = \frac{(4.E)^2}{R_{max}} = \frac{(4.17,56)^2}{R_{max}} \quad (77)$$

$$R_{max} = \frac{(4.17,56)^2}{30} = 164,5 \, \Omega \quad (78)$$

Consequentemente, o valor máximo do ciclo de trabalho também será limitado, de acordo com o que se encontra na Equação (79), que provém de (19):

$$D_{max} = 1 - \frac{E}{V_o} = 1 - \frac{17,56}{4.17,56} = 0,75 \quad (79)$$

Observando-se a Equação (79), é possível notar que a tensão mínima de saída é a própria tensão de entrada, para o caso em que o ciclo de trabalho do conversor é zero. Logo, como a diminuição na resistência de saída provoca diminuição da tensão de saída para o caso em que a potência do painel é mantida constante, conclui-se que existe um valor mínimo de resistência que garante que o painel se mantenha trabalhando no ponto de máxima potência. Esse valor pode ser encontrado pela Equação (80):

$$R_{min} = \frac{17,56^2}{30} = 10,3 \, \Omega \quad (80)$$

$$D_{min} = 0 \quad (81)$$

7.2 Projeto do Indutor

De acordo com o que foi visto no subcapítulo 6.4, o valor médio da corrente no indutor é dada pela Equação (50). A tensão E deve ser mantida constante em 17,56V (tensão do ponto de máxima potência) e a corrente do painel deve ser mantida constante em 1,71A (corrente do ponto de máxima potência), fornecendo assim sempre a maior potência possível para a carga.

Analisando a etapa de funcionamento do conversor em que a chave está fechada, nota-se que a corrente do painel se divide entre o capacitor e o indutor, de modo que o valor médio da corrente no indutor e na fonte serão iguais, já que este valor é zero para o capacitor. Assim, o valor médio da corrente no indutor será sempre o mesmo do painel. Reorganizando a Equação (50) para um caso onde o painel atenda uma carga de 100Ω , tem-se:

$$I_{X,med} = I_{L,med} = \frac{E}{(1-D)^2 \cdot R} \quad (82)$$

$$(1-D)^2 = \frac{17,56}{1,71 \cdot 100} \quad (83)$$

$$(1-D) = \sqrt{\frac{17,56}{1,71 \cdot 100}} = 0,32 \quad (84)$$

$$D = 0,68 \quad (85)$$

Para os casos onde $R = 150\Omega$ e $R = 75\Omega$, D vale 0,74 e 0,63, respectivamente. Portanto, conclui-se que o conversor opera com um ciclo de trabalho cada vez menor à medida que se reduz o valor da carga R . No subcapítulo anterior foi determinado que o conversor deveria operar com uma tensão máxima de saída de até quatro vezes a tensão do conversor, garantindo que as perdas nos elementos do circuito não reduzissem o rendimento do conversor e nem a potência que seria destinada à carga. Logo, escolhe-se usar na saída do conversor uma carga de 150Ω que posteriormente deve ser reduzida para um valor de 75Ω , atendendo assim à limitação de tensão de saída previamente imposta.

Após a determinação da carga que será usada no sistema fotovoltaico, é necessário que se conheçam alguns valores utilizados para o projeto do indutor, sendo estes o valor médio da corrente, o valor eficaz, o valor de pico e a variação de corrente no indutor.

Sabendo que o valor médio da corrente no indutor é de 1,71A, deve-se escolher uma variação de corrente no indutor (Δi_L) adequada a este valor. A Equação (86) mostra qual deve ser o valor de indutância em função da tensão do painel, do valor do ciclo de trabalho, da

frequência de chaveamento e da variação da corrente no indutor. Sabe-se que a tensão de saída do painel é mantida constante em 17,56V, o valor do ciclo de trabalho varia em função da carga, a frequência de chaveamento é de 20kHz, e a variação de corrente no indutor admitida foi de 0,33A. Assim, o valor da indutância projetado será:

Para a carga de 150Ω (D = 0,74):

$$L = \frac{17,56 \cdot 0,74}{20000 \cdot 0,33} = 2\text{mH} \quad (86)$$

Para a carga de 75Ω (D = 0,63):

$$L = \frac{17,56 \cdot 0,63}{20000 \cdot 0,33} = 1,7\text{mH} \quad (87)$$

Assim, um indutor de 2mH é capaz de atender ao valor de variação de corrente desejado quando a carga é de 150Ω. Quando a carga é alterada para um valor de 75Ω, um indutor de 1,7mH é capaz de atender à variação de corrente desejada. Logo, foi escolhido utilizar um de 2mH, já que deste modo a variação para uma carga de menor valor ôhmico reduz ainda mais o valor de Δi_L , como pode ser visto na Equação (88).

$$\Delta i_{L,75\Omega} = \frac{E \cdot D}{f \cdot L} = \frac{17,56 \cdot 0,63}{20000 \cdot 2 \times 10^{-3}} = 0,28\text{A} \quad (88)$$

Através da Equação (89) pode-se calcular o valor eficaz da corrente no indutor em função da tensão de entrada, do valor do ciclo de trabalho, do valor da resistência da carga e do valor de Δi_L .

Logo, para a carga de 150Ω:

$$I_{L,rms} = \sqrt{\left(\frac{17,56}{(1-0,74)^2 \cdot 150}\right)^2 + \frac{0,33^2}{4}} = 1,74\text{A} \quad (89)$$

E, para a carga de 75Ω:

$$I_{L,rms} = \sqrt{\left(\frac{17,56}{(1-0,63)^2 \cdot 75}\right)^2 + \frac{0,28^2}{4}} = 1,72\text{A} \quad (90)$$

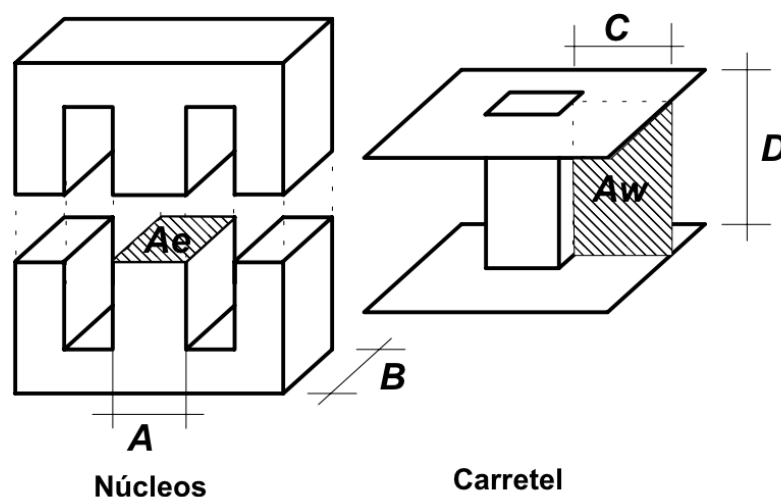
É possível notar que o valor eficaz da corrente no indutor é bem próximo do valor médio, possuindo uma variação somente na segunda casa decimal mesmo variando o valor da carga que é conectada ao conversor.

Por último, para o cálculo do valor de pico da corrente no indutor, basta que seja somado ao valor médio a parcela $\frac{\Delta i_L}{2}$, como é visto na Equação (91):

$$I_{L,max} = I_{L,med} + \frac{\Delta i_L}{2} = 1,71 + \frac{0,33}{2} = 1,88A \quad (91)$$

Neste trabalho, será utilizada a metodologia de projeto de indutores disponibilizada pelo Prof. Dr. Ivo Barbi (BARBI et al., 2002). Portanto, toda equação e valor de constantes encontrados nos próximos parágrafos podem ser encontrados neste material. Segundo o autor, núcleos de indutores geralmente são feitos de lâminas de ferro-silício ou de ferrite, sendo o segundo material mais adequado para altas frequências. Devido ao conversor trabalhar com uma frequência de chaveamento de 20kHz (alta frequência), escolhe-se o ferrite como material do núcleo projetado. Na Figura 27, é mostrado um núcleo de ferrite tipo E. A área da seção transversal do núcleo é chamada de A_e , e a área da janela do núcleo, por onde passarão os condutores, é chamada de A_w .

Figura 27 - Núcleo de ferrite tipo E

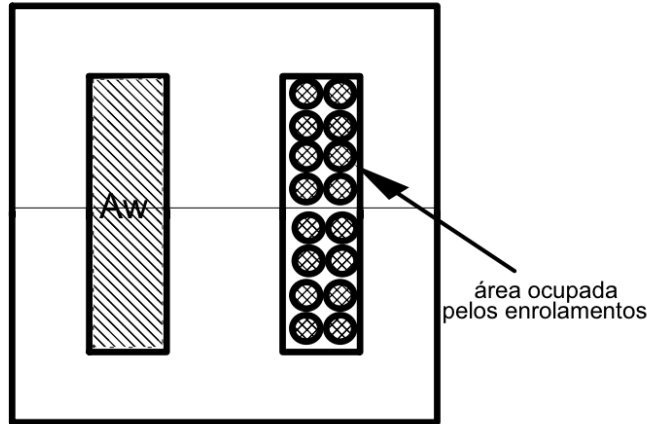


Fonte: BARBI et al., 2002, p. 3.

Na Figura 28 é mostrada uma outra perspectiva do núcleo, mostrando o valor A_w . De acordo com a habilidade na montagem e de se encaixar os enrolamentos na janela, o

percentual da área da janela ocupado pelos enrolamentos pode variar de 0 a 100%. Normalmente, considera-se que os enrolamentos ocupem um total de 70% da janela. É definida uma constante chamada de k_w que representa este percentual ocupado, podendo variar de 0 (0%) até 1 (100%). Para um total de 70%, k_w vale 0,7.

Figura 28 - Ocupação dos enrolamentos na janela



Fonte: BARBI et al., 2002, p. 5.

Sabendo o valor de k_w , o próximo passo é encontrar o valor do produto $A_e \cdot A_w$:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{rms}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (92)$$

O fator 10^4 na Equação (92) é acrescentado apenas para ajuste de unidade, sendo o resultado de $A_e \cdot A_w$ dado em cm^4 . Para núcleos de ferrite usuais o valor de B_{max} fica em torno de 0,3T (este valor é devido à curva de magnetização do material magnético). O valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, depende dos condutores utilizados nos enrolamentos, e tipicamente utiliza-se 450A/cm². Portanto, substituindo-se os valores citados e os valores já calculados de indutância, corrente de pico e corrente eficaz em (92), tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \times 10^{-3} \cdot 1,88 \cdot 1,74}{0,3 \cdot 450 \cdot 0,7} \cdot 10^4 = 0,7 \text{cm}^4 \quad (93)$$

Assim, observando se a Tabela 2, escolhe-se o núcleo E-30/14, por ser o mais próximo valor acima do calculado.

Tabela 2 - Tamanhos de núcleos padronizados

Núcleo	A _e [cm ²]	A _w [cm ²]	I _e [cm]	I _t [cm]	V _e [cm ³]	A _e ·A _w [cm ⁴]
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,45
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	11,2	11,6	42,50	8,85

Fonte: BARBI, 2013, p.11.

O próximo passo é calcular o número de espiras do indutor, utilizando a seguinte expressão:

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (94)$$

Substituindo os valores já calculados:

$$N = \frac{2 \times 10^{-3} \cdot 1,88}{0,3 \cdot 1,02} \cdot 10^4 = 105 \text{ espiras} \quad (95)$$

O próximo cálculo que deve ser feito é o valor do entreferro do indutor. Segundo o autor, é importante a adição do entreferro, pois a relutância do trecho do entreferro é muito maior que a relutância do núcleo, fazendo com que o valor da indutância seja praticamente insensível às variações da permeabilidade do núcleo. Além disso, a adição do entreferro permite que o indutor opere com valores maiores de corrente sem que haja saturação do núcleo. Considerando que o entreferro é colocado nas duas pernas laterais do núcleo, o comprimento do entreferro é dado pela Equação (96):

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot A_e \cdot \mu_0}{2L} \cdot 10^{-2} \quad (96)$$

$$l_{entreferro} = \frac{105^2 \cdot 1,02 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{4 \times 10^{-3}} \cdot 10^{-2} = 0,042 \text{ cm} \quad (97)$$

A próxima etapa é calcular a seção do condutor que deve ser utilizado. Tal seção é dada pela Equação (98):

$$S_{fio} = \frac{I_{rms}}{J_{max}} \quad (98)$$

$$S_{fio} = \frac{1,74}{450} = 3,87 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Finalmente, deve-se calcular a possibilidade de execução do indutor, ou seja, verificar se é possível colocar os enrolamentos na janela do núcleo (A_w).

Para acondicionar o enrolamento calculado anteriormente é necessária uma janela mínima dada por:

$$A_{w,min} = \frac{N \cdot n_{condutores} \cdot S_{fio}}{k_w} = \frac{105 \cdot 1,3,87 \times 10^{-3}}{0,7} = 0,5805 \text{ cm}^2 \quad (99)$$

Para que seja possível construir o enrolamento na janela disponível, $A_{w,min}$ deve ser menor do que $A_{w,núcleo}$, que é de $0,85 \text{ cm}^2$. Assim, constata-se que é possível construir o enrolamento neste núcleo, e o indutor pode ser construído com sucesso para as especificações dadas.

7.3 Projeto do capacitor

Após o projeto do indutor, deve-se projetar um capacitor que seja adequado para o funcionamento do conversor. Para isso, é necessário conhecer o valor da tensão de pico sobre o capacitor, o valor eficaz da corrente que passa por este e o valor tolerado de variação da tensão na carga.

Para o cálculo do valor de sua capacitância, deve-se usar a Equação (100), onde os parâmetros de entrada são a tensão na carga, o ciclo de trabalho, a resistência da carga e a frequência de chaveamento do conversor. Foi escolhido como parâmetro de projeto uma variação da tensão na carga (ΔV_o) de até $0,1 \text{ V}$ como tolerável. Alterando os parâmetros para os valores correspondentes aos pontos de operação das duas cargas, tem-se, para a carga de 150Ω :

$$C = \frac{4,17,56 \cdot 0,74}{150 \cdot 0,1 \cdot 20000} = 173 \mu\text{F} \quad (100)$$

Se a mesma capacitância for utilizada para a carga de 75Ω , tem-se uma variação de tensão conforme visto em (101):

$$\Delta V_{0,75\Omega} = \frac{47,46 \cdot 0,63}{75 \cdot 173 \times 10^{-6} \cdot 20000} = 0,1V \quad (101)$$

Portanto, pode-se utilizar um capacitor de 220 μ F para este sistema, já que este é um valor comercial de capacitância.

Conforme pode ser visto na Figura 21, onde é mostrado o circuito do sistema fotovoltaico completo, a valor da tensão no capacitor é dado pela tensão na carga subtraída do valor da tensão da fonte ou painel fotovoltaico. Assim, tem-se a Equação (102):

$$V_C = V_o - E \quad (102)$$

$$V_C = \frac{E}{1-D} - E = \frac{E \cdot D}{1-D} \quad (103)$$

O valor da tensão no capacitor irá aumentar à medida que o ciclo de trabalho aumenta, aumentando também o valor da tensão na saída. Como foi determinado um ciclo de trabalho máximo de 0,74 para o conversor, o valor máximo de tensão no capacitor será dado por:

$$V_{C,max} = \frac{17,56 \cdot 0,74}{1-0,74} = 50V \quad (104)$$

Para o cálculo do valor eficaz da corrente no capacitor, usa-se a Equação (75), deduzida no subcapítulo 6.4. Para a carga de 150 Ω , tem-se:

$$i_{C,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{17,56}{(1-0,74)^2 \cdot 150}\right)^2 + \frac{0,33^2}{4}\right) \cdot (1-0,74) - \frac{(3,85 \cdot 17,56)^2}{150^2}} = 0,75A \quad (105)$$

E para a carga de 75 Ω , tem-se:

$$i_{C,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{17,56}{(1-0,63)^2 \cdot 75}\right)^2 + \frac{0,28^2}{4}\right) \cdot (1-0,63) - \frac{(2,7 \cdot 17,56)^2}{75^2}} = 0,83A \quad (106)$$

Portanto, conclui-se que o valor eficaz da corrente aumenta para o capacitor conforme o valor da carga diminui, de modo que o valor que deve ser utilizado é aquele calculado quando a carga é de 75 Ω .

Finalmente, é determinado que um capacitor deve suportar um valor de tensão de pico

acima de 50V, um valor eficaz de corrente de 0,83A e capacitância mínima de 220 μ F, além de funcionar bem na frequência de chaveamento do conversor (20 kHz).

A fabricante SAMXON apresenta em sua folha de dados de capacitores o capacitor eletrolítico ELP227M2EN25SWSAP, da série LP. Este apresenta capacitância de 220 μ F, tensão máxima suportada de 250V, e uma corrente máxima eficaz de 1,24A. É dito ainda na folha de dados que este último valor deve ser multiplicado por uma constante dependendo da frequência e tensão de operação, sendo a corrente multiplicada por 1,25 para uma tensão entre 25-100V e uma frequência entre 10-50kHz. Assim, o valor máximo de corrente eficaz suportado por este capacitor é de 1,55A, sendo possível seu uso no projeto do conversor. Na Figura 29 são ilustrados dois capacitores da série LP da fabricante SAMXON, apesar destes possuírem tensão máxima diferente do capacitor escolhido.

Figura 29 - Capacitor escolhido para o conversor



Fonte: SAMXON³.

7.4 Projeto da chave

Assim como foi feito com o indutor e com o capacitor, a chave também precisa ser adequada ao funcionamento do conversor. Para o projeto da chave a ser utilizada, deve-se conhecer o valor médio e eficaz de corrente que passa por esta, bem como o valor máximo da tensão entre os terminais coletor e emissor.

Conforme foi visto no subcapítulo 6.3, a tensão máxima sobre a chave é dada pela tensão da fonte (E) somada à tensão do capacitor (V_C), ou simplesmente pela tensão da carga (V_R). Como a tensão máxima no capacitor é de 50V e a tensão do painel é mantida constante em 17,56V, tem-se a Equação (107) para o cálculo da máxima tensão sobre a chave:

³ Disponível em <http://www.es.co.th/Schemetic/PDF/LP-SAMXON.PDF>. Acesso em 7 nov. 2018.

$$V_{S,max} = V_{C,max} + E = 50 + 17,56 = 67,56V \quad (107)$$

Após o cálculo da tensão sobre a chave, deve-se calcular os valores eficaz e médio das correntes que passam através desta, utilizando para isso as Equações (61) e (57). Para a carga de 150Ω , tem-se:

$$I_{S,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{17,56}{(1-0,74)^2 \cdot 150}\right)^2 + \frac{0,33^2}{4}\right) \cdot 0,74} = 1,49A \quad (108)$$

$$I_{S,med} = \frac{17,56 \cdot 0,74}{(1-0,74)^2 \cdot 150} = 1,28A \quad (109)$$

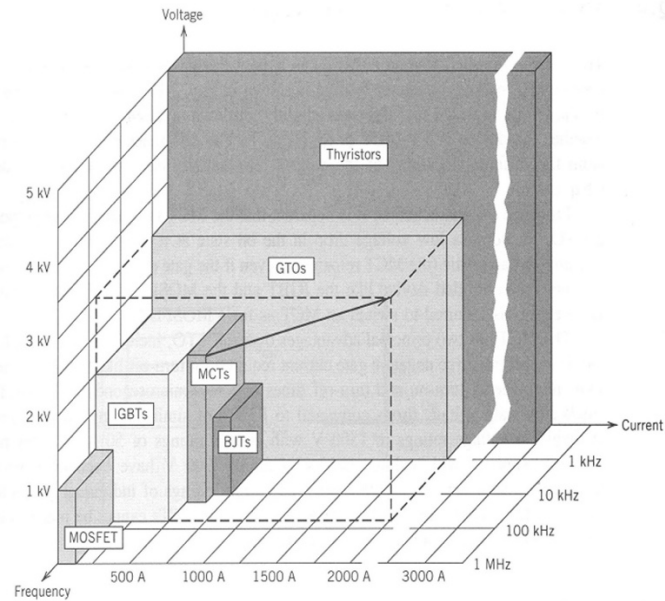
Já para a carga de 75Ω , tem-se:

$$I_{S,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{17,56}{(1-0,63)^2 \cdot 75}\right)^2 + \frac{0,28^2}{4}\right) \cdot 0,63} = 1,38A \quad (110)$$

$$I_{S,med} = \frac{17,56 \cdot 0,63}{(1-0,63)^2 \cdot 75} = 1,07A \quad (111)$$

Portanto, a chave utilizada deve suportar um valor de tensão acima de 67,56V em seus terminais, um valor eficaz de corrente de 1,49A e um valor médio de corrente de 1,28A, além de funcionar bem na frequência de chaveamento do conversor (20 kHz). Na Figura 30 é possível ver que as chaves IGBT trabalham em frequências de chaveamento de até 100kHz, sendo de uso viável para o conversor deste trabalho. Na mesma figura, nota-se que os MOSFET's também atendem ao projeto do conversor.

Figura 30 - Características dos diferentes tipos de chaves

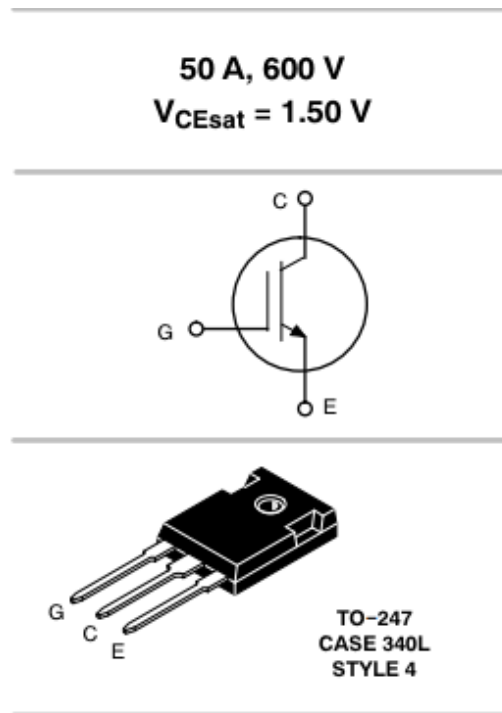


Fonte: Electrical Engineering Stack Exchange⁴.

A chave IGBT NGTG50N60FWG da fabricante ON Semiconductor atende os requisitos acima descritos, suportando uma tensão máxima de coletor-emissor de 600V e uma corrente máxima de coletor de 50A. Além disso, a mesma é otimizada para um baixo valor de tensão entre coletor e emissor, possuindo um valor típico de $V_{CEsat} = 1,5V$. Na Figura 31 é mostrada uma ilustração da chave que foi retirada da folha de dados do fabricante.

⁴ Disponível em <https://i.stack.imgur.com/4QOlz.jpg>. Acesso em 10 nov. 2018.

Figura 31 - Ilustração da chave escolhida e seus valores característicos



Fonte: On Semiconductor⁵.

7.5 Projeto do diodo

O projeto do diodo é bem semelhante ao projeto da chave, já que também deve-se conhecer o valor médio e eficaz de corrente que passa por ele, além do valor máximo da tensão entre os seus terminais.

Conforme foi visto no subcapítulo 6.3, a tensão máxima sobre o diodo é dada pela tensão da fonte (E) somada à tensão do capacitor (V_C), ou simplesmente pela tensão da carga (V_R). Como a tensão máxima no capacitor é de 50V e a tensão do painel é mantida constante em 17,56V, tem-se a Equação (112) para o cálculo da máxima tensão sobre o diodo:

$$V_{D,max} = V_{C,max} + E = 50 + 17,56 = 67,56V \quad (112)$$

Após o cálculo da tensão sobre o diodo, deve-se calcular os valores eficaz e médio das correntes que passam por ele, utilizando para isso as Equações (54) e (41). Para a carga de 150Ω, tem-se:

⁵ Disponível em <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NGTG50N60FW-D.PDF>. Acesso em 15 nov. 2018.

$$I_{D,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{17,56}{(1-0,74)^2 \cdot 150}\right)^2 + \frac{0,33^2}{4}\right) \cdot (1 - 0,74)} = 0,89A \quad (113)$$

$$I_{D,med} = \frac{17,56}{(1-0,74) \cdot 150} = 0,45A \quad (114)$$

Já para a carga de 75Ω , tem-se:

$$I_{D,rms} = \sqrt{\left(\left(\frac{17,56}{(1-0,63)^2 \cdot 75}\right)^2 + \frac{0,28^2}{4}\right) \cdot (1 - 0,63)} = 1,04A \quad (115)$$

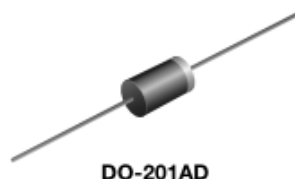
$$I_{D,med} = \frac{17,56}{(1-0,63) \cdot 75} = 0,63A \quad (116)$$

Nota-se que quando o valor em ohms da carga é reduzido, os valores médio e eficaz da corrente no diodo aumentam, de maneira contrária ao que ocorre com a chave. Isso se deve ao fato de a redução da carga causar uma redução no ciclo de trabalho do conversor, fazendo com que o diodo conduza por um período maior, já que este está diretamente polarizado quando a chave não está conduzindo.

Portanto, o diodo utilizado deve suportar um valor de tensão acima de 67,56V em seus terminais, um valor eficaz de corrente de 1,04A e um valor médio de corrente de 0,63A, além de funcionar bem na frequência de chaveamento do conversor (20 kHz).

Logo, o diodo UF5404 da fabricante Vishay se apresenta como uma opção para ser utilizado no conversor, sendo este tipo de diodo recomendado na folha de dados para o uso em conversores que trabalham em alta frequência. Segundo a fabricante, o diodo trabalha com uma tensão máxima reversa de 400V, e conduz um valor eficaz de corrente de até 3,0A. Na Figura 32 é mostrada uma ilustração de um diodo da série UF54XX e suas características primárias.

Figura 32 - Diodo UF54XX e suas características primárias



PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	3.0 A
V_{RRM}	50 V, 100 V, 200 V, 300 V, 400 V, 500 V, 600 V, 800 V, 1000 V
I_{FSM}	150 A
t_{rr}	50 ns, 75 ns
V_F	1.0 V, 1.7 V
$T_J \text{ max.}$	150 °C
Package	DO-201AD
Diode variations	Single die

Fonte: Vishay⁶

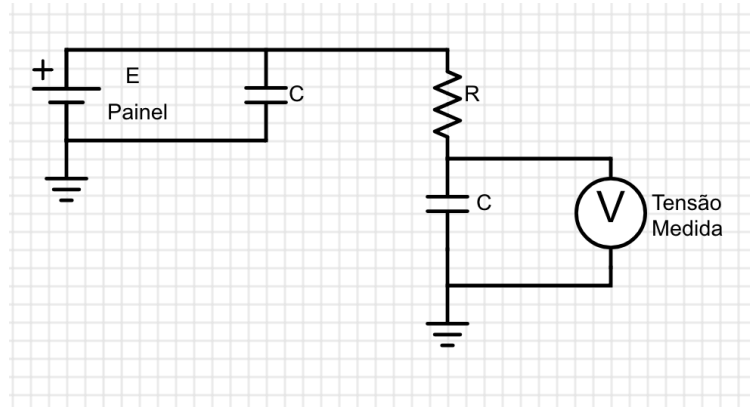
7.6 Projeto do filtro passa-baixas

Devido ao conversor trabalhar com uma frequência de chaveamento alta (20kHz), a tensão que será medida no painel fotovoltaico também possui componentes nessa faixa de frequência, gerando pequenas variações que ocorrem de maneira muito rápida e interferindo de forma negativa no funcionamento do sistema de controle. Portanto, é necessário que se projete um filtro passa-baixas para a medição da tensão do painel.

Foi feita a escolha de projetar um filtro passa-baixas simples, de primeira ordem. O filtro deverá permitir a passagem das frequências menores que 100Hz, reduzindo a influência das componentes de frequência mais elevada. Este valor foi escolhido por ser muito menor do que o valor da frequência de chaveamento, permitindo que as frequências próximas de 20kHz sejam fortemente atenuadas. Na Figura 33 é mostrado o circuito do filtro passa-baixas conectado ao painel, mostrando também como a medição da tensão deve ser feita.

⁶ Disponível em <https://www.vishay.com/docs/88756/uf5400.pdf>. Acesso em 20 nov. 2018.

Figura 33 - Filtro passa-baixas conectado ao painel



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o filtro mostrado, a frequência de corte é dada pela Equação (117):

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (117)$$

Logo, a frequência de corte depende do valor da resistência e da capacitância escolhidos para o filtro. Escolhendo um valor de 10kΩ para a resistência e uma frequência de corte de 100Hz, o valor da capacitância do filtro é dada pela Equação (118):

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 10000 \cdot 100} = 160\text{nF} \quad (118)$$

Então, conclui-se que o filtro passa-baixas pode ser montado utilizando um capacitor de 160nF e uma resistência de 10kΩ.

Observando-se a Figura 33, nota-se que a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada pode ser obtida no domínio da frequência pela Equação (119):

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot RC} \quad (119)$$

Substituindo-se os valores projetados de capacitância e resistência, tem-se então a Equação (120):

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot 0,01 \cdot f} \quad (120)$$

Nota-se que a tensão de saída será igual a tensão de entrada multiplicada por um número complexo. Para que a análise da resposta no domínio da frequência possa ser feita, deve-se analisar os efeitos causados sobre o módulo e sobre a fase da tensão da saída separadamente, à medida que a frequência aumenta ou diminui. Para o cálculo do módulo da tensão de saída em relação ao módulo da tensão de entrada, tem-se a Equação (121):

$$|V_{out}| = |V_{in}| \cdot \frac{|1|}{|1+j \cdot 0,01 \cdot f|} \quad (121)$$

Sabendo que o módulo de um número complexo é dado pela raiz quadrada da soma dos quadrados das partes real e imaginária, tem-se:

$$|V_{out}| = |V_{in}| \cdot \frac{|1|}{\sqrt{1^2 + 0,01^2 \cdot f^2}} \quad (122)$$

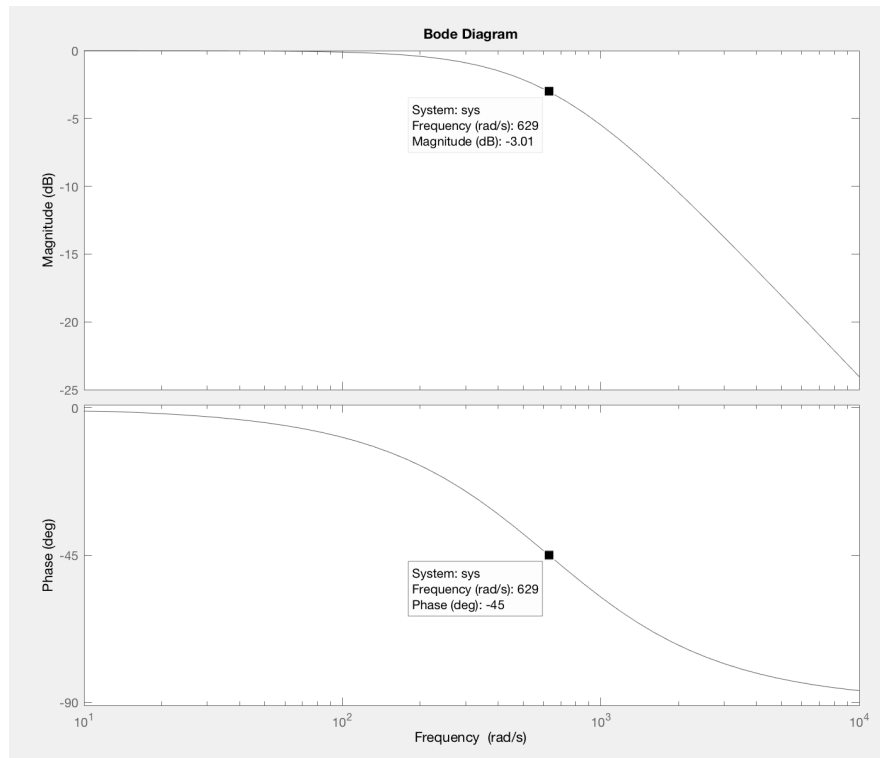
Para o cálculo da fase da tensão de saída em função da frequência, deve-se subtrair o ângulo do numerador do ângulo do denominador. Assim, tem-se a Equação (123) para o cálculo da fase de saída:

$$\arg(V_{out}) = \arg(1) - \arg(1 + j \cdot 0,01 \cdot f) \quad (123)$$

$$\arg(V_{out}) = -\arctan\left(\frac{0,01 \cdot f}{1}\right) \quad (124)$$

Na Figura 34 são mostradas as respostas da fase e módulo da tensão de saída no domínio da frequência.

Figura 34 - Resposta do sistema para módulo e fase no domínio da frequência



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na figura, pode ser observado que o ponto onde a frequência vale 629 rad/s é o ponto da frequência de corte do filtro, já que $\omega_{c, \text{rad/s}} = 2 \cdot \pi \cdot f_c$, sendo f_c a frequência de 100Hz. Neste ponto, tem-se um ganho de -3dB, e a tensão da componente de 100Hz vale $V_{in}/\sqrt{2}$ e é defasada em 45 graus negativos em relação ao ângulo do sinal de frequência zero.

7.7 Projeto do controlador

Conforme pôde ser visto no subcapítulo 3.2, quando uma carga resistiva é conectada ao painel fotovoltaico, o sistema irá funcionar no ponto de intersecção das curvas destes dois elementos. Portanto, conforme o valor da resistência da carga aumenta ou diminui, o ponto de operação do sistema é alterado, não sendo possível mantê-lo fornecendo a máxima potência possível para uma carga resistiva genérica, mas somente para um valor específico de resistência.

Quando um conversor CC-CC é inserido ao sistema, nota-se que a carga vista a partir dos terminais da fonte possui agora um valor que varia em função do ganho do conversor instalado. Em (11) foi mostrado que este valor será dado por R_L/G^2 , sendo R_L o valor de resistência original da carga e G o valor do ganho estático do conversor.

Na situação em que o painel é ligado diretamente à carga, sem um conversor adicionado ao sistema, pode-se calcular o valor da resistência para o ponto em que a potência na carga é máxima, através da Equação (125):

$$R_{MPP} = \frac{E_{MPP}^2}{P_{max}} \frac{17,56^2}{30} = 10,3 \, \Omega \quad (125)$$

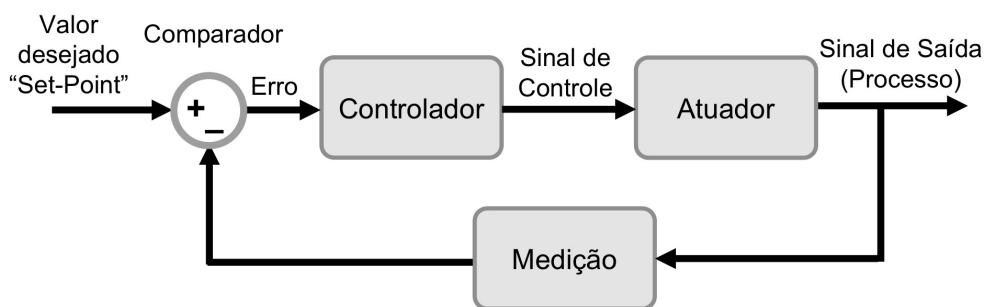
Logo, essa é a resistência que deve ser vista pelos terminais do painel para que o sistema sempre opere no ponto de máxima potência, mantendo a tensão nos terminais do painel constante. Para que isso ocorra, um aumento no valor da resistência da carga necessita de um aumento no valor do ganho ou de um aumento no valor do ciclo de trabalho do conversor, visto que a Equação (20) mostra que o valor do ganho aumenta quando o valor D aumenta.

Como o conversor apresentado possui um ganho sempre maior que a unidade para qualquer valor de ciclo de trabalho, conclui-se que é possível manter o sistema funcionando no ponto de máxima de potência somente para cargas que sejam maiores que $10,3 \, \Omega$, tendo em vista que uma carga que possua um valor de resistência menor do que este necessitaria de um valor de ganho menor do que um.

Através de um sistema de controle em malha fechada, é possível que seja encontrado um valor de ciclo de trabalho que mantenha a tensão do painel constante em $17,56V$ (valor de tensão em que a potência é máxima), independentemente do valor da carga que é ligada ao sistema. Assim, a técnica de rastreamento do ponto de máxima potência adotada é a da tensão constante, citada no subcapítulo 3.3, onde a razão cíclica é manipulada para que a tensão nos terminais do painel seja fixa em um valor.

Nesses sistemas, uma variável chamada de “variável controlada” é medida e seu valor é comparado a um valor de referência, de modo que a subtração entre esses dois valores resulta em um terceiro valor que é chamado de erro. Após isso, este erro é enviado a um controlador, que envia um sinal de controle ao atuador. Finalmente, o atuador age sobre o sistema alterando o valor de uma outra variável chamada de “variável manipulada”, a fim de tentar reduzir o erro e aproximar o valor da variável controlada ao valor de referência. Na Figura 35 é mostrado um diagrama de um sistema de controle em malha fechada.

Figura 35 - Diagrama de um sistema em malha fechada



Fonte: UFSM – Universidade Federal de Santa Maria⁷.

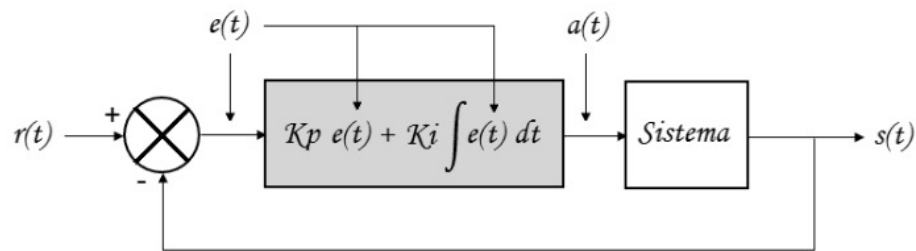
Para o caso do sistema fotovoltaico, a variável controlada (que deve ser medida) é a tensão sobre o painel, devendo esta ser comparada ao valor de referência de 17,56V, que é o valor da tensão no ponto de máxima potência. A variável manipulada seria o valor do ciclo de trabalho do conversor, o controlador seria um microcontrolador digital, aumentando ou diminuindo o valor de D e o atuador seria a chave, permitindo que o indutor se carregue por mais ou menos tempo, alterando assim a tensão sobre a carga.

Um tipo de controlador bastante utilizado em sistemas reais é o controlador PI, que agrupa as características dos controladores proporcional e integral. Estes apresentam, em suas ações de controle, diferentes proporcionalidades em relação ao sinal, de modo que no primeiro, o sinal que proveniente do controlador é proporcional ao erro, de maneira instantânea. Já no segundo, este mesmo sinal é proporcional não ao erro, mas à integral do erro (MADEIRA, 2018). Geralmente este tipo de controle é bastante utilizado pois os controladores integrais permitem que o erro estacionário para uma entrada em degrau seja eliminado, além de se tornar possível que essa ação seja feita de maneira mais rápida quando o controle é associado ao controlador proporcional. Na Figura 36 é mostrado um esquema que representa um controlador PI em um sistema de malha fechada. Cada um dos controladores possui um ganho, sendo K_p o ganho da componente proporcional e K_i o ganho da componente integral, e a alteração de cada um destes ganhos altera o modo como o sistema irá responder em malha fechada, interferindo em aspectos como tempo de assentamento, valor de máximo sobressinal e tempo de pico, e pode determinar até mesmo se o sistema será instável ou estável.

⁷ Disponível em

http://coral.ufsm.br/beltrame/arquivos/disciplinas/medio_automacao_industrial/Aula03_Controlo_Automatico02.pdf. Acesso em 23 nov. 2018.

Figura 36 – Sistema de controle em malha fechada no domínio do tempo

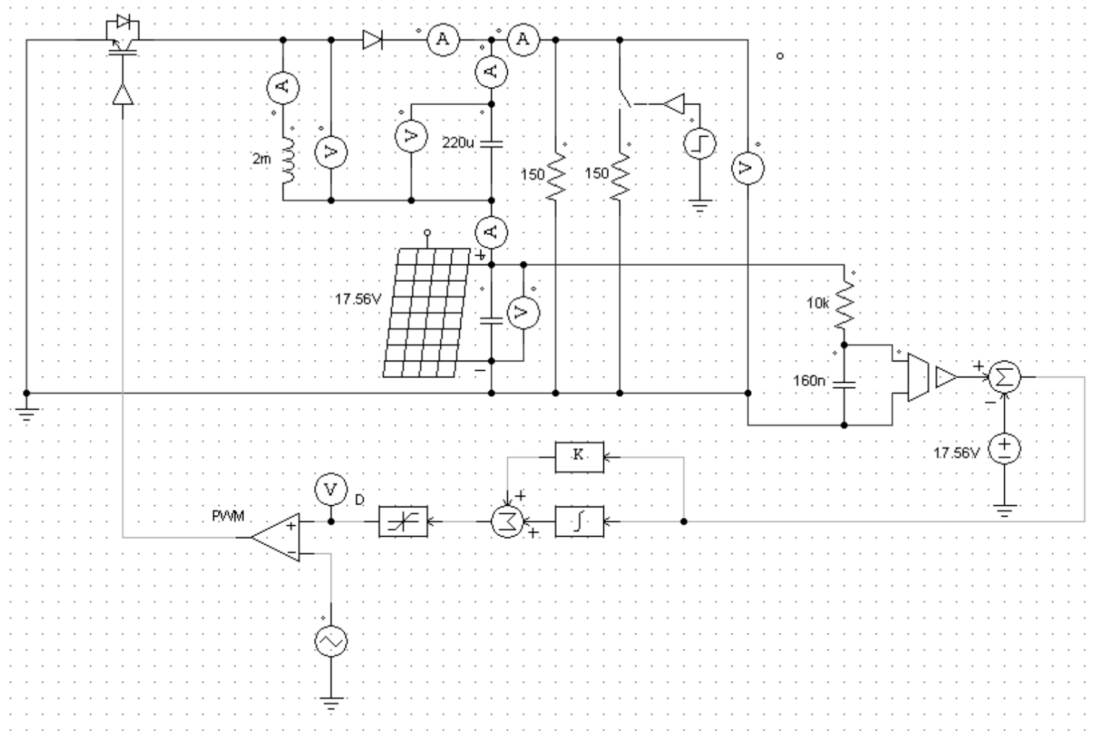


Fonte: EMBARCADOS⁸.

Na Figura 37 é mostrado como ficou o sistema fotovoltaico com o controle PI em malha fechada no software PSIM. Primeiro, a tensão do painel é medida e comparada com o valor de referência. Após isso, o erro passa pelo controlador PI, cuja saída passa por um limitador que faz com que o valor máximo de seu sinal seja a unidade. Após isso, o sinal de saída do limitador é ligado à entrada positiva de um comparador, e na entrada negativa é conectado um sinal de forma triangular com frequência de 20kHz e amplitude de 1V (de 0 a 1V). Assim, é gerada uma onda quadrada, onde a saída do comparador possui nível alto quando o valor de D é maior ou igual ao valor instantâneo da triangular e nível baixo caso contrário. O novo erro do sistema realimenta o controlador PI, fazendo com que o valor de D seja ajustado até que o erro seja reduzido a zero.

⁸ Disponível em <https://www.embarcados.com.br/controlador-pi-primeira-ordem>. Acesso em 24 nov. 2018.

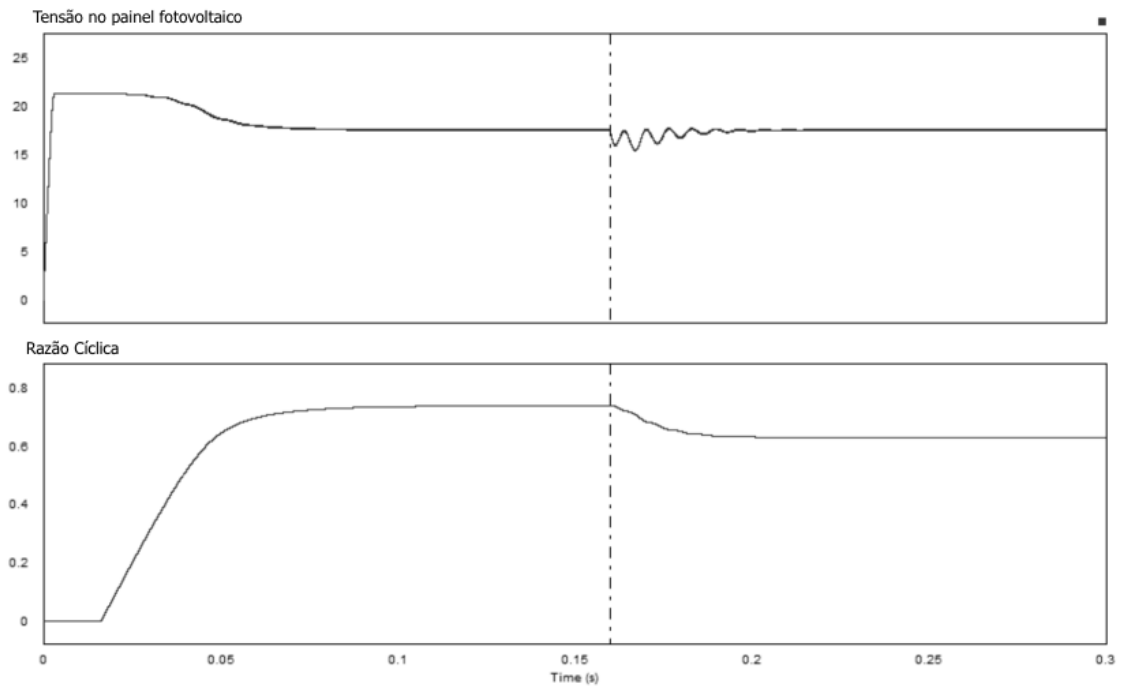
Figura 37 - Sistema fotovoltaico com controle em malha fechada no software PSIM



Fonte: Elaborado pelo autor.

Inicialmente, foram feitas tentativas de sintonia do controle PI através do método da curva de reação de *Ziegler-Nichols* e através do método do ganho limite, sendo que estes dois métodos não produziram bons resultados, tornando o controle instável ou outras vezes muito lento. Ajustando os valores de $K_p = 0,0003$ e $K_i = 6$ (tentativa e erro), foram obtidos os melhores resultados. Na Figura 38 é demonstrada a resposta do sistema em malha fechada com controle PI. Nota-se que a resposta do sistema é rápida para a alteração de carga de 150Ω para 75Ω , levando apenas 55ms para que o sistema volte à estabilidade. Devido ao sistema partir de $D = 0$, este necessita de um tempo maior para se estabilizar após ser inicializado, já que a razão cíclica deve ser de 0,74 para a carga de 150Ω . Assim, o controlador leva aproximadamente 110ms para caminhar de $D = 0$ para $D = 0,74$, ou seja, o dobro do tempo que leva para caminhar de $D = 0,74$ para $D = 0,63$. A linha pontilhada representa o instante $t = 0,16s$, onde a carga é alterada para um valor de 75Ω .

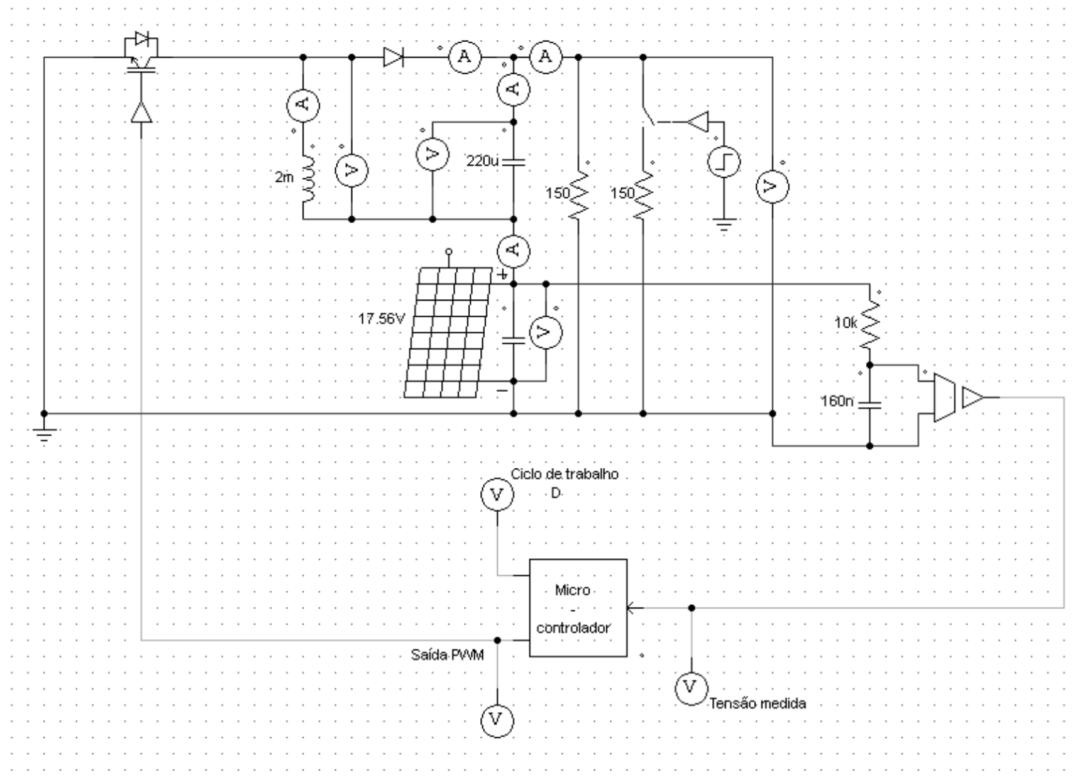
Figura 38 - Resposta do sistema em malha fechada com controle PI



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na prática, o controle automático normalmente é feito por um microcontrolador que atua de forma digital, operando sempre com valores numéricos discretos ao invés de contínuos. O sistema com um microcontrolador atuando em malha fechada foi montado no software PSIM, e é mostrado na Figura 39.

Figura 39 – Microcontrolador atuando como controlador do sistema em malha fechada no software PSIM

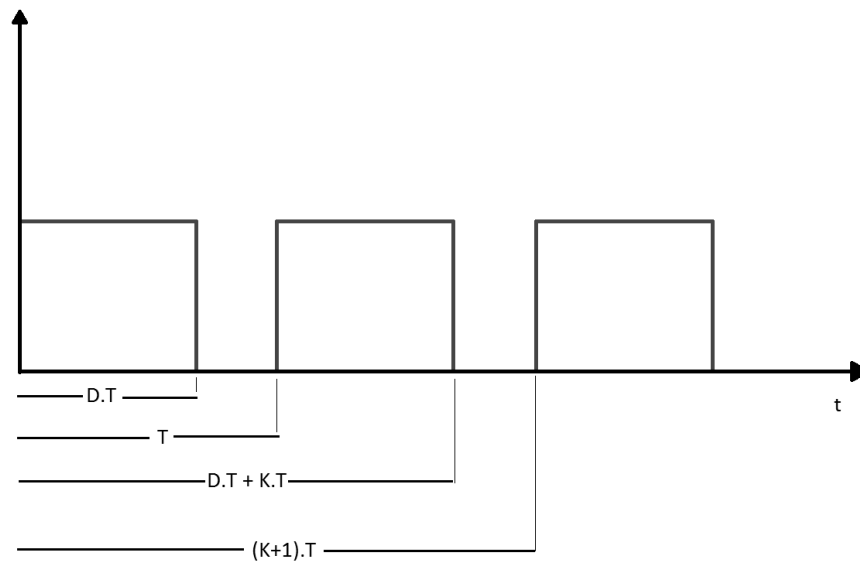


Fonte: Elaborado pelo autor.

Deve-se então programar um microcontrolador para que o controle possa ser implementado em um sistema real. Para este trabalho, foi utilizado o bloco funcional *C block* do software PSIM, que é programado na linguagem C. O código completo utilizado pode ser visto no anexo I.

Neste código, em primeiro lugar são definidas as variáveis do programa e seus valores de inicialização. Após isso, é preciso criar uma onda quadrada que varie de acordo com o valor do ciclo de trabalho. Na Figura 40 são mostrados como a onda pode ser dividida, de modo que seja possível pensar nos instantes de tempo importantes para gerá-la no microprocessador.

Figura 40 - Onda quadrada com ciclo de trabalho D



Fonte: Elaborado pelo autor.

Trecho do código utilizado no microprocessador

```
// out[0] corresponde a saída PWM/onda quadrada
11  if (flag==0) {
12  out[0]=1;
13  flag=1;
14  }

15  if (passosSimulacao == floor((D*100.0+k*100)+0.5)) {
16  out[0]=0.0;
17  k++;
18  }

19  if (passosSimulacao == k*100.0) {
20  out[0] =1.0;
21  }
```

Fonte: Elaborado pelo autor.

O trecho de código descrito acima gera a onda quadrada em função do ciclo de trabalho D. As linhas de 11 a 14 servem apenas para inicializar a saída em nível alto quando o código é executado pela primeira vez. Após isso, deve-se calcular quantos passos o controlador percorre durante o período T da onda. Sabendo-se que a frequência de chaveamento do conversor é de 20kHz, o período da onda pode ser encontrado pelo inverso

da frequência, ou seja, $T = 50\mu\text{S}$. Definindo-se o passo da simulação em $0,5\mu\text{S}$, pode-se encontrar o número de passos dados no tempo T dividindo o período da onda pelo tempo de passo da simulação. Em (126), é mostrado o cálculo do número de passos.

$$n_{\text{passos}} = \frac{T_{\text{chaveamento}}}{T_{\text{simulação}}} \frac{5 \times 10^{-5}}{5 \times 10^{-7}} = 100 \quad (126)$$

Ou seja, a cada 100 ciclos do processador inicia-se um novo período da onda, e seu valor é alterado para nível alto. Isso pode ser visto nas linhas de 19 a 21, onde a constante k representa um valor inteiro que é incrementado periodicamente, atuando como um contador de períodos.

Nas linhas 15 a 18 é onde se calcula quantos ciclos devem se passar para que a saída seja alterada para nível baixo após o início de um novo período. Assim, se um período inteiro leva 100 ciclos de processamento para acontecer, um ciclo de trabalho de 0,75, por exemplo, faria com que a saída fosse alterada para nível baixo 75 ciclos após o início de um período. A função *floor* (linha 15) serve para arredondar o valor da multiplicação entre parênteses para um valor inteiro.

Trecho do código utilizado no microprocessador

```
// in[0] corresponde à tensão medida nos terminais do painel
21   if (passosSimulacao >= 30000 && k%20==0) {
22       if (in[0] > (Vref+tol) && D < 1)
23           D = D+0.0075;
24       else if (in[0] < (Vref-tol) && D > 0)
25           D = D-0.0075;
26       else
27           D = D;
28   }
```

Fonte: Elaborado pelo autor.

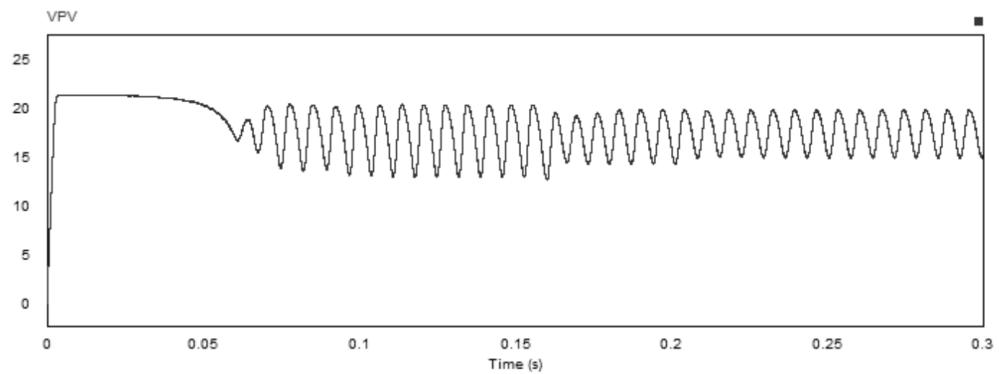
No trecho de código acima, o valor do ciclo de trabalho é alterado até que o valor da tensão do painel seja igual ou próximo ao valor de referência. Primeiro, nota-se que o controlador é programado para apenas começar a corrigir o valor do ciclo de trabalho após 30000 ciclos do controlador, o que equivale a um período de tempo de 15 milissegundos. Sem este intervalo, a atuação do controlador no transitório do sistema poderia leva-lo à

instabilidade. A segunda condição é que o controlador apenas atue em um ciclo de 20 períodos, o que equivale a um intervalo de tempo de 1 milissegundo. Conforme este intervalo aumenta ou diminui, a forma como o controlador atua é modificada, podendo tornar a resposta mais lenta ou mais rápida e também determinar se o sistema será instável ou estável. Assim, este valor pode ser comparado ao valor da constante K_i do controlador integrador.

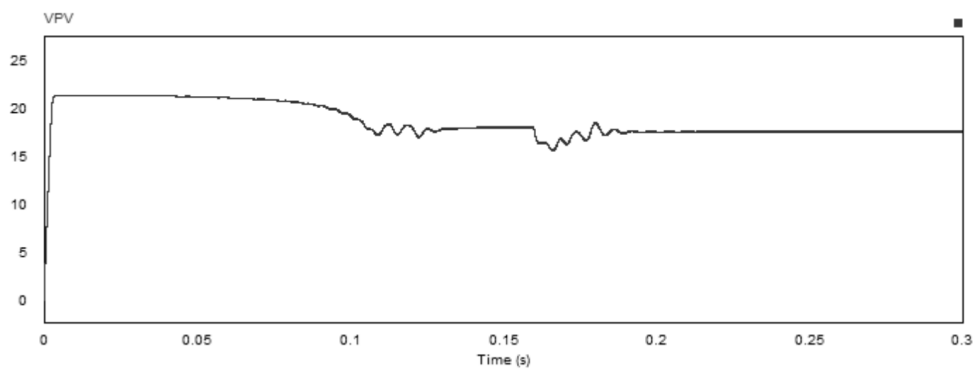
Após as duas condições terem sido checadas, o controlador compara o valor da tensão medida com a referência. Caso o valor da tensão seja menor do que a tensão de referência (17,56V), o controlador atua reduzindo o valor do ciclo de trabalho, e caso contrário, o valor do ciclo de trabalho é aumentado. Nota-se que na verdade a tensão deve ser mantida dentro de uma faixa de valores, a qual existe por haver uma tolerância para mais ou para menos ao redor do valor de referência. Caso a tensão medida esteja dentro desta faixa, o controlador apenas mantém o valor de D, sem alterá-lo. Para a sintonia do controlador, a tolerância permitida foi de $\pm 0,5V$. Também pode-se ver que o valor D é alterado em $\pm 0,0075$ a cada vez que o controlador atua. Caso este valor de passo seja aumentado ou diminuído, a resposta se torna mais lenta ou mais rápida, podendo determinar também se o sistema será instável ou estável, de forma semelhante ao que acontece quando o tempo de atuação do controlador é alterado. O tamanho do passo de modificação do ciclo de trabalho pode ser comparado ao valor da constante K_p no controlador proporcional.

Portanto, conclui-se que para a sintonia do controlador digital foi utilizado um intervalo de tempo $\Delta t = 1 \text{ ms}$, onde o valor do ciclo de trabalho era alterado em um passo $P = \pm 0,0075$ para cada nova checagem do valor de tensão, sendo que o controlador não atua apenas nos casos em que a tensão medida se encontra na faixa de $17,56 \pm 0,5V$. Nas Figuras 41, 42 e 43, são mostrados, respectivamente, o efeito da alteração do tempo de atuação, do tamanho do passo de modificação de D e da tolerância separadamente. Ou seja, uma das variáveis é alterada e as outras duas variáveis são mantidas constantes.

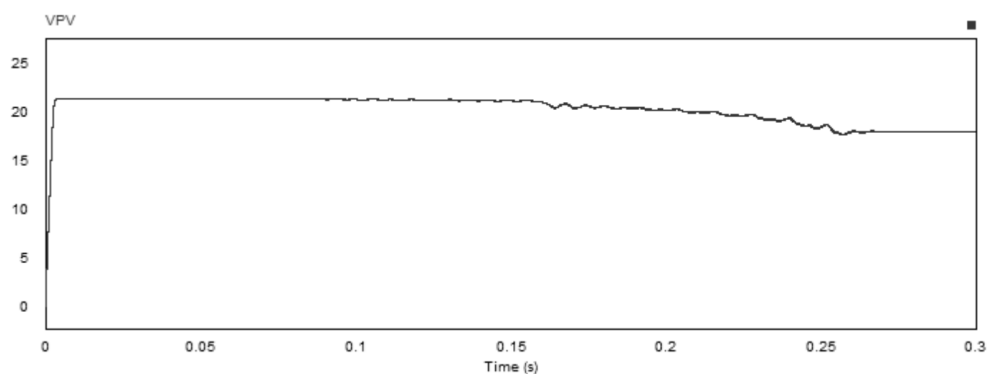
Figura 41 - Tensão nos terminais do painel fotovoltaico para $P = \pm 0,0075$, tolerância de $\pm 0,5V$ e (a) $\Delta t = 0,5ms$, (b) $\Delta t = 1ms$ e (c) $\Delta t = 3ms$;



(a)



(b)

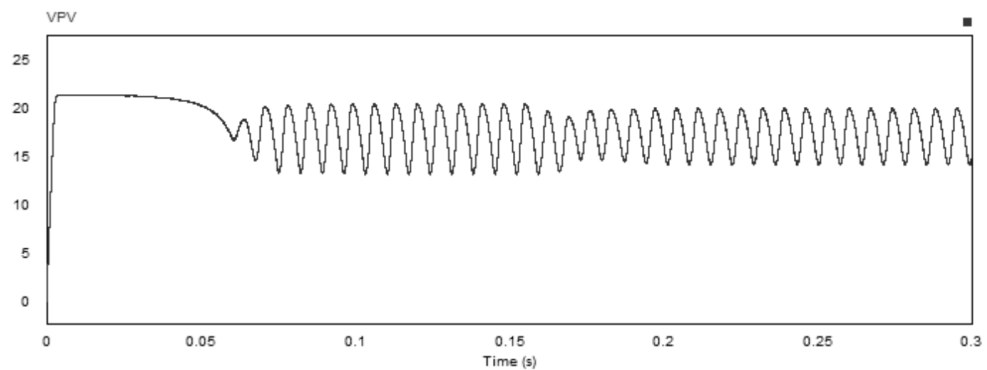


(c)

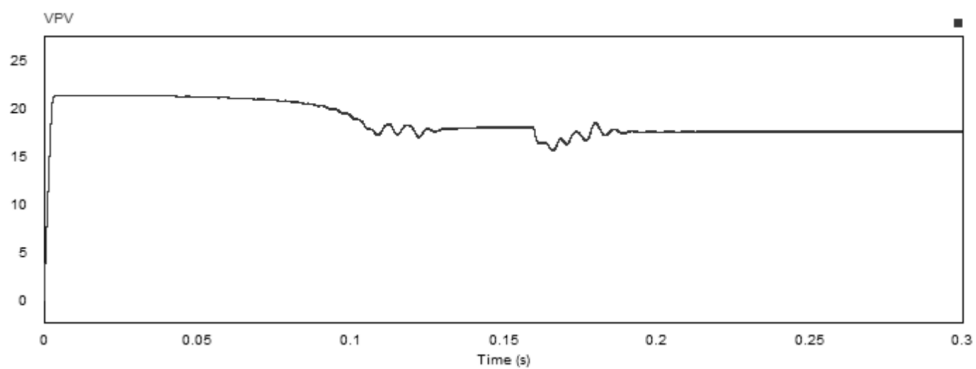
Fonte: Elaborado pelo autor..

Nota-se que para $\Delta t = 0,5ms$ o controlador torna o sistema marginalmente estável, não sendo capaz manter a tensão nos terminais do painel constante. Já o valor de 3ms torna a resposta muito lenta, de forma que a tensão do painel demora muito a ser corrigida. O intervalo de 1ms consegue corrigir a tensão para as duas cargas de forma eficiente.

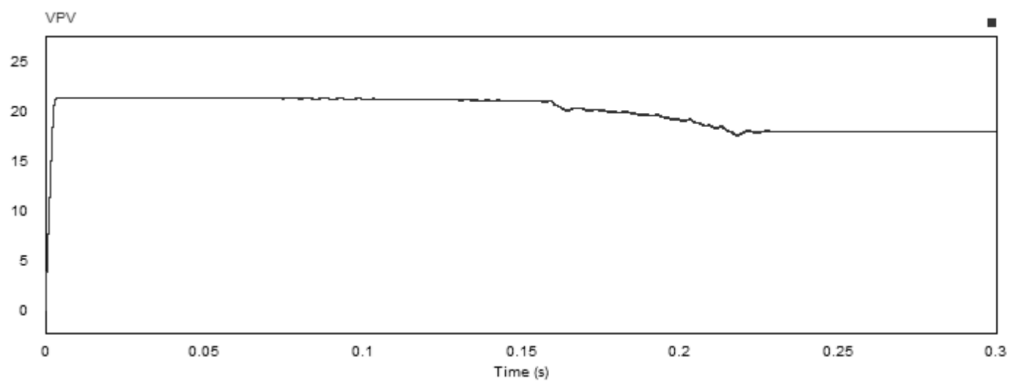
Figura 42 - Tensão nos terminais do painel fotovoltaico para $\Delta t = 1\text{ms}$, tolerância de $\pm 0,5\text{V}$ e (a) $P = \pm 0,015$, (b) $P = \pm 0,0075$ e (c) $P = \pm 0,003$.



(a)



(b)

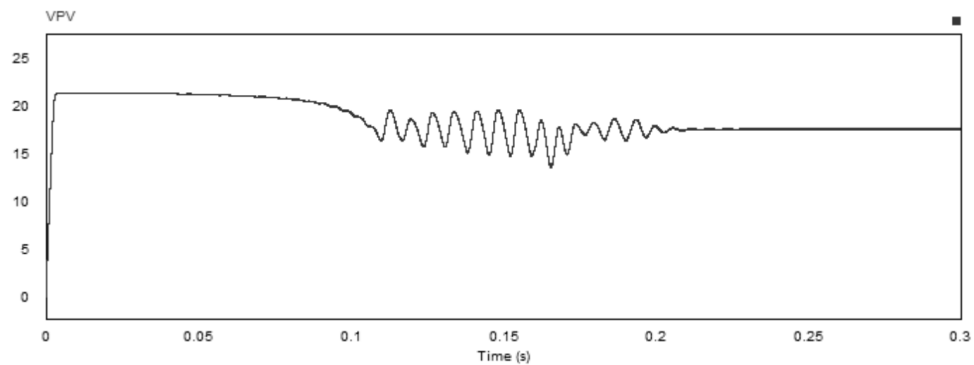


(c)

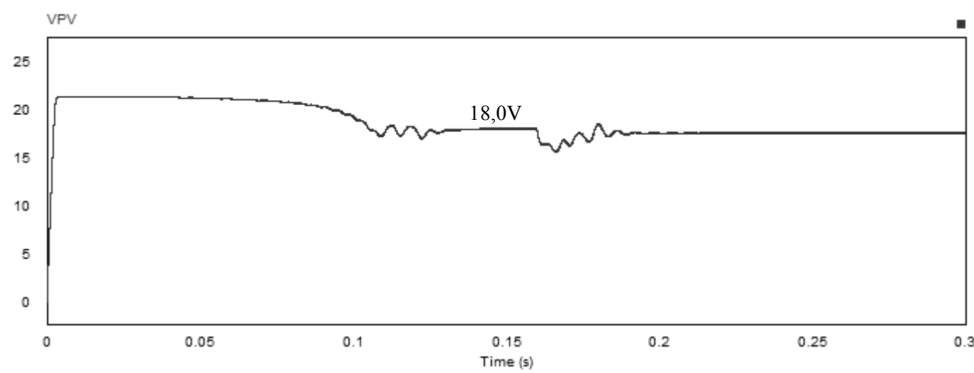
Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota-se que para $P = 0,015$ o controlador torna o sistema marginalmente estável, não sendo capaz manter a tensão nos terminais do painel constante. Já o valor de $P = 0,003$ torna a resposta muito lenta, de forma que a tensão do painel demore muito a ser corrigida para a carga de 150Ω . O valor de $P = 0,0075$ consegue corrigir a tensão para as duas cargas de forma eficiente.

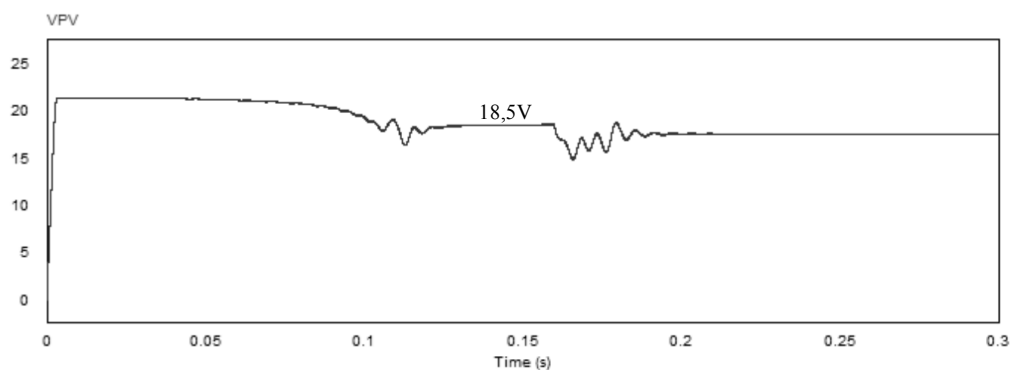
Figura 43 - Tensão nos terminais do painel fotovoltaico para $\Delta t = 1\text{ms}$, $P = 0,0075$ e tolerância de (a) $\pm 0,25\text{V}$, (b) $\pm 0,5\text{V}$ e (c) $\pm 1\text{V}$.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota-se que para uma tolerância de $0,25\text{V}$ o controlador torna o sistema marginalmente estável para a carga de 150Ω , não conseguindo manter a tensão nos terminais do painel constante. Já a tolerância de 1V consegue estabilizar o sistema, porém a tensão é estabilizada em $18,5\text{V}$, enquanto a mesma é estabilizada em $18,0\text{V}$ quando a tolerância é de $0,5\text{V}$. Assim, este último valor é mais eficiente, já que a tensão do painel é estabilizada em um valor mais próximo ao ponto de operação de máxima potência.

7.8 Conclusões

Neste capítulo foram utilizadas as equações previamente deduzidas no capítulo 6, sendo calculados os valores das correntes e tensões nos elementos do conversor CC-CC caso este fosse ligado a um painel fotovoltaico real, utilizando para isso seus dados de placa. Além disso, foi considerado que uma carga de 150Ω era inicialmente conectada ao sistema, sendo posteriormente alterada para uma de 75Ω . Após o cálculo destes valores de corrente e tensão, foram escolhidos um modelo de chave (IGBT), diodo e capacitor que pudessem ser utilizados no conversor, além de ter sido feito o projeto de um indutor e de um filtro passa-baixas. Também foi desenvolvido um código em C para ser utilizado num microcontrolador, alterando o valor do ciclo de trabalho de forma que a carga sempre recebesse a máxima potência do painel fotovoltaico.

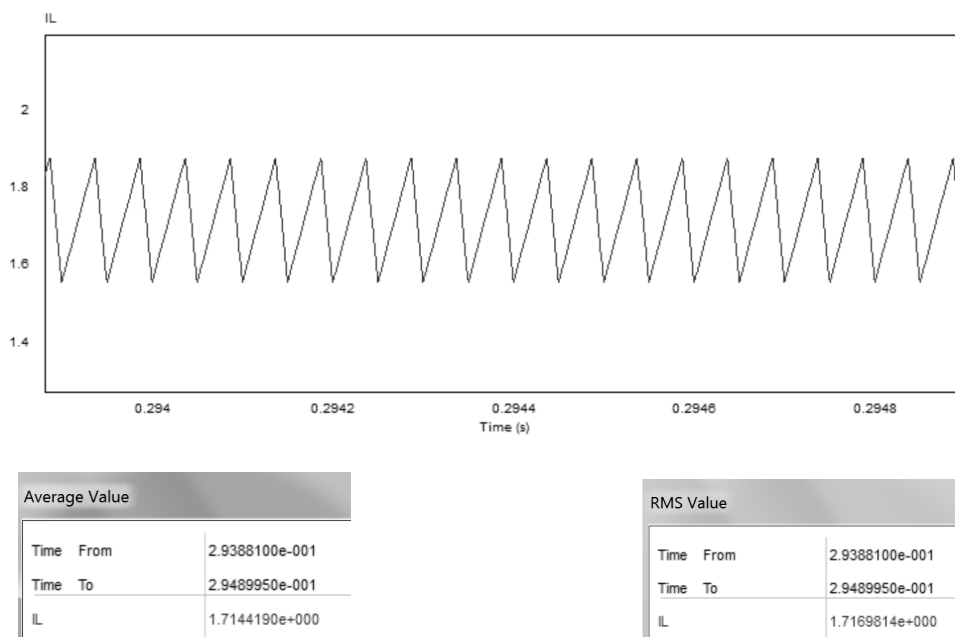
Com base nos valores de corrente e tensão calculados, o próximo capítulo visa demonstrar simulações computacionais que mostrem valores de corrente e tensão próximos aos obtidos nos cálculos, validando a metodologia de projeto deste capítulo.

8 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Após a etapa de projeto de cada um dos componentes do conversor, é necessário que a metodologia de projeto adotada seja testada e validada, caso contrário os elementos poderão ser sobredimensionados, gerando custos além do que seria necessário se o projeto fosse feito corretamente, ou subdimensionados, causando um mau funcionamento do conversor e até mesmo a queima desses elementos.

Começando pelo indutor, deve-se testar se os valores médio e eficaz da corrente que passa por este realmente são iguais nas simulações e nos cálculos descritos no subcapítulo 6.4. Na Figura 44, é mostrada a corrente do indutor em regime permanente com uma carga de 150Ω conectada ao sistema, bem como o valor médio e eficaz da corrente. Na Tabela 3 são mostrados os valores de corrente calculados e simulados para o indutor para esta mesma carga.

Figura 44 - Corrente no indutor em regime permanente para uma carga de 150Ω



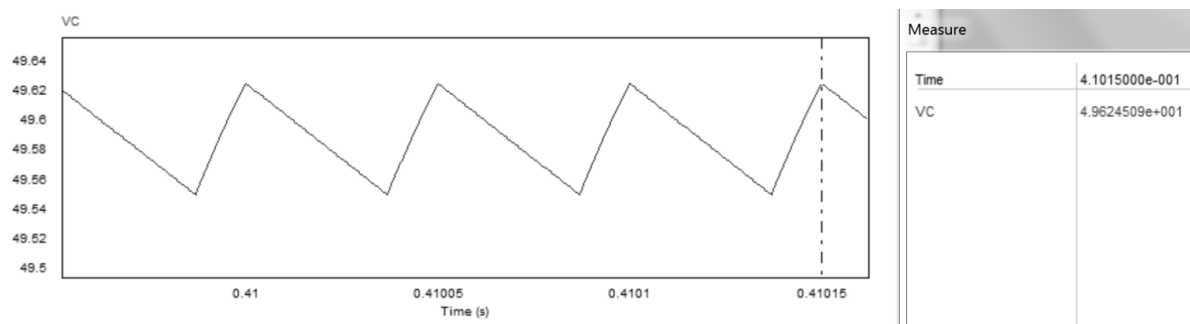
Fonte: Elaborado pelo autor..

Tabela 3 - Valores de corrente no indutor para uma carga de 150Ω

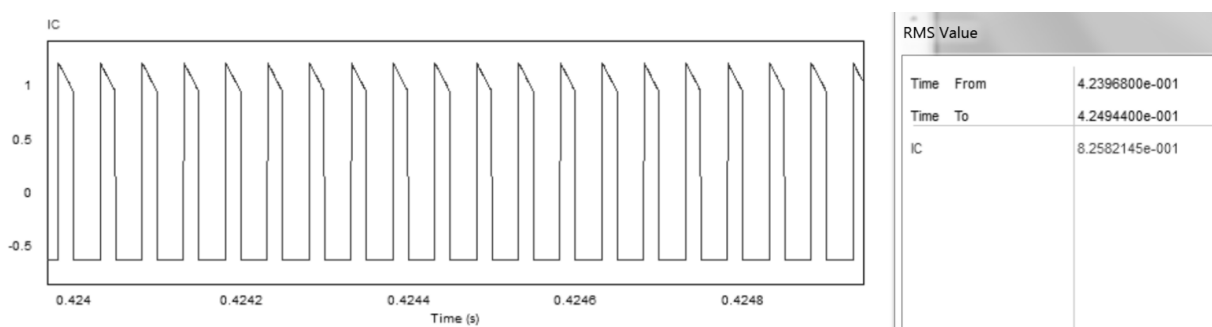
	Valor calculado	Valor da simulação
$\Delta i_L (150\Omega)$	0,33A	0,32A
Valor médio de corrente (150Ω)	1,71A	1,71A
Valor eficaz de corrente (150Ω)	1,74A	1,71A
Valor de pico da corrente (150Ω)	1,88A	1,87A

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o capacitor, foi visto que dois valores importantes são a tensão sobre os terminais do capacitor e a o valor eficaz da corrente que passa por ele. Na Figura 45 é mostrado o a tensão sobre o capacitor para a carga de 150Ω e na Figura 46 é mostrada a corrente que passa pelo capacitor para a carga de 75Ω , ambos em regime permanente. Na Tabela 4 são mostrados os valores de tensão e corrente calculados e simulados para o capacitor.

Figura 45 - Tensão no capacitor em regime permanente para uma carga de 150Ω 

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 46 - Corrente no capacitor em regime permanente para uma carga de 75Ω 

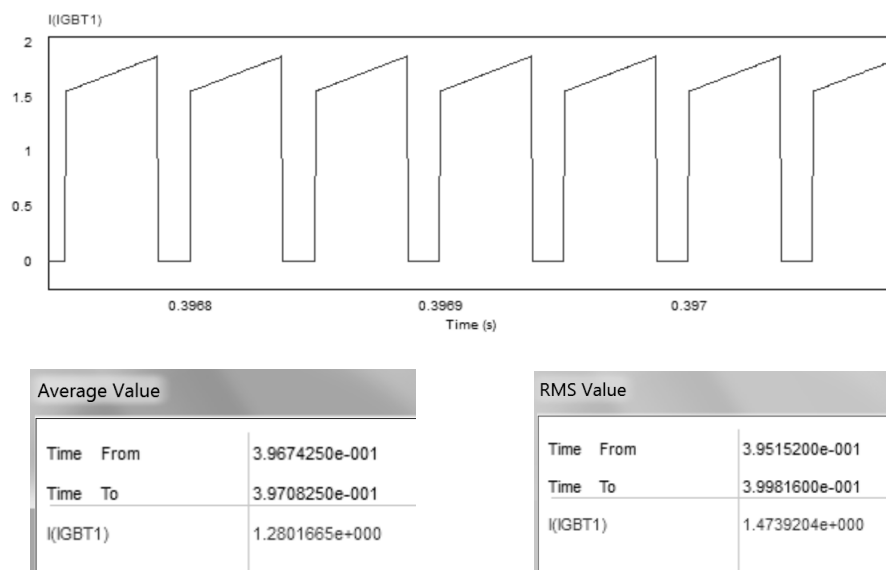
Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 4 - Valores de tensão e corrente no capacitor

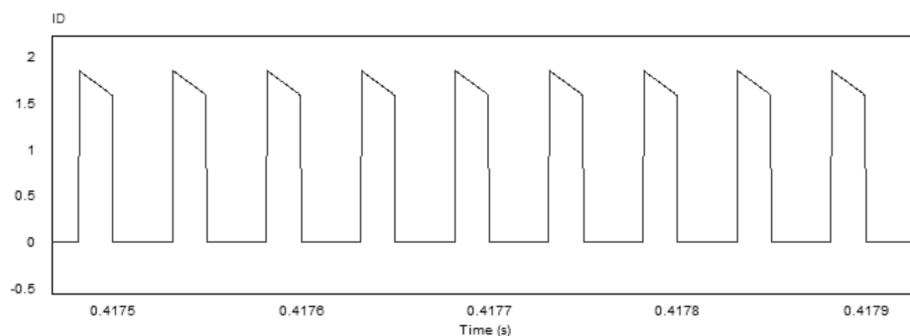
	Valor calculado	Valor da simulação
$V_{\text{máx}} (150\Omega)$	50,0V	49,62V
Valor eficaz de corrente (75Ω)	0,83A	0,826A

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o diodo e chave, são analisadas as mesmas variáveis, que são: o valor médio e eficaz da corrente e a tensão máxima entre seus terminais. Nas figuras de 47 a 50, são mostrados, respectivamente, o gráfico da corrente na chave, corrente no diodo, tensão na chave e tensão no diodo em regime permanente. Na Tabela 5 são mostrados os valores calculados e simulados para o diodo, enquanto na Tabela 6 são mostrados esses mesmos valores calculados para a chave.

Figura 47 - Corrente na chave em regime permanente para uma carga de 150Ω 

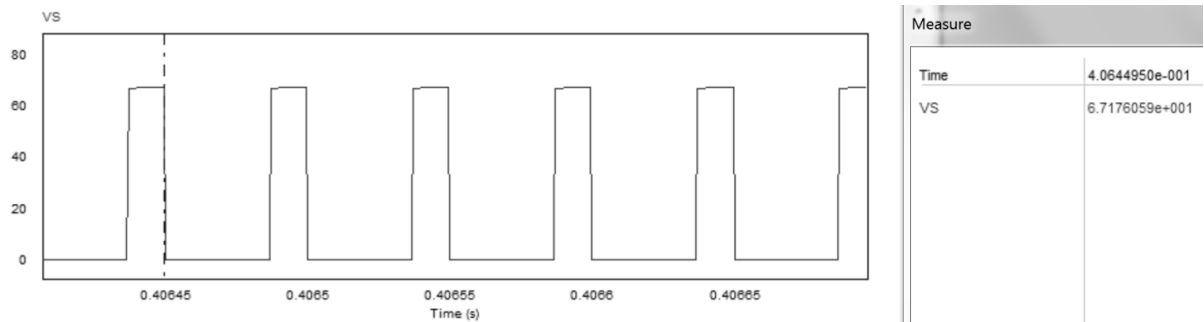
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 48 - Corrente no diodo em regime permanente para uma carga de 75Ω 

Average Value		RMS Value	
Time From	4.2197650e-001	Time From	4.1820800e-001
Time To	4.2231750e-001	Time To	4.2564300e-001
ID	6.3200592e-001	ID	1.0287021e+000

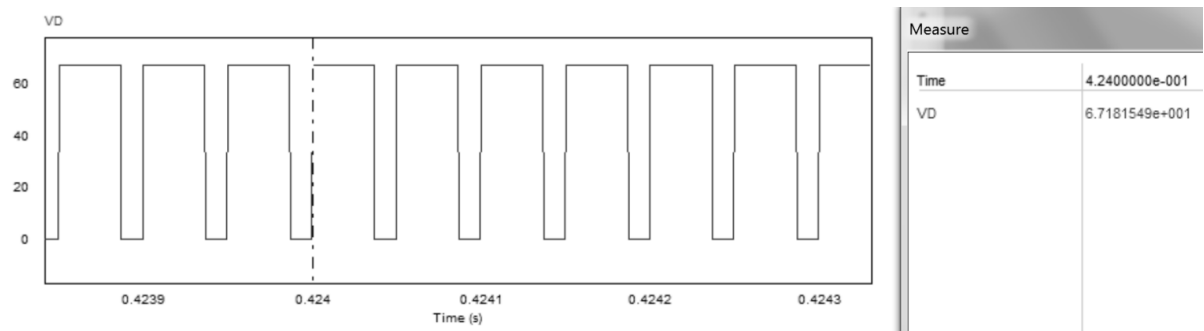
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 49 – Tensão na chave em regime permanente para uma carga de 150Ω



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 50 - Tensão no diodo em regime permanente para uma carga de 150Ω



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 5 - Valores de tensão e corrente no diodo

	Valor calculado	Valor da simulação
$V_{\text{máx}}(150\Omega)$	67,56V	67,2V
Valor médio de corrente (75Ω)	0,63A	0,63A
Valor eficaz de corrente (75Ω)	1,04A	1,03A

Fonte: Elaborado pelo autor.

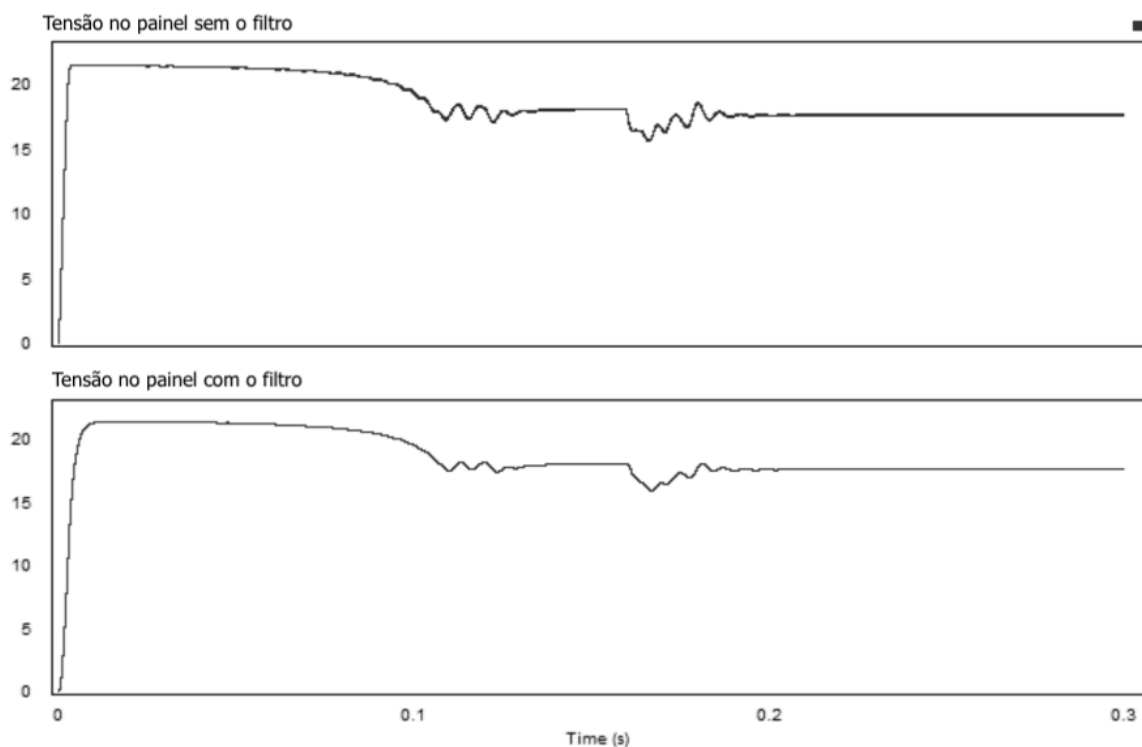
Tabela 6 - Valores de tensão e corrente na chave

	Valor calculado	Valor da simulação
$V_{\text{máx}} (150\Omega)$	67,56V	67,2V
Valor médio de corrente (150 Ω)	1,28A	1,28A
Valor eficaz de corrente (150 Ω)	1,49A	1,47A

Fonte: Elaborado pelo autor.

Partindo para a análise do funcionamento do filtro passa-baixas projetado, na Figura 51 são mostradas as tensões medidas nos terminais do painel fotovoltaico com e sem o filtro. Nota-se que o filtro age atenuando as frequências mais altas, fazendo com que a tensão medida varie de maneira mais suave e assim ajude o controlador a ler somente a componente DC da tensão do painel, e não as pequenas variações rápidas devidas ao chaveamento. Os pontos onde pode-se ver melhor a atenuação do filtro são: o transitório de inicialização do sistema e o ponto onde a carga é alterada.

Figura 51 - Tensão nos terminais do painel fotovoltaico com e sem filtro passa-baixas



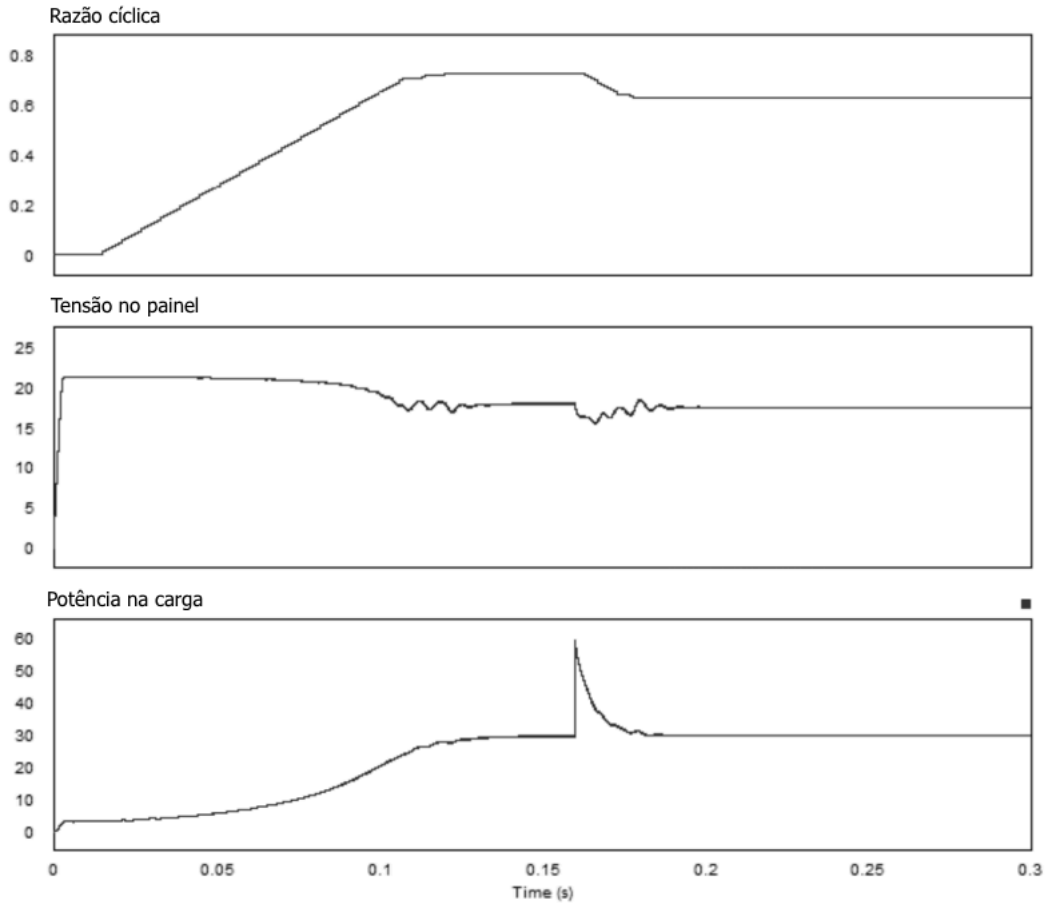
Fonte: Elaborado pelo autor.

Devido à parte referente à sintonia do controlador já ter sido apresentada no capítulo anterior, neste capítulo serão apenas demonstrados os gráficos da tensão do painel, do ciclo de

trabalho do conversor e da potência na carga utilizando os valores das variáveis sintonizadas anteriormente ($P = 0,0075$, $t = 1\text{ms}$ e tolerância de $\pm 0,5\text{V}$). Na Figura 52 são mostrados os gráficos desses três valores ao longo do tempo. Nota-se que no instante em que a carga é alterada, a potência salta de 30W para 60W, o dobro do valor anterior. Este salto pode ser explicado pelo fato de o ciclo de trabalho se manter o mesmo no instante em que a carga é reduzida pela metade, fazendo com que a corrente na carga dobre para um mesmo valor de tensão, dobrando também o valor da potência. Somente após 40ms a tensão na carga é reduzida pela alteração do ciclo de trabalho, reduzindo consequentemente o valor da corrente e da potência.

Por último, um outro resultado que pode ser verificado é se existe diferença entre o rendimento do conversor parcial, conversor tradicional *buck-boost* e conversor tradicional *boost*. Para isso, foi feita uma simulação computacional de um conversor *buck-boost* o qual os valores de L, C e a carga conectada na saída eram os mesmos utilizados no conversor parcial, para que os resultados pudessem ser comparados. No caso, as simulações foram feitas com uma carga de 150Ω .

Figura 52 - Ciclo de trabalho, tensão nos terminais do painel e potência na carga



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como descrito na introdução deste trabalho, seria feita uma comparação entre a energia não-ativa processada no conversor parcial e em algumas das topologias de conversores que processam totalmente a energia do painel. De acordo com a norma IEEE Std. 1459-2010, define-se a energia reativa como aquela que não resulta em potência ativa na frequência fundamental, e a energia não-ativa é toda a aquela que não produz potência ativa em todas as frequências, sendo o var sua unidade. Devido ao conversor parcial estudado neste trabalho trabalhar com um ganho apenas maior que a unidade, é coerente compará-lo aos conversores *boost* e *buck-boost*.

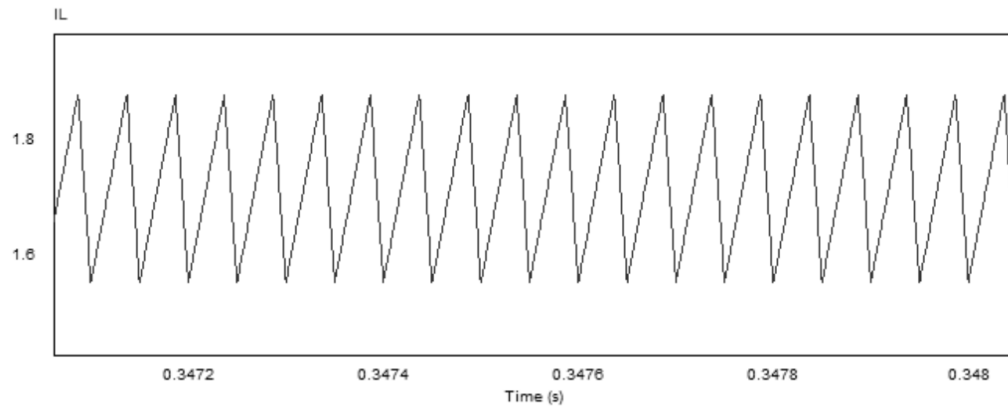
Para a análise da energia não-ativa que é processada dentro dos conversores (E_S), são utilizadas as Equações (127) e (128) (CALLAI et al., 2015).

$$E_{SC} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{C,max}^2 - V_{C,min}^2) \quad (127)$$

$$E_{SL} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot (I_{L,max}^2 - I_{L,min}^2) \quad (128)$$

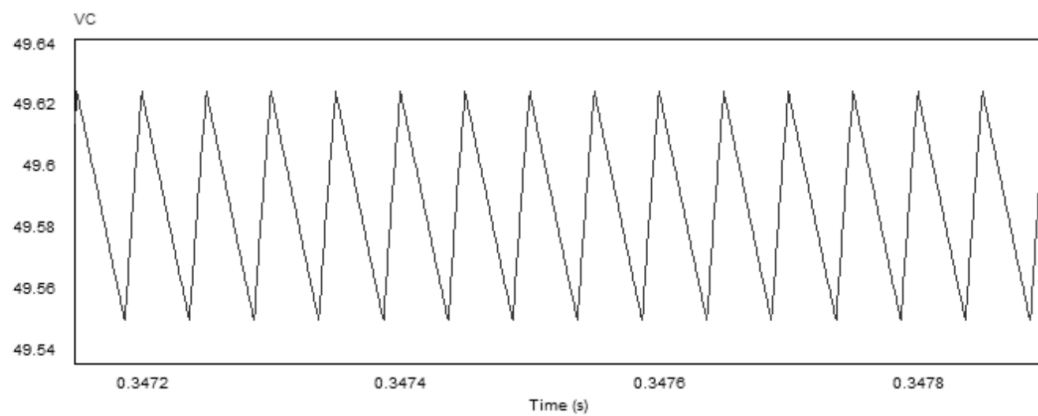
As Figuras de 53 a 58 mostram os gráficos da tensão no capacitor e corrente no indutor dos conversores parcial, *boost* e *buck-boost*, nessa sequência.

Figura 53 - Corrente no indutor do conversor parcial para uma carga de 150Ω



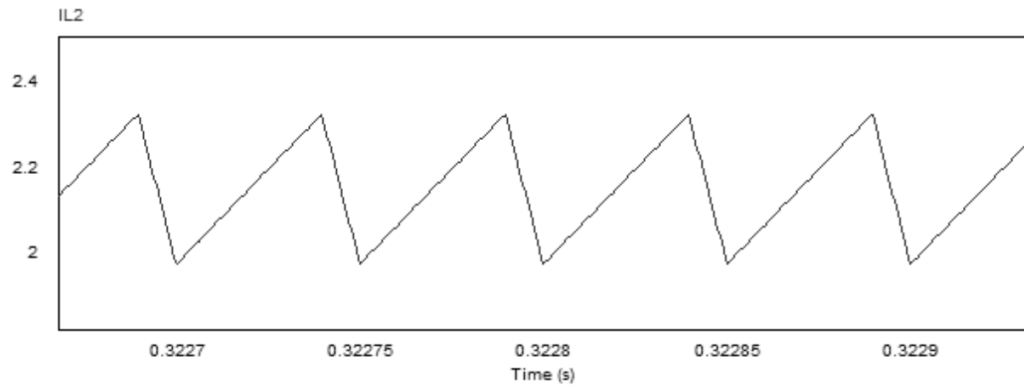
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 54 - Tensão no capacitor do conversor parcial para uma carga de 150Ω



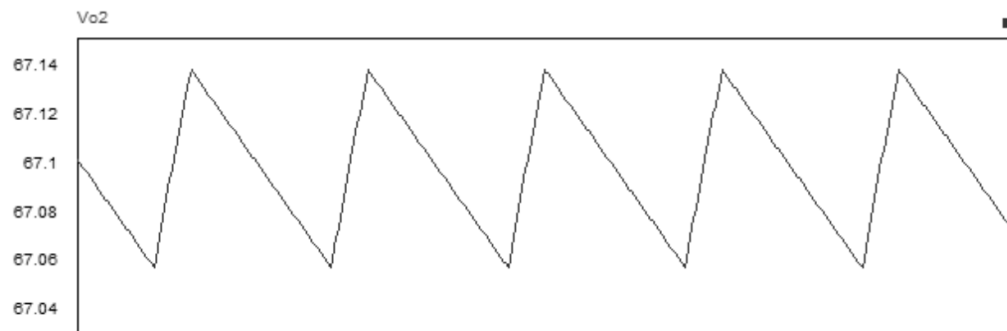
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 55 - Corrente no indutor do conversor *buck-boost* para uma carga de 150Ω



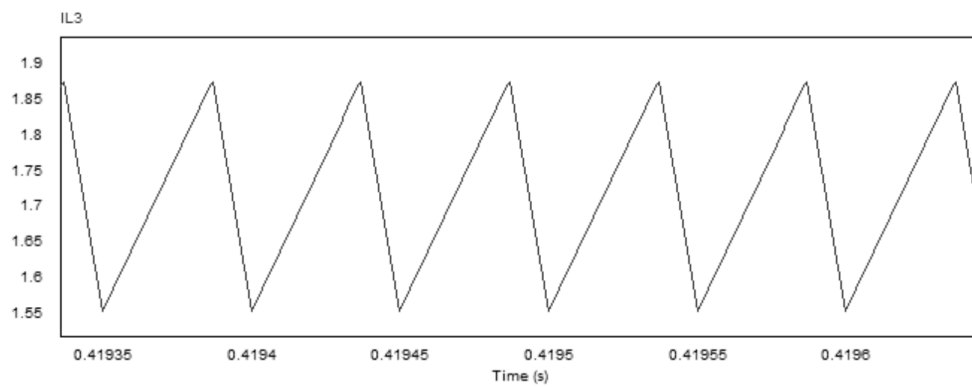
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 56 - Tensão no capacitor do conversor *buck-boost* para uma carga de 150Ω



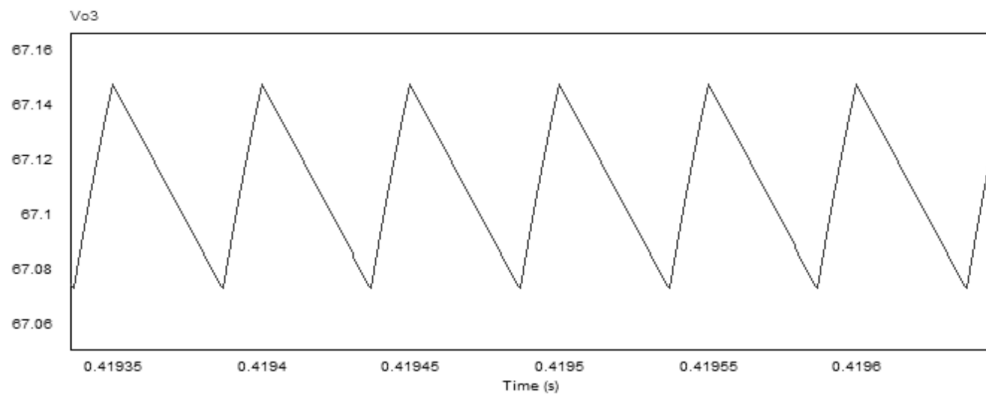
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 57 - Corrente no indutor do conversor *boost* para uma carga de 150Ω



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 58 - Tensão no capacitor do conversor *boost* para uma carga de 150Ω



Fonte: Elaborado pelo autor.

Finalmente, a Tabela 7 mostra os valores da energia não-ativa processada no capacitor e no indutor para os conversores parcial, *boost* e *buck-boost*, calculados através das equações (127) e (128).

Tabela 7 - Energia não-ativa processada nos conversores parcial, *boost* e *buck-boost*

	Conversor parcial	Conversor <i>boost</i>	Conversor <i>buck-boost</i>
Energia no capacitor	$0,763 \times 10^{-3}$ var	$1,18 \times 10^{-3}$ var	$1,18 \times 10^{-3}$ var
Energia no indutor	$1,09 \times 10^{-3}$ var	$1,09 \times 10^{-3}$ var	$1,50 \times 10^{-3}$ var

Fonte: Elaborado pelo autor.

8.1 Conclusões

A partir dos resultados apresentados pode-se concluir que as simulações provam que os valores de corrente e tensão nos elementos eram muito próximos aos valores calculados no capítulo 6, validando assim a metodologia de projeto, e que o controlador conseguiu evitar uma redução de potência quando a carga era alterada.

Além disso, conclui-se que o conversor parcial é realmente mais eficiente que os conversores *buck* e *buck-boost*, caso seja feita a análise da energia não-ativa processada nestas topologias. Nota-se que a diferença entre o conversor parcial e os outros citados é a presença do capacitor em série com a fonte no primeiro, de modo que a tensão sobre o capacitor é sempre maior nos outros conversores, para uma mesma tensão de saída sobre a carga.

9 CONCLUSÕES

Seguindo o que foi proposto como os objetivos deste trabalho, após as etapas de leitura de bibliografia sobre os conversores CC-CC e sobre os painéis fotovoltaicos, foi possível compreender o funcionamento destes dois elementos juntos, bem como entender como funcionam os sistemas rastreadores de máxima potência.

Então, foi escolhida uma topologia de conversor que processasse parcialmente a energia proveniente de um painel, e foram deduzidas as equações importantes das correntes e tensões nos elementos do conversor: capacitor, chave, diodo e indutor.

Tais equações foram utilizadas para que estes elementos fossem dimensionados para o projeto de um conversor que funcionasse em conjunto com um painel fotovoltaico real, baseando-se nos dados de placa do mesmo. Também foi projetado um controlador digital para que o painel sempre se mantivesse trabalhando no ponto de máxima potência, mesmo se a carga conectada na saída fosse alterada.

Finalmente, foram feitas simulações computacionais para que se pudesse comprovar que a metodologia de dimensionamento dos elementos do conversor realmente estava correta, e que o controlador era capaz de exercer sua função proposta. Foi visto nessas simulações que os valores de corrente e tensão nos elementos eram muito próximos aos valores calculados, validando assim a metodologia de projeto, e que o controlador conseguiu evitar uma redução de potência quando a carga era alterada.

Por último, concluiu-se que o conversor parcial é realmente mais eficiente que os conversores *buck* e *buck-boost*, caso seja analisada a energia reativa processada por esses três tipos citados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BARBI, I. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores em Alta Frequência - Laboratório de Eletrônica de Potência II**, Florianópolis, 2013.

BARBI, I. **Projeto físico de indutores e transformadores**, Florianópolis, 2002.

CALLAI, P. V. G. et al. **Estudo do processamento parcial de energia em sistemas fotovoltaicos com uso do conversor CC/C elevador-abaixador**, VII Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão - Universidade Federal do Pampa, 2015.

CARDOSO, R. A.; CARVALHO, E. A. **Controle do ponto de máxima potência em painéis fotovoltaicos com microcontrolador PIC**, Resende, 2012. Disponível em <<https://www.aedb.br/seget/arquivos/artigos12/59816477.pdf>>. Acesso em 05 de agosto de 2018.

DEUTSCHE WELLE. **Energias solar e eólica ganham competitividade**, Berlim, 2018. Disponível em <<https://p.dw.com/p/1J8Kj>>. Acesso em 10 de setembro de 2018.

IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. **IEEE Std 1459-2010**, (Revision of IEEE Std 1459-2000), pp.1,50, 2010.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY - Photovoltaic Power Systems Programme. **Snapshot of global photovoltaic markets**, Paris, 2017. Disponível em <http://www.iea-pvps.org/fileadmin/dam/public/report/statistics/IEA-PVPS_-_A_Snapshot_of_Global_PV_-_1992-2016__1_.pdf>. Acesso em 05 de agosto de 2018.

KOERICH, A. L. **Medidas de Tensão e Corrente em um Circuito RL**, Curitiba, 2011. Disponível em <<http://www.eletrica.ufpr.br/ufpr2/professor/36/TE215/2011/Exp08-CircuitoRL-2011.pdf>>. Acesso em 10 de dezembro de 2018.

MADEIRA, D. **Controlador PI estabilizando sistemas de primeira ordem**, Vitória, 2018. Disponível em <<https://www.embarcados.com.br/controlador-pi-primeira-ordem>>. Acesso em 15 de novembro de 2018.

MARTINS, D. C. et al. **Mini-curso: Técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos: revisão e novas propostas**, XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2011.

OLIVEIRA, F. D. F. A. de. **Projeto e elaboração de um controlador para lâmpada LED baseado no conversor estático D**, Porto Alegre, 2017. Disponível em <<http://www.politecnica.pucrs.br/conclusao/files/20172-felipe-dalla-favera-almeida-de-oliveira-VOLUME-2626.pdf>>. Acesso em 20 de novembro de 2018.

POMÍLIO, J. A.; **Topologias básicas de conversores CC-CC com isolamento**, Campinas, 2017. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP1.pdf>>.

Acesso em 05 de outubro de 2018.

SILVA, C. A. S. C.; **Conversor CC/CC para aplicação em instalação fotovoltaica**, Porto, 2012. Disponível em
<https://paginas.fe.up.pt/~ee07308/docs/Estado%20de%20Arte_v3.pdf>. Acesso em 05 de outubro de 2018.

APÊNDICE A – CÓDIGO UTILIZADO NO MICROPROCESSADOR

// Código executado na inicialização da simulação, com inicialização de variáveis

```

0    #include <Stdlib.h>
1    #include <String.h>

2    int g_nInputNodes=0; //variável interna do software
3    int g_nOutputNodes=0; //variável interna do software
4    int passosSimulacao=0;

5    int k=0;
6    double D=0.01; // o valor mínimo de D é determinado como 0.01
7    double Vref=17.56;
8    double tol=0.5;
9    int flag=0;

```

// Código executado a cada passo (timestep) da simulação

```

10   passosSimulacao++;
    // out[0] corresponde a saída PWM/onda quadrada
11   if (flag==0){
12       out[0]=1;
13       flag=1;
14   }

15   if (passosSimulacao==floor((D*100.0+k*100)+0.5)){
16       out[0]=0.0;
17       k++;
18   }

19   if (passosSimulacao==k*100.0){
20       out[0]=1.0;

    // in[0] corresponde à tensão medida nos terminais do painel

21       if (passosSimulacao>=30000 && k%20==0 ) {
22           if (in[0]>(Vref+tol) && D<1)

```

```
23             D=D+0.0075;
24     else if (in[0]<(Vref-tol) && D>0)
25             D=D-0.0075;
26     else
27             D=D;
28     }
29 }
```

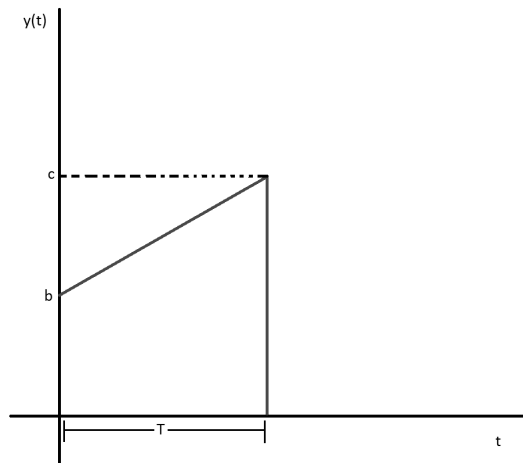
APÊNDICE B – EMBASAMENTO MATEMÁTICO DAS APROXIMAÇÕES

No capítulo 6, foi apresentada uma aproximação no cálculo do valor eficaz da corrente no diodo e na chave, o que acaba se estendendo para o cálculo do valor eficaz da corrente no indutor e no capacitor. Foi feita a escolha de lançar mão desta solução de engenharia, já que caso as equações fossem mantidas com todos seus termos, a equação final ficaria muito extensa, se tornando de difícil leitura e resolução.

Assim, este apêndice visa demonstrar um embasamento matemático para tal aproximação, mostrando que esta realmente apresenta um erro tolerável de cálculo, bem como determinar quando esta aproximação é válida ou não.

Na Figura 59 é mostrado um gráfico genérico de uma função cuja área pode ser calculada como a área de um trapézio retângulo, da mesma forma que foi feito com as correntes na chave e no diodo.

Figura 59 - Função genérica semelhante ao gráfico da corrente no indutor



Fonte: Elaborado pelo autor.

Do instante 0 até T, o valor de $y(t)$ pode ser dado pela seguinte equação:

$$y(t) = \frac{c-b}{T}t + b \quad (129)$$

E o valor eficaz da grandeza y pode ser encontrada pela Equação (130):

$$y_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{c-b}{T} t + b \right]^2 dt \quad (130)$$

$$y_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\left(\frac{c-b}{T} \right)^2 t^2 + \left(\frac{2.b.(c-b)}{T} \right) t + b^2 \right] dt \quad (131)$$

$$y_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{c-b}{T} \right)^2 t^2 + \left(\frac{2.b.(c-b)}{T} \right) t + b^2 dt \quad (132)$$

$$y_{rms}^2 = \frac{(c-b)^2}{3} + b.(c-b) + b^2 \quad (134)$$

$$y_{rms} = \sqrt{\frac{(c-b)^2}{3} + b.(c-b) + b^2} \quad (135)$$

Com base nos valores de projeto, utiliza-se um valor de Δi_L que torna a parcela $(c - b)$ muito próxima de 0, e o valor eficaz da grandeza y é determinado apenas pelo terceiro termo dentro da raiz (b^2). Na Equação (51) pode-se notar que o valor eficaz da corrente no diodo depende da soma dos valores de $i_{L,\min}^2$ e $i_{L,\max}^2$ dividida por dois. Portanto, quando $i_{L,\min}^2$ e $i_{L,\max}^2$ possuem valores próximos, a equação se torna semelhante à Equação (135), já que a Equação (51) poderá ser escrita como:

$$I_{D,rms}^2 = \frac{2.i_{L,\min}^2.(1-D)}{2} = \frac{2.i_{L,\max}^2.(1-D)}{2} \quad (136)$$

Assim, o termo $i_{L,\min}^2$ ou $i_{L,\max}^2$ é equivalente ao termo b^2 da Equação (135) provando que a aproximação de cálculo é válida para os casos em que $i_{L,\min} - i_{L,\max}$ é próximo de zero, ou seja, Δi_L é pequeno quando comparado ao valor da corrente i_L .