

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE DE TENSÃO
REGULADA PARA A ALIMENTAÇÃO DE
EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS A PARTIR DE
PAINÉIS SOLARES FOTOVOLTAICOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Pedro Henrique Carlesso

Santa Maria, RS, Brasil

2015

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE DE TENSÃO REGULADA
PARA A ALIMENTAÇÃO DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS A
PARTIR DE PAINÉIS SOLARES FOTOVOLTAICOS**

Por

Pedro Henrique Carlesso

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.**

Orientador: Prof. Rafael Concatto Beltrame, Dr. Eng.

Santa Maria, RS, Brasil

2015

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Curso de Engenharia de Controle e Automação**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova o Trabalho de Conclusão de Curso

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE DE TENSÃO REGULADA
PARA A ALIMENTAÇÃO DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS A
PARTIR DE PAINÉIS SOLARES FOTOVOLTAICOS**

elaborada por
Pedro Henrique Carlesso

como requisito parcial para obtenção do grau de
Bacharel em Engenharia de Controle e Automação

COMISSÃO EXAMINADORA:

Rafael Concatto Beltrame, Dr. Eng. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Jorge Rodrigo Massing, Dr. Eng. (UFSM)

Leandro Michels, Dr. Eng. (UFSM)

Santa Maria, 10 de dezembro de 2015.

RESUMO

Trabalho de Conclusão de Curso
Engenharia de Controle e Automação
Universidade Federal de Santa Maria

DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE DE TENSÃO REGULADA PARA A ALIMENTAÇÃO DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS A PARTIR DE PAINÉIS SOLARES FOTOVOLTAICOS

Autor: PEDRO HENRIQUE CARLESSO
Orientador: RAFAEL CONCATTO BELTRAME, DR.
Data e Local da Defesa: Santa Maria, 10 de dezembro de 2015.

O presente trabalho descreve o projeto e a implementação de uma fonte de tensão regulada a partir de painéis solares fotovoltaicos, com saída de 5 V em corrente contínua (CC) – mesmo nível de tensão das portas USB dos computadores pessoais –, para alimentar equipamentos eletrônicos, como celulares, *tablets*, mp3 *players*, HDs externos, entre outros. Para isso, além de conhecimentos em Eletrônica de Potência, conceitos de controle digital e eletrônica analógica deverão ser empregados no desenvolvimento desta fonte de tensão regulada. O sistema de controle desenvolvido deve amostrar constantemente os valores do sensor de corrente (para fins de proteção) e do sensor de tensão (variável esta a ser controlada). Salienta-se que um conversor *Buck* rebaixador de tensão é empregado, Adicionalmente, um conversor do tipo *Flyback* é empregado para alimentar os circuitos auxiliares (*gate-driver* e instrumentação). A partir disso, com a implementação de uma lógica de controle adequada, disponibiliza-se o valor de tensão de 5 V em um conector USB para permitir essa ampla compatibilidade com equipamentos eletrônicos. O controle do conversor *Buck* é realizado com o auxílio de um microcontrolador *Arduino Mega 2560*, no qual é implementada uma técnica de controle proporcional-integral (PI) a fim de garantir que não haja erro em regime permanente no valor de tensão da fonte. Salienta-se que, além da gama de aplicações práticas, o presente projeto possui um apelo ambiental por fazer uso de uma fonte renovável de energia.

Palavras-chave: Fonte renovável de energia, painel solar fotovoltaico, fonte de tensão regulada.

ABSTRACT

Bachelor Final Project
Bachelor of Control and Automation Engineering
Universidade Federal de Santa Maria

DEVELOPMENT OF A REGULATED VOLTAGE SOURCE FOR POWER ELECTRONIC EQUIPMENTS FROM SOLAR PHOTOVOLTAIC PANELS

Author: PEDRO HENRIQUE CARLESSO
Adviser: RAFAEL CONCATTO BELTRAME, DR.
Defense Place and Date: Santa Maria, December 10th, 2015.

The present report describes the design and implementation of a regulated voltage source from solar photovoltaic panels, with 5 V output direct current (DC) - same voltage level of the USB ports of personal computers - to power electronic equipments, such as mobile phones, tablets, mp3 players, external hard drives, etc. In addition to the knowledge in power electronics, analog electronics and digital control concepts should be employed in the development of this regulated voltage source. The developed control system must sample periodically the values of the current sensor (for protection purpose) and the voltage sensor (variable to be controlled). A step-down DC-DC Buck converter is used to implement the source. Additionally, an isolated DC-DC Flyback converter is used to source the ancillary circuits (gate-driver and instrumentation circuits). With the implementation of an appropriate control logic, the Buck converter provides the value of 5 V voltage in a USB connector, allowing a broad compatibility with electronic equipments. The control of Buck converter is accomplished with the aid of a microcontroller Arduino Mega 2560, in which it is implemented a proportional-integral control technique (PI) in order to ensure that there is no steady state error in the source voltage value. Beyond the range of practical applications, this project has an environmental appeal due to make use of a renewable source of energy.

Key words: Renewable source of energy, solar photovoltaic panel, regulated voltage source.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Evolução da eficiência das células c-Si [9].	13
Figura 1.2 - Custo total de um sistema fotovoltaico, em uma média de 20 anos [2].	14
Figura 1.3 - Configuração de um sistema fotovoltaico autônomo.	17
Figura 1.4 - Fluxograma do algoritmo P&O [5].	18
Figura 2.1 - Conversor <i>Buck</i> com filtro <i>LC</i> [8].	20
Figura 2.2 - Primeira etapa de operação do conversor <i>Buck</i> [8].	21
Figura 2.3 - Segunda etapa de operação do conversor <i>Buck</i> [8].	23
Figura 2.4 - Formas de onda do conversor <i>Buck</i> .	24
Figura 2.5 - Variação de carga (ΔQ) [8].	28
Figura 2.6 - Conversor CC-CC <i>Flyback</i> [14].	31
Figura 2.7 - Primeira etapa de funcionamento do <i>Flyback</i> [14].	32
Figura 2.8 - Segunda etapa de funcionamento do <i>Flyback</i> [14].	33
Figura 2.9 - Formas de onda do conversor <i>Flyback</i> .	35
Figura 2.10 - Núcleo do tipo EE [14].	36
Figura 2.11 - Núcleo de ferrite do tipo EE [14].	39
Figura 2.12 - Tensão e corrente no estágio de saída [14].	40
Figura 2.13 - Circuito de potência do conversor <i>Flyback</i> .	42
Figura 2.14 - Circuito de controle do conversor <i>Flyback</i> .	43
Figura 2.15 - Instrumentação de tensão.	44
Figura 2.16 - Instrumentação de corrente.	44
Figura 2.17 - Circuito fonte para eletrônicos a partir de painel solar fotovoltaico.	45
Figura 2.18 - Diagrama de blocos do sistema de controle.	47
Figura 2.19 – Controlador de corrente.	49
Figura 2.20 – Controlador de tensão.	52
Figura 2.21 - Bloco DLL do controle digital.	53
Figura 2.22 - <i>Arduino Mega 2560</i> .	53
Figura 3.1 - Formas de onda da corrente no transistor e no diodo.	55
Figura 3.2 - Formas de onda da corrente no capacitor e no indutor.	55
Figura 3.3 - Formas de onda da tensão no transistor e no diodo.	56
Figura 3.4 - Formas de onda da tensão no capacitor e no indutor.	56
Figura 3.5 – (a) <i>Layout</i> (b) Placa de potência concluída.	58

Figura 3.6 – (a) <i>Layout</i> (b) Placa da fonte auxiliar concluída.	58
Figura 3.7 – (a) <i>Layout</i> (b) Placa de instrumentação concluída.	58
Figura 3.8 - Conversor completo.....	59
Figura 3.9 - Simulação regime permanente com carga mínima.	60
Figura 3.10 - Teste experimental regime permanente com mínima.	60
Figura 3.11 - Simulação regime permanente com plena carga.....	61
Figura 3.12 - Teste experimental regime permanente com plena carga.	61
Figura 3.13 – Simulação do desempenho dinâmico do sistema.	62
Figura 3.14 - Teste experimental do desempenho dinâmico do sistema.	62
Figura 3.15 – Simulação do sistema de proteção à carga.	63
Figura 3.16 - Teste experimental do sistema de proteção à carga.	63
Figura 3.17 - PWM e corrente no indutor, respectivamente.	64
Figura 3.18 - Tensão e corrente de entrada, respectivamente.	65
Figura 3.19 - Tensão e corrente de saída, respectivamente.	65
Figura 3.20 - Protótipo final.	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Fios de cobre.....	27
Tabela 2 - Especificações do projeto do conversor <i>Buck</i>	30
Tabela 3 - Componentes empregados no conversor <i>Buck</i>	30
Tabela 4 - Especificações de projeto do conversor <i>Flyback</i>	41
Tabela 5 – Componentes dimensionados para o conversor <i>Flyback</i>	41
Tabela 6 - Especificações do projeto de controle.	46
Tabela 7 - Valores calculados para o diodo e o transistor do conversor.	54
Tabela 8 - Valores calculados para o indutor e o capacitor do conversor.	54
Tabela 9 - Rendimento conversor com carga mínima.	66
Tabela 10 - Rendimento do conversor com carga máxima.	67

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	10
CAPÍTULO 1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	12
1.1 Introdução	12
1.2 Componentes de um sistema de geração de energia solar fotovoltaica	12
1.2.1 Painéis solares fotovoltaicos	12
1.2.2 Baterias	13
1.2.3 Inversores de tensão.....	14
1.2.4 Regulador de carga	15
1.3 Sistemas fotovoltaicos	15
1.3.1 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica	16
1.3.2 Sistemas fotovoltaicos híbridos	16
1.3.3 Sistemas fotovoltaicos isolados	16
1.4 Rastreamento do ponto de máxima potência (<i>maximum power point tracking</i> – MPPT) ...	17
CAPÍTULO 2 METODOLOGIA E MATERIAIS UTILIZADOS	19
2.1 Análise do conversor CC-CC rebaixador (<i>Buck</i>).....	19
2.1.1 Projeto do indutor de filtro (<i>L</i>).....	25
2.1.2 Projeto do capacitor de filtro (<i>C</i>)	28
2.1.3 Dimensionamento do transistor (<i>S</i>) e do diodo (<i>DRL</i>).....	29
2.1.4 Projeto proposto.....	30
2.2 Análise do conversor CC-CC isolado do tipo <i>Flyback</i>	31
2.2.1 Estudo do transformador.....	35
2.2.2 Dimensionamento da bitola dos condutores	38
2.2.3 Cálculo do entreferro	38
2.2.4 Filtro de saída.....	39
2.2.5 Projeto proposto.....	40
2.3 Instrumentação analógica	43
2.4 Projeto dos controladores.....	45
2.4.1 Controlador de corrente	47
2.4.2 Controlador de tensão	50
2.5 Controle digital	52
2.6 Microcontrolador Arduíno.....	53
CAPÍTULO 3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	54
3.1 Formas de onda sobre os componentes dimensionados.....	54
3.2 Placas de circuito impresso.....	57

3.3	Operação em regime permanente com carga mínima	59
3.4	Operação em regime permanente com plena carga	60
3.5	Desempenho dinâmico do sistema.....	61
3.6	Operação do sistema de proteção à carga	63
3.7	Rendimento do conversor	64
3.8	Apresentação do protótipo	67
CONCLUSÃO		68
APÊNDICE A		71
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		73

INTRODUÇÃO

Com o intuito de complementar a matriz energética, o emprego de fontes renováveis de energia tem crescido recentemente, principalmente devido ao apelo pela redução nas emissões de gases causadores do efeito estufa. Dentre estas fontes renováveis, destaca-se a proveniente de painéis solares fotovoltaicos.

Os sistemas fotovoltaicos são conversores de energia solar (luz) em energia elétrica, a qual é disponibilizada na forma de tensão contínua (corrente contínua – CC) em seus terminais. Os painéis podem ser conectados diretamente a cargas CC, como celulares ou baterias, ou ligados a um equipamento eletrônico – como um inversor de frequência – para converter a tensão contínua em alternada (corrente alternada – CA). Vale ressaltar que o foco deste trabalho é para o primeiro caso, onde painel é conectado direto a uma carga CC. Apesar disso, uma breve revisão bibliográfica sobre todo o sistema é realizada.

A fonte primária para esses sistemas é intermitente, ou seja, depende das condições climáticas e ambientais (períodos de baixa ou nenhuma insolação). Isso faz com que os sistemas fotovoltaicos isolados, quando destinados a alimentar uma residência, por exemplo, necessitem de um sistema de armazenamento de energia, como um banco de baterias. Salienta-se, porém, que neste projeto não será necessário o uso desse banco de baterias.

Um painel solar fotovoltaico apresenta um ponto de operação ótimo (par corrente e tensão), conhecido por ponto de máxima potência (*maximum power point* – MPP) que maximiza a geração de energia, é usual o emprego de um algoritmo para o rastreamento deste ponto (*maximum power point tracking* – MPPT). Esta medida tem por objetivo maximizar a geração de energia, o que torna os sistemas fotovoltaicos mais eficientes e reduz o tempo de retorno do investimento.

Uma vez que a energia elétrica, na forma como é disponibilizada por um painel solar fotovoltaico, não pode ser empregada diretamente pelo usuário final (uma vez que o painel fornece uma tensão contínua e de pequena amplitude, cuja amplitude é dependente do índice de irradiação solar), um conversor eletrônico deve ser instalado entre o painel e o usuário final para a adequação do nível de tensão e frequência. É nesse contexto, que a Eletrônica de Potência se insere.

Este trabalho está organizado do seguinte modo: no Capítulo 1 é realizada uma breve revisão bibliográfica sobre a geração de energia a partir de painéis solares fotovoltaicos,

englobando a análise da operação do painel, de conversores para interface com o usuário e/ou com a rede elétrica, métodos de armazenamento de energia, e técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência do painel; no Capítulo 2 realiza-se uma análise sobre os conversores utilizados no projeto, a qual engloba os conceitos de suas operações e os cálculos para dimensionamento e projeto dos seus componentes. Além disso, também é apresentado o microcontrolador a ser utilizado, bem como o desenvolvimento teórico do projeto de controle do sistema e sua instrumentação analógica; no Capítulo 3 são apresentados os resultados experimentais por meio de um osciloscópio e simulações embasados na teoria dos capítulos anteriores desenvolvidos com o apoio dos *softwares* MATLAB® e PSIM®. Por fim, conclui-se o relatório e demonstra-se todo o plano de trabalho e o cronograma seguido para a execução do projeto.

Assim, o presente projeto tem o intuito de projetar e implementar uma fonte de tensão regulada de baixo custo, compacta e que trabalhe com painéis solares fotovoltaicos de baixa potência. Essa fonte tem como tensão de saída 5 V em corrente contínua (CC) – mesmo nível de tensão das portas USB dos computadores pessoais –, para alimentar equipamentos eletrônicos, como celulares, *tablets*, mp3 *players*, HDs externos, entre outros. Para tanto, além de conhecimentos em eletrônica de potência, conceitos de controle digital e eletrônica analógica deverão ser empregados no desenvolvimento desta fonte.

CAPÍTULO 1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.1 Introdução

Neste capítulo serão abordados os principais conceitos envolvendo a geração de energia a partir de painéis solares fotovoltaicos. Inicialmente, uma revisão sobre o funcionamento de um sistema fotovoltaico é introduzida. Além disso, são apresentadas informações sobre a interface do painel com o usuário (ou com a rede elétrica), bem como a possibilidade de armazenamento da energia em baterias, e respectivo método de carga. Então, demonstra-se uma técnica de rastreamento do ponto da máxima potência do painel (MPPT).

Ressalta-se que apesar da revisão contemplar o sistema fotovoltaico de maneira completa, neste trabalho não são implementados os estágios inversor, carregador de baterias e algoritmo de máxima potência devido à aplicação não requerer tais funcionalidades.

1.2 Componentes de um sistema de geração de energia solar fotovoltaica

1.2.1 Painéis solares fotovoltaicos

O painel solar fotovoltaico é considerado a parte principal de um sistema de geração de energia solar fotovoltaica, sendo responsável pela conversão da energia proveniente da radiação solar em energia elétrica. Isso se dá por meio do efeito fotovoltaico. Cada painel é formado por células fotovoltaicas conectadas entre si, as quais possuem uma capacidade reduzida de produção de energia elétrica. Esta capacidade é de, aproximadamente, 1,5 W de potência, correspondendo a uma tensão de 0,5 V e uma corrente de 3 A [4]. Por esta razão, usualmente associam-se várias células em série/paralelo na construção do painel.

Os painéis fotovoltaicos que empregam silício em sua composição são os mais comuns, principalmente por este ser o segundo elemento mais abundante da natureza [7]. Dentre as tecnologias disponíveis no mercado, destacam-se os painéis constituídos de silício cristalino (c-Si) e silício amorfo hidrogenado (a-Si), sendo a tecnologia c-Si a mais utilizada devido a maior eficiência de conversão de energia. A Figura 1.1 ilustra a evolução gradual da eficiência de conversão de um painel fotovoltaico de c-Si [9].

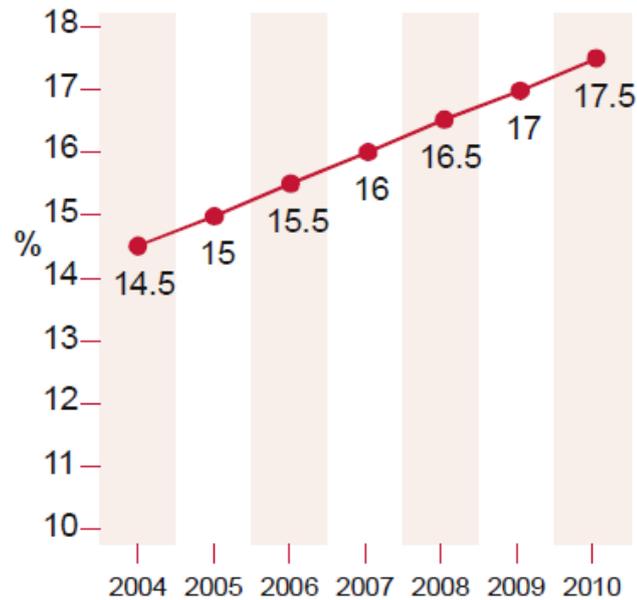


Figura 1.1 - Evolução da eficiência das células c-Si [9].

1.2.2 Baterias

Em sistemas fotovoltaicos autônomos, ou seja, sistemas isolados onde a energia não é gerada de maneira contínua, é indispensável a utilização de um sistema de armazenamento de energia. Na maioria desses sistemas, emprega-se um banco de baterias dimensionado conforme a potência do sistema. Esse banco de baterias tem por finalidade absorver o excesso de energia gerada e não consumida nos períodos de alta insolação para posteriormente compensar a falta de energia em períodos noturnos ou de baixa insolação, garantindo assim um fornecimento constante de energia elétrica.

Todavia, mesmo não correspondendo a maior parte do custo de um sistema fotovoltaico, o banco de baterias torna-se o elemento mais caro do sistema quando se leva em conta os gastos com manutenção e vida útil das baterias, em média 20 anos. A Figura 1.2 apresenta gráficos dos custos totais de um sistema quando se considera a vida útil da bateria [2].

Características como alta eficiência e confiabilidade, e baixa manutenção são os itens mais relevantes para a escolha do tipo de bateria a ser utilizado nos sistemas fotovoltaicos isolados. Dentre as tecnologias de baterias mais empregadas, destacam-se as baterias de Chumbo-Ácido e Níquel-Cádmio [4].

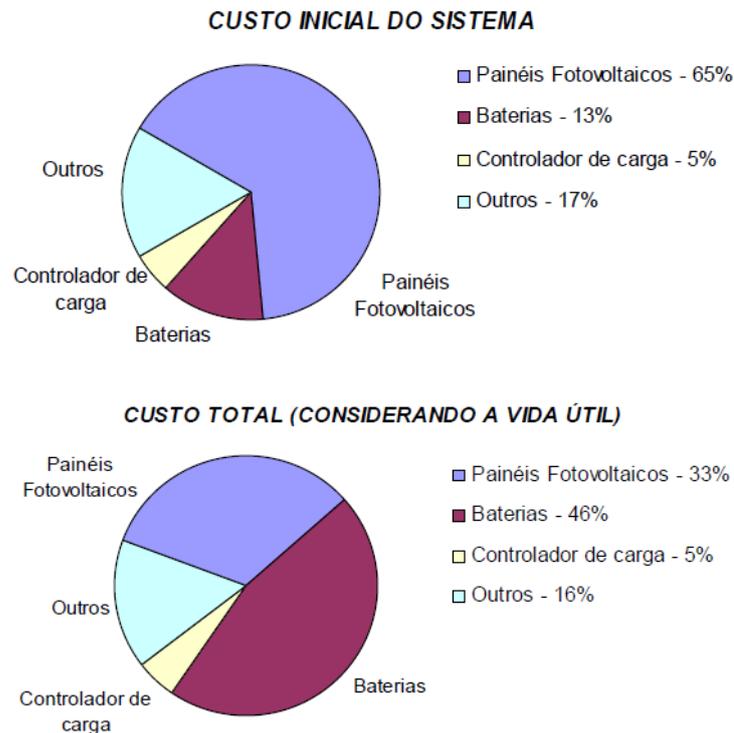


Figura 1.2 - Custo total de um sistema fotovoltaico, em uma média de 20 anos [2].

1.2.3 Inversores de tensão

Conforme visto anteriormente, os sistemas fotovoltaicos fornecem uma tensão CC. Os inversores de tensão são os equipamentos eletrônicos empregados na conversão de uma tensão CC em CA. Apesar de, neste trabalho, não se fazer necessária a utilização de um inversor, já que as cargas podem ser alimentadas em corrente contínua, para grande parte dos equipamentos elétricos faz-se necessária uma tensão de alimentação CA.

De modo geral, um inversor de tensão deve reunir características como alta eficiência, segurança, confiabilidade e qualidade da energia gerada [5].

A classificação dos inversores é feita de acordo com o tipo de forma de onda de tensão CA gerada, como: inversores de onda quadrada; inversores de onda quadrada modificada ou retangular; e inversores de onda senoidal [3]. Para seu dimensionamento deve-se considerar fatores como a potência elétrica a ser fornecida e a tensão de alimentação CC proveniente diretamente dos painéis fotovoltaicos e/ou do banco de baterias [4].

1.2.4 Regulador de carga

Os reguladores de carga (ou controladores de carga) são dispositivos eletrônicos presentes em muitos sistemas fotovoltaicos com o propósito de gerenciar a transferência de energia, ou seja, controlar o fluxo de potência do painel fotovoltaico para a bateria e desta para a carga. Assim, empregando métodos de carga adequados, pode-se maximizar a vida útil das baterias.

De modo geral, um regulador de carga opera do seguinte modo: monitora-se o estado de carga (tensão) do banco de baterias a fim de interromper a sua carga quando a bateria atingir carga plena; igualmente, deve-se interromper o fornecimento de energia à carga quando a bateria atingir seu estado de carga crítico, o qual é determinado pelo fabricante [3].

Comercialmente, há dois tipos básicos de controladores de carga: controladores com configuração *shunt* e controladores com configuração série [11]. Na primeira configuração, utiliza-se um dispositivo de estado sólido ou relé eletromecânico em paralelo com o arranjo fotovoltaico e banco de baterias quando estas estiverem plenamente carregadas. O controlador de carga desse tipo se comporta como uma resistência variável a fim de manter a tensão de saída dos painéis constante e equivalente ao valor máximo nominal. Além disso, essa configuração demanda um diodo de bloqueio entre o elemento de comutação e as baterias, o que evita um possível curto-circuito quando a corrente é desviada do banco de baterias.

Já para a configuração série, o dispositivo de estado sólido ou relé eletromecânico é conectado em série com o arranjo de painéis de forma a desconectá-los quando a tensão das baterias atingir a carga completa. Nesse caso não se faz necessário utilizar o diodo de bloqueio.

1.3 Sistemas fotovoltaicos

Basicamente, os sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica podem ser classificados em: sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica; sistemas fotovoltaicos híbridos; e sistemas fotovoltaicos isolados. A seguir são apresentadas algumas características e informações sobre cada um destes sistemas.

1.3.1 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica

Conforme o próprio nome sugere, o excedente da energia gerada pelos painéis solares fotovoltaicos (ou mesmo a sua totalidade) é injetada diretamente na rede elétrica. Por isso não se faz necessária a utilização de um sistema de armazenamento de energia. Nestes sistemas, o arranjo de painéis deve ser conectado a inversores de tensão e logo após à rede. Um conversor CC-CC para adequar o nível de tensão e/ou rastrear o ponto de máxima potência do conjunto de painéis também é usualmente empregado previamente ao estágio inversor [5].

Normalmente, esses sistemas utilizam um grande número de painéis solares fotovoltaicos em arranjos série e paralelo, e são uma ótima fonte complementar de energia ao sistema elétrico.

1.3.2 Sistemas fotovoltaicos híbridos

Os sistemas fotovoltaicos híbridos utilizam mais de uma fonte de geração de energia em conjunto, sejam elas arranjos fotovoltaicos, turbinas eólicas ou geração à diesel. Esses sistemas tornam-se extremamente complexos devido ao fato de necessitarem de um controle otimizado a fim de garantir a máxima eficiência na geração de energia de todas as fontes envolvidas [4].

Se comparados aos sistemas fotovoltaicos conectados à rede, os sistemas híbridos utilizam um sistema de armazenamento de energia, isto é, um banco de baterias. Tanto o tamanho deste, quanto o número de painéis fotovoltaicos do arranjo, são reduzidos com relação aos conectados à rede, pois nesses sistemas existem outras fontes para fornecer energia à carga.

1.3.3 Sistemas fotovoltaicos isolados

Os sistemas fotovoltaicos isolados, também conhecidos como sistemas autônomos, são responsáveis por fornecer toda a energia que a carga exige, sem conexão com a rede. Isso significa que os arranjos de painéis fotovoltaicos são exclusivamente utilizados para suprir a carga. A Figura 1.3 ilustra a configuração de um sistema fotovoltaico autônomo.

Essa configuração é comumente instalada em locais cuja extensão da rede elétrica e outras formas de energia são de difícil acessibilidade.

Estes sistemas são divididos em quatro grupos, conforme características da carga e do armazenamento de energia: carga CC sem armazenamento; carga CC com armazenamento; carga CA sem armazenamento; e carga CA com armazenamento [4]. O projeto em questão enquadra-se teoricamente ao primeiro grupo apresentado.

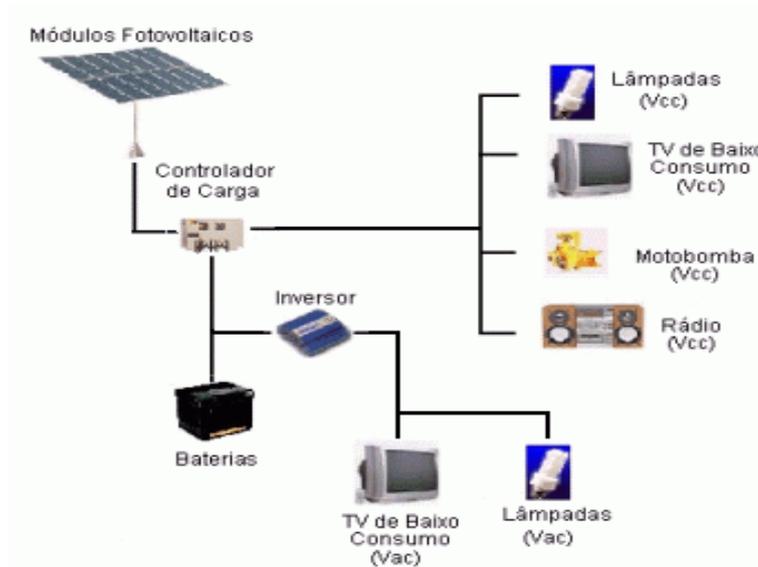


Figura 1.3 - Configuração de um sistema fotovoltaico autônomo.

1.4 Rastreamento do ponto de máxima potência (*maximum power point tracking* – MPPT)

O alto custo de instalação de um painel fotovoltaico combinado a baixa eficiência de conversão das suas células solares, em média apenas 30% da energia absorvida pelo painel é convertida em eletricidade, acabam tornando o sistema muito oneroso para o usuário. Tendo isso em vista, é inadmissível que seja dissipada mais energia durante o processo.

Portanto, a fim de aumentar a eficiência do sistema e diminuir os custos para geração de energia, é de extrema importância extrair a máxima potência que um painel possa gerar. Isto é, procura-se garantir que o sistema opere o maior tempo possível no ponto de máxima potência, independentemente da temperatura e da radiação solar incidente no painel.

Segundo [10], existem diversas técnicas usualmente implementadas por um conversor CC-CC para garantir o rastreamento do ponto de máxima potência de um painel (MPPT) apesar das variações meteorológicas, são elas: Tensão Constante (CV), Perturbação e Observação (P&O) e Condutância Incremental (*IncCond*). Dentre essas, a técnica de Perturbação e Observação é uma das mais utilizadas por sua simplicidade e facilidade de

implementação em microcontroladores, além de ser totalmente independente das características elétricas do painel, podendo ser utilizada sem ajustes a qualquer tipo de painel fotovoltaico [12].

O método de busca do ponto de máxima potência Perturbação e Operação (P&O) baseia-se na alteração da referência, seja esta a corrente ou a tensão operante nos terminais do painel num determinado sentido, e na comparação da potência disponibilizada pelo arranjo de painéis fotovoltaicos antes e depois desta alteração, definindo assim o sentido da próxima perturbação [10]. Portanto, o valor de tensão ou de corrente utilizado como referência é acrescido ou reduzido por um fator de iteração, o que leva o sistema a operar próximo ao ponto de máxima potência do arranjo de painéis. A Figura 1.4 ilustra o fluxograma do algoritmo P&O.

Ressalta-se que esse processo continua periodicamente até mesmo quando o ponto de máxima potência é alcançado, o que acaba por diminuir a eficiência do método pois a referência oscila em torno do ponto de máxima potência em regime permanente. Além disso, a oscilação pode ser minimizada ao reduzir o tamanho do passo. Porém, quanto menor o passo, mais lento será o algoritmo, o que compromete a eficiência para rápidas mudanças na temperatura e na radiação solar [13].

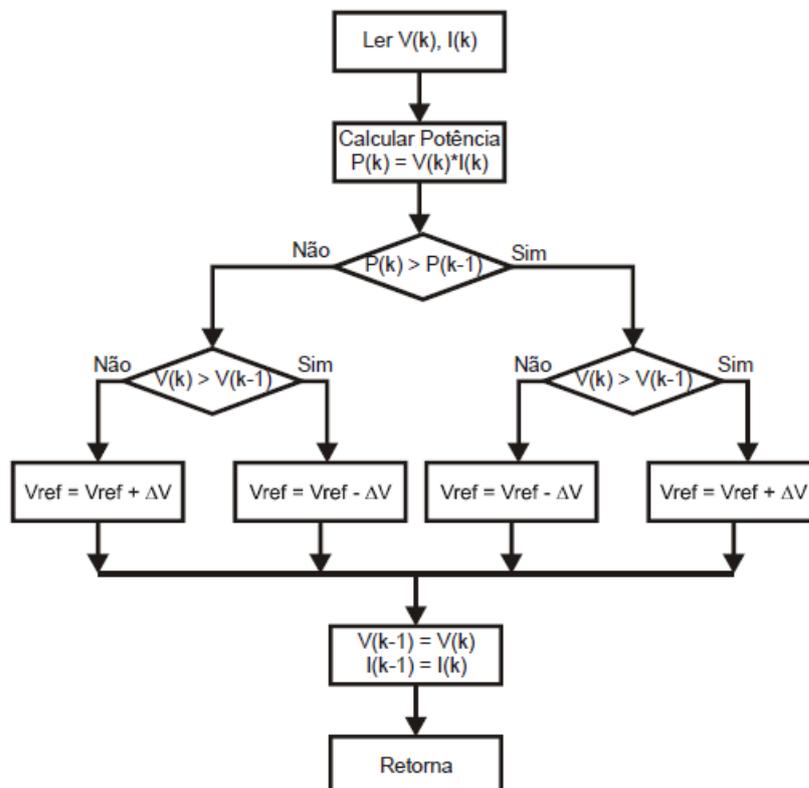


Figura 1.4 - Fluxograma do algoritmo P&O [5].

CAPÍTULO 2 METODOLOGIA E MATERIAIS UTILIZADOS

Com o objetivo de implementar uma fonte de tensão regulada para alimentar equipamentos eletrônicos a partir de painéis solares fotovoltaicos, inicialmente selecionou-se o conversor CC-CC mais adequado à aplicação. Neste caso, o conversor CC-CC rebaixador (*Buck*) foi o escolhido em função de suprir em sua saída (no caso, 5 V) uma tensão sempre inferior à tensão de entrada (no caso, a tensão proveniente de um painel solar fotovoltaico, na ordem de 17 V) e de sua maior eficiência comparado aos outros conversores, como, por exemplo, o conversor CC-CC *Flyback*.

Entretanto, para o controle do conversor, necessita-se medir os valores de corrente no indutor e tensão no capacitor de saída a fim de compará-los a referência e, assim, gerar a ação de controle necessária. Para isso, foi projetado um circuito de instrumentação analógica.

Devido a isso, fez-se necessário a utilização de uma fonte auxiliar com o intuito de alimentar tanto o circuito de instrumentação, quanto o microcontrolador utilizado. Assim, um conversor do CC-CC isolado tipo *Flyback* foi projetado para suprir essa necessidade e possibilitar o funcionamento do sistema a partir apenas do painel.

Além disso, o ambiente matemático MATLAB[®] e a ferramenta computacional de simulação PSIM[®] serviram de apoio, respectivamente, para a modelagem e projeto dos conversores e do sistema de controle, e para a validação do projeto. Para fins de programação e implementação dos controladores adotou-se a plataforma microcontrolada *Arduino Mega 2560*.

A seguir são apresentadas as características dos conversores CC-CC rebaixador *Buck* e CC-CC do tipo *Flyback*, bem como as especificações e o dimensionamento dos principais componentes desses circuitos. Somando-se a isso, são apresentadas as etapas de funcionamento da instrumentação, breves explicações teóricas sobre o microcontrolador utilizado e o projeto dos controladores.

2.1 Análise do conversor CC-CC rebaixador (*Buck*)

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos normalmente empregados para fornecer uma tensão contínua regulada a partir de uma fonte de tensão contínua não regulada. Geralmente, são compostos por semicondutores de potência operando como interruptores

(transistores e diodos), e por elementos reativos, como indutores e capacitores, os quais têm por função controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para a carga conectada à saída.

Em outras palavras, conversor CC-CC é um circuito eletrônico que converte uma tensão ou corrente contínua com uma determinada amplitude, em outra tensão ou corrente contínua de amplitude diferente. Esses conversores podem ser acionados por meio da modulação PWM, sendo a razão cíclica a variável que controla o valor da tensão de saída [8].

As principais topologias de conversores CC-CC são: *Buck* (rebaixador), *Boost* (elevador), *Buck-Boost*, Cúk, SEPIC e ZETA (rebaixadores/elevadores).

Para o presente projeto, o conversor CC-CC rebaixador (*Buck*) foi selecionado, uma vez que fornece um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio de tensão na entrada, ou seja, possibilita uma variação da tensão média na carga desde zero até o valor da tensão de alimentação. A Figura 2.1 ilustra a topologia do conversor *Buck* com filtro de tensão na saída (filtro passa-baixas de segunda-ordem *LC*), que tem por finalidade garantir uma tensão de saída com baixa ondulação.

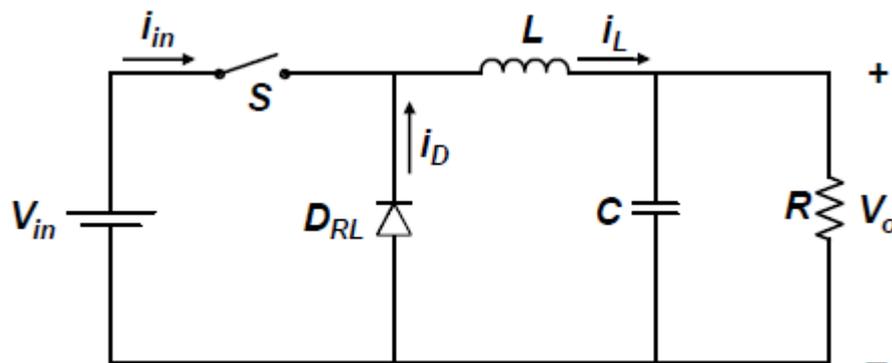


Figura 2.1 - Conversor *Buck* com filtro *LC* [8].

O conversor *Buck* possui duas etapas de operação: a primeira ocorre quando o transistor (*S*) é ligado e permanece conduzindo corrente enquanto o diodo (*D_{RL}*) encontra-se reversamente polarizado, isto é, bloqueado; já na segunda etapa, o transistor (*S*) é desligado e o diodo (*D_{RL}*) fornece um caminho de “roda-livre”, passando a conduzir a corrente do indutor (*L*). Porém, antes de apresentar mais detalhadamente essas etapas, são apresentados alguns conceitos para auxiliar no entendimento da operação do conversor.

O transistor (S) opera com um período de comutação T , sendo que, quando fechado, conduz durante o intervalo t_{on} e, quando aberto, bloqueia a passagem de corrente durante o intervalo t_{off} . Assim, tem-se (2.1):

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (2.1)$$

A relação entre o tempo de condução do transistor (t_{on}) e o período de comutação (T) é definida como razão cíclica (*duty-cycle* – D) do transistor. Dessa forma, a razão cíclica pode assumir valores entre 0 e 1 e é definida por (2.2).

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.2)$$

Após a definição de razão-cíclica, parte-se, então, à análise das etapas de operação do conversor *Buck*. Vale ressaltar que para efeitos de análise assumiu-se que a tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída V_o são constantes e que, apesar de possuir os dois modos de operação, apenas foi considerado o de condução contínua (MCC) – no qual a corrente através do indutor de filtro L nunca se anula.

Conforme visto, a primeira etapa de operação inicia-se quando o transistor (S) é ligado e, conseqüentemente, o diodo (D_{RL}) encontra-se reversamente polarizado. Desse modo, a corrente de entrada i_{in} aumenta e flui através do transistor (S), do indutor (L), do capacitor (C) e do resistor de carga (R) do circuito. O indutor de filtro (L) está sendo magnetizado nesta etapa. A Figura 2.2 ilustra essa etapa.

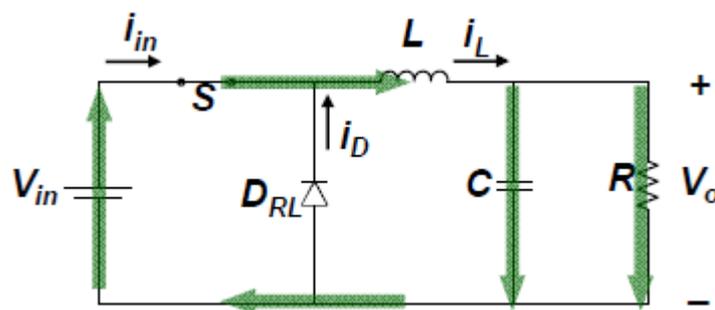


Figura 2.2 - Primeira etapa de operação do conversor *Buck* [8].

A Lei das Tensões de *Kirchhoff* para a malha ilustrada na Figura 2.2 é representada por (2.3).

$$V_{in} = v_L + V_o \quad (2.3)$$

A partir de (2.3) e pela definição de tensão no indutor, representada por (2.4), conclui-se que a corrente que passa pelo indutor i_L cresce linearmente. Isso se explica pelo fato da tensão de entrada V_{in} ser sempre maior que a tensão de saída V_o no conversor *Buck*.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

Substituindo o novo valor de v_L em (2.3), percebe-se que a derivada é positiva, o que comprova o crescimento da corrente conforme apresentado por (2.5).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} > 0 \quad (2.5)$$

Portanto, a variação de corrente no indutor ΔI_L na primeira etapa de operação do conversor *Buck* pode ser obtida com o auxílio de (2.2), pois nesta etapa o transistor (S) está ligado (t_{on}). Esta variação, representada por (2.6), é empregada para o projeto do indutor de filtro L a partir de uma ondulação da corrente ΔI_L especificada.

$$\Delta I_L = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) DT \quad (2.6)$$

Já na segunda etapa de operação, o transistor (S) é desligado e o diodo (D_{RL}) passa a conduzir a corrente do indutor (L). Neste estágio, a corrente i_L flui pelo indutor (L) que está sendo desmagnetizado, pelo capacitor (C), pela carga (R) e pelo diodo (D_{RL}). Reforça-se que agora a corrente no indutor (L) decai. A Figura 2.3 demonstra esta etapa.

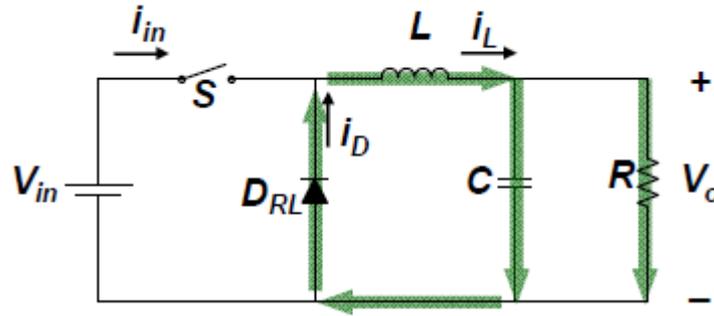


Figura 2.3 - Segunda etapa de operação do conversor *Buck* [8].

A Lei das Tensões de *Kirchhoff* para a malha ilustrada na Figura 2.3 é representada por (2.7).

$$v_L = -V_o \quad (2.7)$$

A partir de (2.7) e pela definição de tensão no indutor, representada por (2.4), conclui-se que a corrente que passa pelo indutor i_L diminui linearmente, tendo em vista que agora a derivada é uma constante negativa. Esse decréscimo é apresentado em (2.8).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} < 0 \quad (2.8)$$

Logo, a variação de corrente no indutor ΔI_L na segunda etapa de operação do conversor *Buck* pode ser obtida com o auxílio de (2.1) e de (2.2). Como nessa etapa o transistor (*S*) está desligado, ao substituir-se o valor de t_{on} em (2.1), tem-se o t_{off} representado por (2.9). O valor da variação da corrente no indutor (*L*) é apresentado em (2.10).

$$t_{off} = (1 - D)T \quad (2.9)$$

$$\Delta I_L = \left(\frac{-V_o}{L}\right)(1 - D)T \quad (2.10)$$

Para análise do conversor *Buck*, assumiu-se seu funcionamento em regime permanente no modo de condução contínua. Isso significa que o valor médio de tensão no indutor é nulo

em um período de comutação, ou seja, a corrente final $i_L(T)$ é equivalente à corrente inicial $i_L(0)$ de um ciclo. Sendo assim, não há variação na corrente média no indutor, ou seja:

$$\left(\frac{V_{in} - V_o}{L}\right)DT + \left(\frac{V_o}{L}\right)(1 - D)T = 0 \quad (2.11)$$

Por fim, define-se o ganho do conversor *Buck* a partir de (2.11) como uma função exclusivamente da razão cíclica (D).

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.12)$$

A Figura 2.4 ilustra algumas formas de onda do conversor *Buck*. Destacam-se as formas de ondas da tensão sobre o *gate* da chave e das tensões e correntes no indutor, no transistor e no diodo, respectivamente.

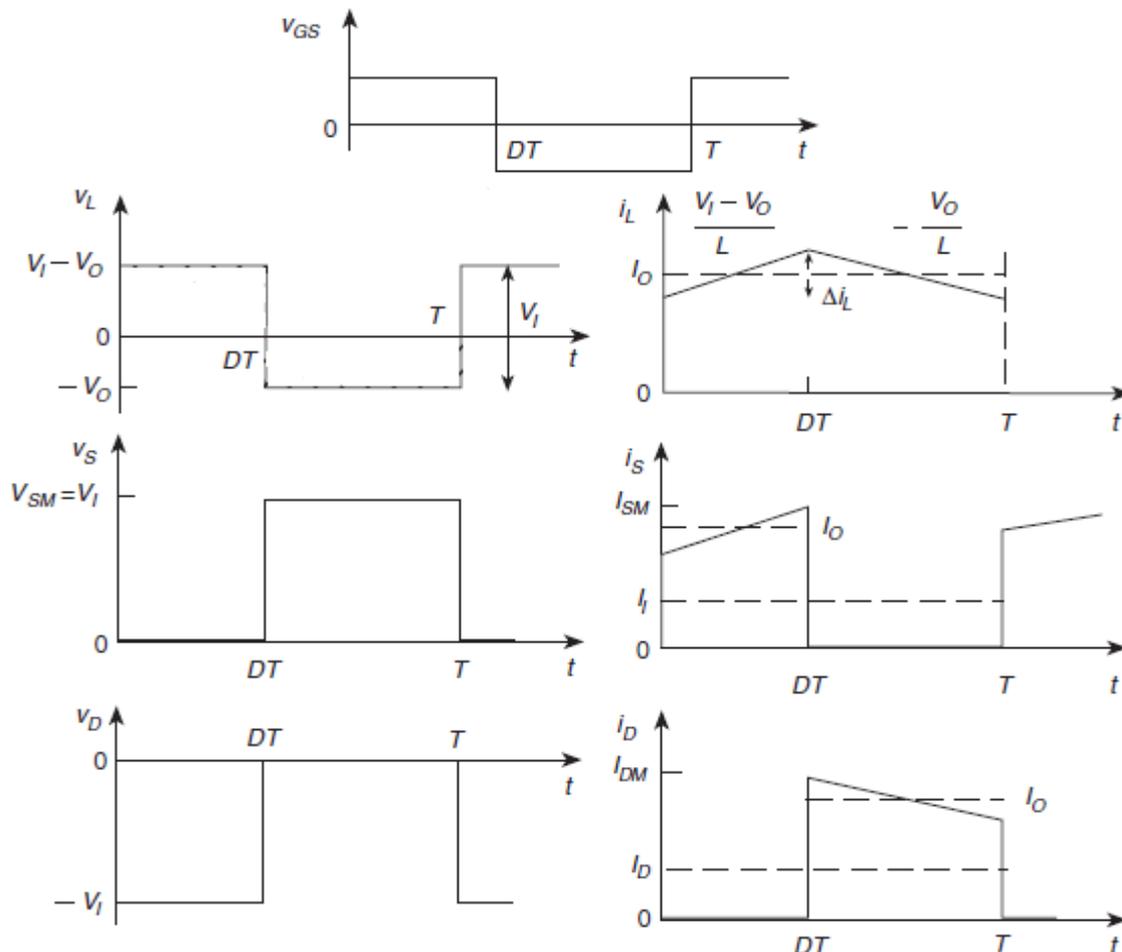


Figura 2.4 - Formas de onda do conversor *Buck*.

2.1.1 Projeto do indutor de filtro (L)

O projeto do indutor de filtro (L), a partir de uma ondulação máxima de corrente ΔI_{Lmax} (especificada pelo projetista), pode ser realizado diretamente a partir de (2.13), onde f é a frequência de chaveamento do conversor:

$$L = \frac{V_{in}(1-D)D}{\Delta I_{Lmax} f} \quad (2.13)$$

com

$$T = \frac{1}{f} \quad (2.14)$$

Para verificar se o conversor está em condução contínua, ou seja, está operando conforme esperado, deve-se garantir que o valor mínimo da corrente no indutor seja sempre maior que zero. Esse valor está representado por (2.15).

$$I_{min} = I_{Lmed} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.15)$$

A corrente média no indutor (I_{Lmed}) equivale a corrente média na carga (I_o), já que a corrente média através do capacitor de filtro (C) deve ser nula em regime permanente. Substituindo o valor da variação de corrente no indutor (ΔI_L) definido em (2.13), tem-se:

$$I_{min} = I_o - \frac{V_{in}(1-D)D}{2 L f} \quad (2.16)$$

Assim, determina-se o valor mínimo do indutor que garante à operação do conversor no modo MCC igualando-se a corrente mínima a zero (caso crítico), cujo resultado é apresentado por (2.17).

$$L_{crit} = \frac{V_{in}(1-D)D}{2f I_o} \quad (2.17)$$

2.1.1.1 Seleção do núcleo magnético para o indutor

O núcleo a ser utilizado para o indutor é determinado por meio do produto da área efetiva e da área da janela. O produto das áreas é representado por (2.18) [1].

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{max} \cdot I_{rms}}{B_{max} \cdot J \cdot k_w} \text{ cm}^4 \quad (2.18)$$

Onde: A_e – área efetiva do núcleo;

A_w – área da janela do núcleo;

K_w – fator de utilização da área do enrolamento;

J – Densidade de corrente no condutor;

B_{max} – Densidade de fluxo magnético máximo;

2.1.1.2 Cálculo do número de espiras do indutor

O número de espiras do indutor é dado por (2.19) a seguir [1]:

$$N = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (2.19)$$

2.1.1.3 Cálculo para o entreferro do indutor

Normalmente o entreferro é colocado nas laterais do núcleo, ou seja, cada lateral contém metade do comprimento total. O cálculo do seu comprimento total é dado por (2.20).

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e}{L} \text{ m} \quad (2.20)$$

Onde: μ_0 – permeabilidade magnética do vácuo;

μ_r – permeabilidade magnética do material;

2.1.1.4 Dimensionamento da bitola dos condutores

A área da seção transversal dos condutores do indutor é obtida por meio de (2.21).

$$S_{cm} = \frac{I_{max}}{J} \text{ cm}^2 \quad (2.21)$$

Tem-se o condutor adequado a ser utilizado por meio de (2.21) e da Tabela 1.

Tabela 1 – Fios de cobre.

AWG	<i>Diâmetro do Cobre (cm)</i>	<i>Área do Cobre (cm²)</i>	<i>Área com Isolamento (cm²)</i>	Corrente para J = 450A/cm² (A)
20	0,081	0,005176	0,006244	2,329
21	0,072	0,004105	0,005004	1,847
22	0,064	0,003225	0,004013	1,465
23	0,057	0,002582	0,003221	1,162
24	0,051	0,002047	0,002586	0,921
25	0,045	0,001624	0,002078	0,731
26	0,040	0,001287	0,001671	0,579
27	0,036	0,001021	0,001344	0,459
28	0,032	0,000810	0,001083	0,364
29	0,029	0,000642	0,000872	0,289
30	0,025	0,000509	0,000704	0,229
31	0,023	0,000404	0,000568	0,182

2.1.1.5 Possibilidade de execução

A possibilidade de execução avalia a ocupação da área da janela do carretel do indutor e seu percentual é dado por (2.22).

$$S_{\%} = \frac{n_{cond} \cdot N \cdot S_{cond}}{k_w \cdot A_w} \cdot 100 \quad (2.22)$$

Onde: S_{cond} – área do condutor com isolamento, obtido na Tabela 1;

n_{cond} – número de condutores;

2.1.2 Projeto do capacitor de filtro (C)

A variação da tensão no capacitor (Δv_c) equivale à variação de tensão de saída (Δv_o) do conversor. Como o capacitor atua como filtro, a alta frequência da corrente do indutor circula pelo capacitor, enquanto a baixa frequência circula pela carga.

A ondulação de tensão no capacitor (Δv_o) pode ser obtida a partir da variação de carga elétrica armazenada em suas placas (ΔQ) e da definição de capacitância:

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.23)$$

Com referência à forma de onda da Figura 2.5, a variação de carga (ΔQ) pode ser calculada por:

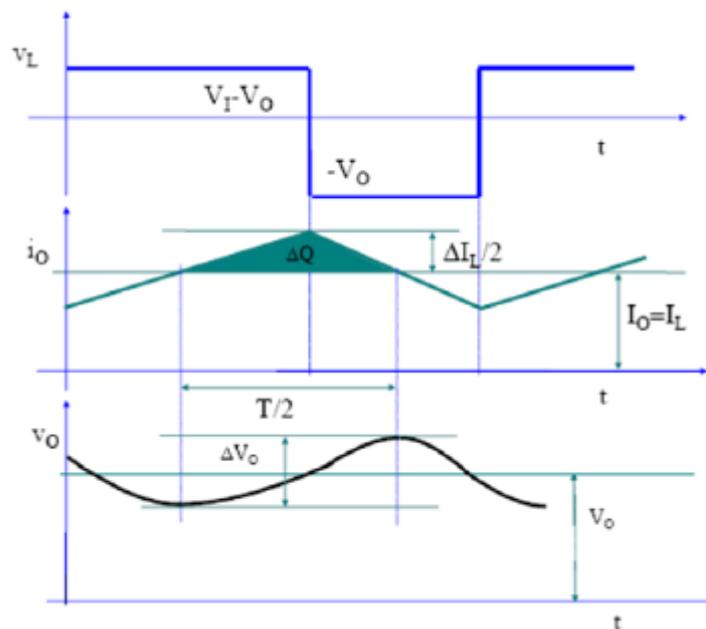


Figura 2.5 - Variação de carga (ΔQ) [8].

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T}{2} \quad (2.24)$$

Desse modo, determina-se o valor do capacitor (C) por meio das substituições de (2.13) em (2.24) e deste em (2.23):

$$C = \frac{V_{in}(1-D)D}{8Lf^2\Delta v_o} \quad (2.25)$$

2.1.3 Dimensionamento do transistor (S) e do diodo (D_{RL})

Para projetar de maneira correta o transistor (S) e o diodo (D_{RL}), analisam-se os valores das correntes de pico que circulam por esses componentes, bem como o valor médio para o diodo e o valor eficaz para o transistor. Os valores das tensões que são submetidos também devem ser calculados. O valor de corrente eficaz no transistor I_{SRMS} e de corrente média no diodo $I_{DR_{med}}$ são apresentados por (2.26) e (2.27), respectivamente [8].

$$I_{SRMS} = \sqrt{D} I_O \quad (2.26)$$

$$I_{DR_{med}} = (1-D) I_O \quad (2.27)$$

Já os valores de corrente de pico do transistor (S) e do diodo (D_{RL}) são equivalentes ao valor da corrente de pico no indutor, o qual é apresentado por (2.28).

$$I_P = \frac{\Delta I_L}{2} + I_O = \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{V_O}{R} \quad (2.28)$$

De acordo com as etapas do conversor *Buck* ilustradas na Figura 2.2 e Figura 2.3, as tensões máximas tanto para o transistor (S) quanto para o diodo (D_{RL}) equivalem à tensão de entrada (V_{in}). Visto que na primeira etapa o transistor está ligado, o diodo encontra-se reversamente polarizado e em paralelo a fonte de entrada (painel solar fotovoltaico). Na

segunda etapa o transistor está desligado e precisa suportar a tensão de entrada, uma vez que o diodo comporta-se como um curto-circuito (diretamente polarizado).

2.1.4 Projeto proposto

O conversor *Buck* foi projetado de acordo com as equações apresentadas até então. Esses cálculos serviram de apoio para o dimensionamento de seus componentes, os quais são apresentados na Tabela 3, logo abaixo das especificações do projeto da Tabela 2.

Tabela 2 - Especificações do projeto do conversor *Buck*.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (painel)	$V_{in} = 17,56 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_{out} = 5 \text{ V}$
Potência de saída	$P_{out} = 10,536 \text{ W}$
Razão cíclica nominal	$D = 0,285$
Frequência de chaveamento	$f_s = 100 \text{ kHz}$
<i>Ripple</i> de corrente desejado	$\Delta I_L = 20 \%$
<i>Ripple</i> de tensão desejado	$\Delta v_o = 1 \%$
Fator de utilização da área do enrolamento	$K_w = 0,6$
Densidade de corrente nos condutores	$J = 450 \text{ A/cm}^2$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,25 \text{ T}$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_o = 4\pi 10^{-7}$
Permeabilidade magnética do material (para o ar)	$\mu_r = 1$

Tabela 3 - Componentes empregados no conversor *Buck*.

Componente	Valor
Núcleo adotado para o indutor	Núcleo EE-30/14
Número de espiras do indutor	$N = 66$
Indutância	$L = 860 \mu\text{H}$
Capacitor de saída	$C = 101 \mu\text{F}$
Diodo	UF5400 - $V_{DR} = 50 \text{ V}$ e $I_{DR} = 3 \text{ A}$
Transistor	MOSFET IRF640 - $V_S = 200 \text{ V}$ e $I_S = 18 \text{ A}$

Vale ressaltar o núcleo adequado calculado foi o EE-30/07. Entretanto, devido à impossibilidade de execução (apresentada na seção 2.1.1.5), foi selecionado o núcleo EE-30/14 com fio de cobre AWG 22.

2.2 Análise do conversor CC-CC isolado do tipo *Flyback*

Optou-se por adotar um conversor do tipo *Flyback* devido à necessidade de uma fonte de alimentação auxiliar e ao fato deste possuir as características adequadas. Esse tipo de conversor não apenas propicia o isolamento entre a fonte e a carga, como adapta a tensão necessária no secundário para múltiplas saídas. Desse modo, evitou-se a dependência de uma fonte externa além do próprio painel fotovoltaico. A topologia do conversor *Flyback* é ilustrada na Figura 2.6 a seguir.

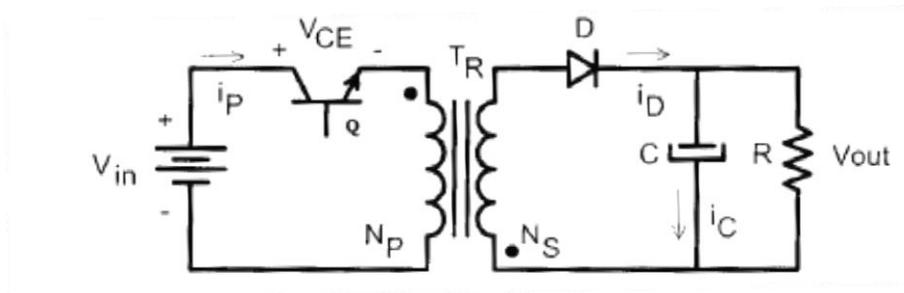


Figura 2.6 - Conversor CC-CC *Flyback* [14].

De forma análoga ao conversor *Buck* analisado anteriormente, o conversor *Flyback* possui duas etapas de funcionamento. A primeira ocorre durante o intervalo em que o transistor (Q) se mantém fechado e permanece conduzindo corrente enquanto o diodo (D) encontra-se reversamente polarizado, isto é, bloqueado. Para efeito de análise, considera-se que o capacitor é previamente carregado e responsável por alimentar a carga. A Figura 2.7 ilustra o circuito referente à etapa inicial, onde L_p representa a indutância magnetizante no primário do transformador.

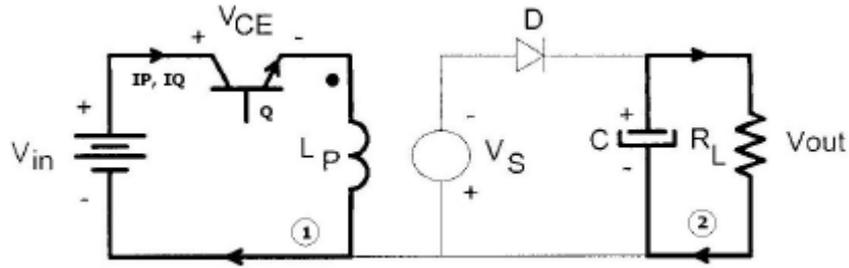


Figura 2.7 - Primeira etapa de funcionamento do *Flyback* [14].

A Lei das Tensões de *Kirchhoff* para a malha ilustrada na Figura 2.7 é representada por (2.29).

$$V_{in} = V_{CE} + v_{Lp} \quad (2.29)$$

Como o transistor encontra-se em condução, a tensão sobre ele é nula. Logo, a partir de (2.29) e pela definição de tensão no indutor, representada por (2.4), tem-se a corrente que circula no primário durante o intervalo de tempo desta etapa.

$$I_{Lp} = \frac{V_{in} t_{on}}{L_p} \quad (2.30)$$

A corrente de pico máxima que se tem no primário ocorre no instante final em que o transistor conduz, ou seja, t_{on} . Então, por meio de (2.2) e (2.30), tem-se que:

$$I_{Lpmax} = \frac{V_{in} D}{L_p f} \quad (2.31)$$

Ainda com base em (2.30) e com o auxílio das definições de valor médio e valor eficaz, obtêm-se os valores de correntes média e eficaz no primário, apresentadas por (2.32) e (2.33), respectivamente.

$$I_{Lpmed} = \frac{I_{Lpmax} D}{2} \quad (2.32)$$

$$I_{Lpef} = I_{Lpmax} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.33)$$

A potência do circuito primário pode ser obtida por meio da relação variação de energia pelo tempo ou frequência:

$$P_{in} = \Delta E f \quad (2.34)$$

Onde [14]:

$$\Delta E = \frac{L_P (I_{Lpmax})^2}{2} \quad (2.35)$$

Portanto, para se obter a indutância magnetizante no primário, basta substituir (2.35) em (2.34) e isolar o termo desejado:

$$L_P = \frac{2P_{in}}{(I_{Lpmax})^2 f} \quad (2.36)$$

Já a segunda etapa ocorre durante o intervalo em que o transistor (Q) permanece desligado. Nesse momento, a polaridade do transformador se inverte e o diodo (D) fornece um caminho de “roda-livre”, passando a conduzir corrente e transferir a energia previamente acumulada no campo magnético na etapa anterior para o capacitor de filtragem (C) e para a carga (R_L). O circuito referente à etapa sob análise é apresentado na Figura 2.8, onde L_S representa a indutância magnetizante referida ao secundário do transformador.

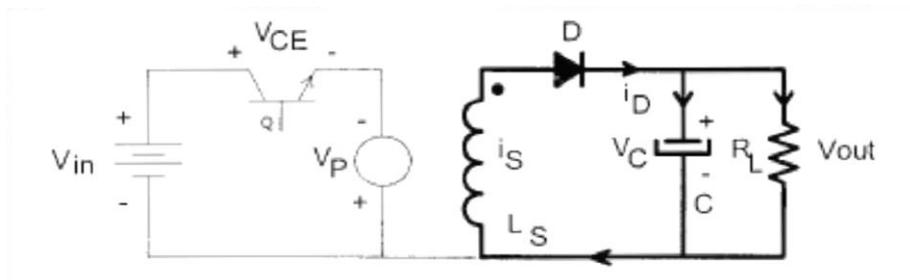


Figura 2.8 - Segunda etapa de funcionamento do *Flyback* [14].

A Lei das Tensões de *Kirchhoff* para a malha ilustrada na Figura 2.8 é representada por (2.37).

$$V_{out} = v_{Ls} \quad (2.37)$$

Logo, a partir de (2.37) e pela definição de tensão no indutor, representada por (2.4), tem-se a corrente que circula no secundário durante o intervalo de tempo desta etapa.

$$I_{Ls} = \frac{V_{out} t_{off}}{L_s} \quad (2.38)$$

A corrente de pico máxima que se tem no secundário é obtida por meio da expressão de energia e potência utilizada com apenas um ajuste na nomenclatura dos termos e ocorre no instante final em que o transistor permanece desligado, ou seja, t_{off} . Então, por meio de (2.36) tem-se que:

$$I_{Lsmax} = \sqrt{\frac{2P_{out}}{L_s f}} \quad (2.39)$$

Para se obter a indutância magnetizante no secundário, utiliza-se a seguinte relação, baseada no estudo dos transformadores e na propriedade de relação de transformação [14]:

$$L_s = \frac{L_p (N_s)^2}{(N_p)^2} \quad (2.40)$$

As formas de onda das principais grandezas envolvidas que auxiliam na compreensão do funcionamento do conversor *Flyback* são apresentadas na Figura 2.9 a seguir, onde n equivale a razão do número de espiras.

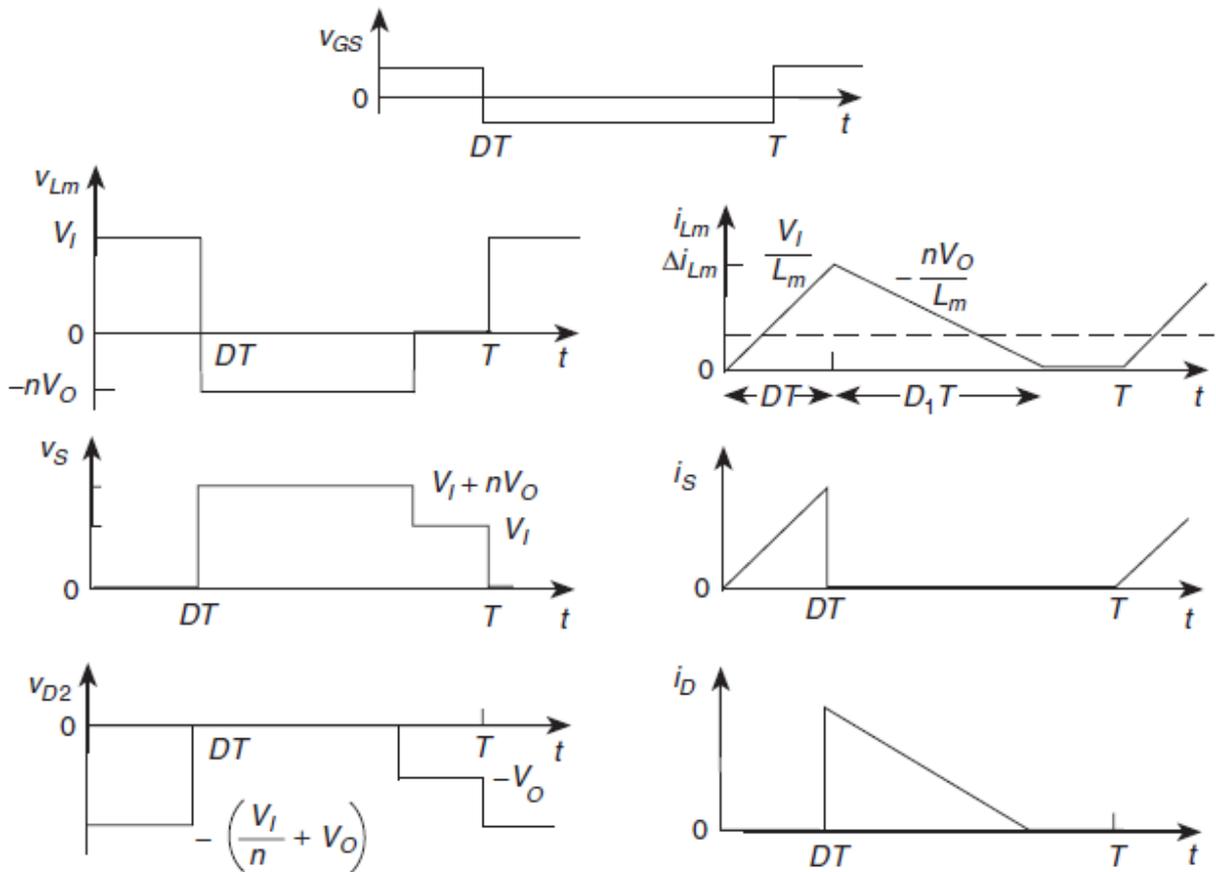


Figura 2.9 - Formas de onda do conversor *Flyback*.

2.2.1 Estudo do transformador

Nesta seção são apresentados os modelos para o cálculo do núcleo do transformador para a fonte do tipo *Flyback*. A partir da Lei de *Faraday* tem-se a seguinte relação:

$$V_{in} = N_p A_e \frac{dB}{dt} \quad (2.41)$$

Onde: N_p – número de espiras do primário;
 A_e – área da secção transversal do núcleo;
 B – densidade de fluxo magnético;

O número de espiras necessárias no enrolamento primário é obtido por meio de ajustes de (2.2) e (2.41) e apresentado em (2.42):

$$N_p = \frac{V_{in} D_{max}}{A_e \Delta B f} \quad (2.42)$$

O modelo de núcleo utilizado para o projeto do conversor *Flyback* em questão foi um núcleo do tipo EE, devido a grande utilização nesse tipo de conversor [14], e é ilustrado na Figura 2.10 abaixo.

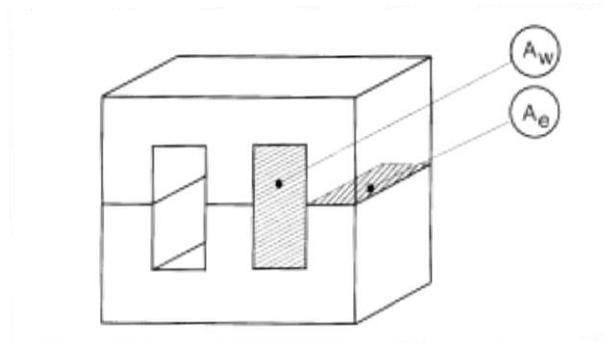


Figura 2.10 - Núcleo do tipo EE [14].

O produto das áreas $A_w A_e$, destacadas na Figura 2.10, é um dos parâmetros para definir o modelo de núcleo de um projeto em particular. Primeiramente, obtém-se seu equacionamento ao rearranjar os termos de (2.42). Assim, tem-se definida a área efetiva do núcleo:

$$A_e = \frac{V_{in} D_{max}}{N_p \Delta B f} \quad (2.43)$$

Tem-se a seguinte equação para a área ocupada pelo primeiro enrolamento [14]:

$$A_p = K_p K_w A_w \quad (2.44)$$

Onde: A_p – área ocupada pelo enrolamento primário;

K_p – fator de utilização do primário;

A_w – área da janela do núcleo;

K_w – fator de utilização da área do enrolamento;

Pela Lei de *Ampère*, sabe-se que a seguinte relação é válida:

$$N_P I_{L_{pef}} = A_P J \quad (2.45)$$

Onde: $I_{L_{pef}}$ – valor eficaz da corrente no enrolamento primário, Equação (2.33);

J – densidade de corrente no condutor;

Assim, ao substituírem-se os termos de (2.44) em (2.45), tem-se a área da janela do núcleo definida:

$$A_w = \frac{N_P I_{L_{pef}}}{K_P K_W J} \quad (2.46)$$

A partir de (2.43) e (2.46) obtém-se o valor do produto das áreas do núcleo:

$$A_e A_w = \frac{V_{in} D_{max}}{N_P \Delta B f} \frac{N_P I_{L_{pef}}}{K_P K_W J} = \frac{V_{in} D_{max} I_{L_{pef}}}{K_P K_W J \Delta B f} \quad (2.47)$$

A partir de (2.32) e (2.33), tem-se a seguinte relação para o valor da corrente eficaz no primário:

$$I_{L_{pef}} = I_{L_{pmed}} \sqrt{\frac{4}{3D}} \quad (2.48)$$

Ao substituir-se esse novo valor de corrente eficaz no produto das áreas e ao assumir o valor máximo da razão cíclica ($D = 0,45$), tem-se:

$$A_e A_w = \frac{0,77 V_{in} I_{L_{med}}}{K_P K_W J \Delta B f} \quad (2.49)$$

Sabe-se que:

$$P_{in} = V_{in} I_{L_{med}} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (2.50)$$

Então, substitui-se (2.50) em (2.49) e assume-se um rendimento esperado de valor aproximado em 0,7.

$$A_e A_w = \frac{1.1 P_{out}}{K_p K_w J \Delta B f} \quad (2.51)$$

Por fim, acrescenta-se um fator exponencial para o ajuste das diversas unidades dos termos. Assim, o produto das áreas é apresentado em (2.52):

$$A_e A_w = \frac{1.1 P_{out} 10^4}{K_p K_w J \Delta B f} \text{ cm}^4 \quad (2.52)$$

2.2.2 Dimensionamento da bitola dos condutores

A área da seção reta do fio de cobre pode ser obtida de duas maneiras. Basta analisar a tabela de condutores, apresentada na Tabela 1 anteriormente, ou empregar a seguinte equação:

$$S_{cm} = \frac{I_{Lpef}}{J} \quad (2.53)$$

2.2.3 Cálculo do entreferro

O entreferro pode ser definido como o caminho de ar necessário para evitar a saturação do núcleo magnético. A Figura 2.11 ilustra um núcleo conforme o utilizado nesse projeto, no qual o fluxo magnético passará três vezes pelo entreferro.

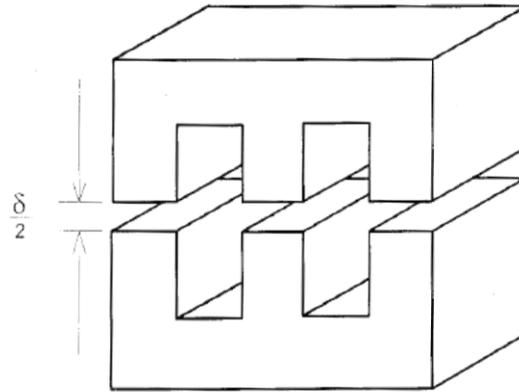


Figura 2.11 - Núcleo de ferrite do tipo EE [14].

A energia acumulada no indutor do primário do transformador é dada por (2.54) [14], onde V é o volume do entreferro do transformador:

$$\Delta W = \frac{L_P(I_{Lmax}^2)}{2} = \frac{BHV}{2} \quad (2.54)$$

Para encontrar a equação para o cálculo do entreferro, necessita-se das seguintes relações pré-definidas e apresentadas em (2.55) e (2.56):

$$H = \frac{B}{\mu_0} \quad (2.55)$$

$$V = A_e \delta \quad (2.56)$$

Assim, substituem-se os valores das relações apresentadas em (2.54) para obter o cálculo do entreferro.

$$\delta = \frac{2\mu_0 \Delta W}{B^2 A_e} \quad (2.57)$$

2.2.4 Filtro de saída

De acordo com a Figura 2.8, nota-se a presença de um capacitor na saída do secundário cuja função é de filtragem da tensão de saída. Para a determinação do seu valor,

necessita-se analisar as formas de onda da corrente e da tensão de saída ilustradas na Figura 2.12.

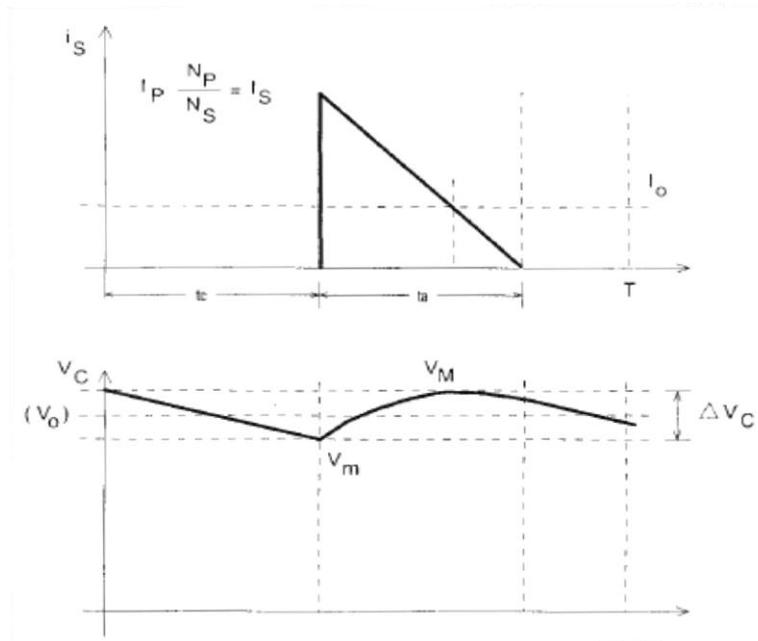


Figura 2.12 - Tensão e corrente no estágio de saída [14].

A partir disso, conclui-se que:

$$\Delta V_C = \frac{t_{on} I_o}{C} \quad (2.58)$$

Assim, o valor do capacitor para filtro de saída é obtido por meio de (2.2) e (2.58):

$$C = \frac{D I_o}{f \Delta V_C} \quad (2.59)$$

2.2.5 Projeto proposto

Conforme visto, o conversor *Flyback* neste trabalho tem o intuito de ser aplicado como uma fonte auxiliar para o sistema. O conversor foi projetado com quatro saídas e os cálculos previamente apresentados serviram como base para o dimensionamento dos componentes do

conversor, os quais são apresentados na Tabela 5, logo abaixo das especificações do projeto da Tabela 4.

Tabela 4 - Especificações de projeto do conversor *Flyback*.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (painel)	$V_{in} = 17,56 \text{ V}$
Variação da tensão de entrada	$\Delta V_{in} = 0,2$
Frequência de chaveamento	$f_s = 10 \text{ kHz}$
Rendimento esperado	$\eta = 70 \%$
Razão cíclica máxima	$D_{max} = 0,45$
Queda de tensão nos diodos	$V_D = 1 \text{ V}$
Tensões nas saídas 1 e 2	$V_{out} = 20 \text{ V}$
Correntes nas saídas 1 e 2	$I_{out} = 0,1 \text{ A}$
Tensões nas saídas 3 e 4	$V_{out} = 15 \text{ V}$
Corrente na saída 3	$I_{out} = 0,2 \text{ A}$
Corrente na saída 4	$I_{out} = 0,1 \text{ A}$
Fator de utilização do primário	$K_p = 0,5$
Fator de utilização da área do enrolamento	$K_w = 0,4$
Densidade de corrente nos condutores	$J = 400 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_o = 4\pi 10^{-7}$
Máx. variação densidade de fluxo magnético	$\Delta B = 0,2 \text{ T}$

Tabela 5 – Componentes dimensionados para o conversor *Flyback*.

Parâmetro	Valor
Núcleo adotado para o transformador	EE-30/07
Número de espiras do primário	$N_p = 5,5$
Número de espiras do primeiro e segundo secundários	$N_{S1} = 10$ e $N_{S2} = 10$
Número de espiras do terceiro e quarto secundários	$N_{S3} = 7,5$ e $N_{S4} = 7,5$
Indutância do primário	$L_p = 16,46 \mu\text{H}$
Indutância do primeiro e segundo secundários	$L_{S1} = 54,4 \mu\text{H}$ e $L_{S2} = 54,4 \mu\text{H}$
Indutância do terceiro e quarto secundários	$L_{S3} = 30,6 \mu\text{H}$ e $L_{S4} = 30,6 \mu\text{H}$
Capacitores de saída (mesmo para todas as saídas)	$C_{out} = 3,3 \text{ nF} / 50 \text{ V}$
Diodos (mesmo para todas as saídas)	1N4148

Transistor	MOSFET IRF 530
Circuito integrado de controle e acionamento	SG 3525
Carga mínima de saída (primeiro e segundo secundários)	$R_{S1} = 3,3 \text{ k}\Omega$ e $R_{S2} = 3,3 \text{ k}\Omega$
Carga mínima de saída (terceiro e quarto secundários)	$R_{S3} = 2,2 \text{ k}\Omega$ e $R_{S4} = 2,2 \text{ k}\Omega$

Tanto o circuito de potência do conversor *Flyback*, quanto o de controle são ilustrados na Figura 2.13 e na Figura 2.14, respectivamente.

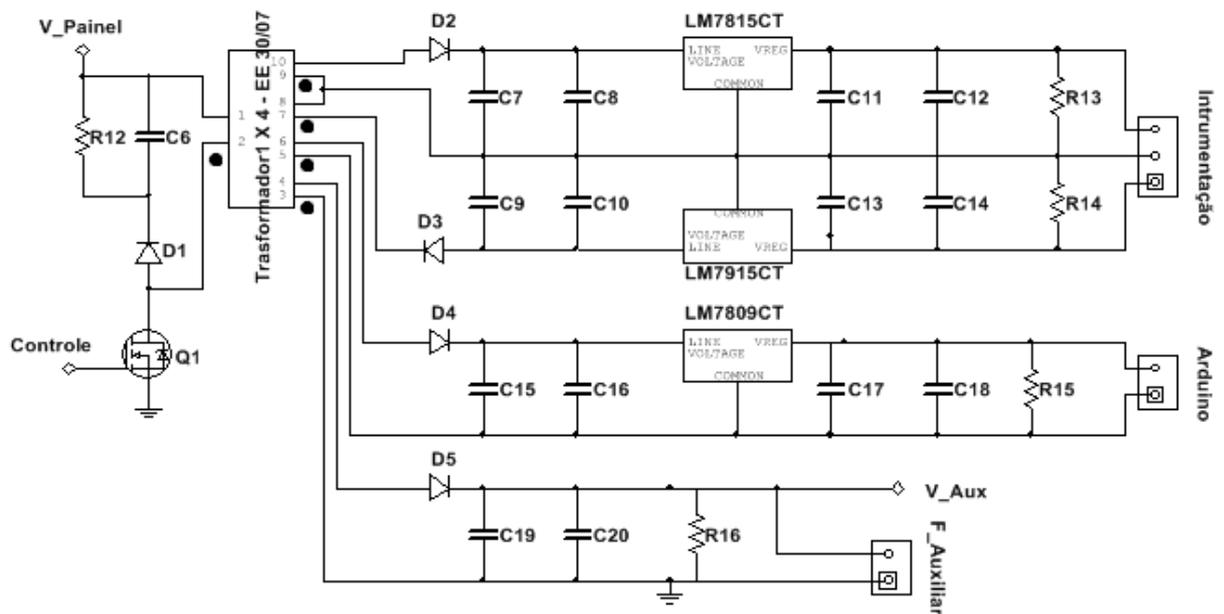


Figura 2.13 - Circuito de potência do conversor *Flyback*.

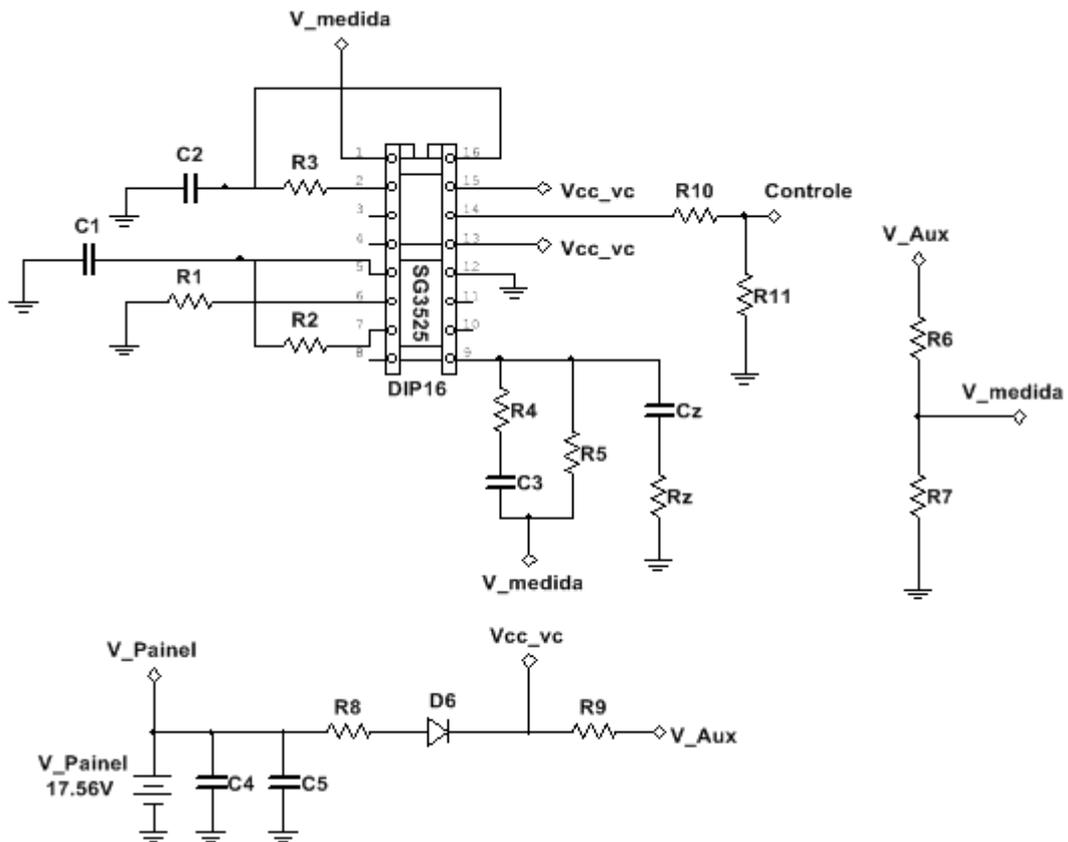


Figura 2.14 - Circuito de controle do conversor *Flyback*.

De acordo com o proposto, duas das saídas disponibilizam tensões nos valores de 20 V utilizados para alimentação do circuito de instrumentação, enquanto as outras duas disponibilizam tensões de 15 V responsáveis para alimentação do Arduino e realimentação do próprio CI utilizado. Portanto, vale ressaltar que foram utilizados reguladores de tensões para ajustar as tensões nos valores desejados para a instrumentação (15 V e -15 V) e para o Arduino (12 V), enquanto para a fonte auxiliar do CI foram mantidos os 15 V.

2.3 Instrumentação analógica

O sistema de controle do conversor *Buck* requer a medição da corrente no indutor e da tensão no capacitor de saída. Assim, nesta sessão é apresentado o circuito de instrumentação, no qual foram empregados dois amplificadores operacionais TL084.

A instrumentação de tensão é composta de três estágios: sensor, *buffer* para isolamento e circuito de proteção, conforme apresentado na Figura 2.15. O sensor é um divisor resistivo que gera uma tensão de 5 V ao medir uma tensão total de 25 V, possuindo um ganho no valor de 0,2. O *buffer* foi utilizado para isolamento, e possui ganho unitário. Para a proteção na

entrada do conversor A/D foram utilizados dois diodos *Schottky* a fim de grampear a tensão em 5 V equivalente à tensão máxima do A/D do microcontrolador.

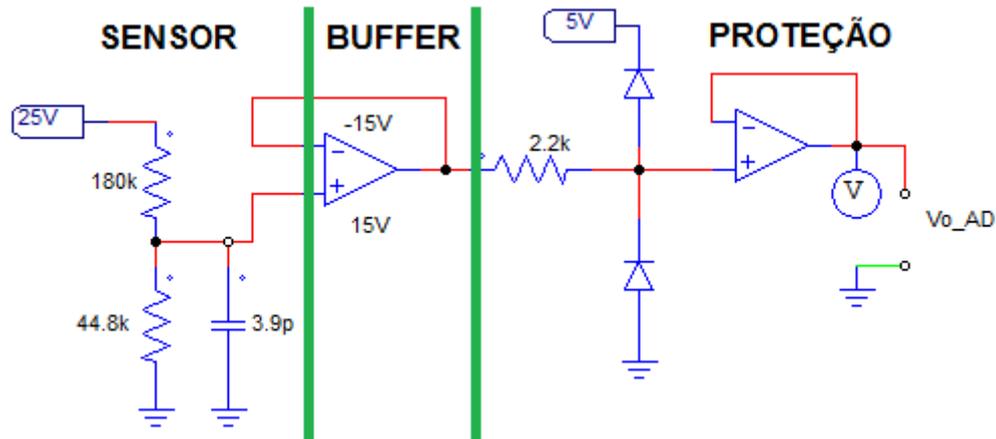


Figura 2.15 - Instrumentação de tensão.

A instrumentação de corrente apresenta os seguintes estágios: sensor, *buffer*; circuitos de amplificação e inversão, e circuito de proteção. Eles são apresentadas na Figura 2.16. Salienta-se que o sensor de corrente é um resistor *shunt* ($R_{sh} = 0,25 \Omega$) que está na placa de potência, e gera uma tensão de $-0,75 \text{ V}$ para uma corrente de 3 A , razão pela qual é disponibilizada uma fonte de tensão auxiliar de valor negativo -15 V no conversor *Flyback*. O ganho do sensor de corrente equivale a $1,6667$. De forma análoga à tensão, o *buffer* foi utilizado para isolamento e possui ganho unitário. A etapa de amplificação e inversão foi necessária para gerar um ganho e inverter o sinal da tensão a fim de resultar nos mesmos 5 V da entrada do A/D. A técnica de proteção utilizada foi mantida, ou seja, dois diodos *Schottky* a fim de grampear a tensão em 5 V equivalente à tensão máxima do A/D do microcontrolador.

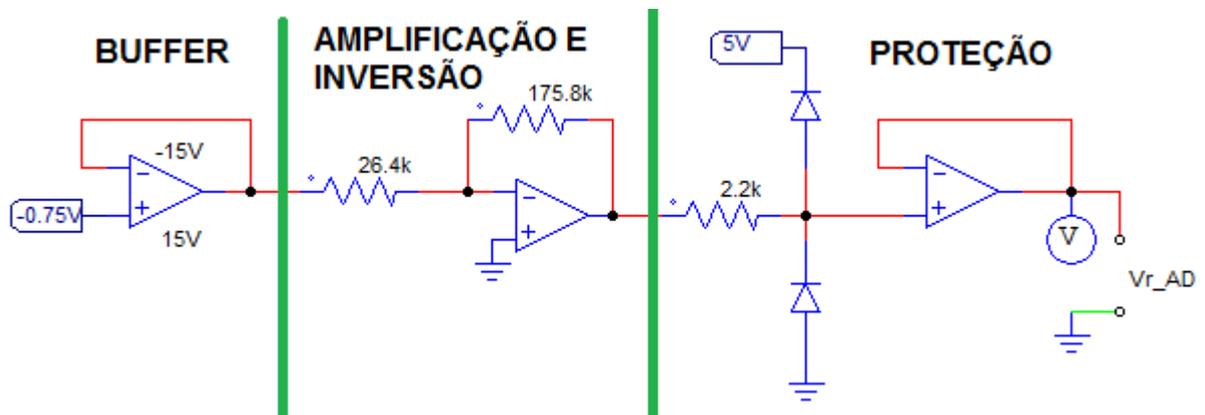


Figura 2.16 - Instrumentação de corrente.

Além disso, foram implementados dois filtros passa-baixas na placa de instrumentação tanto para o controle da corrente, quanto para o de tensão. Optou-se por utilizá-los a fim de não violar o critério de *Nyquist*, isto é, evitar o efeito da sobreposição espectral. Assim, atenuaram-se as altas frequências antes da amostragem, o que possibilitou um melhor desempenho dos controladores.

2.4 Projeto dos controladores

A planta a ser controlada é um conversor *Buck* para operação em modo de condução contínua, a qual é apresentada na Figura 2.17. Salienta-se que é necessária uma carga mínima na saída a fim de garantir amortecimento no filtro LC de saída do *Buck*, o que possibilita o emprego de uma técnica clássica de controle.

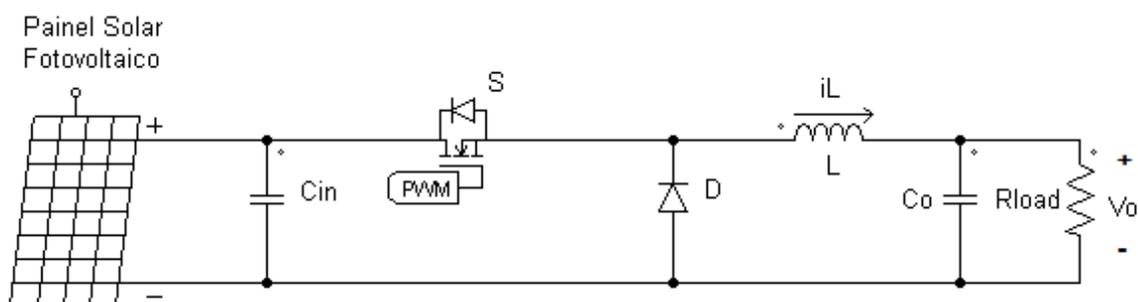


Figura 2.17 - Circuito fonte para eletrônicos a partir de painel solar fotovoltaico.

Essa aplicação compreende uma fonte regulada de tensão para alimentação de equipamentos eletrônicos a partir de um painel solar fotovoltaico, a qual possui como variáveis de controle a corrente no indutor L e a tensão de saída (tensão sobre o capacitor C_o).

Para controlar a corrente de saída a fim de proteger a fonte e a carga contra sobrecorrentes (por exemplo, devido a um curto-circuito na carga), foi empregada uma malha de controle específica para a corrente, a qual gera uma ação de controle que, através de uma estratégia de modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation* – PWM), resulta em um sinal de atuação (razão cíclica $d[k]$) sobre o transistor do conversor. Já para o controle da tensão de saída, o sinal de atuação será a própria corrente do indutor, ou seja, a malha para o controle de tensão define o valor médio da corrente através do indutor.

O modelo de pequenos sinais da corrente no indutor em função da razão cíclica, ou seja, a função de transferência da planta em malha aberta, é dado por (2.60) [1].

$$G_i = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_{in}(RC_o s + 1)}{LCR s^2 + Ls + R} \quad (2.60)$$

De forma análoga, o modelo de pequenos sinais da tensão de saída em função da corrente no indutor é apresentado em (2.61).

$$G_v = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{1}{C_o} \frac{1}{s + \left(\frac{1}{RC_o}\right)} \quad (2.61)$$

Onde:

R é a resistência equivalente da carga R_{load} .

V_{in} é a tensão sobre o capacitor C_{in} .

O controlador deve ser imune a variações paramétricas e seu objetivo, conforme frisado anteriormente, é ajustar a tensão de saída para controle de uma fonte para alimentação de dispositivos eletrônicos. As especificações do projeto são apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 - Especificações do projeto de controle.

Parâmetro	Valor
Tensão no ponto de máxima potência (painel)	$V_{mpp} = 17,56 \text{ V}$
Corrente no ponto de máxima potência (painel)	$I_{mpp} = 0,6 \text{ A}$
Tensão em circuito aberto (painel)	$V_{oc} = 21,52 \text{ V}$
Corrente de curto-circuito (painel)	$I_{sc} = 0,66 \text{ A}$
Resistência plena carga	$R_{load} = 2,3728 \Omega$
Resistência de carga mínima	$R_{min} = 22 \Omega$
Frequência de amostragem	$f_s = 10 \text{ kHz}$
Capacitor de entrada	$C_{in} = 1000 \mu\text{F}$
Capacitor do filtro de saída	$C_o = 101 \mu\text{F}$
Indutor do filtro de saída	$L = 860 \mu\text{H}$
Tensão do conversor A/D	$V_{AD} = 5 \text{ V}$
Resistor <i>shunt</i> para sensoriamento de corrente	$R_{shunt} = 0,25 \Omega$
Ganho da instrumentação de corrente	341

Ganho da instrumentação de tensão	40,92
Número de bits do conversor A/D	10 bits
Frequência de clock do processador	$f_{clock} = 16 \text{ MHz}$

Demonstra-se na Figura 2.18 o diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada no presente projeto. Destacam-se as duas malhas de controle, onde a malha interna é responsável pelo controle da corrente no indutor e a malha externa pelo controle da tensão de saída da fonte.

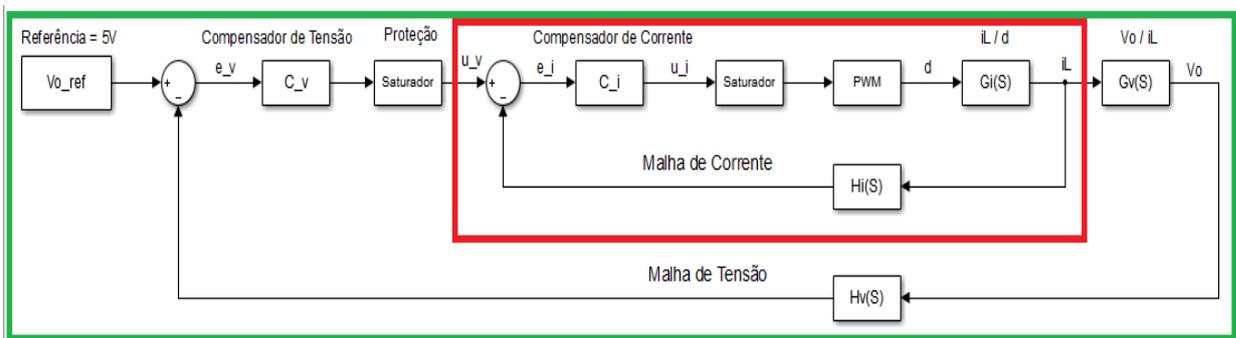


Figura 2.18 - Diagrama de blocos do sistema de controle.

2.4.1 Controlador de corrente

Primeiramente, apresenta-se a função de transferência da malha aberta de corrente em (2.62), na qual foi baseado o projeto do controlador. Ela é obtida por (2.60) multiplicada pelo ganho do modulador, o qual equivale a $\mu = 1/800$.

$$G_i(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{\mu V_{in}(RC_o s + 1)}{LCR s^2 + Ls + R} = \frac{5,487 \times 10^{-6} + 0,02195}{2,121 \times 10^{-7} s^2 + 0,0008486 s + 2,373} \quad (2.62)$$

Após isso, apresenta-se em (2.63) a função de transferência do filtro passa-baixas, previamente apresentado na Seção 2.3. Este filtro multiplicado ao ganho do sensor de corrente incluirá dinâmica no cálculo do controlador.

$$G_{LPF}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \frac{31416}{s + 31416} \quad (2.63)$$

Com o intuito de proteger o circuito, o controlador de corrente mede a corrente de saída por meio do sensor de corrente iL , o qual equivale a um resistor *shunt* no valor de $0,25\Omega$ com um ganho de aproximadamente 341. Após obter o valor medido, o mesmo é subtraído da referência oriunda da malha de controle externa, ou seja, a malha de tensão que é apresentada na próxima seção. A partir disso, gera-se um erro que é compensado pelo controlador de corrente cujo projeto foi realizado com o auxílio da ferramenta matemática MATLAB®.

Com o auxílio dessa ferramenta, discretizou-se a planta e foi incluída a dinâmica do PWM centrado, a qual foi aproximada pela dinâmica do retentor de ordem zero (ZOH). Com a planta discretizada, utilizou-se a transformada bilinear (*Tustin*) para transformá-la para o plano w (incluindo o atraso). A planta no plano w é representada por (2.64).

$$G_i(w) = \frac{0,001305 w^3 - 47,01 w^2 + 3,141 \times 10^5 w + 2,08 \times 10^9}{w^3 + 2,406 \times 10^4 w^2 + 9,241 \times 10^7 w + 2,249 \times 10^{11}} \quad (2.64)$$

Através do diagrama de Bode do modelo em malha fechada, analisou-se a frequência de cruzamento, a qual é uma estimativa da banda passante a ser utilizada para o projeto do controlador. Além disso, foi necessário converter a banda passante projetada no plano s para o plano w . A frequência de corte desejada e a frequência de corte corrigida são apresentadas por (2.65) e (2.66), respectivamente.

$$\omega_c(s) = 4,1888 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (2.65)$$

$$\omega_c(w) = \frac{2}{T_s} \tan\left(\frac{\omega_c(s)T_s}{2}\right) = 4,2511 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (2.66)$$

Somando-se a isso, obteve-se também uma estimativa da margem de fase mínima do sistema, a qual é apresentada a seguir:

$$M_\theta = 67^\circ \quad (2.67)$$

Por fim, com a realização das etapas anteriores, utilizou-se o SISOTOOL para fazer o projeto contínuo do compensador de corrente no plano w conforme as especificações solicitadas. Foi implementada uma técnica de controle proporcional-integral (PI) a fim de

garantir que não haja erro em regime permanente para uma referência do tipo degrau. Assim, a função de transferência do controlador no plano w é apresentada em (2.68).

$$C_i(w) = \frac{0,3474 w + 145,5}{w} \quad (2.68)$$

Para o controle digital, discretizou-se o controlador no plano contínuo com a técnica de transformada bilinear novamente. O compensador discreto no plano z e na forma de equações de diferenças discretas para sua implementação são representados por (2.69) e (2.70), respectivamente.

$$C_i(z) = \frac{0,3547 z - 0,3401}{z - 1} \quad (2.69)$$

$$u_i[k] = u_i[k - 1] - 340,1045 \times 10^{-3} e_i[k - 1] + 354,6555 \times 10^{-3} e_i[k] \quad (2.70)$$

A ação de controle gerada pelo controlador passa por um saturador de valor máximo 800 (limites de 0,2 a 799,8) e, finalmente, entra no bloco comparador com o intuito de gerar a razão cíclica (d).

A Figura 2.19 ilustra o que foi explicado na forma de controle analógico por meio do *software* PSIM®. A malha interna de corrente é destacada para melhor visualização e compreensão da sequência de passos apresentada acima.

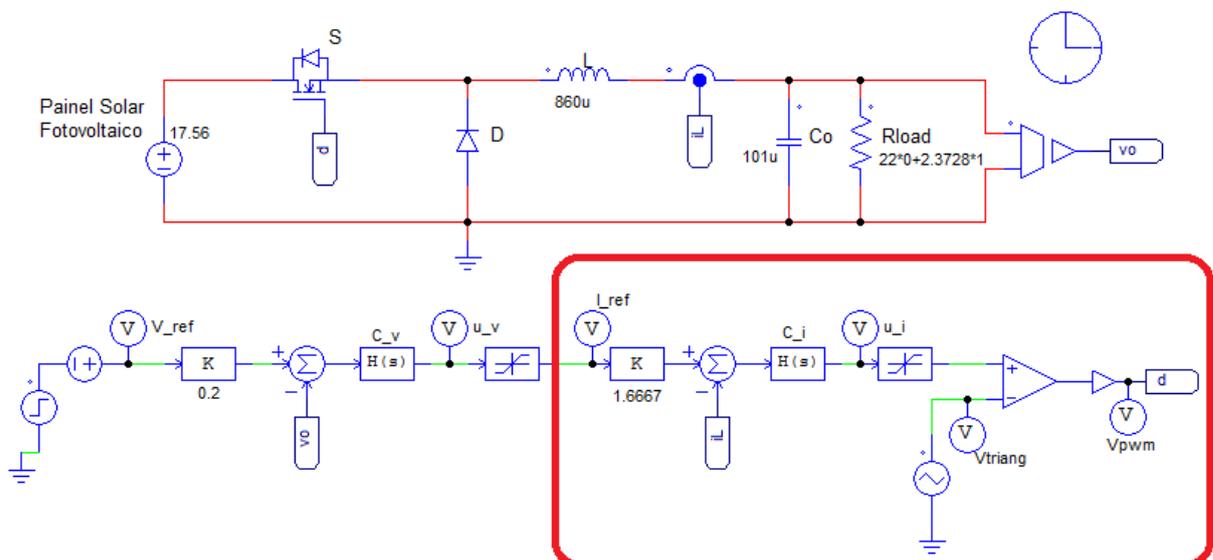


Figura 2.19 – Controlador de corrente.

2.4.2 Controlador de tensão

De maneira análoga ao controle de corrente, apresenta-se a função de transferência da malha aberta de tensão em (2.72), na qual foi baseado o projeto do controlador. Ela é obtida por (2.61) multiplicada pelo ganho de malha fechada da corrente, apresentado em (2.71).

$$G_{mfi_gain} = dcgain(G_{mfi}) = 2,9326 \times 10^{-3} \quad (2.71)$$

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{0,002933}{0,0001054 s + 0,4214} \quad (2.72)$$

Da mesma forma que no controle da corrente, a função de transferência do filtro passa-baixas é representada por (2.73). Este filtro multiplicado ao ganho do sensor de tensão incluirá dinâmica no cálculo do controlador.

$$G_{aa}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \frac{31416}{s + 31416} \quad (2.73)$$

O objetivo do trabalho é controlar a tensão de saída da planta para que a mesma estabilize-se em 5 V (mesmo nível de tensão das portas USB de computadores pessoais). Dessa forma, o controlador de tensão mede a tensão de saída por meio do sensor de tensão v_o equivalente a um divisor resistivo com um ganho de aproximadamente 0.2. Após obter o valor medido, o mesmo é subtraído da referência pré-determinada pelo projetista, ou seja, 5 V. Após isso, gera-se um erro que é compensado pelo controlador de tensão cujo valor foi obtido com o auxílio da ferramenta matemática MATLAB®.

Com o auxílio dessa ferramenta, discretizou-se a planta e foi incluída a dinâmica do PWM centrado, a qual foi aproximada pela dinâmica do retentor de ordem zero (ZOH). Com a planta discretizada, utilizou-se a transformada bilinear (*Tustin*) para transformá-la para o plano w (incluindo o atraso). A planta no plano w é representada por (2.74).

$$G_v(w) = \frac{0,001373 w^2 - 54,94 w + 5,494 \times 10^5}{w^2 + 2,395 \times 10^4 w + 7,895 \times 10^7} \quad (2.74)$$

Através do diagrama de Bode do modelo em malha fechada, analisou-se a frequência de cruzamento, a qual é uma estimativa da banda passante a ser utilizada para o projeto do controlador. Além disso, foi necessário converter a banda passante projetada no plano s para o plano w . A frequência de corte desejada e a frequência de corte corrigida são representadas por (2.75) e (2.76), respectivamente.

$$\omega_c(s) = 418,879 \text{ rad/s} \quad (2.75)$$

$$\omega_c(w) = \frac{2}{T_s} \tan\left(\frac{\omega_c(s)T_s}{2}\right) = 418,9403 \text{ rad/s} \quad (2.76)$$

Somando-se a isso, obteve-se também uma estimativa da margem de fase mínima do sistema, a qual é apresentada a seguir:

$$M_\theta = 85,5^\circ \quad (2.77)$$

Por fim, com a realização das etapas anteriores, utilizou-se o SISOTOOL para fazer o projeto contínuo do compensador de corrente no plano w conforme as especificações solicitadas. Foi implementada uma técnica de controle proporcional-integral (PI) a fim de garantir que não haja erro em regime permanente para uma referência do tipo degrau. Assim, a função de transferência do controlador no plano w é apresentada em (2.78).

$$C_v(w) = \frac{0,3732 w + 1493}{w} \quad (2.78)$$

Para o controle digital, discretizou-se o controlador no plano contínuo com a técnica de transformada bilinear novamente. O compensador discreto no plano z e na forma de equações de diferenças discretas para sua implementação são representados por (2.79) e (2.80), respectivamente.

$$C_v(z) = \frac{0,4479 z - 0,2986}{z - 1} \quad (2.79)$$

$$u_v[k] = u_v[k - 1] - 298,568 \times 10^{-3} e_v[k - 1] + 447,852 \times 10^{-3} e_v[k] \quad (2.80)$$

A ação de controle gerada pelo controlador passa pelo saturador de proteção mencionado na seção anterior de valor máximo 3 (limites de 0 a 3 A) e, por fim, gera o valor de referência da corrente para o somatório e controle da corrente.

A Figura 2.20 ilustra o que foi explicado na forma de controle analógico por meio do *software* PSIM®. A malha externa de tensão é destacada para melhor visualização e compreensão da sequência de passos apresentada.

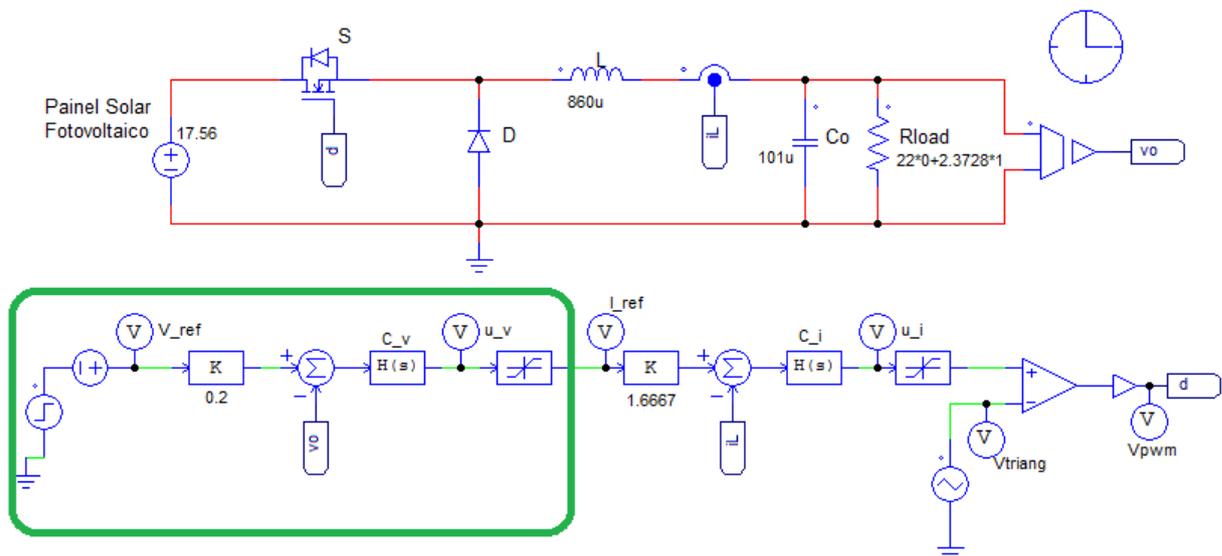


Figura 2.20 – Controlador de tensão.

2.5 Controle digital

Para a implementação do controle digital foram utilizadas as funções DLL do *software* PSIM®, as quais são blocos que permitem executar funções específicas por meio da linguagem de programação C. A Figura 2.21 apresenta o bloco DLL do controle digital e seu *script* é disponibilizado no APÊNDICE A deste relatório.

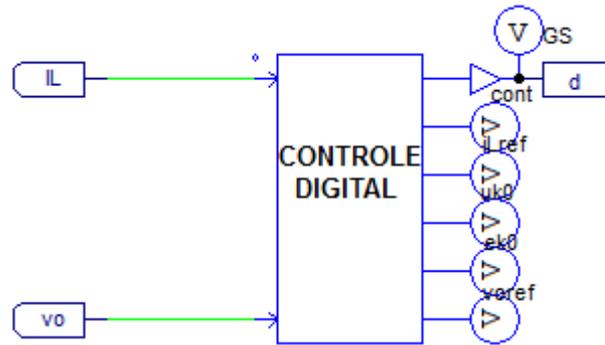


Figura 2.21 - Bloco DLL do controle digital.

2.6 Microcontrolador Arduíno

O microcontrolador escolhido para o desenvolvimento do projeto foi o *Arduino Mega 2560* representado na Figura 2.22 devido à sua facilidade de programação e pelo fato de já possuir o *hardware* adequado (conversores A/D e canais PWM). O *Arduino Mega 2560* é uma placa de microcontrolador baseado no ATmega2560. Ele possui como características: 54 pinos de entrada/saída digitais (das quais 15 podem ser usadas como saída PWM); 16 entradas analógicas; 4 portas seriais; oscilador de cristal 16 MHz, conexão USB, conector de alimentação e botão *reset*.

Salienta-se, como a frequência de chaveamento desejada ser 10 kHz e o *Arduino* não fornece esse valor diretamente em suas saídas PWM, foi necessário manipular o *prescaler* de alguns registradores internos do controlador para disponibilizar a frequência desejada.

Além disso, o programa foi gravado em sua *flash*, ou seja, a partida de todo sistema depende apenas de uma tensão mínima de entrada no valor de 10 V (funcionamento do *Flyback*).

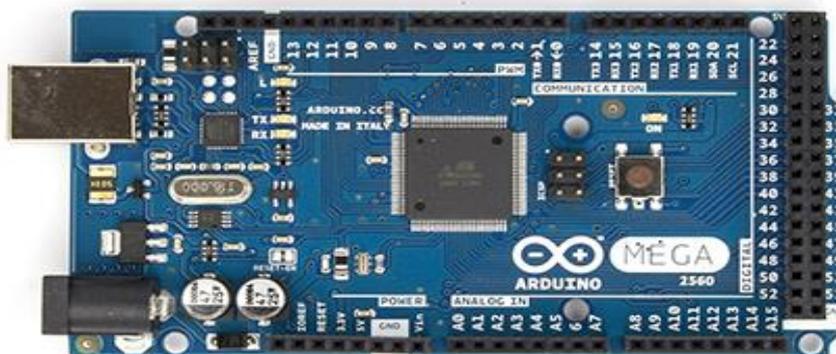


Figura 2.22 - Arduino Mega 2560.

CAPÍTULO 3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Com o auxílio do ambiente matemático MATLAB[®] e a ferramenta computacional de simulação PSIM[®], esse capítulo foca na apresentação dos resultados experimentais e simulações a fim de comprovar o embasamento teórico do projeto. Ressalta-se que para a obtenção de todos os resultados foi utilizada uma fonte de tensão regulada, disponibilizada pelo laboratório do NUPEDDE da UFSM, com a finalidade de um painel solar fotovoltaico.

3.1 Formas de onda sobre os componentes dimensionados

Os níveis de corrente e tensão sobre o diodo e o transistor, calculados na Seção 2.1.3 do CAPÍTULO 2, são sumarizados na Tabela 7.

Já os níveis de corrente no indutor e de tensão no capacitor, ambos obtidos nas Seções 2.1.1 e 2.1.2 do CAPÍTULO 2, respectivamente, são apresentados na Tabela 8.

Vale destacar que devido às duas etapas de funcionamento do conversor as tensões e correntes variam de acordo com a razão cíclica.

Tabela 7 - Valores calculados para o diodo e o transistor do conversor.

Componente	Níveis de corrente e tensão	
Diodo	$I_{DR_{med}} = 1,505 \text{ A}$	$v_{DR_{max}} = 17,56 \text{ V}$
Transistor	$I_{SRMS} = 1,128 \text{ A}$	$v_{Smax} = 17,56 \text{ V}$

Tabela 8 - Valores calculados para o indutor e o capacitor do conversor.

Componente	Níveis de corrente e tensão
Indutor	$I_{L_{med}} = 2,1 \text{ A}$ com $\Delta I_L = 20\%$
Capacitor	$v_{o_{med}} = 4,99 \text{ V}$ com $\Delta v_o = 1\%$

As formas de onda da corrente no transistor e no diodo são mostradas na Figura 3.1, respectivamente. Fica claro na figura que, ao desligar o transistor, o diodo passa a conduzir a corrente do indutor (Etapa 2). Quando se aciona o transistor, o diodo torna-se reversamente polarizado não conduzindo corrente (Etapa 1).

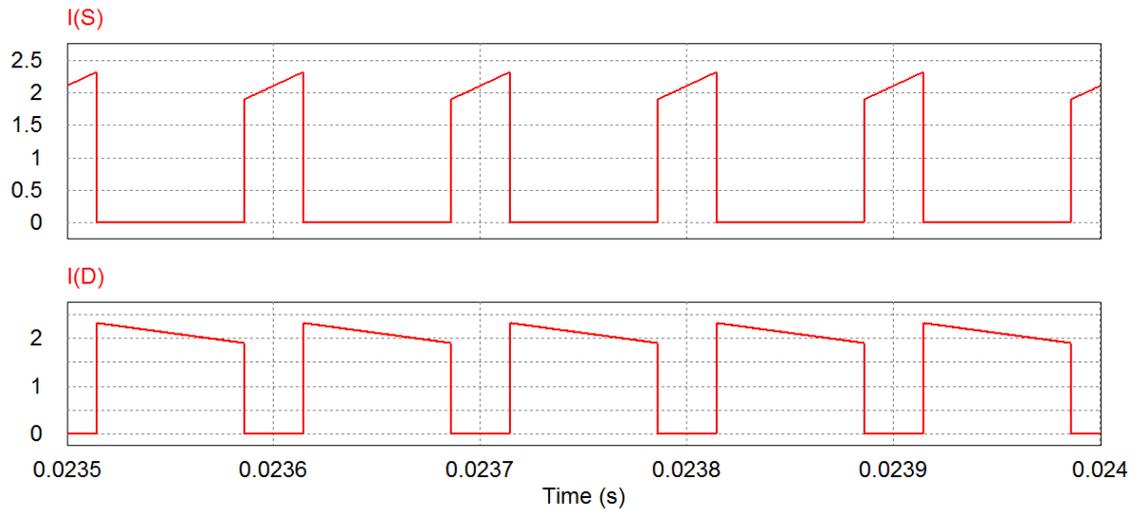


Figura 3.1 - Formas de onda da corrente no transistor e no diodo.

Já as formas de onda da corrente no capacitor e no indutor de saída estão ilustradas na Figura 3.2. De forma análoga as correntes da Figura 3.1, nota-se que o indutor passa a se desmagnetizar a partir do momento em que a chave é desligada (Etapa 2).

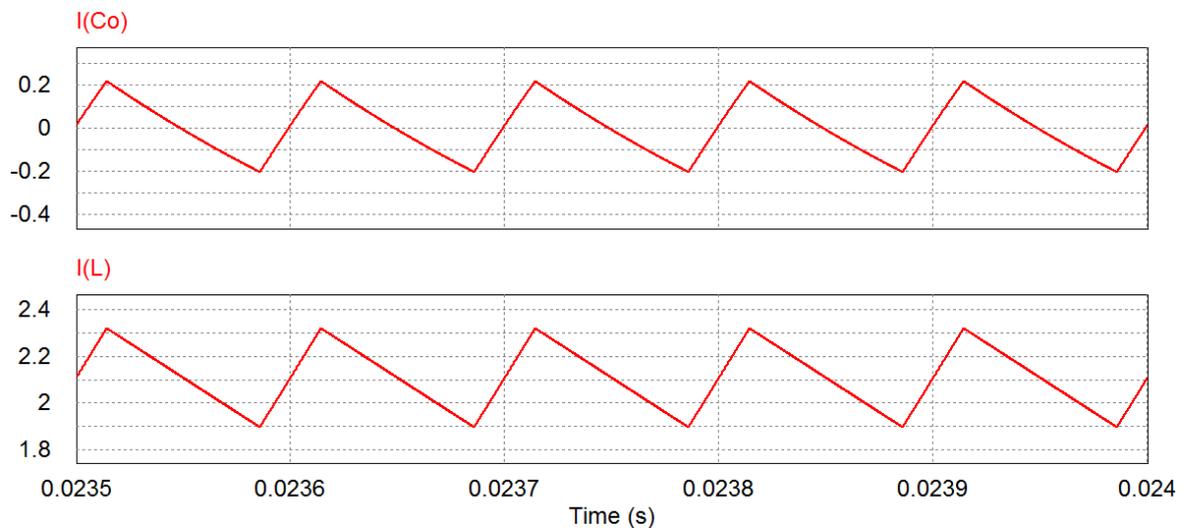


Figura 3.2 - Formas de onda da corrente no capacitor e no indutor.

As formas de onda da tensão no transistor e no diodo são apresentadas na Figura 3.3. Conforme analisado, os valores máximos de tensão que ambos podem atingir equivale-se ao valor da tensão de entrada ($V_{in} = 17,56$ V). Durante a primeira etapa a tensão de entrada está toda sobre o transistor, ou seja, não há tensão sobre o diodo. Já na etapa 2 ocorre o processo inverso, o que fica bastante explícito na simulação.

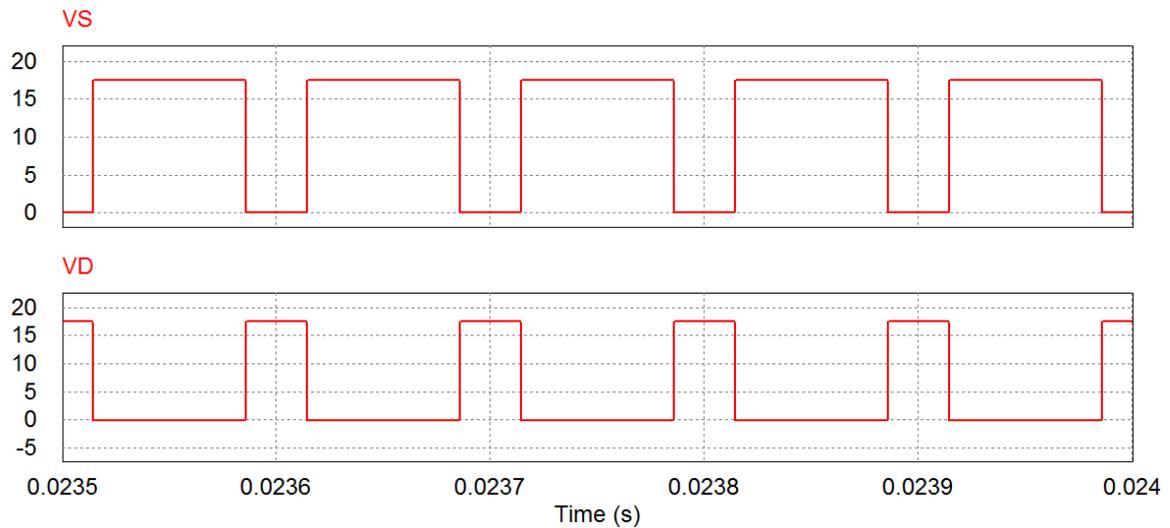


Figura 3.3 - Formas de onda da tensão no transistor e no diodo.

Por fim, as formas de onda da tensão no capacitor e no indutor são apresentadas na Figura 3.4. De acordo com o esperado, na primeira etapa a tensão no indutor equivale-se a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída enquanto na segunda a tensão é igual a tensão de saída negativa. A Equação (2.3) e Equação (2.7) complementam essa afirmação, respectivamente.

Já com relação a tensão no capacitor, ou seja, a tensão de saída, nota-se que o valor médio é aproximadamente o esperado, isto é, $V_o = 5$ V. Porém, esse transitório e qualquer tipo de perturbação em regime permanente serão controlados e apresentados nas próximas seções com o intuito da saída seguir rigorosamente a referência.

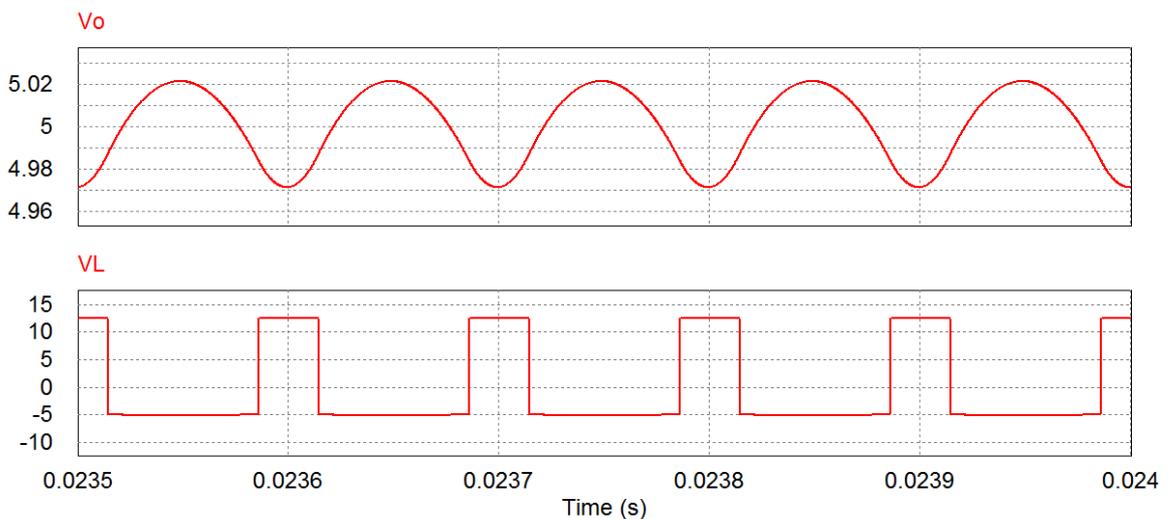


Figura 3.4 - Formas de onda da tensão no capacitor e no indutor.

3.2 Placas de circuito impresso

Para a execução do projeto em análise, foram elaborados *layouts* para três placas de circuito impresso com o apoio dos *softwares Multisim*[®] e *Ultiboard*[®]. Após isso, todas foram fresadas e utilizadas na implementação dos conversores (semicondutores e componentes passivos) e circuito de instrumentação.

A primeira placa de circuito impresso elaborada foi a placa do circuito de potência, ou seja, o conversor rebaixador *Buck* e seus componentes complementares como conectores, fonte auxiliar e *gate-driver*.

A segunda placa desenvolvida foi a do circuito referente à fonte de alimentação auxiliar, isto é, o conversor *Flyback* com suas múltiplas saídas. Ela servirá como um *shield* para o microcontrolador *Arduino* e possui como componentes um transformador, um circuito integrado (SG 3525), três reguladores de tensão (LM7815, LM7915 e LM7812), conectores, diodos, resistores e capacitores.

Por fim, foi elaborada a placa do circuito de instrumentação que também servirá como um *shield* para o microcontrolador. Ela é composta por dois circuitos integrados (TL084), um regulador de tensão (LM7805) e componentes complementares como conectores, diodos, resistores e capacitores.

Assim, as Figura 3.5, Figura 3.6 e Figura 3.7 apresentam os *layouts* no *software* e as configurações finais após serem fresadas e montadas das placas de potência (*Buck*), da fonte auxiliar (*Flyback*) e de instrumentação, respectivamente.

O conversor completo é apresentado na Figura 3.8. A placa de instrumentação é conectada à placa de potência por meio de um cabo *flat*.

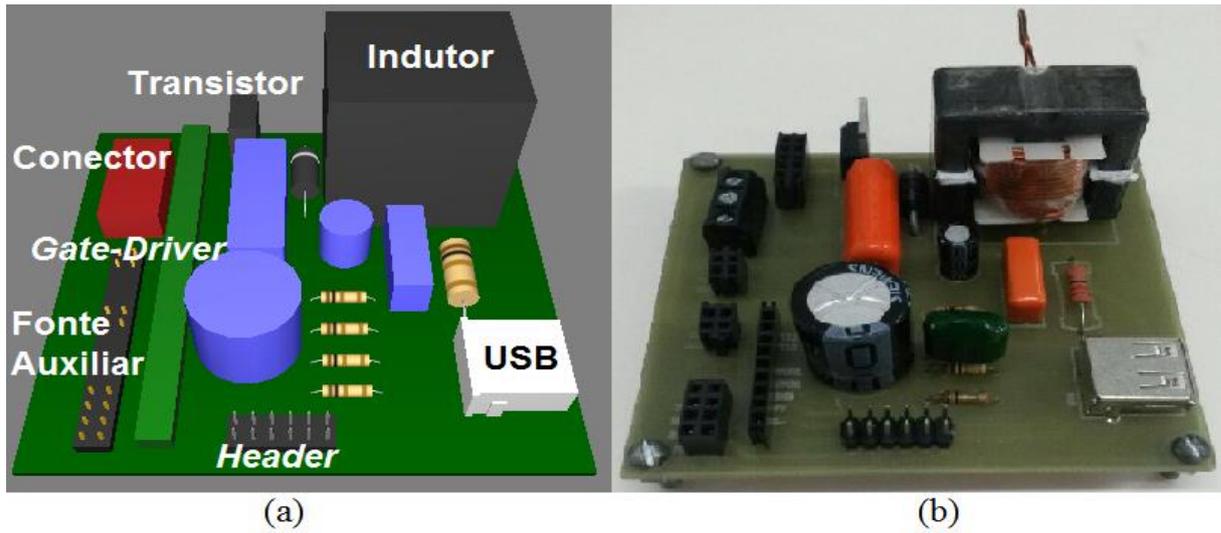


Figura 3.5 – (a) *Layout* (b) Placa de potência concluída.

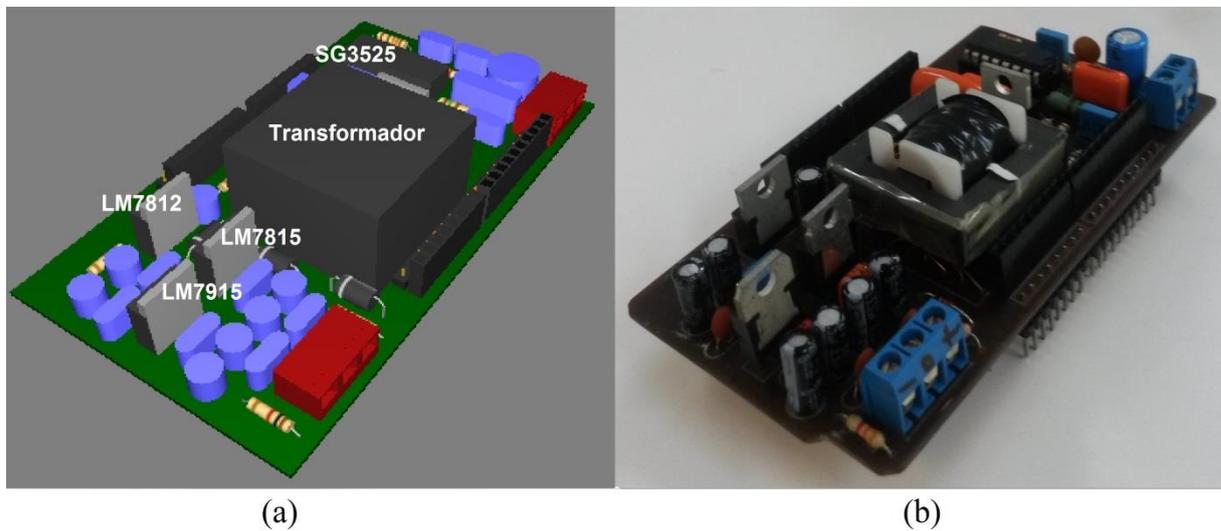


Figura 3.6 – (a) *Layout* (b) Placa da fonte auxiliar concluída.

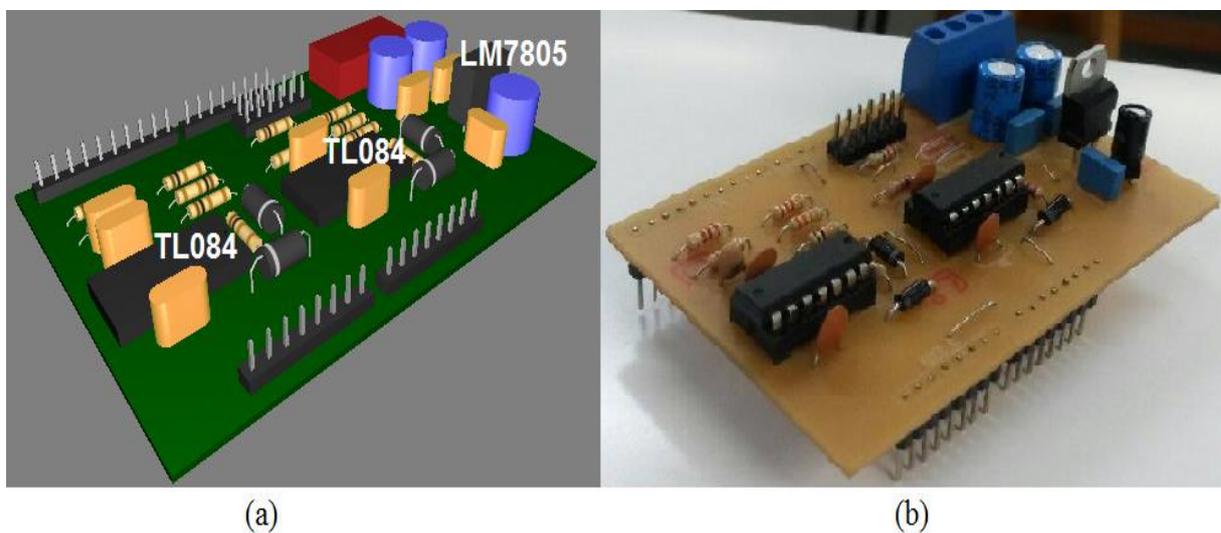


Figura 3.7 – (a) *Layout* (b) Placa de instrumentação concluída.

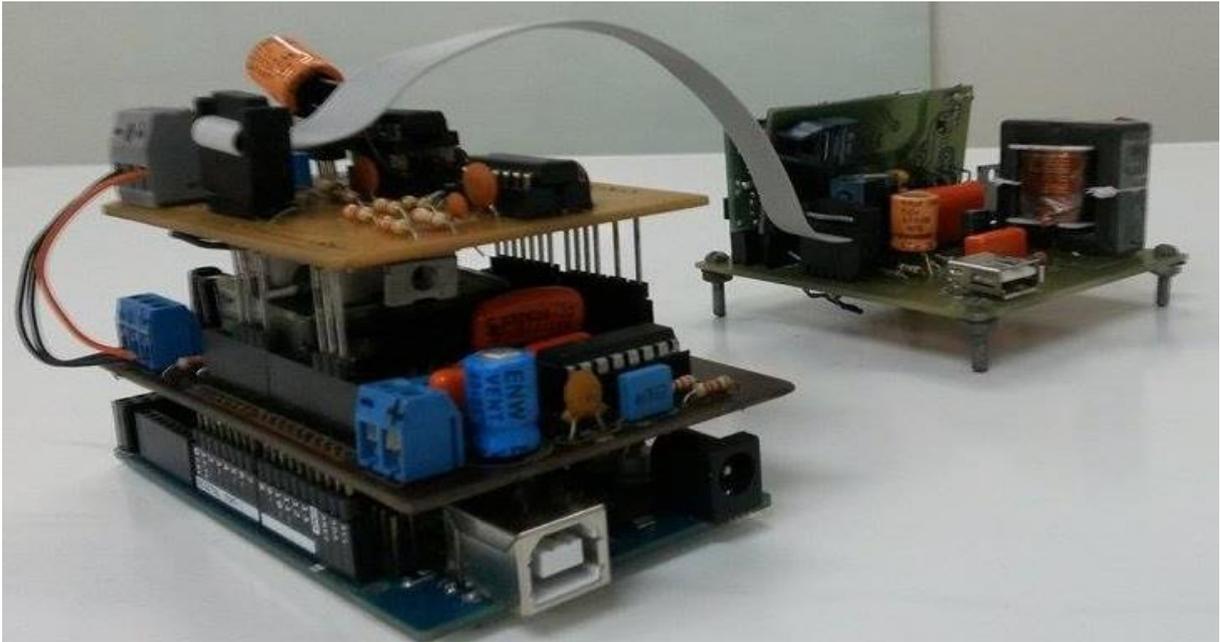


Figura 3.8 - Conversor completo.

3.3 Operação em regime permanente com carga mínima

A simulação e o teste experimental do conversor com controle digital operando em regime permanente com carga mínima são apresentados na Figura 3.9 e na Figura 3.10. Salienta-se, novamente, que o sinal de corrente possui uma ondulação no valor de 20%, conforme projeto. Já o sinal de tensão possui um *ripple* de 1% também de acordo com o projeto. Outra observação é que devido à malha de corrente ser a malha interna de controle, visto na Figura 2.18, ela acaba sendo mais rápida que a malha de controle da tensão. Nesta simulação foi determinada a tensão de referência equivalente a 5 V, com um saturador de corrente para proteção de valor máximo em 3 A (limites de 0 a 3 A).

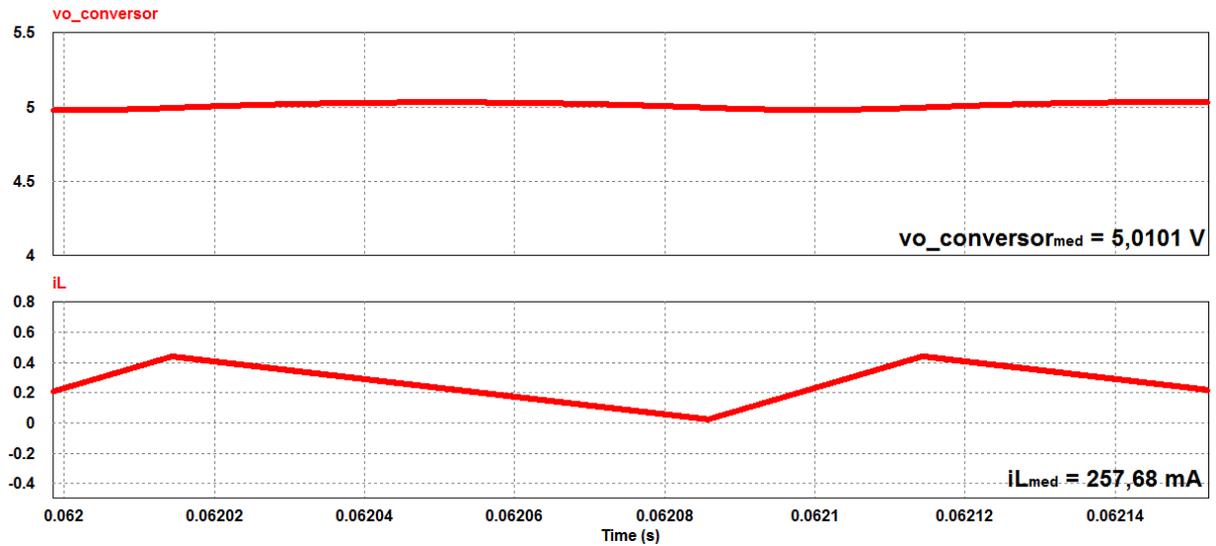


Figura 3.9 - Simulação regime permanente com carga mínima.

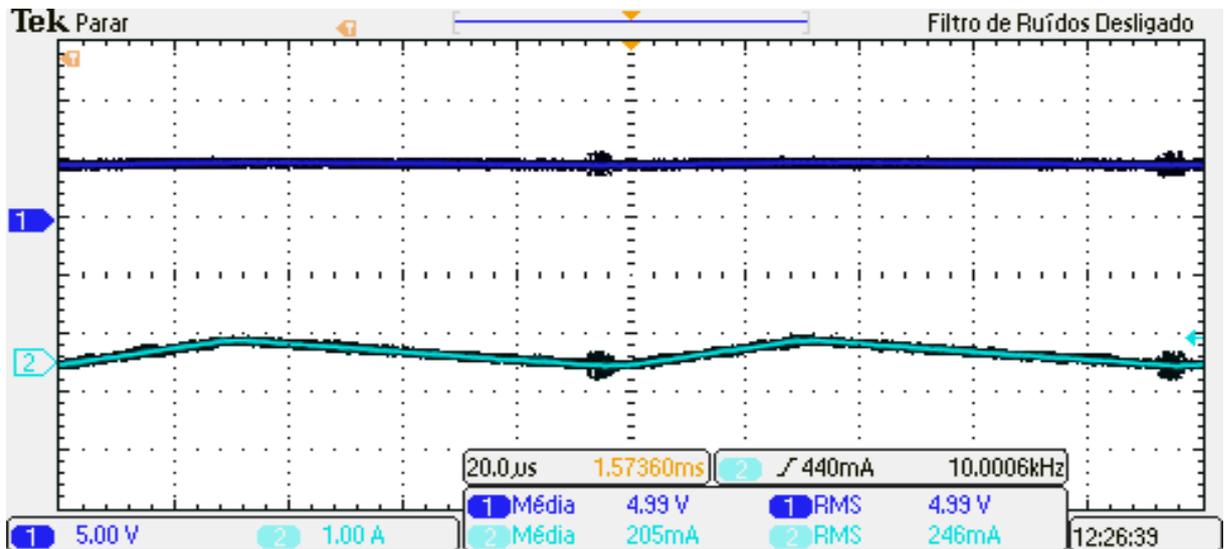


Figura 3.10 - Teste experimental regime permanente com mínima.

Percebe-se tanto pela simulação, quanto pela prática apresentadas acima, que o controle está funcionando corretamente, ou seja, as variáveis estão seguindo a referência. Há uma pequena variação para mais na tensão, devido ao instante em que é realizada a amostragem pelo conversor A/D.

3.4 Operação em regime permanente com plena carga

Já a simulação e o teste experimental do conversor com controle digital operando em regime permanente com plena carga são apresentados na Figura 3.11 e na Figura 3.12.

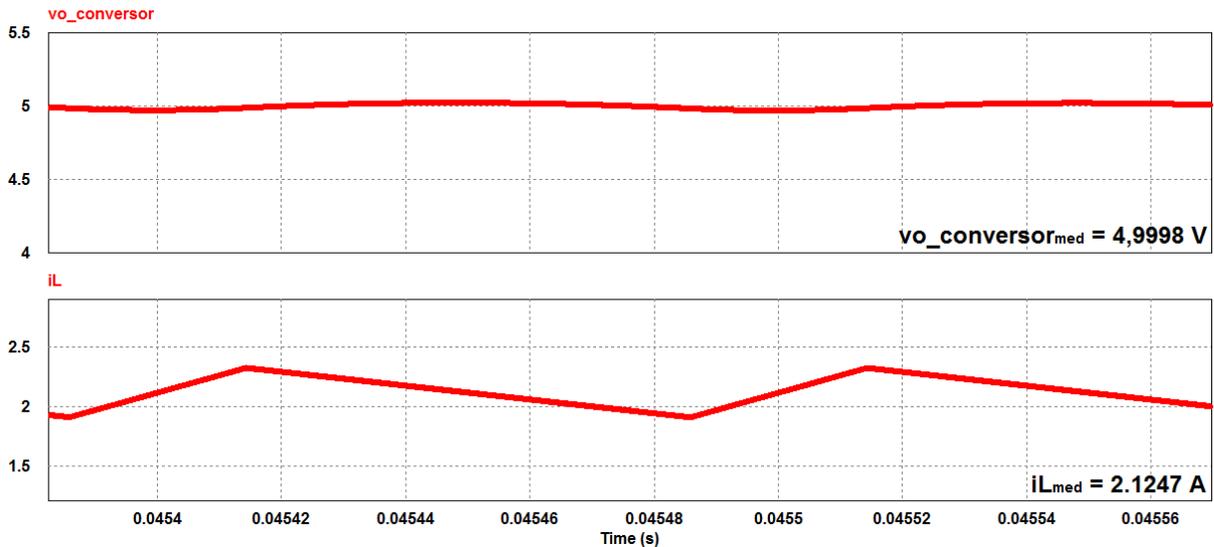


Figura 3.11 - Simulação regime permanente com plena carga.

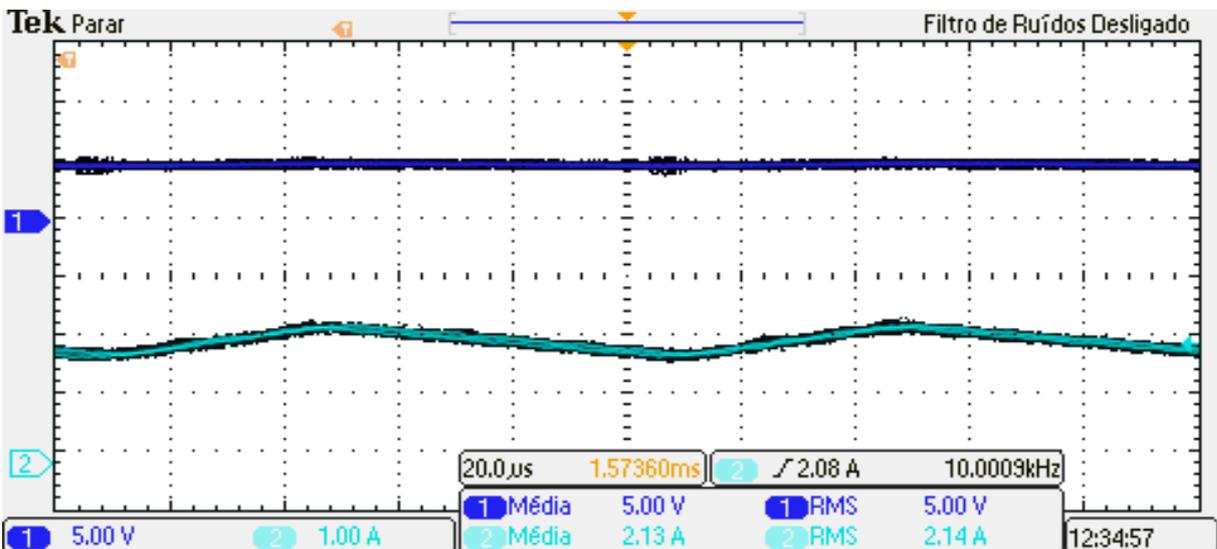


Figura 3.12 - Teste experimental regime permanente com plena carga.

Os resultados obtidos nessa operação, de maneira análoga a operação anterior, são muito satisfatórios. Ressalta-se que todo o projeto de controle foi baseado nesse tipo de operação. Assim, conforme esperado, o sistema possui o melhor desempenho na prática com plena carga.

3.5 Desempenho dinâmico do sistema

Além dos testes em regime permanente, também foi simulado e testado experimentalmente o desempenho dinâmico do controle digital, isto é, quando se altera a carga de saída de valor mínimo para seu máximo valor. A Figura 3.13 e Figura 3.14

demonstram a simulação e o teste experimental da reação do sistema ao ser aplicada uma perturbação na saída, respectivamente.

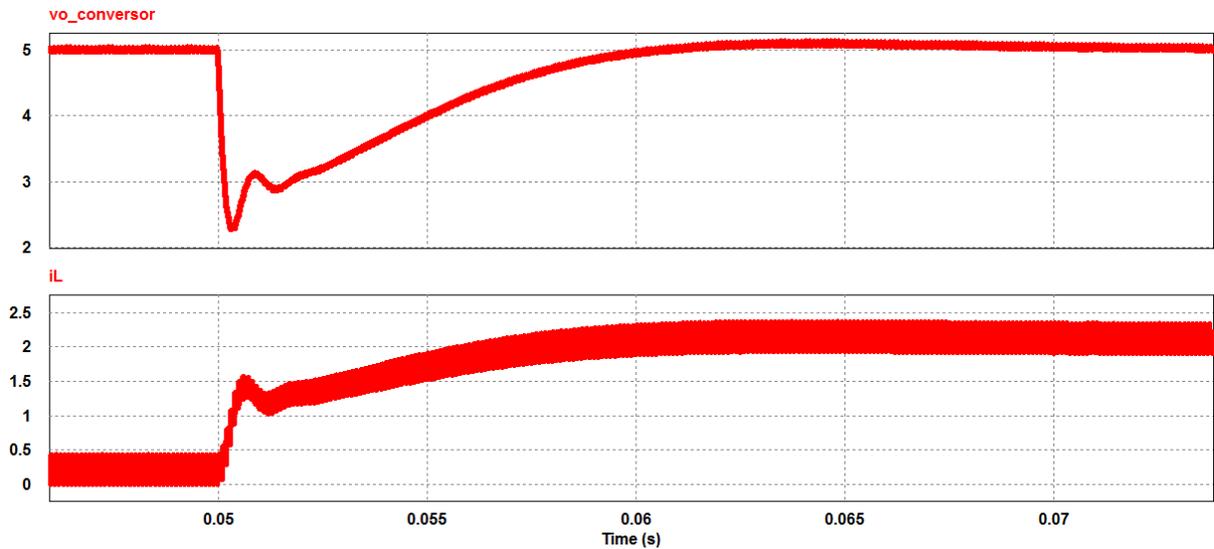


Figura 3.13 – Simulação do desempenho dinâmico do sistema.

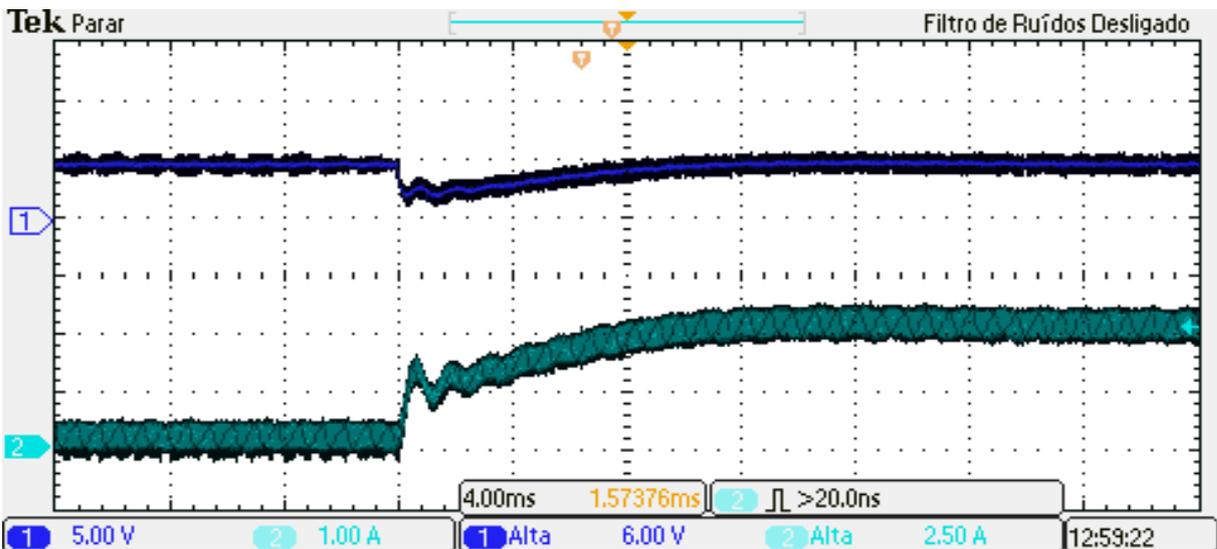


Figura 3.14 - Teste experimental do desempenho dinâmico do sistema.

O controle reage conforme se espera, ou seja, mesmo após uma perturbação, as variáveis seguem a referência. Outra observação é que, devido à malha de corrente ser a malha interna de controle, ela é projetada para ser mais rápida que a malha de controle da tensão.

3.6 Operação do sistema de proteção à carga

Por fim, simulou-se e analisou-se na prática, o pior dos casos para o controle digital, um curto-circuito na saída do sistema. A Figura 3.15 demonstra a simulação da proteção feita ao fechar um curto-circuito em 40 ms e abri-lo para o restabelecimento do comportamento nominal do sistema em 60 ms. A tensão de saída caiu a aproximadamente 0 V e a corrente foi limitada em 2,5 A durante esse intervalo. Já a Figura 3.16 apresenta o resultado experimental do sistema de proteção à carga, porém num período maior.

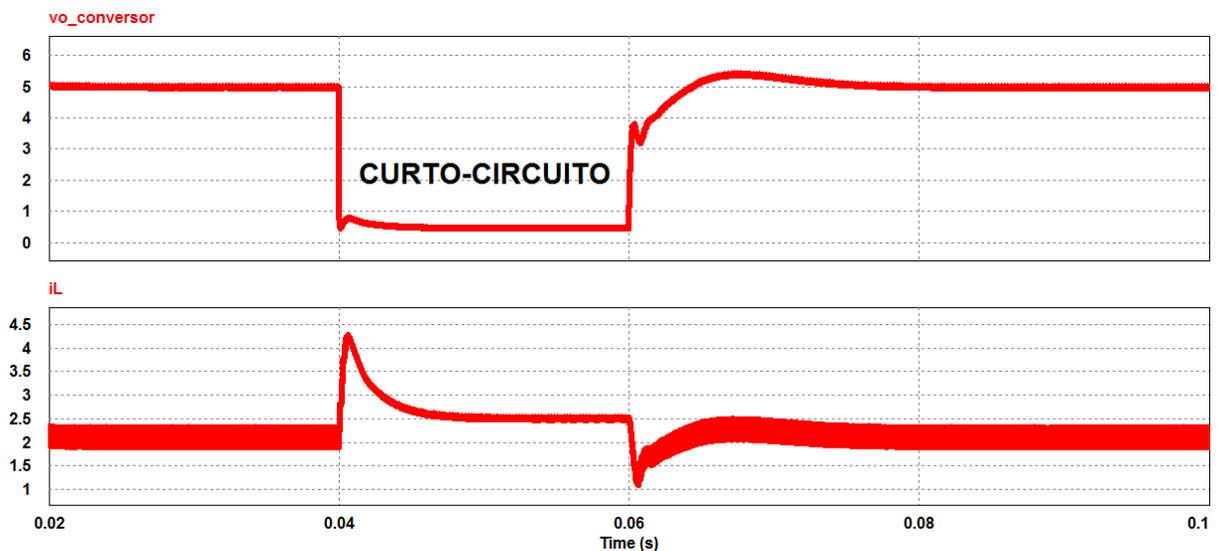


Figura 3.15 – Simulação do sistema de proteção à carga.

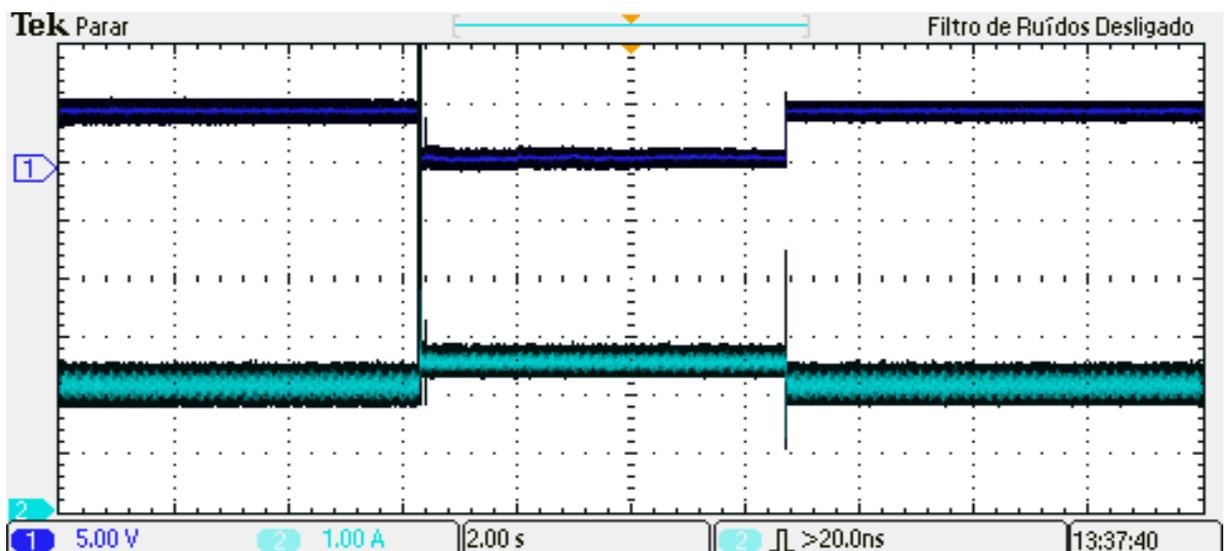


Figura 3.16 - Teste experimental do sistema de proteção à carga.

De acordo com esperado, o controle digital está atuando de maneira correta ao saturar o sinal de referência da corrente em 2,5 A (valor determinado pelo projetista). Além disso, seu comportamento está respondendo muito bem ao caso mais crítico de operação (sob falta).

Vale ressaltar que para a operação em questão foi projetada uma técnica de ação anti-*windup* devido ao atuador apresentar saturação de amplitude, o que provoca acumulação de erro no integrador. Essa ação anti-*windup* interrompe a integração nos instantes em que o atuador encontra-se saturado.

3.7 Rendimento do conversor

Primeiramente, a Figura 3.17 apresenta as formas de onda do PWM gerado e a corrente no indutor com o auxílio de um osciloscópio, respectivamente. Conforme o esperado, a corrente no indutor cresce quando o transistor é ligado. Quando este é desligado o indutor passa a se desmagnetizar e, por consequência, a corrente decai.

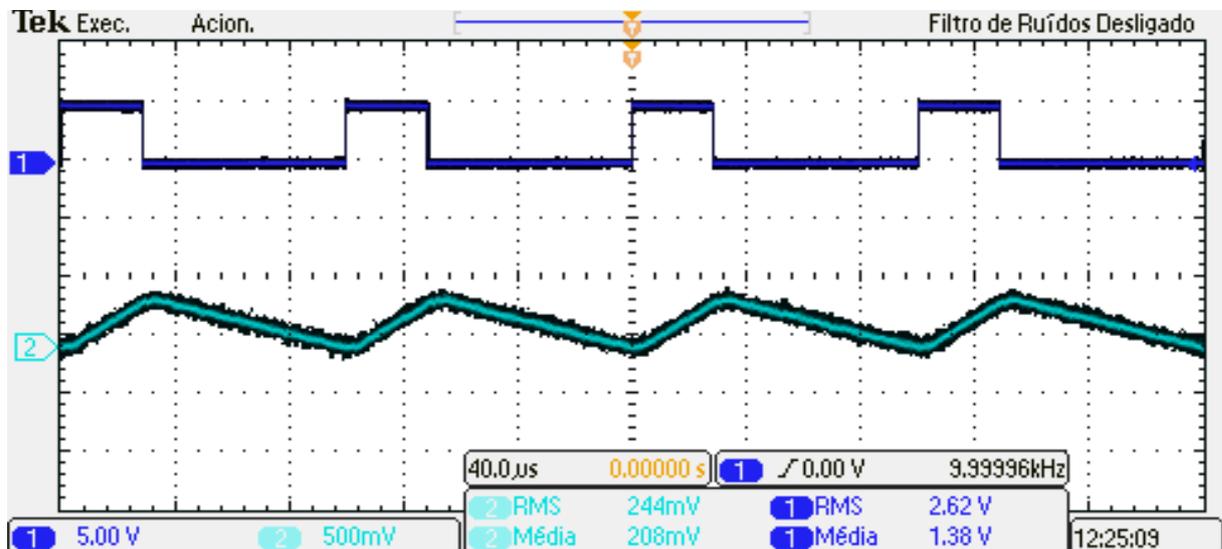


Figura 3.17 - PWM e corrente no indutor, respectivamente.

Vale ressaltar que foi analisado o comportamento do conversor em malha fechada e com plena carga. A partir disso, o cálculo seu rendimento se dá por meio da relação da potência de saída pela potência de entrada.

As Figura 3.18 e Figura 3.19 apresentam as formas de ondas das tensões e correntes de entrada e saída, respectivamente. Entretanto, os valores corretos de tensão e corrente para o cálculo do rendimento foram obtidos com o auxílio de um multímetro.

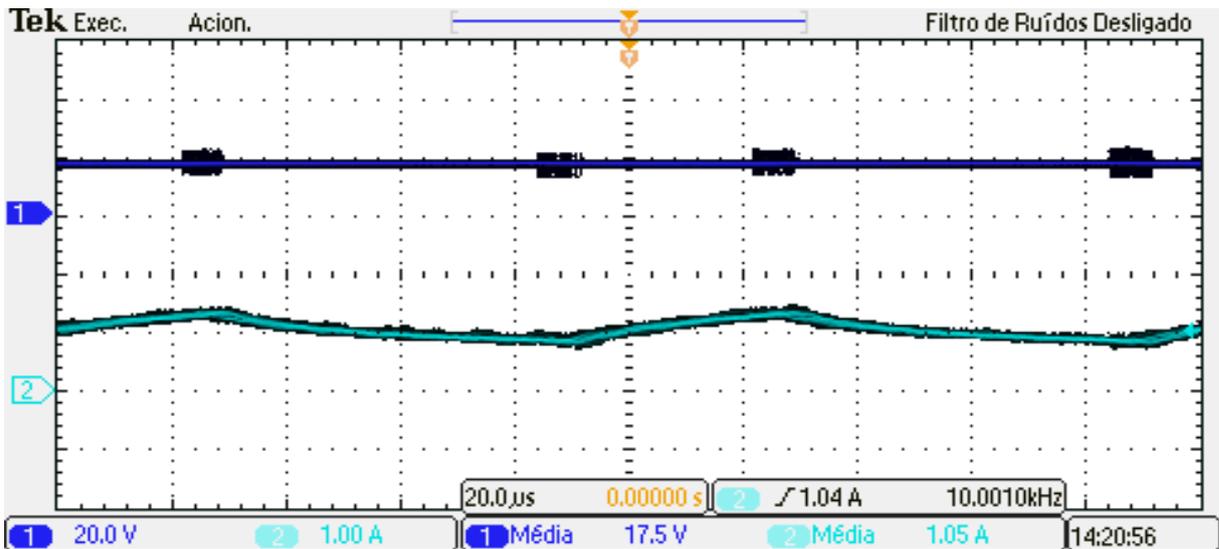


Figura 3.18 - Tensão e corrente de entrada, respectivamente.

A potência de entrada, representada pelas formas de onda da imagem acima, de acordo com os valores de tensão e corrente obtidos pelo multímetro é apresentada na Equação (3.1).

$$P_{in} = V_{in} * I_{in} = 17,555 * 0,667 = 11,709 W \quad (3.1)$$

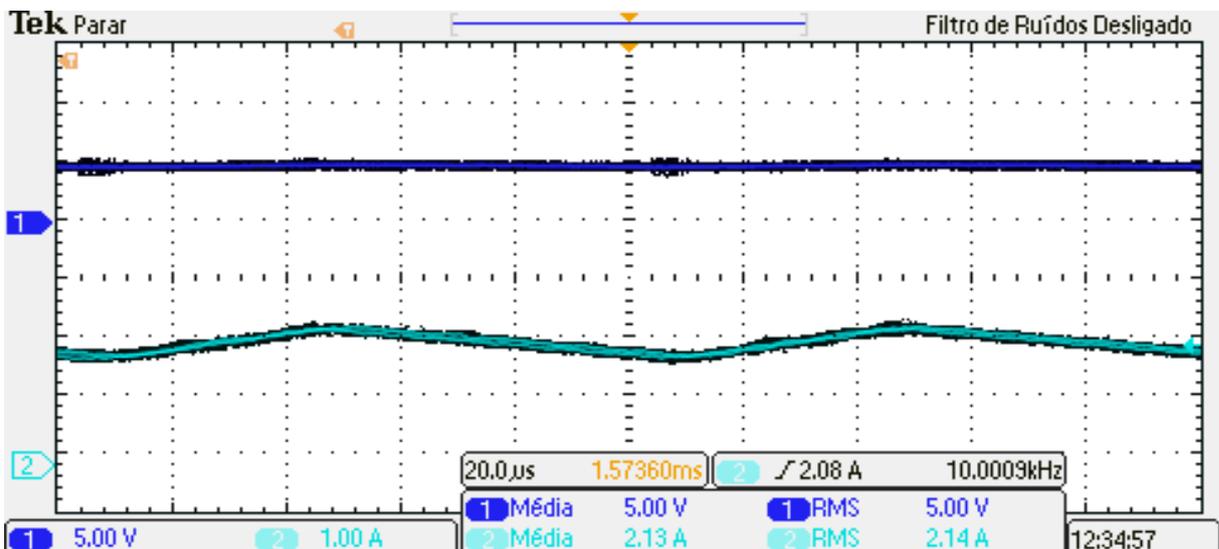


Figura 3.19 - Tensão e corrente de saída, respectivamente.

Já a potência de saída de acordo com os valores de tensão e corrente obtidos é apresentada na Equação (3.2) e representada pelas formas de onda da Figura 3.19.

$$P_o = V_o * I_o = 5,04 * 2,121 = 10,689 \text{ W} \quad (3.2)$$

Por fim, o rendimento do conversor *Buck* utilizado é dado pela Equação (3.3).

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{10,689}{11,709} = 91,288 \% \quad (3.3)$$

De acordo com a revisão bibliográfica, a capacidade de conversão de energia de um painel é de aproximadamente 30%. Assim, o valor do rendimento do conversor é muito satisfatório devido ao fato de ser inadmissível um número significativo de perdas, ou seja, de energia dissipada durante seu processo de atuação.

A seguir são apresentadas as eficiências do conversor para diversos valores de tensão e corrente tanto com carga mínima quanto com plena carga. A Tabela 9 apresenta os rendimentos do conversor com carga mínima para três valores distintos de tensão de entrada. De maneira análoga, a Tabela 10 mostra os rendimentos do conversor com carga máxima.

Tabela 9 - Rendimento conversor com carga mínima.

CARGA MÍNIMA				
Estágio	Tensão	Corrente	Potência	Rendimento
Entrada	$V_{in1} = 10,88 \text{ V}$	$I_{in1} = 115 \text{ mA}$	$P_{in1} = 1,2512 \text{ W}$	$\eta_1 = 94,349 \%$
	$V_{in2} = 17,445 \text{ V}$	$I_{in2} = 74 \text{ mA}$	$P_{in2} = 1,2909 \text{ W}$	
	$V_{in3} = 21,065 \text{ V}$	$I_{in3} = 60 \text{ mA}$	$P_{in3} = 1,2639 \text{ W}$	$\eta_2 = 90,967 \%$
Saída	$V_{o1} = 5,045 \text{ V}$	$I_{o1} = 234 \text{ mA}$	$P_{o1} = 1,1805 \text{ W}$	$\eta_3 = 92,91 \%$
	$V_{o2} = 5,04 \text{ V}$	$I_{o2} = 233 \text{ mA}$	$P_{o2} = 1,1743 \text{ W}$	
	$V_{o3} = 5,04 \text{ V}$	$I_{o3} = 233 \text{ mA}$	$P_{o3} = 1,1743 \text{ W}$	

Tabela 10 - Rendimento do conversor com carga máxima.

CARGA MÁXIMA				
Estágio	Tensão	Corrente	Potência	Rendimento
Entrada	$V_{in1} = 11,26 \text{ V}$	$I_{in1} = 1,067 \text{ A}$	$P_{in1} = 12,014 \text{ W}$	$\eta_1 = 89,237 \%$
	$V_{in2} = 17,555 \text{ V}$	$I_{in2} = 667 \text{ mA}$	$P_{in2} = 11,709 \text{ W}$	
	$V_{in3} = 20,993 \text{ V}$	$I_{in3} = 553 \text{ mA}$	$P_{in3} = 11,609 \text{ W}$	$\eta_2 = 91,288 \%$
Saída	$V_{o1} = 5,05 \text{ V}$	$I_{o1} = 2,123 \text{ A}$	$P_{o1} = 10,721 \text{ W}$	$\eta_3 = 92,032 \%$
	$V_{o2} = 5,04 \text{ V}$	$I_{o2} = 2,121 \text{ A}$	$P_{o2} = 10,689 \text{ W}$	
	$V_{o3} = 5,04 \text{ V}$	$I_{o3} = 2,12 \text{ A}$	$P_{o3} = 10,684 \text{ W}$	

3.8 Apresentação do protótipo

O protótipo da fonte regulada de tensão é apresentado na Figura 3.20. Nela destaca-se um emulador do painel utilizado para o projeto da fonte, bem como todas as placas de circuito impresso desenvolvidas e conectadas a fim de manter o valor de tensão de saída em 5 V.



Figura 3.20 - Protótipo final.

CONCLUSÃO

Este trabalho abordou a análise e o projeto para implementação de uma fonte de tensão regulada com o intuito de alimentar equipamentos eletrônicos a partir de fontes de geração fotovoltaicas. Nestas condições de aplicação, o conversor rebaixador de tensão *Buck* foi utilizado e teve seu funcionamento analisado ao longo do desenvolvimento deste relatório, considerando sua operação no modo de condução contínua.

Foram projetados dois tipos de controladores distintos para o conversor rebaixador: o modo regulador de corrente, o qual serve como proteção limitando a corrente máxima do sistema; e o modo regulador de tensão, que é o objetivo do projeto fixando o valor da tensão de saída em 5 V. Ambos os controladores foram projetados considerando valores de referência para as margens de ganho e de fase do sistema compensado.

A parte final do trabalho ficou a cargo da implementação do mesmo, na qual foi possível observar por meio de simulações computacionais e da bancada experimental os modos de controle do conversor funcionando adequadamente conforme o projeto teórico. O projeto também foi enviado para publicação na JAI 2015.

Como possível trabalho futuro apresenta-se a continuação e aperfeiçoamento do projeto em análise. Adicionar a programação do algoritmo do rastreamento do ponto de máxima potência e um sistema de armazenamento de energia com um regulador de carga são algumas das opções a fim de otimizar o trabalho atual.

O projeto foi desenvolvido de acordo com o seguinte plano de trabalho:

- *Fase 1 – Revisão bibliográfica:* realização da revisão bibliográfica relativa ao tema de pesquisa (painel solar fotovoltaico, conversor rebaixador de tensão, técnicas de controle, entre outros), buscando-se um nivelamento teórico e a identificação do estado da técnica. Serão englobados artigos, teses e dissertações, normas e manuais de equipamentos comerciais;
- *Fase 2 – Projeto do circuito de potência:* com base nas especificações de projeto, realiza-se nesta fase o dimensionamento das chaves semicondutoras (transistor e diodo), indutor e capacitor de filtro, circuitos de acionamento e fontes de tensão auxiliares;

- *Fase 3 – Projeto do circuito de controle:* a partir do modelo CA de pequenos sinais do conversor, projeta-se o compensador a ser empregado (primeiramente em “tempo contínuo” e, finalmente, em “tempo discreto” visando à implementação em um processador digital);
- *Fase 4 – Simulação computacional:* nesta fase, a análise teórica dos circuitos eletrônicos deverá ser validada através de ferramentas computacionais de simulação (SPICE);
- *Fase 5 – Projeto e implementação da placa de circuito impresso:* nessa fase, o *layout* da placa de circuito impresso deverá ser elaborado em um *software* CAD. Então, a mesma deverá ser fresada;
- *Fase 6 – Implementação do conversor completo:* todos os módulos componentes do conversor (semicondutores e componentes passivos) deverão ser montados sobre a placa de circuito impresso;
- *Fase 7 – Obtenção de resultados experimentais:* por resultados experimentais, entende-se tanto a validação do *hardware* do conversor (níveis de corrente e tensão sobre os componentes) quanto a validação do circuito de controle (degrau de referência, por exemplo);
- *Fase 8 – Redação do relatório final:* toda a pesquisa (revisão bibliográfica e projeto) e implementação realizadas deverão ser documentadas e compiladas em um relatório final;
- *Fase 9 – Publicações:* durante o desenvolvimento da pesquisa, os resultados teóricos e experimentais obtidos serão compilados e submetidos a congressos nacionais e/ou internacionais.

Etapa ¹ \ Meses	Agosto	Setembro	Outubro	Novembro	Dezembro
Fase 1	■	■			
Fase 2		■			
Fase 3		■			
Fase 4		■	■		
Fase 5		■	■		
Fase 6			■	■	
Fase 7				■	
Fase 8	■	■	■	■	■
Fase 9					■

¹ As “etapas” do projeto foram previamente descritas.

APÊNDICE A

O código empregado na simulação do Sistema de controle no *software* PSIM[®], em linguagem C, é apresentado a seguir.

```

g_nStepCount++;

//-----//
// Define referência //
//-----//

voref = 5;

//if (t>40e-3) {voref =5;} // Degrau de referência

voref = voref*1023/25; // Q "AD"

//-----//
// Const. compensadores //
//-----//

av = 447.8520e-003 * 32; // Q5
bv = -298.5680e-003 * 32; // Q5

ai = 354.6555e-003 * 64; // Q6
bi = -340.1045e-003 * 64; // Q6

//-----//
// Triangular //
//-----//

cont_max = 800; // É função de fs e do passo de simulação:
cont_max = (Ts/2)/passo

// Gera triangular
cont = cont+step;

// Muda sentido da triangular
if (cont == cont_max) { step = -1; }

//-----//
// Interrupção: Controle //
//-----//

if (cont == 0) { // Vale da triangular
    step = 1;

    uik0_aux = uik0 >> 6; // Atualização da ação de controle

//-----//
// Malha de tensão //
//-----//

    vo = in[1]; // Leitura de vo em Q"AD"

    evk1 = evk0;
    evk0 = voref - vo;

```

```

uvk1 = uvk0;

    aux1 = av*evk0;           // Q5 * Q"AD"
    aux2 = bv*evk1;

// Anti wind-up
if(uvk0_aux>iLref){
    uvk0=uvk1;
}
else{
    uvk0 = uvk1 + aux1 + aux2; // Q5 * Q"AD"
}

uvk0_aux = uvk0 >> 5;
    iLref = uvk0_aux;

// Proteção contra sobrecorrente
    if((iLref >= 2.5 * 1023/3)&(evk0>0)) {
        iLref = 2.5 * 1023/3;
    }

//-----//
// Malha de corrente //
//-----//

    iL = in[0];           // Leitura de iL em Q"AD"

    eik1 = eik0;
    eik0 = iLref - iL;

    uik1 = uik0;

    aux1 = ai*eik0;       // Q6 * Q"AD"
    aux2 = bi*eik1;

    uik0 = uik1 + aux1 + aux2; // Q6 * Q"AD"      Q"AD"
}

//-----//
// Modulação PWM //
//-----//

if (uik0_aux >= cont) { PWM = 1; }
else { PWM = 0; }

//-----//
// Saídas //
//-----//

out[0] = PWM;
out[1] = iLref;
out[2] = evk0;
out[3] = uvk0;
out[4] = eik0;
out[5] = uik0;
out[6] = uvk0_aux;
out[7] = voref;

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ERICKSON, R. W. “*Fundamentals of Power Electronics*”, 2º Edição, 1999.
- [2] IEA, “*Management of Storage Batteries used in Stand-Alone Photovoltaic Power Systems-Report_IEA_PVPS_T3-10:2002*,” International Energy Agency (IEA) 2002.
- [3] GUIMARÃES, A. P. C., RIBEIRO, C. M., BASTOS, L. E. G, VALENTE, L. C. G., SILVA, P. C., e OLIVEIRA, R. X. “*Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*,” CEPEL - CRESESB, Rio de Janeiro 2004.
- [4] IMHOFF, J. “*Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos*,” 2007. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Maria.
- [5] CÂNDIDO, D.B. “*Controle Supervisório Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Autônomos com Topologia Multi String*,” 2010. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Maria.
- [6] OLIVEIRA, L. G. M. “*Estratégias de Controle de Carga e Descarga em Sistemas Fotovoltaicos Domiciliares*,” in Programa Interunidades de Pós-Graduação em Energia. São Paulo: Universidade de São Paulo, 2005.
- [7] RÜTHER, R. “*Edifícios solares fotovoltaicos*, Florianópolis,” Brasil: 2008.
- [8] PINHEIRO, H. “*Fundamentos de Eletrônica de Potência*,” Material de aula DPPE-CT-Universidade Federal de Santa Maria, 2014.
- [9] European Photovoltaic Industry Association (EPIA), “*Solar Generation V*”, 2008.
- [10] OLIVEIRA, K. C., CAVALCANTI, M. C., AZEVEDO, G. M. S., e NEVES, F. A. S. “*Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems*”, in VII INDUSCON, 2006.
- [11] CRESESB, “*Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*”, Rio de Janeiro: 1999.
- [12] TAN, C. W., GREEN,T., e ARAMBURO, C. H. “*Analysis of perturb and observe maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications*,” Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International, 2008.
- [13] HSIAO, Y.T. e CHEN, C.H. “*Maximum Power Tracking for Photovoltaic Power System*,” in Industry Applications Conference, vol. 2, 2002.
- [14] BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Florianópolis: Edição do autor, 2001.